

**І.М. Голодний, Ю.М. Лавріненко,
В.В. Козирський, Л.С. Червінський,
Д.А. Абдураманов, А.В. Торопов, О.В. Санченко**

РЕГУЛЬОВАНИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД

За редакцією кандидата технічних наук
Голодного Івана Михайловича

Рекомендовано Вченою радою Національного університету біоресурсів і природокористування України як підручник для підготовки фахівців у вищих навчальних закладах II-IV рівнів акредитації для енергетичних спеціальностей

Київ 2015

УДК 621.3.067

ББК 40.76я73

Р 31

*Рекомендовано Вченою радою
Національного університету біоресурсів і природокористування України
(Протокол № 4 від 30.10.2015 р.)*

Рецензенти:

д-р техн. наук, проф. **М.Л. Лисиченко** (Харківський національний технічний університет); д-р техн. наук, проф. **В.В. Василенко** (Національний університет біоресурсів і природокористування України); д-р техн. наук, проф. **Л.І. Мазуренко** (Інститут електродинаміки Національної академії наук України)

Р 31 Регульований електропривод: Підручник / І.М. Голодний, Ю.М. Лавріненко, В.В. Козирський, Л.С. Червінський, Д.А. Абдураманов, А.В. Торопов, О.В. Санченко; За ред. І.М. Голодного. – К.: ТОВ "ЦП "Компринт", 2015. – 509 с.: іл.

ISBN 978-966-929-068-7

Викладені основи автоматичного управління в підпорядкованих системах керування електроприводами. Розглянуті характеристики силових електронних перетворювачів в системах керування електромеханічними системами з двигунами постійного та змінного струму. Приведені основи побудови регульованого електропривода з прикладами його компоновки на основі сучасної елементної бази.

Для викладачів і студентів енергетичних спеціальностей вищих навчальних закладів II-IV рівнів акредитації. Книга також буде корисна спеціалістам-виробничникам.

УДК 621.3.067

ББК 40.76я73

ISBN 978-966-929-068-7

© І.М. Голодний,
Ю.М. Лавріненко,
В.В. Козирський та ін.,
2015

ЗМІСТ

Передмова	7
Вступ	9
В1. Загальні положення	9
В2. Мета і завдання вивчення дисципліни	11
В3. Коротка історія розвитку регульованого електропривода	11
В4. Сучасний стан та перспективи розвитку регульованого електропривода	12
В5. Комп'ютерне моделювання – основа успіху у вивченні складних перехідних процесів регульованого електропривода ...	14
<i>Питання для самоконтролю</i>	15
1. Основні положення регульованого електропривода	17
1.1. Загальні принципи регульованого електропривода	17
1.2. Показники регулювання координат електропривода	20
1.2.1. Показники статичних режимів	21
1.2.2. Основні показники динамічних режимів	29
1.2.3. Додаткові показники регульованого електропривода ...	31
<i>Питання для самоконтролю</i>	31
2. Основи автоматичного керування електроприводом	32
2.1. Структура регульованого електропривода	32
2.2. Регулятори в системах електроприводів	39
2.3. Послідовність вибору регуляторів в підпорядкованих системах автоматичного керування електроприводами	45
2.4. Датчики в системах регульованого електропривода	55
2.4.1. Датчики струму	57
2.4.2. Датчики напруги	66
2.4.3. Датчики ЕРС	69
2.4.4. Енкодери	71
2.4.5. Датчики швидкості	79
2.4.6. Датчики положення	85
2.4.7. Задавальні елементи	92
<i>Питання для самоконтролю</i>	95
3. Силкові напівпровідникові перетворювачі в системах електропривода	97
3.1. Елементна база електронних систем керування електроприводом	97
3.1.1. Діоди	99
3.1.2. Тиристори	103
3.1.2.1. Тиристори з природною комутацією	103

3.1.2.2. Повністю керовані GTO-тиристори	111
3.1.3. Транзистори	114
3.1.3.1. Біполярні транзистори	114
3.1.3.2. Польові MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) транзистори	123
3.1.3.3. Біполярні транзистори з ізольованим затвором IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)	127
3.1.3.4. Область безпечної роботи транзистора	131
3.1.3.5. Захист транзисторів від пробоя	135
3.2. Випрямлячі та інвертори з комутацією від мережі	137
3.2.1. Однофазні керовані випрямлячі	139
3.2.1.1. Однофазний випрямляч із середньою точкою ...	139
3.2.1.2. Однофазний мостовий випрямляч	154
3.2.2. Трифазні керовані випрямлячі	162
3.2.2.1. Трифазний випрямляч із середньою точкою	162
3.2.2.2. Трифазні мостові випрямлячі	170
3.2.3. Інвертори	181
3.2.4. Енергетичні характеристики керованих випрямлячів ...	188
3.3. Імпульсні перетворювачі напруги	189
3.3.1. Одноплечові широтно-імпульсні перетворювачі (ШПП)	190
3.3.2. Мостові широтно-імпульсні перетворювачі	202
3.3.3. Енергетичні характеристики ШПП	210
3.4. Автономні інвертори	212
3.4.1. Однофазні автономні інвертори	213
3.4.2. Трифазні автономні інвертори	217
3.4.3. Гармонічний склад вихідної напруги трифазного інвертора	234
3.4.4. Основні характеристики інверторів	236
<i>Питання для самоконтролю</i>	236
4. Регульований електропривод постійного струму	239
4.1. Математичний опис електродвигунів постійного струму	239
4.1.1. Двигуни постійного струму незалежного збудження ...	239
4.1.2. Двигуни постійного струму послідовного збудження ..	246
4.1.3. Двигуни постійного струму змішаного збудження	253
4.2. Регульована система керований перетворювач – двигун	260
4.2.1. Система генератор – двигун (Г–Д)	260
4.2.2. Система тиристорний перетворювач напруги (керований випрямляч) – двигун (ТПН–Д)	270
4.3. Автоматичне регулювання моменту (струму) в системі ТПН–Д	278
4.4. Автоматичне регулювання швидкості в системі ТПН–Д	290

4.4.1. Налаштування регулятора швидкості на технічний оптимум	298
4.4.2. Налаштування регулятора швидкості на симетричний оптимум	300
4.5. Побудова тиристорного регульованого електропривода постійного струму на базі обладнання фірми Lenze	311
4.5.1. Загальні положення	311
4.5.2. Привод постійного струму Lenze 530	312
4.5.3. Привод постійного струму фірми Lenze серії 470 та 480	320
4.5.4. Привод постійного струму фірми Lenze серії 4800/4900	326
4.5.5. Вибір елементів електропривода	329
<i>Питання для самоконтролю</i>	333
5. Регульований електропривод змінного струму	335
5.1. Математичний опис узагальненого асинхронного двигуна ...	335
5.2. Перетворення координат просторового вектора	342
5.3. Асинхронний електродвигун з короткозамкненим ротором (АКЗ)	344
5.3.1. Системи рівнянь АКЗ в нерухомій системі координат ..	345
5.3.2. Системи рівнянь АКЗ в обертовій системі координат ..	346
5.4. Математичний опис синхронних машин	347
5.4.1. Математичний опис вентиляльної машини	349
5.4.2. Математичний опис вентиляльної машини в нерухомій системі координат	350
5.4.3. Математичний опис вентиляльної машини в обертовій системі координат	352
5.5. Характеристики крокового двигуна	353
5.6. Регульований асинхронний електропривод	359
5.6.1. Регулювання асинхронного електропривода зміною потужності ковзання	362
5.6.1.1. Регулювання асинхронного електропривода зміною статорної напруги	362
5.6.1.2. Реостатне регулювання асинхронного електропривода	366
5.6.1.3. Пристрої плавного пуску в асинхронному електроприводі	369
5.6.1.4. Асинхронний регульований електропривод у каскадних схемах	402
5.6.2. Регулювання асинхронного електропривода зміною частоти обертання електромагнітного поля статора	410

5.6.2.1. Асинхронний електропривод зі скалярним керуванням	410
5.6.2.2. Векторне керування асинхронним електроприводом	423
5.6.2.3. Пряме керування моментом асинхронного двигуна	431
5.6.3. Вибір перетворювачів частоти	437
<i>Питання для самоконтролю</i>	455
6. Регульовані електроприводи з електромагнітними муфтами	457
6.1. Електромагнітні фрикційні муфти	460
6.2. Електромагнітні порошкові муфти	464
6.3. Електромагнітні муфти ковзання	470
<i>Питання для самоконтролю</i>	475
7. Адаптивне керування електроприводами	476
7.1. Екстремальні системи	478
7.2. Самоналагоджувальні системи зі стабілізацією заданого значення показника якості	485
<i>Питання для самоконтролю</i>	489
Додаток А	490
Додаток Б	497
Бібліографія	505

ПЕРЕДМОВА

Пропонований підручник написано у відповідності з типовою програмою навчальної дисципліни "Регульований електропривод в агропромисловому комплексі" для підготовки фахівців у вищих навчальних закладах II-IV рівня акредитації за напрямом підготовки 6.100101 "Енергетика та електротехнічні системи в агропромисловому комплексі".

Сільським господарством України щорічно споживається до 3,4 млрд. кВт·год. електроенергії, що складає 2,5 % від загального електроспоживання. Зважаючи на те, що на долю електроприводів припадає від 60 до 70 % спожитої електроенергії, підвищення їх енергоефективності на кілька відсотків дозволить досягти значної економії електроенергії в галузі. Одним із шляхів економного використання електроенергії є широке впровадження у виробництво автоматизованих систем з регульованими електроприводами на сучасній елементній базі. Успішно втілити і грамотно експлуатувати регульовані електроприводи в агропромисловому комплексі здатні тільки добре теоретично і практично підготовлені спеціалісти.

В даний час в навчальній літературі відчутна недостача підручників і навчальних посібників з вказаної дисципліни. Існуює навчальна література з окремих розділів. Систематизованого підручника, написаного відповідно з навчальною програмою, немає. Пропонований підручник має на меті усунути вказаний недолік. В ньому наведені основи роботи електронних пристроїв в системах керування електроприводами, властивості і характеристики регульованого електропривода з двигунами постійного і змінного струму. Значну долю в підручнику займають приклади побудови автоматизованого електропривода з використанням сучасного обладнання.

В книзі викладено не тільки теорію і методики розрахунку елементів регульованого електропривода, але і наведено практичні приклади розрахунку.

При підготовці підручника автори керувалися вітчизняними та міжнародними стандартами, такими, як ІЕС 61800-1(1997), ІЕС

61800-2(1998), IEC 61800-3(2004) Identifier Adjustable speed electrical power drive systems.

Підручник написаний викладачами кафедри електропривода та електротехнологій Національного університету біотехнологій та природокористування України, кафедри автоматизації управління електротехнічними комплексами Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут" та співробітниками технічного відділу компанії "СВ Альтера". Передмова, розділи 3, 5, 7 написані І.М. Голодним; розділи 4, 6 – Ю.М. Лавріненом; розділ 1 та п. 3.2.4, 3.4.3 – В.В. Козирським; п. 1.2, 2.1, 7.1 – Л.С. Червінським; п. 4.5.4, 4.5.5, 5.6.3 – Д.А. Абдурамановим; розділ 2 та п. 4.5.2 – А.В. Тороповим; п. 3.2, додатки А, Б – О.В. Санченком.

Автори висловлюють глибоку подяку професору, завідувачу кафедри автоматизованих електромеханічних систем Харківського національного технічного університету сільського господарства Лисиченку М.Л., професору кафедри електричних машин і експлуатації електрообладнання Національного університету біоресурсів і природокористування України Василенку В.В., професору, завідувачу відділу електромеханічних систем Інституту електродинаміки Національної академії наук України Мазуренку Л.І. за велику працю з рецензування підручника та цінні зауваження, які враховано при його доопрацюванні.

Всі зауваження і побажання читачів просимо направляти на адресу видавництва.

ВСТУП

В1. Загальні положення

Електропривод – це електромеханічна система, яка перетворює електричну енергію (EE) в механічну (ME), приводить в рух виконавчі органи робочих машин ($ВОРМ$) і керує цим рухом.

Структурна схема електропривода ($ЕП$) включає в себе (рис. В.1): електродвигунний пристрій ($ЕДП$), перетворювальний пристрій ($ПП$), механічний передавальний пристрій ($МПП$) і керуючий пристрій ($КП$). Електродвигун отримує живлення від джерела електричної енергії ($ДЕЕ$) через перетворювальний пристрій, який перетворює і регулює параметри EE (струм, напругу, частоту).

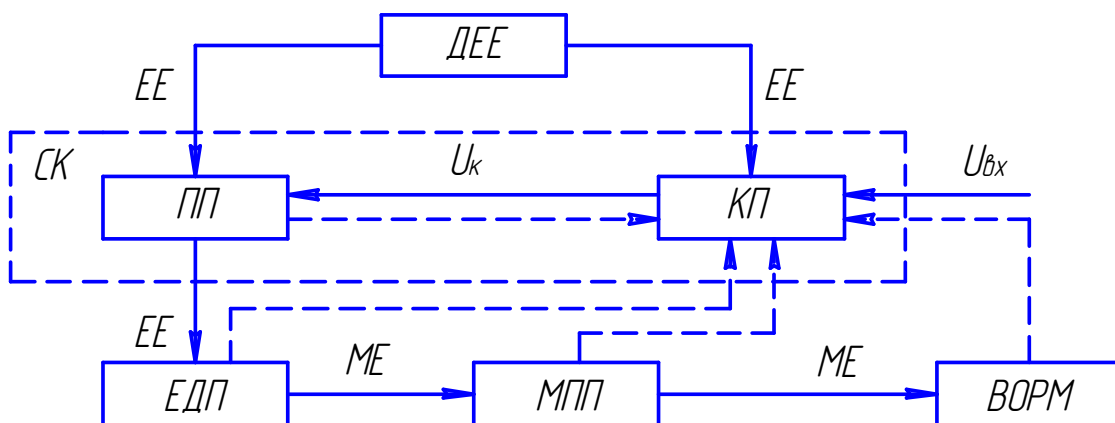


Рис. В. 1. Структурна схема автоматизованого електропривода

Як $ПП$ EE в $ЕП$ використовують: автономні генератори з регулюванням в широких межах напруги на їх затискачах, керовані тиристорні (транзисторні) перетворювачі напруги, автотрансформатори, перетворювачі частоти та ін.

Механічний передавальний пристрій передає механічну енергію від електродвигуна $ЕД$ до $ВОРМ$ та узгоджує вид та швидкість їх руху. В сучасних сільськогосподарських $ЕП$ найбільш поширені клинопасові, зубчасті та ланцюгові передачі, а також різноманітні за своєю конструкцією з'єднувальні муфти. В приводах багатьох машин $МПП$ відсутній.

Керування процесом перетворення EE виконується керуючим пристроєм ($KП$), який виробляє керуючий сигнал U_K в функції вхідного сигналу U_{BX} і різних додаткових електричних сигналів, що містять інформацію про процес перетворення енергії, реальні параметри механічного руху ED і $ВОРМ$ та ін. Перетворювальний та керуючий пристрої утворюють систему керування ($СК$), яка разом з обмотками ED складає електричну частину EP . До $KП$ належать апарати керування, захисту, сигналізації та різні підсилювачі, вимірювальні елементи, блоки порівняння дійсних і заданих значень робочих параметрів тощо.

Електроприводи поділяють на нерегульовані і регульовані. В нерегульованих електроприводах відсутній перетворювальний пристрій. Ознакою регульованого електропривода є наявність перетворювального пристрою.

Функціонально *регульований електропривод* виконує сукупність операцій, необхідних для керування процесами розгону, гальмування і реверсування двигунів, стабілізацію або зміну в заданому напрямку із заданою точністю координат електропривода (швидкості, моменту, положення), а також захист елементів приводу і робочих машин від аварійних режимів роботи.

Якщо основні функції регулювання виконуються без участі оператора, то регулювання називають *автоматичним*, а електропривод – *автоматизованим*.

В залежності від кількості каналів інформації, що використовуються в регульованому електроприводі, розрізняють два види автоматичного регулювання:

- в розімкненій системі;
- в замкненій системі.

За видом сигналу інформації і регулювання системи керування поділяють на неперервні (аналогові) і дискретні (імпульсні, цифрові, релейні).

За видом силового перетворювача регульовані електроприводи поділяють на:

- системи електромашинного регулювання або системи Г-Д (генератор – двигун);
- системи тиристорного регулювання або системи ТПН-Д (тиристорний перетворювач напруги – двигун);

- системи частотного регулювання або ПЧ-АД (перетворювач частоти – асинхронний двигун);
- системи релейно-контакторного регулювання.

В2. Мета і завдання вивчення дисципліни

Метою вивчення дисципліни “Регульований електропривод” є набуття навичок в розробці, проектуванні, дослідженні та налагодженні сучасного регульованого електропривода.

Завдання вивчення дисципліни:

- знати основні положення регульованого електропривода і вміти користуватися ними при визначенні розрахункових параметрів елементів регульованого електропривода;
- вміти вірно вибирати електродвигуни, перетворювальні пристрої, передачі, апарати керування і захисту регульованого електропривода;
- знати енергетику регульованих електроприводів та способи економії енергії;
- знати вплив техніки регулювання, що використовується, на властивості електромеханічної системи;
- вміти моделювати системи регульованих електроприводів і аналізувати результати моделювання.

В3. Коротка історія розвитку регульованого електропривода

Розвиток промислових підприємств став можливим тільки при переході від ручного приводу до механічного. Відомі перші водяні колеса, які використовувались в Китаї ще за 3000 років до нашої ери.

Перехід до більш досконалих приводів, індивідуального і взаємозв’язаного, став можливим тільки на базі широкої електрифікації промисловості.

Перший електродвигун, за допомогою якого здійснено електропривод, побудований в 1834-1838 рр. петербурзьким академіком Б.С.Якобі. Випробування було проведено на невеликому катері на 12-14 чоловік. Але відсутність економічних джерел живлення не дозволило впровадити електропривод в промисловість.

Відкриття явища обертового магнітного поля в 80-х роках XIX ст. (Г.Феррарі і Н.Тесла) стало початком конструювання багатофазних електродвигунів. Найбільш економічною виявилась система трифазного струму, основи якої розроблені в 1889-1891 рр. російським інженером М.О.Доліво-Добровольським. Ним же в 1889 році був розроблений трифазний асинхронний двигун, що ознаменувало новий етап в розвитку електропривода і відкрило широку дорогу промислового використанню електроенергії.

Згодом електропривод почав розвиватися як за рахунок вдосконалення і спеціалізації електродвигунів, так і розширення функцій, які виконуються системами автоматичного керування.

В 1930 р. заводом “Електросила” були виготовлені електричні машини, а Харківським електромеханічним заводом (ХЕМЗ) поставлена апаратура для реверсивного електропривода обтискного прокатного стану з двигуном потужністю 7000 к.с.

В 1938-1940 рр. розпочалось широке використання замкнених систем керування з різними засобами перетворювальної техніки: електромашинними, електронно-іонними, магнітними і напівпровідниковими підсилювачами і перетворювачами.

В 60-70-х роках XX ст. розпочалось впровадження в системи автоматичного керування напівпровідникових приладів (кремнієвих і германієвих), які відрізнялись безінерційністю, економічністю, малою масою і малими габаритними розмірами.

В останні роки з'явилася тенденція до впровадження систем програмного управління, які дозволяють виключити обслуговуючий персонал з оперативного керування робочим процесом. Сучасний стан розвитку регульованого електропривода характеризується наявністю можливостей переходу від одиначної автоматизації до комплексної із залученням комп'ютерних технологій, створенням комплектних регульованих електроприводів.

В4. Сучасний стан та перспективи розвитку регульованого електропривода

Нині велика увага приділяється розширенню виробництва регульованих електроприводів, в першу чергу змінного струму.

За даними різних джерел у промислово розвинених країнах 30-40% усіх електроприводів є регульованими. В Україні ж їх налічується до 5%.

Найбільш перспективними об'єктами впровадження регульованих електроприводів у аграрному виробництві є:

- системи мікроклімату тваринницьких, птахівничих приміщень, теплиць тощо;
- установки тепло- і холодопостачання;
- установки водопостачання;
- пневмотранспорт;
- системи стисненого повітря;
- дозатори продуктів;
- системи живлення рослин в культиваційних спорудах;
- системи водіння сільськогосподарських машин і знарядь.

Вказані об'єкти налічують більше 50% електроприводів в аграрному виробництві.

У сільськогосподарському виробництві використовується більше 4 млн. електроприводів як регульованих, так і нерегульованих. Через малу ефективність електроприводи з багатошвидкісними асинхронними двигунами, двигунами з фазним ротором на сьогодні втратили актуальність. Висока вартість, велика витрата міді та значна трудомісткість виготовлення суттєво скоротила використання електроприводів постійного струму, які протягом тривалого часу не мали конкуренції в класі регульованого привода.

Наймасовішим у сільському господарстві є асинхронний електропривод потужністю 1-10 кВт. За статистичними даними приблизний розподіл асинхронних двигунів за механізмами:

- вентилятори – 37%;
- транспортери – 19%;
- насоси – 17%;
- оброблювальні верстати – 7%;
- змішувачі – 6%;
- механізми пересування – 4%;
- затвори, засувки – 4%;
- компресори – 3%.

В системах керування регульованого електропривода широко застосовуються *силові напівпровідникові прилади*. Сьогодні основними приладами силової електроніки для комутації струмів до 50 А є:

діоди; традиційні тиристори, повністю керовані тиристори (GTO); біполярні транзистори (BPT); біполярні транзистори з ізольованим затвором (IGBT); польові транзистори з ізольованим затвором (MOSFET); силові інтегральні схеми.

Найбільший відсоток ринку (до 25%) складають силові польові транзистори з ізольованим затвором MOSFET. Ці прилади мають мінімальні витрати на управління, невеликий час перемикання, що дозволяє їм працювати на частотах до 1 МГц.

Суттєву частку ринку (до 14%) займають силові інтегральні схеми. Силові біполярні транзистори складають 19% і застосовуються переважно в масовому і дешевому побутовому і промисловому обладнанні.

Найближче майбутнє електропривода – це його "інтелектуалізація". Цей процес відкриває нові можливості, але й створює нові проблеми, а саме:

- адаптація нових принципів і алгоритмів керування до задач електропривода з новими апаратними можливостями;
- розробка засобів адекватного описування енергетичних процесів у складних електромеханічних системах;
- створення ефективних і зручних для керування моделей двигун – машина;
- електромагнітна сумісність привода і мережі, перетворювача і двигуна при високочастотній широтно-імпульсній модуляції;
- ефективний енергоаудит;
- пакети прикладних комп'ютерних програм, за допомогою яких визначається раціональне технічне рішення.

В5. Комп'ютерне моделювання – основа успіху у вивченні складних перехідних процесів регульованого електропривода

Електропривод є одним з найбільш енергоємних споживачів і

перетворювачів електроенергії. Тому питання підвищення ефективності електропривода з метою економії енергії є більш ніж актуальним. Вирішення цієї проблеми можливе шляхом узгодження вихідних параметрів електропривода з параметрами навантаження – це регулювання швидкості і моменту на виході електропривода.

Теорія регульованого електропривода існує не один десяток років і постійно вдосконалюється, пропонує нові конструктивні рішення. Особливо інтенсивно вона розвивається після створення нових силових керованих напівпровідникових приладів та інформаційних технологій.

Володіння теорією в області регульованого електропривода є важливою складовою професійної підготовки і потребою спеціаліста даного профілю на ринку праці. Сьогодні досягнення такої мети можливе тільки при застосуванні нових форм навчання з використанням комп'ютерних технологій.

Реалізація комп'ютерних моделей для розгляду систем є задачею творчою. Основною проблемою дослідження стає адекватне використання прикладних програм для вирішення конкретної задачі. Тому поряд з обов'язковим вивченням фізичних процесів, які протікають у системах напівпровідникового електропривода, необхідно знати можливості і особливості прикладних пакетів моделювання.

Як основний інструмент для вивчення електропривода вибрана система MatLab (матрична лабораторія) зі своїми пакетами розширення (Toolboxes), основними з яких є Simulink і Power System Blockset.

Питання для самоконтролю

1. Які основні пристрої входять до складу електропривода?
2. Назвіть два види автоматичного регулювання.
3. Вкажіть, за якими видами керуючого сигналу поділяються системи керування.
4. Перерахуйте основні силові перетворювачі регульованого електропривода.

5. У чому полягають основні завдання регульованого електропривода?
6. Яка мета вивчення регульованого електропривода?
7. Назвіть основні зони впровадження регульованого електропривода в аграрному виробництві.
8. Перерахуйте основні елементи силової електроніки.
9. Перерахуйте проблеми, які створюються при впровадженні "інтелектуального" регульованого електропривода.
10. Які можливості появляються при впровадженні комп'ютерного моделювання регульованого електропривода?

1. ОСНОВНІ ПОЛОЖЕННЯ РЕГУЛЬОВАНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА

1.1. Загальні принципи побудови регульованого електропривода

Використання регульованого електропривода технологічних машин і агрегатів зв'язано з наступним:

- необхідністю оперативного керування ходом технологічного процесу (електропривод машин з реверсним рухом);
- необхідністю встановлення і точного витримання технологічного режиму (електропривод прокатних станів, машин для виробництва паперу тощо);
- необхідністю коректування технологічного процесу (електропривод дозаторів);
- необхідністю автоматичного керування обробкою матеріалів (електропривод верстатів з числовим програмним управлінням);
- необхідністю оптимізації технологічного процесу за затратами електроенергії (електропривод насосів, вентиляторів, компресорів).

Сучасний автоматизований електропривод виконує дві технологічні функції:

- перетворення електричної енергії в механічну, яка необхідна для здійснення даного технологічного процесу;
- керування технологічним процесом із заданим ступенем оптимізації за рядом критеріїв, таких як забезпечення максимальної продуктивності, точності і якості обробки, мінімальних витрат енергії тощо; конкретні задачі керування різноманітні і визначаються характером технологічного процесу.

За енергетичним принципом регульований електропривод поділяють на:

- системи з втратою енергії ковзання;
- системи з регенерацією енергії ковзання;

- системи з регулюванням кількості енергії, підведеної до електродвигуна.

За першим принципом регулювання побудовані системи з реостатним регулюванням, з асинхронною муфтою ковзання, гідромуфтою тощо. Всі вони низькоенергетичні, малопотужні.

До систем з регенерацією енергії ковзання відносяться каскадні схеми вмикання двигуна, в яких в роторне коло асинхронного електродвигуна з фазним ротором подається регульована напруга (асинхронно-вентильний каскад та машина подвійного живлення). Недоліки цих систем: зниження коефіцієнта потужності при збільшенні глибини регулювання, вузький діапазон регулювання.

Третій принцип регулювання реалізують системи з регулюванням підведеної до статора напруги, причому можливе регулювання не тільки напруги, а й напруги та частоти одночасно (фазове управління асинхронного двигуна, частотно-регульований електропривод). Недоліком такого принципу регулювання є необхідність перетворення всієї підведеної енергії.

При виборі типу регульованого електропривода перевагу віддають електроприводу змінного струму з таких причин:

- електроенергія виробляється і подається споживачам практично змінного струму;
- габарити, маса і вартість електродвигунів постійного струму в 1,5÷2,5 рази перевищують такі показники двигунів змінного струму тієї ж потужності і частоти обертання;
- момент інерції двигуна постійного струму в 1,5÷1,7 рази більший, ніж у асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором;
- надійність двигунів постійного струму через наявність колекторно-щіткового вузла і майже повної відсутності закритого виконання значно нижча, ніж двигунів змінного струму;
- енергетичні показники і регульовальні властивості систем змінного струму з перетворювачами вищі, ніж у приводів постійного струму;

- вартість сучасних напівпровідникових перетворювачів для двигунів постійного струму приблизно дорівнює вартості перетворювачів для приводів змінного струму, а система генератор-двигун (Г-Д) постійного струму за масою і вартістю в 2÷3 рази перевищує масу і вартість перетворювачів такої ж потужності. Крім того ККД системи Г-Д на 10÷20% нижчий.

Усі можливі способи регулювання координат електропривода зводяться до двох груп:

- параметричне регулювання у розімкнених системах;
- автоматичне регулювання у замкнених системах.

Параметричне регулювання – зміна координати електропривода за рахунок будь-якого параметра, від якого залежить механічна характеристика двигуна.

Перевага параметричного керування – простота. Цей фактор визначає його широке застосування в електроприводах з невисокими вимогами щодо зміни координат. Основний недолік – низька точність регулювання.

Автоматичне регулювання – регулювання координатою електропривода у замкнених системах з використанням зворотних зв'язків. Системи регулювання будують за двома принципами – за відхиленням і за збуренням.

Принцип регулювання за відхиленням реалізується у замкнених системах шляхом використання від'ємного зворотного зв'язку за регульованою координатою.

Регулювання за збуренням реалізується введенням додатного зв'язку за збуренням. Основними збуреннями в електроприводі є зміна моменту (струму) під час регулювання швидкості або зміна швидкості під час регулювання моменту.

При наявності і від'ємного, і додатного зворотних зв'язків реалізується комбінований спосіб регулювання.

Сучасний регульований електропривод – це, насамперед, частотно-регульований асинхронний електропривод.

Основними елементами частотно-регульованого електропривода (рис. 1.1) є випрямляч, інвертор, двигун змінного струму, програмований мікроконтролер. В сучасних інверторах для

керування силовими елементами використовується широтно-імпульсна модуляція, а система комплектується некерованим випрямлячем. Широтно-імпульсна модуляція зменшує вміст гармонік на виході інвертора шляхом поліпшення форми кривої струму інвертора струму або форми напруги на виході інвертора напруги.

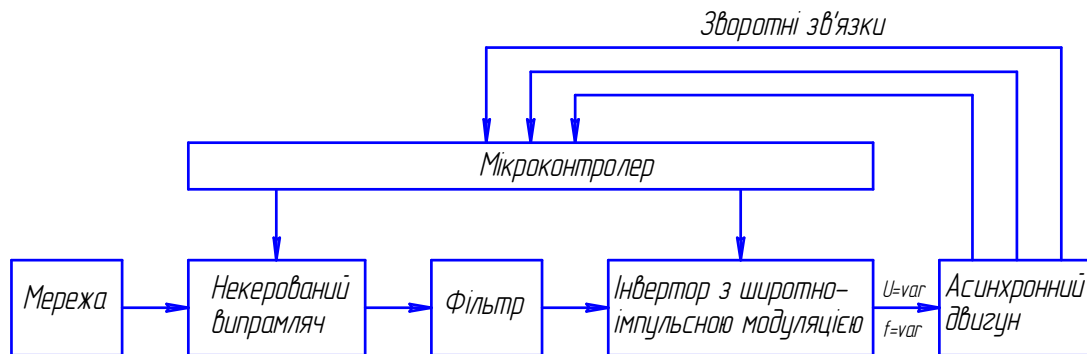


Рис. 1.1. Структурна схема частотно-регульованого асинхронного електропривода

Основні переваги наведеної структури електропривода:

- досконала система захисту від перевантажень і анормальних режимів;
- можливість повного діагностування стану привода;
- керування від цифрових і аналогових каналів;
- просте і зручне програмування роботи.

1.2. Показники регулювання координат електропривода

1.2.1. Показники статичних режимів

Основними статичними показниками, які характеризують різні способи регулювання швидкості електроприводів, є:

- ✓ статизм;
- ✓ діапазон регулювання;
- ✓ плавність;
- ✓ економічність;
- ✓ напрямок регулювання (зменшення чи збільшення швидкості відносно основної);

✓ допустиме навантаження при різних швидкостях.

Статизм це відхилення вихідної координати при зміні збурення на одиницю. У системах стабілізації швидкості вихідною координатою є швидкість ω . Збуренням в такій системі є момент статичного навантаження M_C , який в усталеному режимі дорівнює моменту двигуна M .

Статизм можна визначити за механічною характеристикою $\omega = f(M)$ (рис. 1.2):

- для нелінійної характеристики

$$\delta_{CT} = d\omega / dM; \quad (1.1)$$

- для лінійної характеристики

$$\delta_{CT} = \Delta\omega / \Delta M = \omega_0 / M_{K.3}, \quad (1.2)$$

де $\Delta\omega$ – зміна швидкості при зміні моменту ΔM ; ω_0 – швидкість ідеального холостого ходу; $M_{K.3}$ – момент короткого замикання, що відповідає характеристиці, за якою визначена швидкість ω_0 .

В приводах, механічна характеристика яких має від'ємну жорсткість, статизм є також від'ємним, оскільки додатному приросту моменту відповідає від'ємний приріст швидкості. Коли йдеться про стабілізацію швидкості, користуються абсолютним значенням статизму.

Точність роботи двигуна в усталеному режимі можна оцінювати також *статичною жорсткістю* механічної характеристики. Статична жорсткість обернена статизму. Для нелінійної і лінійної характеристики, відповідно, жорсткість визначається:

$$\beta_{CT} = |dM / d\omega|;$$

$$\beta_{CT} = |\Delta M / \Delta\omega|.$$

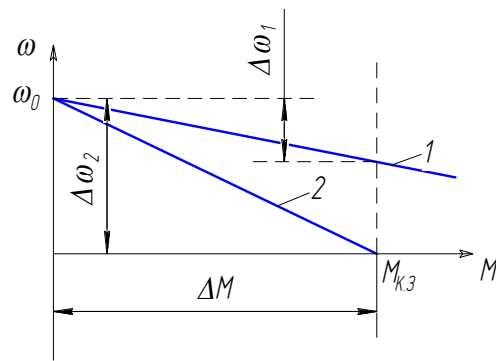


Рис. 1.2. Лінійні механічні характеристики двигуна різної жорсткості

Чим більша жорсткість, тим менший статизм, тим вища точність регулювання.

Якщо $\Delta\omega = 0$ при $\Delta M \neq 0$, то характеристика називається *абсолютно жорсткою*. Для такої характеристики статична жорсткість $\beta_{СТ} = \infty$, а статизм $\delta_{СТ} = 0$.

Діапазон регулювання кутової швидкості визначається відношенням можливих усталених швидкостей, максимальної $\omega_{МАКС}$ до мінімальної $\omega_{МИН}$, при заданій точності регулювання із заданим статичним падінням швидкості електропривода для встановлених меж зміни моменту:

$$D = \omega_{МАКС} : \omega_{МИН}. \quad (1.3)$$

Викладене ілюструється механічними характеристиками на рис. 1.3. Збурення змінюється в межах від $M_{МИН}$ до $M_{МАКС}$, швидкість від $\omega_{МАКС}$ до $\omega_{МИН}$.

При визначенні діапазону регулювання беруть відношення швидкостей при середньому значенні моментів. Максимальну швидкість двигуна визначають за його каталожними даними, максимально допустимий момент – за його перевантажувальною здатністю, зазвичай $(2 \div 2,5)M_H$, тут M_H – номінальний момент двигуна.

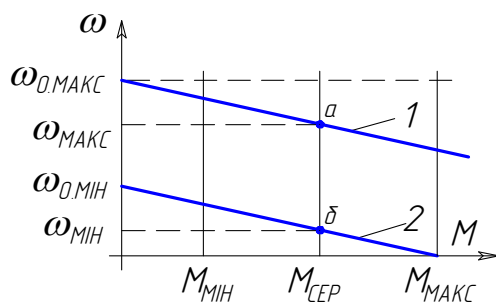


Рис. 1.3. До визначення діапазону регулювання швидкості:

1 – пряма, яка відповідає максимальній за швидкістю механічній характеристиці; 2 – нижня гранична характеристика, яка забезпечує допустимий максимальний момент

У вимогах до систем стабілізації швидкості статизм задається у процентах по відношенню до швидкості ідеального холостого ходу $\omega_{0,МИН}$, яка відповідає нижній характеристиці діапазону регулювання,

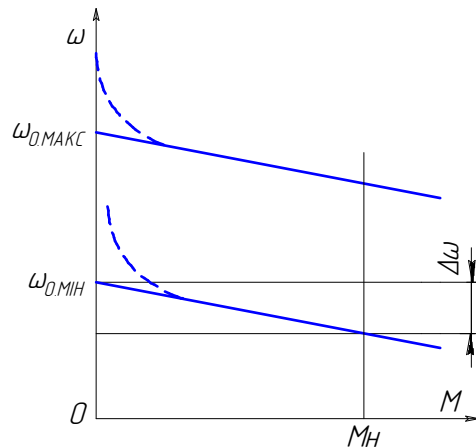
$$\delta_{СТ} \% = \frac{\Delta\omega}{\omega_{0,МИН}} 100, \quad (1.4)$$

де $\Delta\omega$ – відхилення швидкості при зміні моменту від нуля до номінального значення.

Якщо механічні характеристики електропривода нелінійні, при визначенні ω_0 їх замінюють лінійними (рис. 1.4).

Рис. 1.4. Графічне визначення ω_0 для нелінійних характеристик

У розімкнених системах діапазон регулювання швидкості відносно малий $D = (5 \div 10):1$. Значне розширення діапазону $D = (10000 \text{ і більше}):1$ забезпечується в замкнених системах.



В замкненій системі управління з від'ємним зворотним зв'язком за швидкістю величина цього параметру від датчика швидкості з передаточним коефіцієнтом $K_{Ш}$ подається з від'ємним знаком на вхід системи регулювання (рис. 1.5):

$$u_{зв.ш} = K_{ш}\omega. \quad (1.5)$$

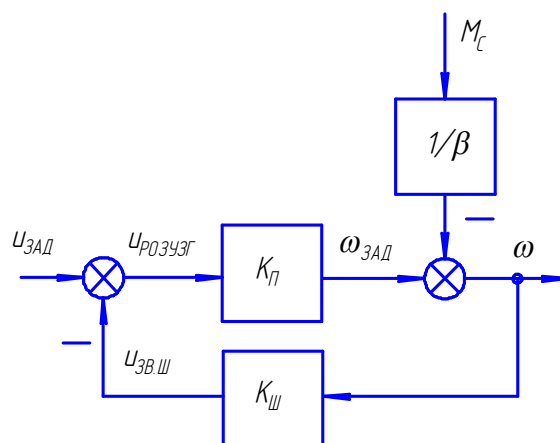


Рис. 1.5. Структурна схема замкнутого електропривода за швидкістю з лінійними механічними характеристиками:

$u_{РОЗУЗГ}$, $u_{ЗАД}$, $u_{ЗВ.Ш}$ – величина сигналу, відповідно, розузгодження, задатчика та зворотного зв'язку за швидкістю; $K_П$ – передаточний коефіцієнт підсилювача (перетворювача); $K_{Ш}$ – передаточний коефіцієнт датчика швидкості; $\omega_{ЗАД}$ – задана швидкість; ω – поточне значення швидкості; M_c – момент навантаження; β – жорсткість механічної характеристики робочої машини

В цьому випадку регулювання швидкості відбувається за величиною розузгодження, тобто різницею між заданим і дійсним значенням швидкості:

$$u_{\text{РОЗУЗГ}} = u_{\text{ЗАД}} - u_{\text{ЗВ.Ш}}. \quad (1.6)$$

Принцип дії системи із від'ємним зворотним зв'язком за швидкістю полягає в тому, що при збільшенні навантаження M_C зменшується кутова швидкість, внаслідок чого зменшується сигнал зворотного зв'язку. Сигнал розузгодження $u_{\text{РОЗУЗГ}}$ зростає, в результаті на виході підсилювача (перетворювача) $K_{\text{П}}$ величина сигналу збільшиться. Відбудеться автоматична компенсація зниження кутової швидкості.

Механічна характеристика замкненої системи описується рівнянням:

$$\omega = \omega_{\text{ЗАД}} - \frac{M_C}{\beta}. \quad (1.7)$$

Згідно схеми замкненого електропривода (рис. 1.5) запишемо відповідні рівняння:

$$\omega_{\text{ЗАД}} = K_{\text{П}}(u_{\text{ЗАД}} - u_{\text{ЗВ.Ш}}); \quad (1.8)$$

$$\omega = K_{\text{П}}(u_{\text{ЗАД}} - u_{\text{ЗВ.Ш}}) - \frac{M_C}{\beta}; \quad (1.9)$$

$$\omega = K_{\text{П}}u_{\text{ЗАД}} - K_{\text{П}}K_{\text{Ш}}\omega - \frac{M_C}{\beta}. \quad (1.10)$$

Після перетворення отримаємо рівняння механічної характеристики двигуна:

$$\omega = \frac{K_{\text{П}}u_{\text{ЗАД}}}{1+K} - \frac{M_C}{\beta(1+K)}, \quad (1.11)$$

де $K = K_{\text{П}}K_{\text{Ш}}$ – загальний коефіцієнт підсилення системи.

Як видно з (1.11), збільшення коефіцієнта зворотного зв'язку $K_{\text{Ш}}$ при однакових інших умовах призводить до зменшення кутової швидкості ідеального холостого ходу та збільшення жорсткості характеристики в $(1+K)$ разів.

Звідси статична похибка зменшиться також в $(1+K)$ разів:

$$\Delta\omega_{\text{ЗАМ}} = \frac{\Delta\omega}{1+K}, \quad (1.12)$$

де $\Delta\omega = \frac{M_c}{\beta}$ – перепад швидкості в розімкненій системі, рад/с;

$\Delta\omega_{ЗАМ}$ – перепад швидкості в замкненій системі, рад/с.

Приклад 1.1. Максимальна швидкість двигуна, що відповідає середньому значенню моменту навантаження, дорівнює $\omega_{СЕР.МАКС} = 120$ рад/с. Діапазон регулювання 100. Допустиме відхилення швидкості під час зміни навантаження в заданих межах $\delta_{СТ.ДОП}\% = 5\%$. Визначити абсолютне допустиме відхилення швидкості $\Delta\omega$. Яким буде діапазон регулювання і загальний коефіцієнт підсилення замкненої системи при зменшенні допустимого відхилення до $\Delta\omega_{ЗАМ} = 0,006$ рад/с ($\Delta n = 0,057$ об/хв.) і незмінному значенні $\delta_{СТ.ДОП}\% = 5\%$?

Мінімальна швидкість при середньому значенні навантаження:

$$\omega_{СЕР.МИН} = \frac{\omega_{СЕР.МАКС}}{D} = \frac{120}{100} = 1,2 \text{ рад/с.}$$

Допустиме відхилення швидкості:

$$\Delta\omega = \frac{\omega_{СЕР.МИН} \delta_{СТ.ДОП}}{100} = \frac{1,2 \cdot 5}{100} = 0,06 \text{ рад/с,}$$

$$\text{або } \Delta n = \frac{30 \cdot \Delta\omega}{\pi} = \frac{30 \cdot 0,06}{3,14} = 0,57 \text{ об/хв.}$$

Мінімальна швидкість при $\Delta\omega_{ЗАМ} = 0,006$ рад/с:

$$\omega_{ЗАМ.СЕР.МИН.} = \frac{\Delta\omega_{ЗАМ}}{\delta_{СТ.ДОП}} \cdot 100 = \frac{0,006}{5} \cdot 100 = 0,12 \text{ рад/с.}$$

Діапазон регулювання при $\Delta\omega_{ЗАМ} = 0,006$ рад/с:

$$D_{ЗАМ} = \frac{\omega_{СЕР.МАКС}}{\omega_{СЕР.МИН}} = \frac{120}{0,12} = 1000.$$

Загальний коефіцієнт підсилення за формулою (1.12):

$$K = \frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_{ЗАМ}} - 1 = \frac{0,06}{0,006} - 1 = 9.$$

Плавність регулювання характеризує стрибок швидкості при переході від певної швидкості до найближче можливої. Число швидкостей, які отримуються в даному діапазоні, визначається плавністю регулювання.

Плавність регулювання оцінюється як відношення двох сусідніх швидкостей:

$$\varphi_{ПЛ} = \omega_i / \omega_{i-1}, \quad (1.13)$$

де ω_i і ω_{i-1} – кутові швидкості відповідно на i -й і $(i-1)$ -й ступенях регулювання.

При плавному регулюванні $\varphi_{ПЛ} \rightarrow 1$, а число швидкостей $z \rightarrow \infty$.

Діапазон регулювання і коефіцієнт плавності зв'язані між собою:

$$D = \varphi_{ПЛ}^{z-1}. \quad (1.14)$$

Економічність регулювання характеризується затратами на створення і експлуатацію електропривода.

Суттєве значення має втрата енергії в процесі регулювання:

$$\eta = P / (P + \Delta P), \quad (1.15)$$

де P – потужність на валу двигуна; ΔP – втрати потужності при регулюванні.

При роботі двигуна на різних швидкостях з різним часом необхідно підраховувати середньозважений ККД за цикл регулювання, який складається із m ступенів:

$$\eta_{СЕР} = \sum_1^m P_i t_i / \sum_1^m (P_i + \Delta P_i) t_i, \quad (1.16)$$

де P_i і ΔP_i – відповідно корисна потужність і втрати на i -й ступені; t_i – час, на протязі якого двигун працює на i -й ступені.

Втрати енергії більші тоді, коли регулювання проводяться в головних колах машини і значно нижчі при регулюванні в колах збудження, оскільки потужність останніх значно менша. Наприклад, у машинах постійного струму потужність кола збудження складає всього 1-5% потужності головних кіл машини.

Знаючи споживані двигуном змінного струму активну P і реактивну Q потужності, можна визначити коефіцієнт потужності, з яким у даний момент працює двигун:

$$\cos \varphi = P / \sqrt{P^2 + Q^2}. \quad (1.17)$$

Середньозважене значення $\cos \varphi_{СЕР}$ визначається аналогічно як і для ККД.

На коефіцієнт потужності впливає також форма синусоїдальності кривої напруги і струму.

Напрямок регулювання, тобто зменшення чи збільшення швидкості по відношенню до основної, залежить від способу регулювання.

Розрізняють *однозонне регулювання вниз* від основної швидкості, *однозонне регулювання вверх* від основної швидкості і *двозонне регулювання*.

Наприклад, регулювання резисторами в колі якоря є однозонним вниз, регулювання зменшенням магнітного потоку в колі збудження – однозонне вверх, регулювання зміною частоти струму в асинхронному двигуні – двозонне.

Допустиме навантаження двигуна, тобто найбільше значення моменту, який двигун здатний розвивати тривало при роботі на регульовальних характеристиках, визначається нагріванням двигуна і для різних способів регулювання різне.

Навантаження двигуна при зміні його швидкості залежить від виду механічної характеристики робочої машини, що приводиться в рух. Відомо, що механічна характеристика робочої машини описується рівнянням:

$$M_C = M_0 + (M_{С.Н} - M_0) \left(\frac{\omega}{\omega_H} \right)^x, \quad (1.18)$$

де M_C – момент статичних опорів при поточній швидкості ω ; M_0 – момент зрушення; $M_{С.Н}$ – момент статичних опорів при номінальній швидкості ω_H ; x – показник степеня, який характеризує зміну моменту при зміні швидкості.

Якщо не враховувати статичний момент зрушення робочої машини, то споживана потужність буде визначатись:

$$P_C = M_{С.Н} \omega \quad \text{при } x = 0; \quad P_C = M_{С.Н} \omega^2 / \omega_H \quad \text{при } x = 1;$$

$$P_C = M_{C.H} \omega^3 / \omega_H^2 \text{ при } x = 2; \quad P_C = M_{C.H} \omega_H \text{ при } x = -1.$$

Якщо привод машини здійснюється двигуном постійного струму незалежного збудження, то регулювання швидкості можливе шляхом впливу на якірне коло або на коло збудження, тобто двозонне регулювання (рис. 1.6). Умовно вважаємо першою зону, коли змінюються параметри якірного кола, а другою – параметри кола збудження.

Щоб температура двигуна не перевищувала допустимої, струм якоря не повинен бути не більшим номінального значення. В цьому випадку при сталому струмові збудження (I_3) момент двигуна при зміні швидкості залишиться незмінним. Якщо за цієї умови змінювати напругу на якорі від нуля до номінальної, то потужність буде також змінюватись за лінійним законом.

В першій зоні регулювання швидкості привод постійного струму незалежного збудження може забезпечити раціональний режим роботи машини, в рівнянні механічної характеристики якої показник степеня $x = 0$. Перша зона характеризується регулюванням вниз від номінальної швидкості. При цьому у двигунів з самовентиляцією погіршується тепловіддача і може статися їх перегрівання. Ось чому в приводах з великим діапазоном регулювання швидкості необхідно використовувати двигуни з незалежною вентиляцією, наприклад 2ПФ, 4ПФ.

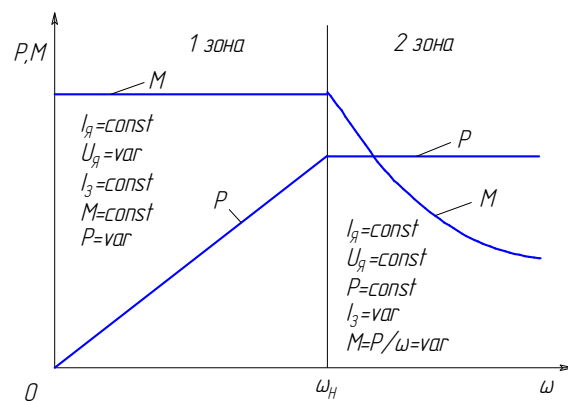


Рис. 1.6. Характеристики двозонного регулювання швидкості двигуна постійного струму незалежного збудження

При незмінних значеннях струму і напруги на якорі регулювання швидкості можна здійснювати зміною струму збудження I_3 . В зоні 2 потужність залишається сталою, а момент змінюватиметься за гіперболічним законом. Робота привода в другій зоні забезпечує раціональний режим робочих машин, в

рівнянні механічних характеристик яких показник степеня $x = -1$, а регулювання здійснюється вгору від номінальної швидкості обертання двигуна.

Для машин, що характеризуються показником степеня у рівнянні механічної характеристики $x = 1$ і $x = 2$ в розімкнених системах регульованих приводів постійного струму незалежного збудження неможливо забезпечити раціональний режим роботи ні в першій, ні в другій зонах. Допустиме навантаження на двигун повинно прийматись при можливому максимальному значенні швидкості обертання. При нижчих швидкостях обертання двигун буде не завантажений.

1.2.2. Основні показники динамічних режимів

1. Тривалість перехідного процесу (тривалість регулювання) t_{II} – інтервал часу від початку перехідного процесу до моменту, коли відхилення регульованої величини від її нового усталеного значення стає менше достатньо малої величини ϵ , що визначається вимогами до точності роботи системи. Зазвичай величину ϵ приймають рівною 5% від нового усталеного значення для перехідних процесів, що зумовлені зміною вхідної (задаючої) дії (рис. 1.7, а), або 5% від максимального відхилення під час перехідного процесу, що зумовлений збуренням (рис. 1.7, б).

2. Характер перехідного процесу. Розрізняють коливальний, аперіодичний і монотонний перехідні процеси. Графік коливального процесу подано на рис. 1.7, а, крива 1. Цей процес характерний тим, що перша похідна вихідної величини $x = f(t)$ змінює свій знак періодично (теоретично нескінченну кількість разів). В аперіодичних процесах (крива 2) похідна $x = f(t)$ змінює свій знак один раз, в монотонних процесах (крива 3) знак похідної не змінюється.

3. Максимальне відхилення в перехідний період (динамічна похибка):

Для перехідних процесів, що зумовлені зміною задаючої дії (рис. 1.7, а), максимальне відхилення визначається відносно

нового усталеного значення, виражається у процентах і називається перерегулюванням:

$$\sigma\% = \frac{x_{\text{МАКС}} - x_{\text{УСТ}}}{x_{\text{УСТ}}} 100, \quad (1.19)$$

де $x_{\text{МАКС}}$ і $x_{\text{УСТ}}$ – відповідно максимальне і усталене значення регульованої величини.

Для перехідних процесів, що зумовлені збуренням (рис. 1.7, б), максимальне відхилення визначається за величиною $x_{\text{МАКС1}}$, що відповідає одиниці збурення $f(t) = 1(t)$.

4. Коливальність перехідного процесу визначається кількістю повних коливань регульованої величини під час перехідного процесу:

$$\psi\% = \left(1 - \frac{\Delta x_{\text{МАКС2}}}{\Delta x_{\text{МАКС1}}}\right) 100, \quad (1.20)$$

де значення $\Delta x_{\text{МАКС1}}$ і $\Delta x_{\text{МАКС2}}$ подані на рис. 1.7, а.

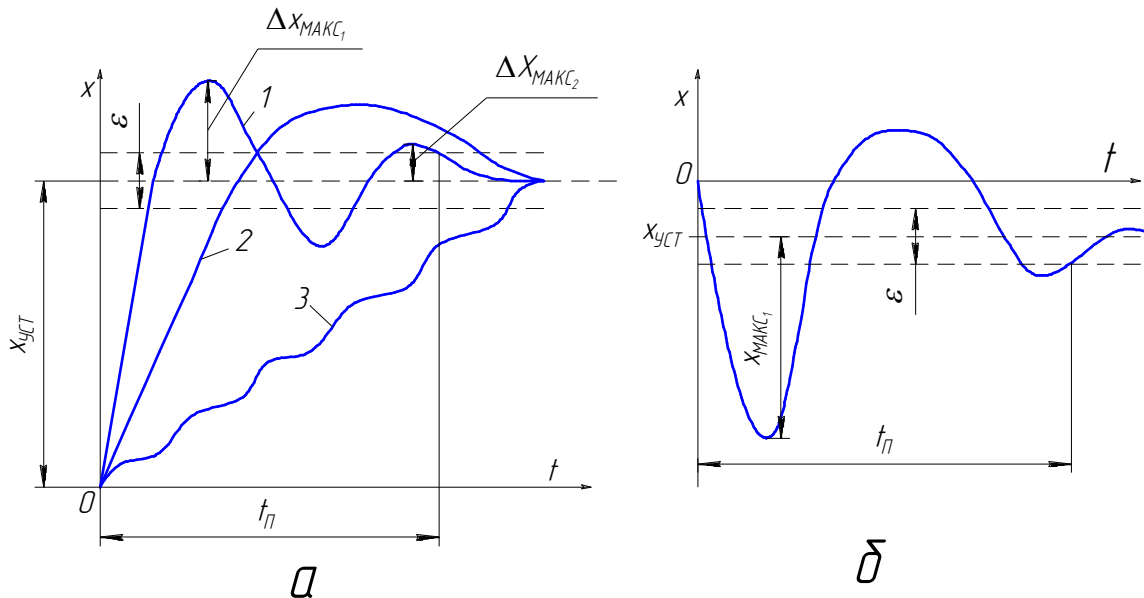


Рис. 1.7. Графіки перехідних процесів при ступінчастій керуючій (а) та збурюючій (б) дії:

1, 2, 3 – відповідно коливальний, аперіодичний та монотонний перехідні процеси

1.2.3. Додаткові показники регульованого електропривода

Важливими показниками автоматизованого електропривода також є:

а) безвідмовність, яка характеризується величиною, що дорівнює ймовірності того, що час напрацювання на відмову буде не меншим заданого;

б) довговічність – це властивість виробу зберігати працездатність до деякого граничного рівня з урахуванням перерв на ремонт і технічне обслуговування;

в) ремонтпридатність, показником якого є ймовірність того, що час відновлення після відмови буде не більшим заданого.

Питання для самоконтролю

1. Як класифікують регульовані електроприводи за енергетичним принципом?
2. Назвіть основні дві групи способів керування координатами електропривода.
3. Що розуміють під параметричним керуванням?
4. Які переваги і недоліки параметричного керування?
5. Що розуміють під автоматичним керуванням? Як його реалізують?
6. Назвіть складові елементи частотно-регульованого електропривода.
7. Коли використовують від'ємний зворотній зв'язок?
8. Коли використовують додатній зворотній зв'язок?
9. Назвіть основні показники регульованого електропривода.
10. Що таке статизм?
11. Що таке діапазон регулювання?
12. Що таке плавність регулювання?
13. Чим характеризується економічність регулювання?
14. Назвіть основні види перехідних процесів.
15. Якими показниками характеризується якість динаміки автоматизованого електропривода?

2. ОСНОВИ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ

2.1. Структура регульованого електропривода

При аналітичному дослідженні регульованого електропривода виникає необхідність складання і розв'язку диференційних рівнянь типу:

$$k_1 \frac{dX_{ВИХ}}{dt} + X_{ВИХ} = k_2 \frac{dX_{ВХ}}{dt} + X_{ВХ}, \quad (2.1)$$

де $X_{ВИХ}$, $\frac{dX_{ВИХ}}{dt}$ – вихідна величина і її похідна по часу, записуються зліва; $X_{ВХ}$, $\frac{dX_{ВХ}}{dt}$ – вхідна величина і її похідна, записуються справа; k_1 , k_2 – коефіцієнти.

З метою спрощення розв'язку диференційних рівнянь їх записують в операторній формі, використовуючи перетворення Лапласа. При цьому замінюють:

$$\frac{d}{dt} = p; \quad \frac{d^2}{dt^2} = p^2; \quad \int dt = \frac{1}{p}; \quad \iint dt = \frac{1}{p^2},$$

де p – оператор Лапласа.

Тоді рівняння (2.1) матиме вигляд:

$$k_1 p \bar{X}_{ВИХ} + \bar{X}_{ВИХ} = k_2 p \bar{X}_{ВХ} + \bar{X}_{ВХ}, \quad (2.2)$$

$$(k_1 p + 1) \bar{X}_{ВИХ} = (k_2 p + 1) \bar{X}_{ВХ}, \quad (2.3)$$

де $\bar{X}_{ВИХ}$, $\bar{X}_{ВХ}$ – відповідно зображення за Лапласом вихідної і вхідної величини.

Передаточна функція, тобто відношення вихідної величини до вхідної, для даної ланки буде:

$$W(p) = \frac{\bar{X}_{ВИХ}}{\bar{X}_{ВХ}} = \frac{k_2 p + 1}{k_1 p + 1}. \quad (2.4)$$

Структурні схеми систем автоматичного керування (САК) складаються із окремих елементарних ланок і відображають характер зв'язків між ними. Найбільше розповсюдження

отримали три типи з'єднань ланок: *послідовне, паралельне і зустрічно-паралельне з'єднання (із зворотним зв'язком)* (рис. 2.1).

Передаточні функції для приведених типових з'єднань мають вигляд:

послідовне з'єднання:

$$W(p) = W_1(p) \cdot W_2(p) \cdot \dots \cdot W_n(p) = \prod_{i=1}^n W_i(p); \quad (2.5)$$

паралельне з'єднання:

$$W(p) = W_1(p) + W_2(p) + \dots + W_n(p) = \sum_{i=1}^n W_i(p); \quad (2.6)$$

зустрічно-паралельне з'єднання:

$$W(p) = \frac{W_1(p)}{1 \pm W_1(p)W_0(p)}, \quad (2.7)$$

де $W_1(p)$ – передаточна функція елементів, які охоплені зворотним зв'язком; $W_0(p)$ – передаточна функція елементів, які знаходяться в ланці зворотного зв'язку.

Знак плюс ставлять при від'ємному, знак мінус – при додатному зворотних зв'язках.

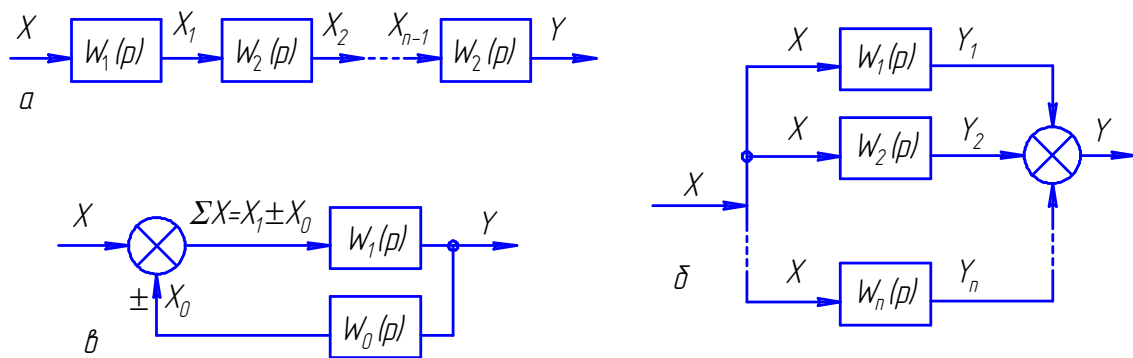


Рис. 2.1. Типові з'єднання елементарних ланок САК:

a – послідовне; *б* – паралельне; *в* – зустрічно-паралельне (замкнене із зворотним зв'язком)

Для перетворення складних структурних схем користуються додатковими рекомендаціями еквівалентних перетворень (рис. 2.2).

N°	Вихідна схема	Еквівалентна схема
a		
δ		
θ		
z		
∂		

Рис. 2.2. Способи еквівалентних перетворень структурних схем:
 a – суматори 1 і 2 поміняли місцями; δ – зовнішній вплив f на вході $W_1(p)$ перенесено на вход $W_2(p)$; θ – зовнішній вплив f на вході $W_2(p)$ перенесено на вход $W_1(p)$ та вихід $W_2(p)$; z – точку під'єднання $W_3(p)$ перенесено з виходу на вход $W_2(p)$; ∂ – точку під'єднання $W_3(p)$ перенесено з входу на вихід $W_2(p)$

Сучасні електроприводи високої точності регулювання і високої швидкодії вимагають використання замкнених систем. Тільки вони можуть реалізувати в електроприводі два основних принципи:

- величина, яка регулюється на виході електропривода (швидкість, момент, прискорення тощо) повинна по можливості точніше повторювати керуючий (вхідний) сигнал;
- величина, яка регулюється на виході електропривода, по можливості не повинна залежати від збурюючих дій на електропривод. Такими збурюючими діями можуть бути напруга живлення, температура, момент навантаження і т.д.

Таким чином *основним принципом регулювання* в електроприводі є *принцип зворотного зв'язку*, який дозволяє здійснити контроль якості регулювання за відхиленням керуючого параметра від заданого.

Структурну схему електропривода, що реалізує принцип зворотного зв'язку, можна представити у вигляді сукупності силових і керуючих елементів (рис. 2.3):

- **силові елементи** перетворюють, регулюють і підводять до виконавчого органу механізму основний потік енергії. До них відносяться керовані перетворювачі енергії, електродвигуни, передаточні механізми;
- **керуючі елементи** формують, перетворюють і підводять сигнали керування до силових елементів.

Керуючі елементи можна розділити на дві групи:

- елементи систем керування вентилями, які перетворюють сигнал керування з виходу системи автоматичного регулювання у відкриваючі імпульси;
- елементи систем автоматичного регулювання, які формують задаючі та керуючі дії і визначають статичні і динамічні властивості автоматизованого електропривода.

За функціональним призначенням керуючі елементи другої групи поділяють на:

- регулятори, які вираховують різницю сигналів задавача і зворотного зв'язку (розузгодження) і на її основі

формують керуючу дію, яка приводить регульовану координату до заданого значення;

- датчики, що перетворюють керуючу координату в електричний сигнал, який використовується як сигнал зворотного зв'язку;
- задавальні елементи, що визначають технологічну програму роботи автоматизованого електропривода;
- узгоджуючі елементи, які узгоджують вихідні і вхідні координати елементів системи за родом струму, виглядом, рівнем сигналів тощо.

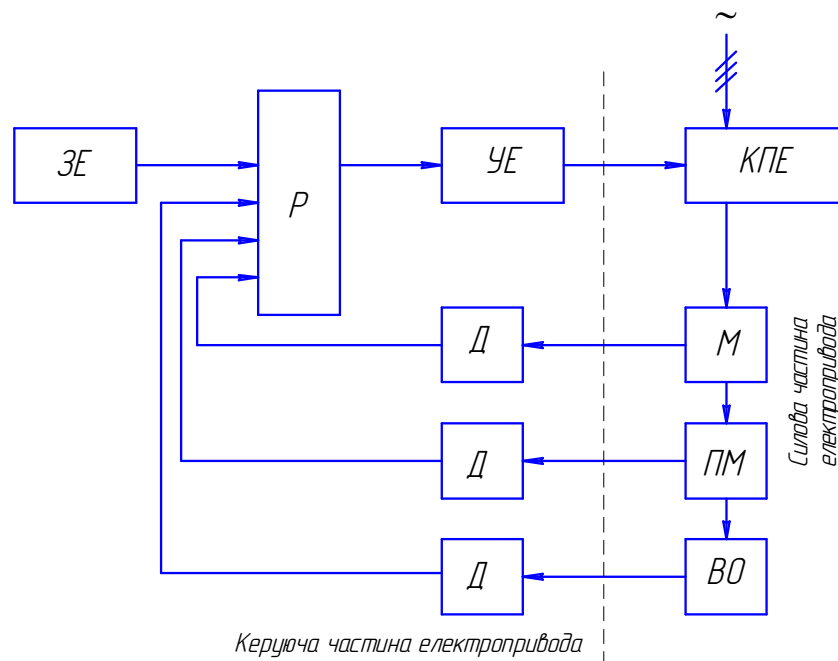


Рис. 2.3. Структурна схема автоматизованого електропривода:

ЗЕ – задавальний елемент; *Р* – регулятор; *УЕ* – узгоджуючий елемент; *КПЕ* – керований перетворювач енергії; *Д* – датчик; *М* – електродвигун; *ПМ* – передавальний механізм; *ВО* – виконавчий орган робочої машини

В регульованому електроприводі зі зворотними зв'язками використовують три структури побудови систем керування:

- з проміжним підсумовуючим елементом;
- з незалежним керуванням;
- з підпорядкованим керуванням.

Система електропривода з підсумовуючим елементом наведена на рис. 2.4. На вхід підсумовуючого підсилювача (*ПП*)

подається керуючий вплив задатчика u_{3AD} і сигнали зворотних зв'язків $u_{331}, u_{332}, \dots, u_{33n}$ за координатами x_1, x_2, \dots, x_n .

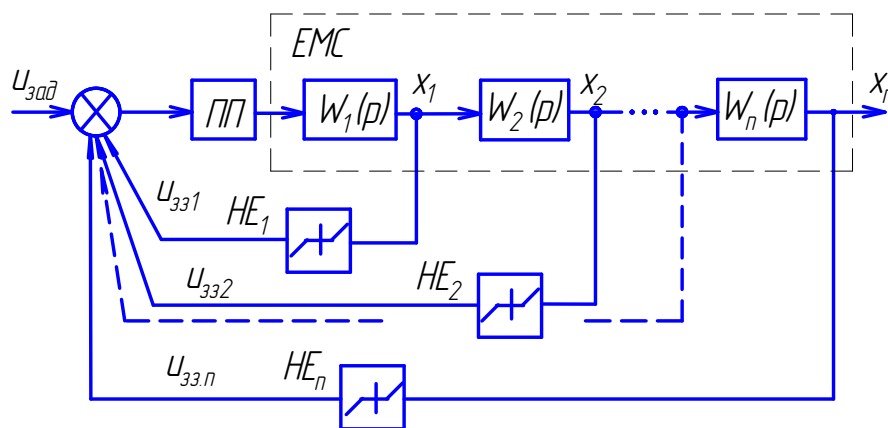


Рис. 2.4. Структура схеми електропривода з проміжним підсумовуючим підсилювачем

Електромеханічна система (EMC) розділена на елементи з передаточними функціями $W_1(p), W_2(p), \dots, W_n(p)$. Зворотні зв'язки можуть бути як додатні, так і від'ємні. Підсумовуючий підсилювач, крім додавання сигналів, працює також як і керуючий елемент і оскільки він є спільним, то забезпечити необхідну якість керування кожною координатою повною мірою неможливо. Це вимагає так званого компромісного настроювання, при якому досягається допустиме, але не найкраще керування окремими координатами. Для цього в колах зворотних зв'язків включають нелінійні елементи HE_1, HE_2, \dots, HE_n . При наявності нелінійного елемента сигнал зворотного зв'язку $u_{33,i}$ появляється тільки тоді, коли рівень координати x_i досягає величини відсічки $x_{ВД,i}$. Такі зворотні зв'язки називаються *зворотними зв'язками з відсічкою*, або *затриманими зворотними зв'язками*.

Перевагою даних систем є простота технічної реалізації, недоліками – неможливість отримання необхідних статичних і динамічних характеристик за кожною координатою.

Система електропривода з незалежним керуванням координат наведена на рис. 2.5.

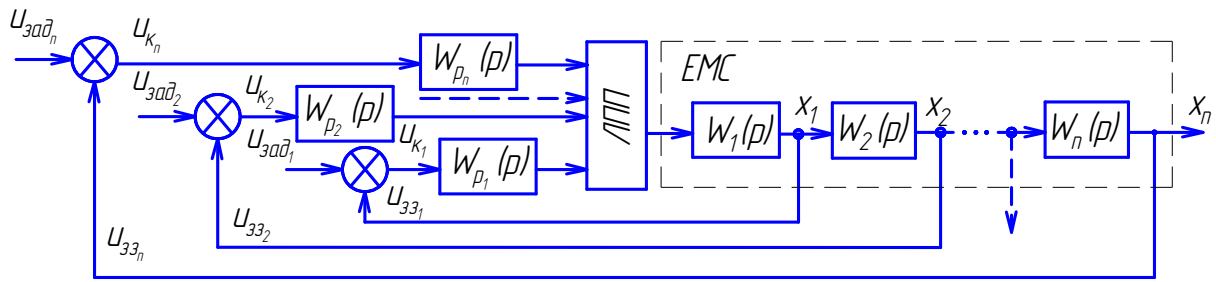


Рис. 2.5. Структура схеми електропривода з незалежним керуванням

Електромеханічна система також складається з окремих частин із передаточними функціями $W_1(p)$, $W_2(p)$, ..., $W_n(p)$, на виході яких виділені координати x_1 , x_2 , ..., x_n . Кожна координата має свій задаючий сигнал $u_{Зад1}$, $u_{Зад2}$, ..., $u_{Зад,n}$, вузол порівняння, керуючий сигнал u_{K1} , u_{K2} , ..., u_{Kn} і регулятори з передаточними функціями $W_{P1}(p)$, $W_{P2}(p)$, ..., $W_{Pn}(p)$. Кожен регулятор налаштовується на забезпечення найкращих статичних і динамічних показників під час керування тільки однією координатою. Логічний перемикаючий пристрій (ЛПП) забезпечує підключення того регулятора, який необхідний для керування однією із координат електропривода у даний період роботи. Таким чином, керування однією із координат не впливає на керування іншими.

Перевагами системи з незалежним керуванням координат є простота настроювання регуляторів для кожної із координат і простота обмеження координат, недоліками – складність технічного реалізації логічного пристрою перемикачів.

Система електропривода з підпорядкованим керуванням координат (рис. 2.6) є найпоширенішою. Об'єктом регулювання цієї системи є електромеханічна система, яка поділена на елементи з передаточними функціями $W_1(p)$, $W_2(p)$, ..., $W_n(p)$ і вихідними координатами x_1 , x_2 , ..., x_n . В системі передбачено n регуляторів з передаточними функціями $W_{P1}(p)$, $W_{P2}(p)$, ..., $W_{Pn}(p)$.

Внутрішній контур керування утворюється першим регулятором з передаточною функцією $W_{P1}(p)$, ланкою $W_1(p)$ і зворотним зв'язком $u_{ЗЗ1}$ за координатою x_1 . Наступний контур керування утворюється другим регулятором з передаточною

функцією $W_{P2}(p)$, ланкою $W_2(p)$ і зворотним зв'язком u_{332} за координатою x_2 і так далі. Отже, задаючий вплив для будь-якого внутрішнього контуру u_{Ki-1} є вихідною величиною регулятора відповідного зовнішнього контуру u_{3ADi} . Тому керування вихідною координатою внутрішнього контуру підпорядковане вихідній координаті зовнішнього контуру. Звідси і назва системи, що розглядається.

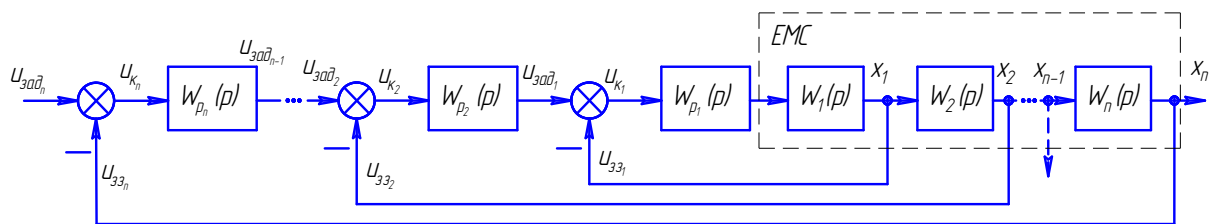


Рис. 2.6. Структура схеми підпорядкованого електропривода

Важливими перевагами такої структури є простота налаштування на необхідну якість регулювання координат і можливість простими засобами обмежити яку-завгодно координату системи. Для цього достатньо обмежити її при завданні. Недоліком є зменшення швидкодії, що залежить від кількості контурів.

2.2. Регулятори в системах керування

Передаточна функція регулятора вибирається так, щоб при його вмиканні послідовно з відповідною ланкою системи $W_1(p) - W_n(p)$ (рис. 2.6) була скомпенсована більша стала часу T і замість неї діяла менша T_0 .

В системах підпорядкованого керування в основному використовують регулятори чотирьох типів:

- пропорційні (П) з передаточною функцією:

$$W_P(p) = k_P; \quad (2.8)$$

- інтегральні (І):

$$W_P(p) = \frac{1}{T_0 p} = \frac{k_i}{p}; \quad (2.9)$$

- пропорційно-інтегральні (ПІ):

$$W_p(p) = \frac{T_1 p + 1}{T_0 p} = \frac{1}{T_0 p} + \frac{T_1}{T_0} = \frac{k_i}{p} + k_{II}; \quad (2.10)$$

- пропорційно-інтегрально-диференціальні (ПІД):

$$W_p(p) = \frac{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}{T_0 p} = \frac{1}{T_0 p} + \frac{T_1 + T_2}{T_0} + \frac{T_1 T_2}{T_0} p = \frac{k_i}{p} + k_{II} + k_D, \quad (2.11)$$

де $k_i = \frac{1}{T_0}$, $k_{II} = \frac{T_1 + T_2}{T_0}$, $k_D = \frac{T_1 T_2}{T_0}$ – коефіцієнти підсилення інтегрального, пропорційного та диференційного регуляторів відповідно.

В залежності від виду перетворюваних сигналів розрізняють аналогові і цифрові регулятори. Аналогові реалізуються на основі операційних підсилювачів, цифрові – на основі спеціалізованих обчислювальних пристроїв або мікропроцесорів.

При створенні аналогового регулятора операційний підсилювач (ОП) (рис. 2.7) вмикається за схемою підсумовуючого підсилювача з від'ємним зворотним зв'язком. Тип регулятора і його передаточні функції визначають схемою вмикання резисторів і конденсаторів в колах на вході і зворотного зв'язку ОП.

При аналізі аналогових регуляторів прийнято два допущення:

- диференціальна вхідна напруга ОП дорівнює нулю $U_{BX} = 0$;
- інвертуючий і неінвертуючий входи ОП струму не споживають, тобто вхідні струми $I_{IHВ} \approx I_{HI} \approx 0$.

Оскільки неінвертуючий вхід приєднаний до шини "нуль", то, згідно першому допущенню, потенціал φ_a інвертуючого входу також дорівнює нулю.

З урахуванням цього можна записати рівняння:

$$R_{33П} i_3 = -u_{ba} = -u_K; \quad (2.12)$$

$$i_1 = u_{3AD} / R_{3AD}; \quad (2.13)$$

$$i_2 = u_{33} / R_{33}; \quad (2.14)$$

$$i_1 - i_2 = i_3; \quad (2.15)$$

$$\frac{u_{3AD}}{R_{3AD}} - \frac{u_{33}}{R_{33}} = \frac{-u_K}{R_{33П}}, \quad (2.16)$$

де i_1, i_2, i_3 – струми відповідно в контурі задавача, зворотного зв'язку вхідної ланки та зворотного зв'язку ОП; $R_{3AD}, R_{33}, R_{33П}$ – опори відповідно в контурі задавача, зворотного зв'язку вхідної ланки та зворотного зв'язку ОП; $u_{3AD}, u_{33}, u_K, u_{ba}$ – відповідно напруга задавача, зворотного зв'язку вхідної ланки, керування (вихідна) та між вузлами ba .

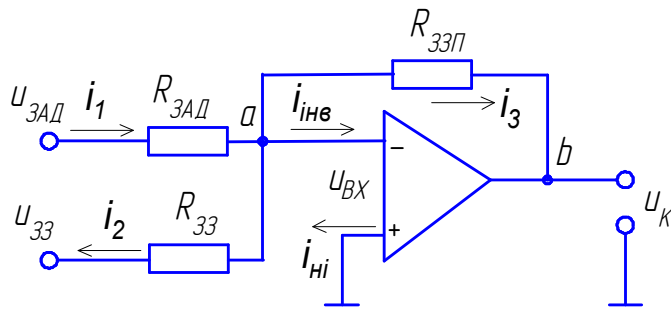


Рис. 2.7. Функціональна схема пропорційного регулятора

При рівності вхідних опорів ($R_{3AD} = R_{33}$) рівняння (2.16) можна записати у вигляді:

$$-u_K = \frac{R_{33П}}{R_{3AD}}(u_{3AD} - u_{33}) \quad \text{або} \quad -u_K = \frac{R_{33П}}{R_{3AD}} u_{\text{РОЗВЗГ}},$$

де $u_{\text{РОЗВЗГ}} = (u_{3AD} - u_{33})$ – напруга розузгодження.

Знак "-" означає, що сигнали управління і розузгодження змінюються в протифазі.

Після перетворення рівняння в операторний вигляд за Лапасом отримаємо передаточну функцію П-регулятора:

$$W_{\text{П}} = \frac{-u_K(p)}{u_{\text{РОЗВЗГ}}(p)} = \frac{R_{33П}}{R_{3AD}} = k_{\text{П}},$$

де $k_{\text{П}}$ – коефіцієнт підсилення пропорційного підсилювача.

Коефіцієнт $k_{\text{П}}$ може бути як більшим, так і меншим одиниці. На рис. 2.8 наведена залежність $u_K = f(t)$ П-регулятора при змінюванні сигналу розузгодження $u_{\text{РОЗВЗГ}}$.

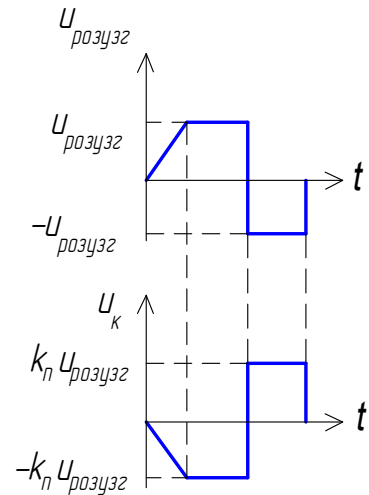
Напруга $|u_{\text{РОЗВЗГ}}|$ на вході регулятора не повинна перевищувати значення $|U_{\text{РОЗВЗГ.МАХ}}|$, яка визначається з умови:

$$|u_{\text{РОЗВЗГ}}| \leq |U_{\text{РОЗВЗГ.МАХ}}| = \left| \frac{U_{\text{ВИХ.МАХ}}}{k_{\text{П}}} \right|, \quad (2.17)$$

де $U_{\text{ВИХ.МАХ}}$ – максимально допустиме значення вихідної (керуючої) напруги ОП.

Якщо умова (2.17) не виконується, то регулятор входить в стан насичення і втрачає керуючі властивості. При зменшенні $|u_{РОЗУЗГ}|$ до значень, менших $|U_{РОЗУЗГ.МАХ}|$, регулятор знову переходить в лінійний режим роботи.

Рис. 2.8. Часові діаграми роботи пропорційного регулятора



Інтегральний регулятор (I-регулятор) реалізують заміною в колі зворотного зв'язку пропорційного ОП резистора $R_{ЗЗП}$ (рис. 2.7) на конденсатор $C_{ЗЗП}$ (рис. 2.9).

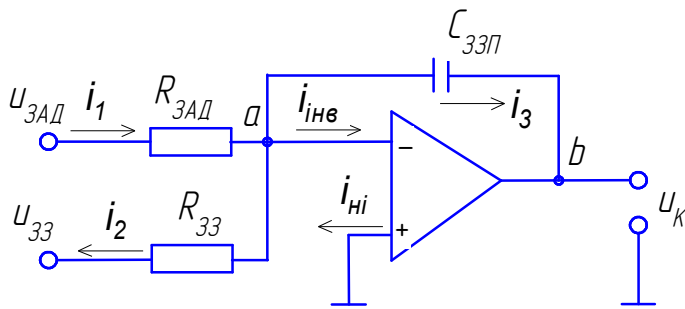


Рис. 2.9. Функціональна схема інтегрального регулятора

За аналогією зі схемою (рис. 2.7) можна записати рівняння:

$$-C_{ЗЗП} \frac{du_K}{dt} = \frac{u_{РОЗУЗГ}}{R_{ЗАД}}; \quad (2.18)$$

$$-u_K = \frac{1}{R_{ЗАД} C_{ЗЗП}} \int_0^t u_{РОЗУЗГ} dt + U_{K0}, \quad (2.19)$$

де U_{K0} – напруга керування при $t=0$.

Відлік часу ведуть з моменту надходження сигналу розузгодження, причому зазвичай при $t=0$ $u_{РОЗУЗГ}=0$ і $u_K=0$. На основі викладеного $U_{K0}=0$.

З урахуванням початкових умов запишемо рівняння (2.19) в операторному вигляді:

$$-u_K(p) = \frac{u_{РОЗУЗГ}(p)}{R_{ЗАД} C_{ЗЗП} p}. \quad (2.20)$$

Передаточна функція I -регулятора матиме вигляд:

$$W_i(p) = \frac{-u_K(p)}{u_{\text{РОЗУЗГ}}(p)} = \frac{1}{R_{\text{ЗАД}} C_{\text{ЗЗП}} p} = \frac{k_i}{p}, \quad (2.21)$$

де $k_i = \frac{1}{R_{\text{ЗАД}} C_{\text{ЗЗП}}}$ – коефіцієнт підсилення інтегрального регулятора, с^{-1} .

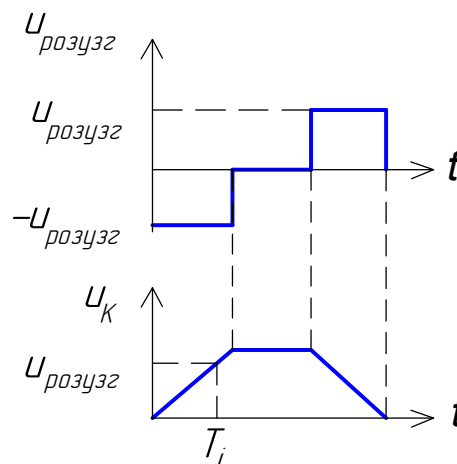
Величина $T_i = R_{\text{ЗАД}} C_{\text{ЗЗП}}$ називається постійною часу інтегрування, вимірюється в секундах: $[RC] = \text{Ом} \cdot \text{Ф} = \text{Ом} \cdot \frac{\text{А} \cdot \text{с}}{\text{В}} = \text{с}$.

Якщо вхідний сигнал $u_{\text{РОЗУЗГ}}$ змінюється стрибком, то u_K змінюється лінійно і досягає за час $t=T_i$ значення вхідного $u_{\text{РОЗУЗГ}}$ (рис. 2.10). При дії на вході I -регулятора постійного сигналу $u_{\text{РОЗУЗГ}}$ на протязі часу

$$t \geq \left| \frac{U_{\text{К.МАКС}} - U_{\text{К0}}}{u_{\text{РОЗУЗГ}}} T_i \right| \quad (2.22)$$

регулятор входить в стан насичення і буде знаходитися в ньому, доки сигнал розузгодження $u_{\text{РОЗУЗГ}}$ не змінить свій знак.

Рис. 2.10. Часові діаграми роботи інтегрального регулятора



Пропорційно-інтегральний (PI -регулятор) реалізується вмиканням в коло зворотного зв'язку OP резистора $R_{\text{ЗЗП}}$ і конденсатора $C_{\text{ЗЗП}}$ (рис. 2.11).

Передаточна функція PI -регулятора

$$W_{PI}(p) = \frac{-u_K(p)}{u_{\text{РОЗУЗГ}}(p)} = W_P(p) + W_i(p) = k_P + \frac{k_i}{p} \quad (2.23)$$

є сумою передаточних функцій пропорційного і інтегрального

регуляторів, тому здійснює одночасно і пропорційне підсилення, і інтегрування сигналу розузгодження $u_{РОЗУЗГ}$. При зміні сигналу розузгодження $u_{РОЗУЗГ}$ стрибком від нуля до $-u_{РОЗУЗГ}$, спочатку здійснюється його пропорційне підсилення до значення $k_{П}u_{РОЗУЗГ}$, а потім інтегрування за часом з постійною інтегрування T_i (рис. 2.12).

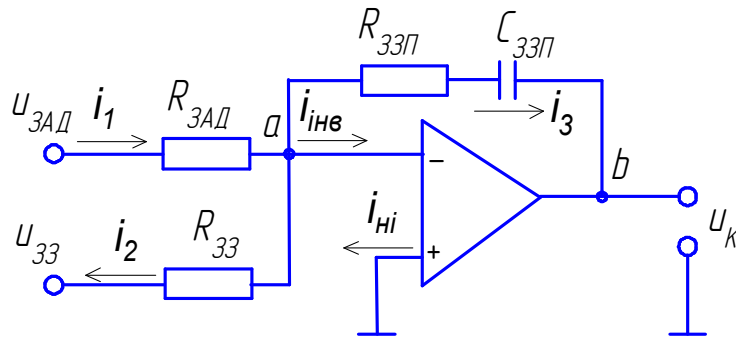


Рис. 2.11. Функціональна схема пропорційно-інтегрального регулятора

При дії на вході *ПІ*-регулятора постійного сигналу $U_{РОЗУЗГ}$ протягом часу

$$t \geq \left| \frac{U_{К.МАКС} - U_{К0} - k_{П}u_{РОЗУЗГ}}{u_{РОЗУЗГ}} T_i \right| \quad (2.24)$$

регулятор входить в стан насичення.

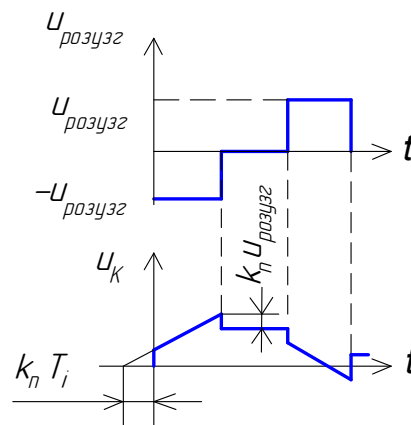


Рис. 2.12. Часові діаграми роботи *ПІ*-регулятора

Пропорційно-інтегрально-диференційний регулятор (ПІД-регулятор) реалізується шляхом під'єднання в *ПІ*-регуляторі паралельно резисторам $R_{ЗАД}$ і $R_{ЗЗ}$ конденсаторів $C_{ЗАД}$ і $C_{ЗЗ}$ (рис.2.13).

Передаточна функція *ПІД*-регулятора є сумою передаточних функцій пропорційного, інтегрального і диференціального регуляторів і має вигляд:

$$W_{ПІД}(p) = \frac{-u_v(p)}{u_{НЕУЗГ}(p)} = W_{П}(p) + W_i(p) + W_d(p) = k_{П} + \frac{k_i}{p} + k_d p, \quad (2.25)$$

де $k_{\Pi} = \frac{R_{33\Pi} C_{33\Pi} + R_{3AD} C_{3AD}}{R_{3AD} C_{33\Pi}} = \frac{T_1 + T_2}{T_i}$ – коефіцієнт пропорційного підсилення ПІД-регулятора; $k_{\text{д}} = T_{\text{д}} = R_{33\Pi} C_{3AD}$ – постійна диференціювання (коефіцієнт диференційного підсилення); $k_i = \frac{1}{T_i} = \frac{1}{R_{3AD} C_{33\Pi}}$ – коефіцієнт інтегрального підсилення; $T_i = R_{3AD} C_{33\Pi}$ – постійна інтегрування; $T_1 = R_{33\Pi} C_{33\Pi}$; $T_2 = R_{3AD} C_{3AD}$.

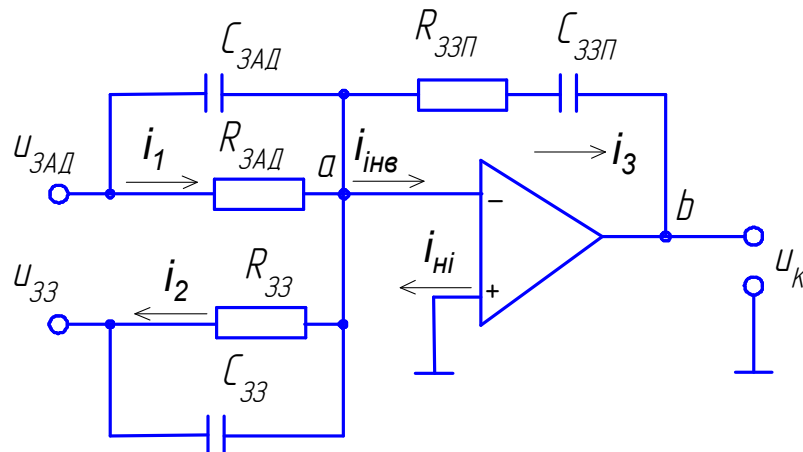


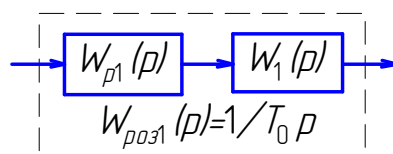
Рис. 2.13. Функціональна схема пропорційно-інтегрально-диференційного регулятора

ПІД-регулятор одночасно здійснює пропорційне підсилення, інтегрування і диференціювання сигналу розузгодження $u_{\text{РОЗУЗГ}}$.

2.3. Послідовність вибору регуляторів в підпорядкованих системах автоматичного керування електроприводами

Послідовність вибору регуляторів розпочинається з внутрішнього контуру, який приймають за перший (рис. 2.6).

Для контуру, який складається із вихідної ланки з передаточною функцією $W_1(p)$ і регулятора з передаточною функцією $W_{p1}(p)$ результуючу розімкненої ланки завжди можна привести до інтегруючої з передаточною функцією $W_{\text{роз1}}(p) = \frac{1}{T_0 p}$:



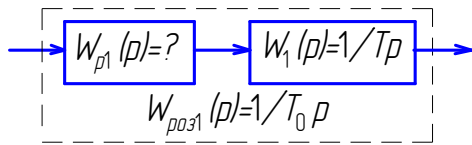
Згідно з рівнянням (2.5) можна записати:

$$W_{PO31}(p) = W_{P1}(p)W_1(p) = \frac{1}{T_0 p}.$$

Вибір регулятора для першого контуру

1. Визначення типу регулятора для основної інтегральної

ланки $W_1(p) = \frac{1}{Tp}$.



$$W_{PO31}(p) = W_{P1}(p) \cdot \frac{1}{Tp} = \frac{1}{T_0 p}.$$

$$W_{P1}(p) = \frac{1}{T_0 p} : \frac{1}{Tp} = \frac{T}{T_0} = k_{II}. \quad (2.26)$$

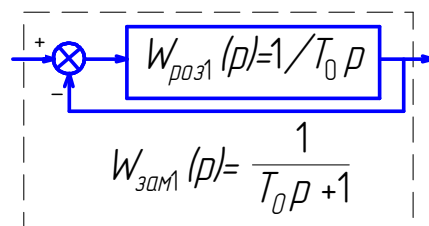
Таким чином регулятор повинен бути пропорційним

$$W_{P1}(p) = k_{II} = \frac{T}{T_0}.$$

Виходячи з того, що $T_0 = \frac{T}{k_{II}}$, то при $k_{II} \rightarrow \infty$ постійна часу T_0 може бути якою-завгодно малою.

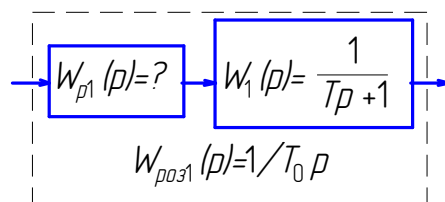
Після створення замкнутого контуру згідно з рівнянням (2.7) його передаточна функція буде відповідати аперіодичній ланці з малою постійною часу T_0 :

$$W_{ЗАМ1}(p) = \frac{1}{T_0 p + 1} = \frac{1}{1 + \frac{1}{T_0 p}}.$$



2. Визначення типу регулятора для основної аперіодичної

ланки $W_1(p) = \frac{1}{Tp + 1}$.



$$W_{PO31}(p) = W_{p1}(p) \cdot \frac{1}{Tp+1} = \frac{1}{T_0 p}$$

$$W_{p1}(p) = \frac{1}{T_0 p} : \frac{1}{Tp+1} = \frac{Tp+1}{T_0 p} = \frac{1}{T_0 p} + \frac{T}{T_0} = \frac{k_i}{p} + k_{II} \quad (2.27)$$

Регулятор повинен мати передаточну функцію $W_{p1}(p) = \frac{Tp+1}{T_0 p}$, яка відповідає ІІІ-регулятору з коефіцієнтами підсилення $k_{II} = \frac{T}{T_0}$;

$$k_i = \frac{1}{T_0}$$

Тоді передаточна функція розімкненого контуру буде мати вигляд:

$$W_{PO31}(p) = \frac{1}{Tp+1} \cdot \frac{Tp+1}{T_0 p} = \frac{1}{T_0 p}$$

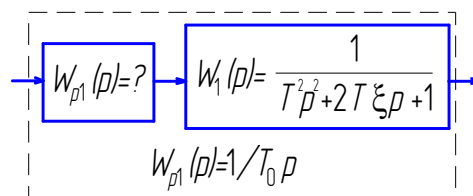
або після обхвату від'ємним зворотним зв'язком, за аналогією з попереднім розв'язком, сумарна передаточна функція замкненого контуру опишеться залежністю:

$$W_{ЗАМ1}(p) = \frac{1}{T_0 p + 1}$$

3. Визначення типу регулятора для основної коливальної ланки з передаточною функцією

$$W_1(p) = \frac{1}{T^2 p^2 + 2T\xi p + 1}$$

де ξ – коефіцієнт демпфірування, від якого залежить процес затухання.



$$W_{PO31}(p) = W_{p1}(p) \cdot \frac{1}{T^2 p^2 + 2T\xi p + 1} = \frac{1}{T_0 p}$$

$$W_{p1}(p) = \frac{T^2 p^2 + 2T\xi p + 1}{T_0 p} = \frac{T^2}{T_0} p + \frac{2T\xi}{T_0} + \frac{1}{T_0 p} = k_D p + k_{II} + \frac{k_i}{p}$$

Регулятор повинен бути ПІД-регулятором з передаточною функцією

$$W_{p1}(p) = \frac{T^2 p^2 + 2T\xi \cdot p + 1}{T_0 p} \quad (2.28)$$

і коефіцієнтами підсилення $k_{II} = \frac{2T\xi}{T_0}$; $k_i = \frac{1}{T_0}$; $k_D = \frac{T^2}{T_0}$.

Для даного випадку передаточні функції розімкненої та замкненої систем аналогічні попереднім і матимуть вигляд:

$$W_{PO31} = \frac{1}{T_0 p}, \quad W_{ЗАМ1}(p) = \frac{1}{T_0 p + 1}.$$

Таким чином, практично для всіх реальних ситуацій внутрішній контур електропривода з підпорядкованим керуванням можна представити аперіодичною ланкою з достатньо малою сталою часу.

Вибір регулятора для другого контуру

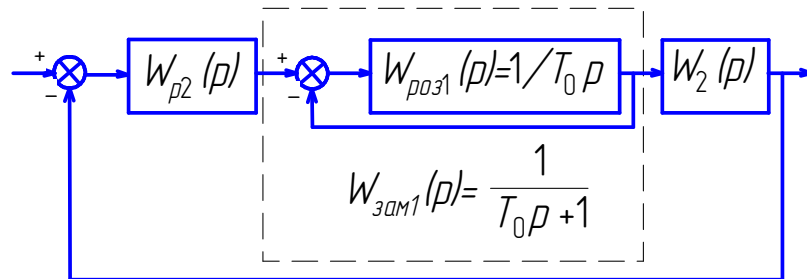


Рис. 2.14. Схема другого контуру системи керування електроприводом

1. Вибір регулятора з інтегруючою вихідною ланкою другого контуру

Передаточна функція інтегруючої вихідної ланки другого контуру має вигляд:

$$W_2(p) = \frac{1}{T_2 p}.$$

Згідно схеми (рис. 2.14) сумарна передаточна функція першого і вихідного другого контуру буде:

$$W_{\text{РОЗ2}}(p) = \frac{1}{T_0 p + 1} \cdot \frac{1}{T_2 p}$$

Для таких і складніших систем підпорядкованого керування регулятор вибирається так, щоб передаточна функція в замкненому контурі мала одну із двох стандартних настройок:

- передаточна функція коливальної ланки, налаштована на *технічний оптимум*;
- передаточна функція коливальної ланки, налаштована на *симетричний оптимум*.

Згідно теорії автоматичного керування стандартні настройки відрізняються характеристиками динамічного режиму (табл. 2.1).

2.1. Перехідні характеристики стандартних настройок

Показники	Технічний оптимум	Симетричний оптимум
Перерегулювання, $\sigma\%$	4,3%	43%
Час першого узгодження t_1 , с	$4,71T_0$	$3,1T_0$
Час перехідного процесу $t_{\text{ПЕР}}$, с	$8,4T_0$	$16,5T_0$

При виборі стандартної настройки користуються наступними рекомендаціями:

- якщо $T > 4T_0$, вибирають настройку на симетричний оптимум, де T – “велика” стала часу об’єкту керування, тобто така стала часу, дія якої повинна бути скомпенсована регулятором, зазвичай $T \geq 0,02$ с;
- якщо $T = 4T_0$, то перехідні характеристики при обох стандартних настройках будуть однакові;
- якщо $T < 4T_0$, вибирають настройку на технічний оптимум.

Для досягнення технічного оптимуму розімкнена система повинна мати вигляд, показаний на рис. 2.15, з сумарною передаточною функцією:

$$W_{\Sigma_{TEK}.PO32}(p) = \frac{1}{2T_0 p(T_0 p + 1)}. \quad (2.29)$$

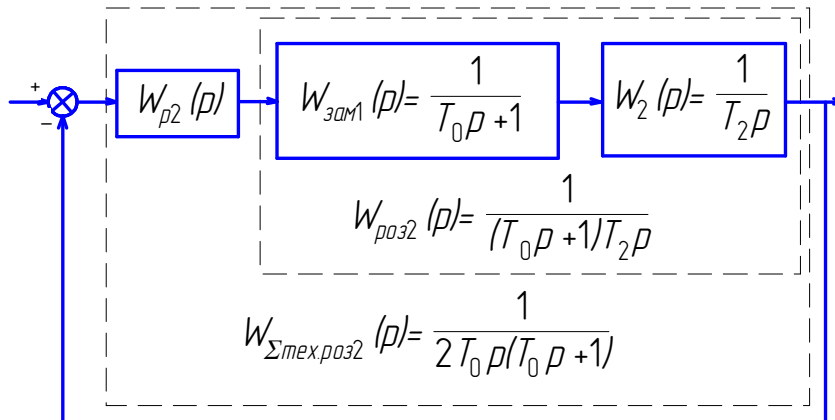


Рис. 2.15. Двоконтурна САК, налаштована на технічний оптимум

Тобто, регулятор повинен бути пропорційним з передаточною функцією

$$W_{P2}(p) = \frac{W_{\Sigma PO32}}{W_{PO32}} = \frac{1}{2T_0 p(T_0 p + 1)} : \frac{1}{(T_0 p + 1)T_2 p} = \frac{T_2}{2T_0} \quad (2.30)$$

і коефіцієнтом підсилення $k_{II} = \frac{T_2}{2T_0}$. (2.31)

При такій настройці передаточна функція замкненого контуру матиме вигляд:

$$W_{3AM2} = \frac{1}{2T_0^2 p^2 + 2T_0 p + 1}. \quad (2.32)$$

Система автоматичного керування, яка налаштована на технічний оптимум, не завжди забезпечує відповідну якість перехідного процесу за збуренням. Тому зовнішні контури в електроприводі (контур швидкості або кута повороту) часто налаштовують на симетричний оптимум.

Структурна схема замкненого контуру для симетричного оптимуму показана на рис. 2.16. Його сумарна передаточна функція розімкненої системи:

$$W_{\Sigma_{СНМ}.PO32}(p) = \frac{4T_0 p + 1}{8T_0^2 p^2 (T_0 p + 1)}. \quad (2.33)$$

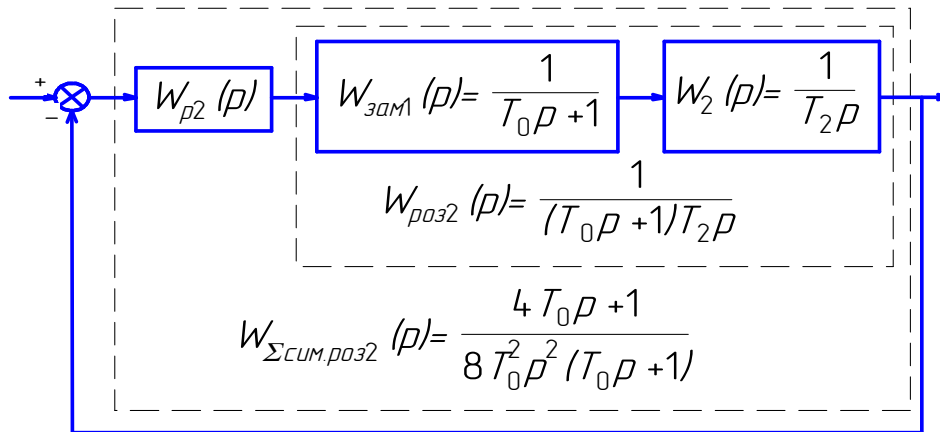


Рис. 2.16. Двоконтурна САК, налаштована на симетричний оптимум

В якості регулятора повинен бути використаний *III*-регулятор з передаточною функцією

$$W_p(p) = \frac{4T_0 p + 1}{8T_0^2 p^2 (T_0 p + 1)} \cdot \frac{1}{(T_0 p + 1) T_2 p} = \frac{T_2 (T_0 p + 1)}{8T_0^2 p} = \frac{T_2}{2T_0} + \frac{T_2}{8T_0^2 p}. \quad (2.34)$$

Коефіцієнти підсилення вибраного регулятора дорівнюють:

$$k_{II} = \frac{T_2}{2T_0}; \quad k_I = \frac{T_2}{8T_0^2}. \quad (2.35)$$

Передаточна функція замкненої системи, налаштованої на симетричний оптимум, має вигляд:

$$W_{зам2}(p) = \frac{1}{8T_0^2 p^2 + 4T_0 p + 1}. \quad (2.36)$$

2. Вибір регулятора з аперіодичною вихідною ланкою другого контуру

$$W_2(p) = \frac{1}{T_2 p + 1}.$$

Сумарна передаточна функція першого і вихідного другого контуру дорівнює:

$$W_{роз2}(p) = \frac{1}{T_0 p + 1} \cdot \frac{1}{T_2 p + 1}.$$

Для реалізації в даній системі технічного оптимуму (рис. 2.17) згідно з рівнянням (2.33) необхідно, щоб сумарна передаточна функція розімкненого контуру мала вигляд:

$$W_{\Sigma_{TEH.P032}}(p) = \frac{1}{2T_0 p(T_0 p + 1)}.$$

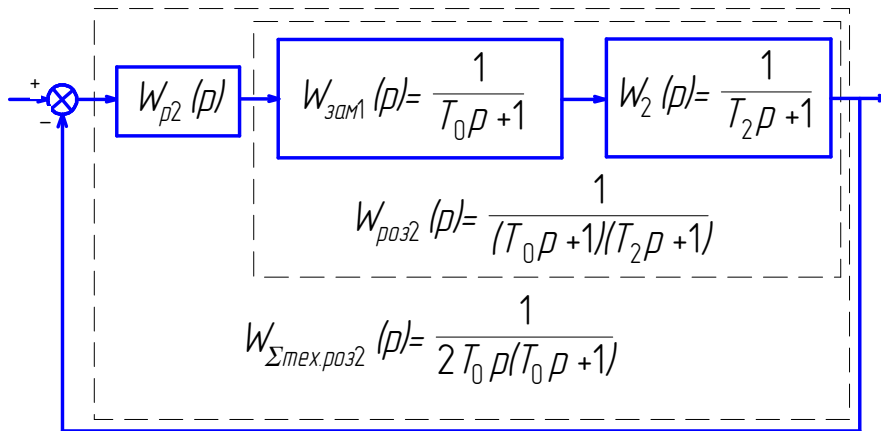


Рис. 2.17. Двоконтурна САК з аперіодичною вихідною ланкою другого контуру, налаштована на технічний оптимум

Тобто, регулятором повинен бути *ПІ*-регулятор з передаточною функцією

$$W_{P2}(p) = \frac{W_{\Sigma P032}}{W_{P032}} = \frac{1}{2T_0 p(T_0 p + 1)} \cdot \frac{1}{(T_0 p + 1)(1 + T_2 p)} = \frac{T_2}{2T_0} + \frac{1}{2T_0 p} \quad (2.37)$$

і коефіцієнтами підсилення

$$k_{II} = \frac{T_2}{2T_0}; \quad k_i = \frac{1}{2T_0}. \quad (2.38)$$

Для реалізації симетричного оптимуму (рис. 2.18) згідно з рівнянням (2.33) потрібно, щоб сумарна передаточна функція мала вигляд:

$$W_{\Sigma_{СИМ.П032}}(p) = \frac{4T_0 p + 1}{8T_0^2 p^2 (T_0 p + 1)}.$$

Регулятор повинен мати передаточну функцію

$$\begin{aligned} W_{P2}(p) &= \frac{W_{\Sigma P032}}{W_{P032}} = \frac{4T_0 p + 1}{8T_0^2 p^2 (T_0 p + 1)} \cdot \frac{1}{(T_0 p + 1)(T_2 p + 1)} = \frac{4T_0 T_2 p^2 + (4T_0 + T_2)p + 1}{8T_0^2 p^2} = \\ &= \frac{T_2}{2T_0} + \frac{4T_0 + T_2}{8T_0 p} + \frac{1}{8T_0^2 p^2}. \end{aligned} \quad (2.39)$$

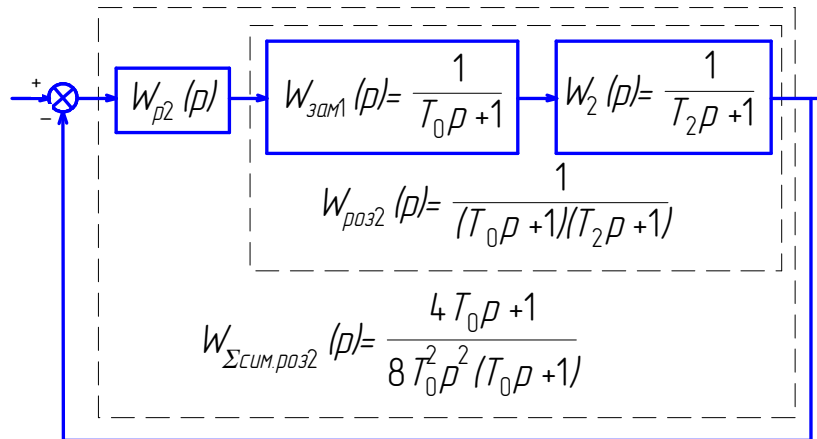


Рис. 2.18. Двоконтурна САК з аперіодичною вихідною ланкою другого контуру, налаштована на симетричний оптимум

Якщо знехтувати третім доданком із оператором Лапласа в другій степені через його малу величину, то регулятор повинен бути *III*-регулятором з коефіцієнтами підсилення

$$k_{II} = \frac{T_2}{2T_0}; \quad k_i = \frac{4T_0 + T_2}{8T_0}. \quad (2.40)$$

Приклад 2.1. Для двоконтурної системи автоматичного керування електроприводом з підпорядкованим керуванням (рис. 2.19) вибрати регулятори і розрахувати їх коефіцієнти з урахуванням, що некомпенсована постійна часу $T_0 = 1/300$ с.

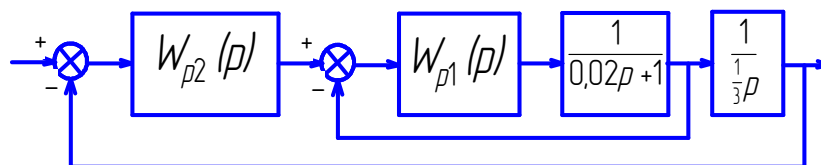


Рис.2.19. Структурна схема двоконтурної САК з підпорядкованим керуванням

За умовами вибору регулятора першого контуру необхідно, щоб сумарна передаточна функція дорівнювала $W_{роз1} = \frac{1}{T_0 p}$.

Тоді передаточна функція регулятора буде:

$$W_{p1}(p) = \frac{W_{PO31}(p)}{W_1(p)} = \frac{1}{\frac{1}{300}p} : \frac{1}{0,02p+1} = \frac{6p+300}{p} = 6 + \frac{300}{p}.$$

Таким чином, для першого контуру потрібен *III*-регулятор з коефіцієнтами:

$$k_{II} = 6; \quad k_i = 300.$$

Для першого контуру з вихідною інтегральною ланкою (сумарна передаточна функція розімкненого контуру $W_{PO31} = \frac{1}{T_0 p}$) передаточна функція замкненої системи дорівнює:

$$W_{ЗАМ1}(p) = \frac{1}{T_0 p} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{T_0 p}} = \frac{1}{1 + T_0 p} = \frac{1}{\frac{1}{300} p + 1}.$$

Сумарна передаточна функція першого і вихідного другого контуру:

$$W_{PO32}(p) = \frac{1}{\frac{1}{300} p + 1} \cdot \frac{1}{\frac{1}{3} p}.$$

Для настройки на технічний оптимум розімкнена система повинна мати передаточну функцію:

$$W_{\Sigma ТЕХ. PO32}(p) = \frac{1}{2T_0 p(T_0 p + 1)} = \frac{1}{\frac{2}{300} p(\frac{1}{300} p + 1)}.$$

Передаточна функція регулятора для даної настройки:

$$W_{P2}(p) = \frac{W_{\Sigma PO32}}{W_{PO32}} = \frac{1}{\frac{2}{300} p(\frac{1}{300} p + 1)} : \frac{1}{(\frac{1}{300} p + 1)\frac{1}{3} p} = \frac{\frac{1}{3} p}{\frac{2}{300} p} = 50.$$

Таким чином, регулятором повинен бути *II*-регулятор з коефіцієнтом підсилення $k_{II} = 50$.

Для настройки на симетричний оптимум розімкнена система має бути:

$$W_{\Sigma \text{СИМ.РОЗ2}}(p) = \frac{4T_0 p + 1}{8T_0^2 p^2 (T_0 p + 1)} = \frac{4 \frac{1}{300} p + 1}{8 \left(\frac{1}{300}\right)^2 p^2 \left(\frac{1}{300} p + 1\right)}$$

Передаточна функція регулятора для даної настройки:

$$\begin{aligned} W_{P2}(p) &= \frac{W_{\Sigma \text{РОЗ2}}}{W_{\text{РОЗ2}}} = \frac{4 \frac{1}{300} p + 1}{8 \left(\frac{1}{300}\right)^2 p^2 \left(\frac{1}{300} p + 1\right)} : \frac{1}{\frac{1}{300} p + 1} \cdot \frac{1}{\frac{1}{3} p} = \frac{4 \frac{1}{300} \cdot \frac{1}{3} p^2 + \left(4 \frac{1}{300} + \frac{1}{3}\right) p + 1}{8 \left(\frac{1}{300}\right)^2 p^2} = \\ &= 50 + \frac{3900}{p} + \frac{300^2}{8p^2}. \end{aligned}$$

Значить, регулятором повинен бути *III*-регулятор з коефіцієнтами підсилення (коефіцієнтом складової з оператором у квадраті знехтувано):

$$k_{II} = 50; \quad k_i = 3900.$$

2.4. Датчики в системах регульованого електропривода

Автоматизація різноманітних процесів, в т.ч. і електропривода, можлива при наявності необхідної інформації про значення величин, які характеризують хід виконання операції.

Для збору інформації і кількісної її оцінки необхідний обширний комплекс різноманітних електричних і неелектричних датчиків, які вимірюють задані параметри технологічних режимів та операцій і передають відповідну інформацію в систему автоматичного керування (САК).

В загальному вигляді датчик складається з одного або декількох елементарних перетворювачів, в яких відбувається передача однієї фізичної величини в іншу або кількісна зміна однієї і тієї ж величини.

Найважливішим елементом датчика є первинний перетворювач (чутливий елемент або вимірювальний орган). Він вимірює керовану величину і перетворює її в форму, зручну для подальшої обробки в САК.

Класифікація датчиків

За функціональними ознаками датчики поділяють на 3 групи:

- з безпосереднім перетворенням – генераторні (термопари, фотоелементи тощо);
- з проміжним перетворенням – параметричні;
- з проміжним перетворенням і зворотним зв'язком.

У сприймальному органі *генераторних датчиків* відбувається безпосереднє перетворення контрольованого параметра у вихідну величину за рахунок енергії вихідного сигналу.

До складу *параметричних датчиків* входять первинний перетворювач *ПП* (рис. 2.20), проміжний перетворювач *ПрП* і допоміжний блок живлення *БЖ*.

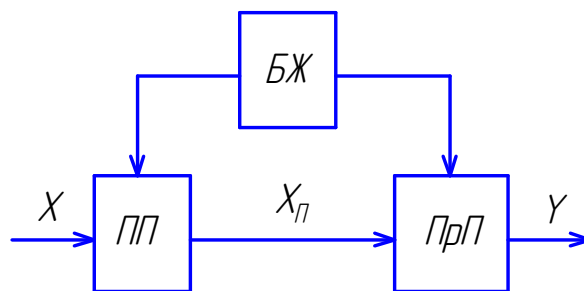


Рис. 2.20. Параметричний датчик

Датчики зі зворотними зв'язками *ЗЗ* (рис. 2.21) чутливіші, менше реагують на збурення, забезпечують високу точність вимірювання. Однак вони складніші і дорогі.

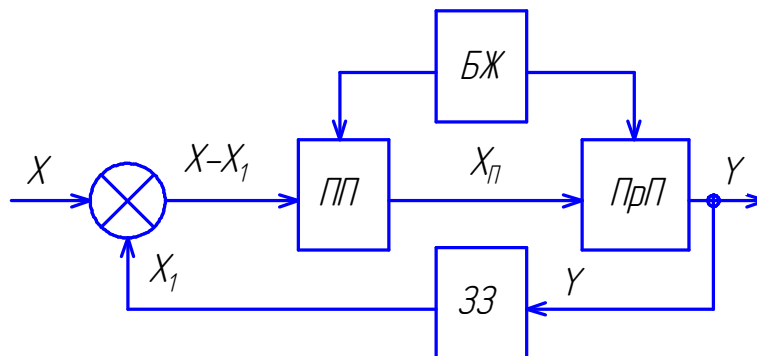


Рис. 2.21. Датчик з проміжним перетворенням і зворотним зв'язком

Поділ датчиків за *призначенням*:

- для отримання інформації про стан процесу (амперметр, вольтметр тощо);
- для одержання, перетворення і зберігання інформації (контролюючі, індикаторні, показуючі, реєструючі);
- для одержання інформації з метою дії на процес.

Поділ за *видом вхідних величин*:

- неелектричні (температури, швидкості, моменту, вологості тощо);
- електричні (струму, потужності, опору, напруги тощо).

Поділ за *видом вихідних величин* – потенціальні, струмові, частотні, механічні (переміщення, зусилля).

Загальні вимоги до датчиків:

- зберігати роботоздатність в заданих умовах навколишнього середовища і режимах роботи об'єкта автоматизації;
- перетворювати контрольований параметр з однозначною статичною характеристикою;
- не впливати на контрольований параметр і режим роботи об'єкта;
- відповідати заданому діапазону вимірювання контрольованого параметра;
- легко зчленовуватися з існуючими вимірювальними і перетворювальними засобами автоматики;
- мати достатню надійність роботи і стабільність характеристик;
- мати задану чутливість, інерційність, масу і габарити;
- бути зручними в монтажі, простими в обслуговуванні, дешевими.

2.4.1. Датчики струму

Датчики струму призначені для отримання інформації про величину і напрямок струму електродвигуна. До них висунуті наступні вимоги:

- лінійність характеристики керування в діапазоні від $0,1I_{НОМ}$ до $5I_{НОМ}$;

- наявність гальванічної розв'язки силового кола і системи керування;

- висока швидкодія.

В якості вимірювальних перетворювачів в датчиках струму використовують трансформатори струму, додаткові (компенсаційні) обмотки згладжувальних дроселів, елементи Холла, шунти.

Датчики струму на базі вимірювального трансформатора перетворюють величину струму до значення, зручного для вимірювання. Їх виготовляють на діапазон струмів від 0,5 А до 10 кА 50 Гц, у виняткових випадках 350...2400 Гц. Вихідний струм уніфікований і складає, як правило, 5 А при номінальному навантаженні 5...50 ВА. Первинну обмотку трансформатора струму вмикають послідовно в коло вимірюваного змінного струму, а вторинну – в коло системи керування електроприводом. В електроприводах постійного струму первинна обмотка вмикається в коло живлення симетричних мостових однофазних і трифазних випрямлячів. Для забезпечення режиму роботи трансформатора струму ТА1, близького до режиму короткого замикання і одержання вихідного сигналу у вигляді напруги, їх вторинні обмотки навантажуються низькоомними резисторами $R_{TC} = 0,2...1,0$ Ом (рис. 2.22).

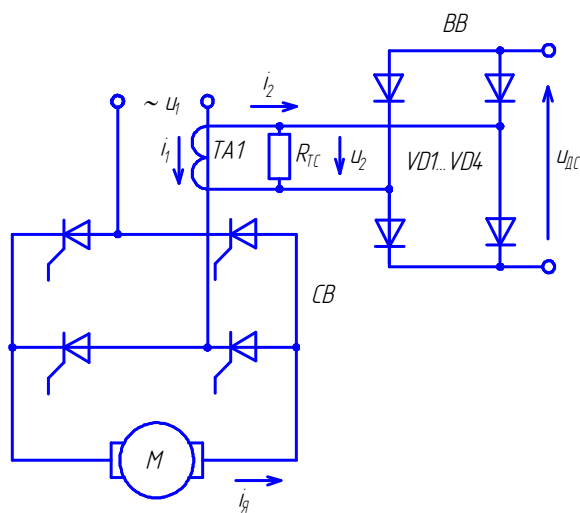


Рис. 2.22. Функціональна схема електропривода постійного струму з трансформаторними датчиками струму

Клас точності трансформатора струму зберігається в допустимих межах при навантаженні, не більшому допустимого (5...50 ВА). При такому навантаженні максимальний рівень

одержуваної вихідної напруги може складати 1...10 В. Перетворення змінної напруги вторинних обмоток здійснюється вимірювальним випрямлячем ВВ (рис. 2.23).

Згідно наведеної структурної схеми можна визначити коефіцієнт передачі датчика струму:

$$k_{ДС} = \frac{u_d}{i_я} = K_{СВ} \frac{R_3}{K_{ТС}} K_{ВВ} \quad (2.41)$$

Оскільки $i_1 = i_я$, то $K_{СВ} = 1$. Для однофазної схеми коефіцієнт передачі вимірювального випрямляча $K_{ВВ} = 1$, а для трифазного $K_{ВВ} = 2$. Звідси, коефіцієнт передачі однофазного датчика $k_{ДС} = R_3 / K_{ТС}$, а трифазного – $k_{ДС} = 2R_3 / K_{ТС}$.

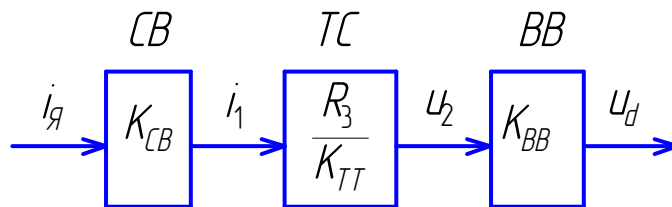


Рис. 2.23. Структурна схема трансформаторного датчика струму:

СВ – силовий випрямляч; *ТС* – трансформатор струму; *ВВ* – вимірювальний випрямляч; $i_я$, i_1 – струм якоря і кола живлення силового випрямляча; $K_{СВ} = i_1 / i_я$ – коефіцієнт передачі за струмом силового випрямляча; R_3 – низькоомний опір трансформатора струму; $K_{ТС} = i_1 / i_2$ – коефіцієнт трансформації трансформатора струму; i_2 , u_2 , u_d – змінні струм і напруга та випрямлена напруга у вторинній обмотці трансформатора струму; $K_{ВВ}$ – коефіцієнт передачі вимірювального випрямляча

Широкого розповсюдження для вимірювання струму двигуна отримали **датчики струму на основі шунтів**. Шунт являє собою чотиризатискний резистор з чисто активним опором $R_{Ш}$ (безіндуктивний шунт), до струмових затискачів якого приєднують силове коло, а до потенціальних – вимірювальне (рис. 2.24).

Для послаблення впливу шунта на проходження струму в колі двигуна його опір повинен бути мінімальним. Номінальне падіння напруги на шунті складає зазвичай 75 мВ, тому його необхідно підсилити до необхідних величин 3,0...3,5 В. Оскільки

шунт має потенціальний зв'язок із силовим колом, датчик повинен мати пристрій гальванічної розв'язки.

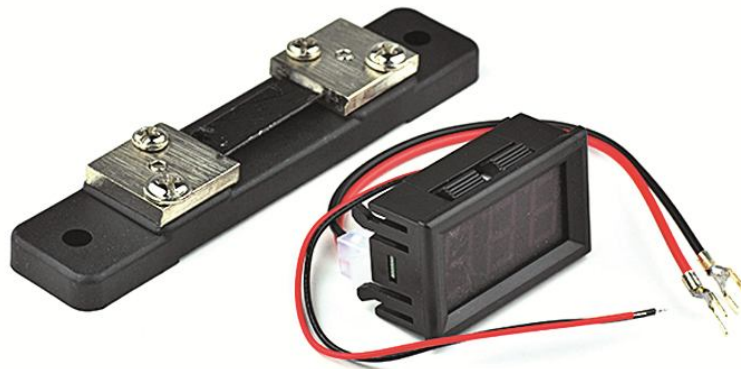


Рис. 2.24. Малоамперний шунт

Структурна схема датчика струму на основі шунта наведена на рис. 2.25.

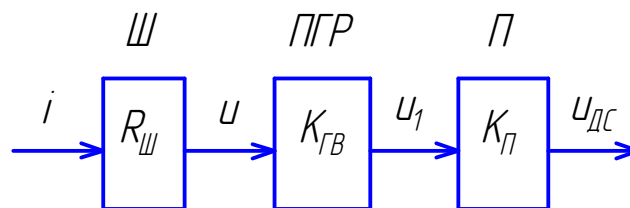


Рис. 2.25. Структурна схема датчика струму на основі шунта:

Ш – шунт; *ПГР* – пристрій гальванічної розв'язки; *П* – підсилювач; *i* – струм в силовому колі; $u=R_{Ш}i$ – падіння напруги на активному опорі шунта; $u_{ГР}$, $u_{ДС}$ – відповідно напруга на виході пристрою гальванічної розв'язки та датчика струму; $K_{ГР}$, $K_{П}$ – коефіцієнти передачі пристрою гальванічної розв'язки та підсилювача відповідно

Згідно структурної схеми коефіцієнт передачі датчика:

$$K_{ДС}=R_{Ш}K_{ГР}K_{П}. \quad (2.42)$$

Датчики струму на основі шунтів застосовують у сучасних перетворювачах малої потужності (до 3кВт).

На рис 2.26 наведена узагальнена структура аналогового датчика струму, виконана за схемою М-ДМ (модулятор-демодулятор).

Датчик струму з гальванічною розв'язкою працює так. Вхідна ланка *ВЛ* формує вхідний сигнал $u_{ВХ}$ у вигляді напруги постійного струму, пропорційній вимірюваному струму *i*.

Модулятором M сигнал перетворюється в змінну напругу $\sim u_M$, яка після потенціального роздільника $ПР$ ($\sim u_{ПР}$) в демодуляторі $ДМ$ перетворюється в постійну ($=u_{ДМ}$). З виходу датчика знімається вихідна напруга $u_{ВИХ}$, підсилена пристроєм $П_C$. Генератор тактових імпульсів $ГТІ$ синхронізує роботу M - $ДМ$. Схема M - $ПР$ - $ДМ$ спільно з $ГТІ$ забезпечує гальванічну розв'язку силових кіл і кіл керування в системах електроприводів постійного струму, що суттєво підвищує надійність роботи останніх.

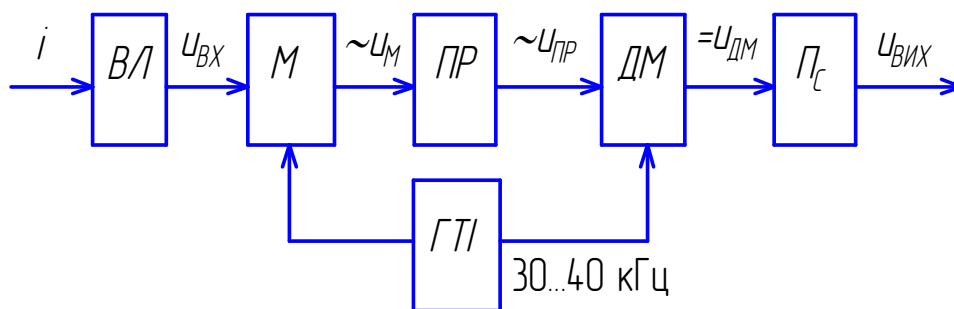


Рис. 2.26. Структурна схема аналогового датчика струму з гальванічної розв'язкою:

$ВЛ$ – вхідна ланка (шунт); M – модулятор; $ПР$ – потенціальний роздільник (трансформатор); $ДМ$ – демодулятор; $П_C$ – підсилювач; $ГТІ$ – генератор тактових імпульсів; i – струм в силовому колі; $u_{ВХ}$ – падіння напруги на вхідному опорі шунта; $\sim u_M$, $\sim u_{ПР}$, $=u_{ДМ}$, $u_{ВИХ}$ – напруга на виході модулятора, роздільника, демодулятора та датчика струму

Цифрові датчики постійного струму (рис. 2.27) мають в своєму складі крім $ВЛ$ і $ПР$ також вхідний підсилювач і аналого-цифровий перетворювач для формування цифрового сигналу (коду) N на виході. В цифрових датчиках потенціальне розділення сигналів здійснюється за допомогою оптопар. Перевага оптронної гальванічної розв'язки є простота її реалізації порівняно зі схемою M - $ДМ$, постільки відпадає необхідність в модуляції сигналу.

В якості прикладу реалізації аналогового датчика постійного струму за схемою M - $ДМ$ на рис. 2.28 наведено пристрій типового датчика ДТ-ЗАИ.

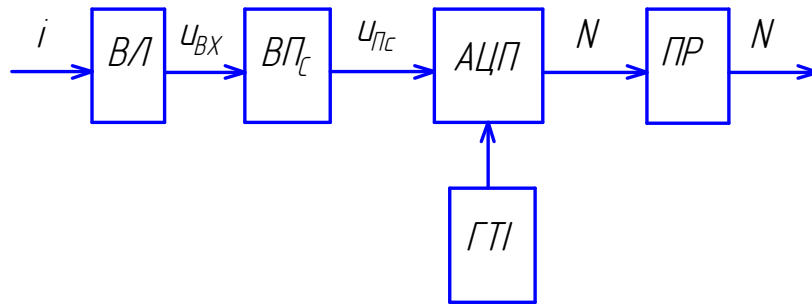


Рис. 2.27. Структурна схема цифрового датчика струму:

ВЛ – вхідна ланка; *ВП_ζ* – вхідний підсилювач; *АЦП* – аналого-цифровий перетворювач; *ПР* – потенціальний роздільник; *ГТІ* – генератор тактових імпульсів; *i* – струм в силовому колі; *u_{ВХ}* – падіння напруги на вхідному опорі шунта; *u_{Пζ}* – напруга на виході підсилювача; *N* – цифровий код

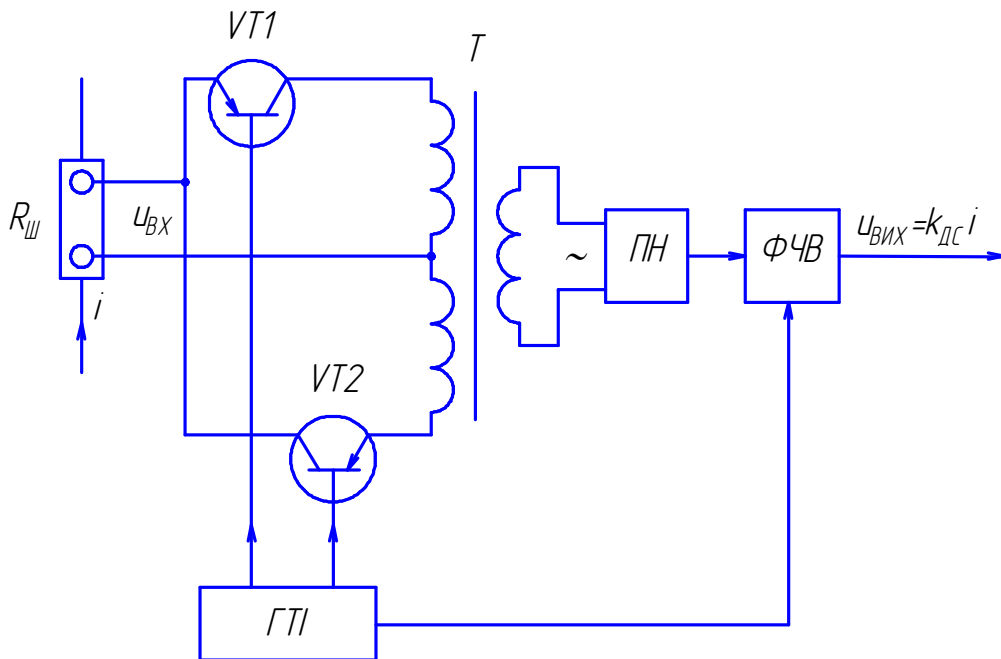


Рис. 2.28. Датчик постійного струму ДТ-ЗАИ:

R_ш – вимірювальний шунт; *VT1*, *VT2* – транзисторні ключі модулятора; *Т* – роздільний трансформатор; *ПН* – підсилювач змінної напруги; *ФЧВ* – фазочутливий випрямляч для формування уніфікованого вихідного сигналу *u_{ВИХ}*

Датчик струму має реверсивну лінійну з обмеженням статичну характеристику. Робота датчика базується на принципі модуляція – трансформування - підсилення змінної напруги - демодуляція. Модуляція вхідного сигналу *u_{ВХ}* здійснюється з

частотою 30 кГц, яка формується генератором тактовних імпульсів ГТІ.

В системах керування електроприводами все ширше використовують *датчики струму на основі елементів Холла*. Ефект Холла проявляється тим, що при проходженні струму I_X через клеми $a-a'$ напівпровідникової пластини (рис. 2.29), яка розміщена перпендикулярно до магнітного поля з індукцією B , на краях пластини $b-b'$, паралельних напрямку протікання струму I_X , наводиться ЕРС Холла e_X . Різниця потенціалів між клемми $b-b'$ виникає внаслідок дії сили Лоренца, що відхиляє потік електронів, які рухаються по пластині. Це приводить до того, що на одному краю пластини електронів стає більше, на протилежному - менше. І чим більший струм I_X і сильніше поле, тим більшою буде різниця потенціалів:

$$e_X = K_X I_X B, \quad (2.43)$$

де K_X – коефіцієнт, залежний від властивостей матеріалу і розмірів пластини.

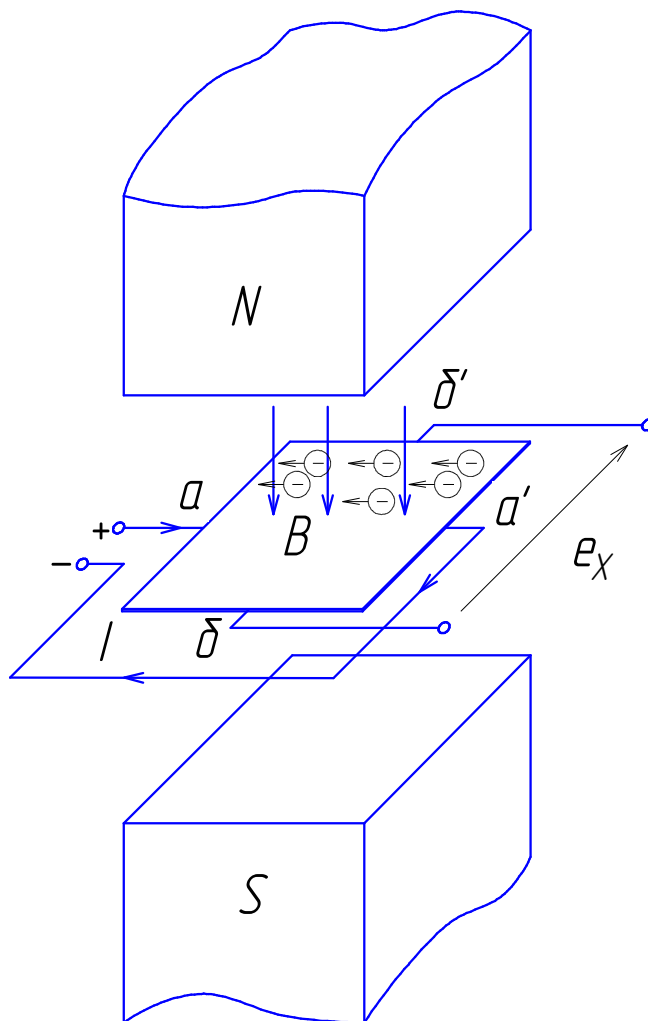


Рис. 2.29. Отримання ЕРС Холла

Датчик струму прямого підсилення на основі елемента Холла складається з магнітопроводу 1 (рис. 2.30), в повітряному зазорі якого розміщений елемент Холла 3. Останній приєднаний до підсилювача 4. Струм I_X , що проходить між клемми $a - a'$ (рис. 2.29), генерується джерелом стабілізованого струму 5. При проходженні струму двигуна $i_{ДВ}$ по проводу 2 (рис. 2.30), який

розміщений у вікні магнітопроводу, виникає магнітний потік Φ , пропорційний $i_{ДВ}$. Таким чином, при незмінному значенні струму елемента Холла I_X ЕРС e_X пропорційна струму $i_{ДВ}$.

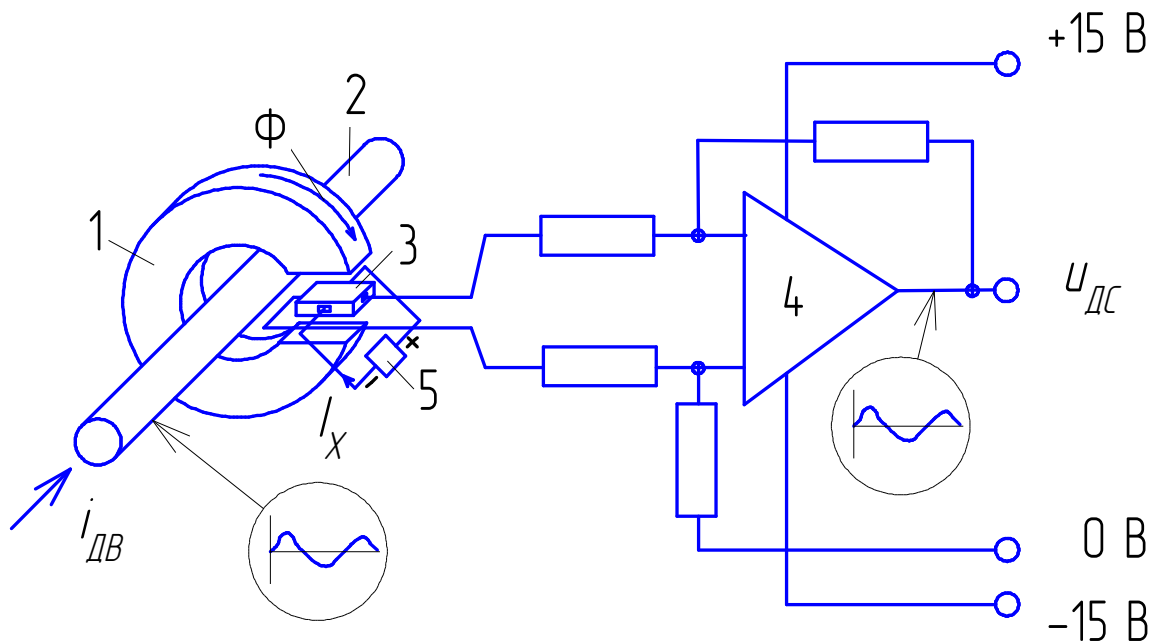


Рис. 2.30. Спрощена схема датчика струму прямого підсилення на основі елемента Холла

Для використання в колах керування електроприводів зі зворотними зв'язками розроблено датчики з виходом в коло стандартного інтерфейсу "струмова петля 4/20 мА".

Датчики прямого підсилення здатні вимірювати постійний, змінний струм і струми інших форм величиною від кількох ампер до кількох сотень кілоампер з точністю в кілька відсотків від номінального значення.

В датчиках компенсаційного типу на магнітопровід намотана спеціальна компенсаційна обмотка, через яку пропускається струм I_K з виходу підсилювача A (рис.2.31). Кількість витків компенсаційної обмотки підібрано так, щоб створений нею магнітний потік компенсував магнітне поле первинного струму I_P , тобто:

$$N_P \cdot I_P = N_K \cdot I_K,$$

де N_P і N_K - відповідно кількість витків первинної та компенсаційної обмоток.

Магнітні потоки направлені назустріч один одному, тобто система працює при нульовому магнітному потоці в осерді. Завдяки цьому датчики компенсаційного типу характеризуються низьким споживанням потужності, малими геометричними розмірами і масою, мають високу лінійність статичної характеристики, малий температурний дрейф, малі втрати у вимірювальному колі, широкий частотний діапазон.

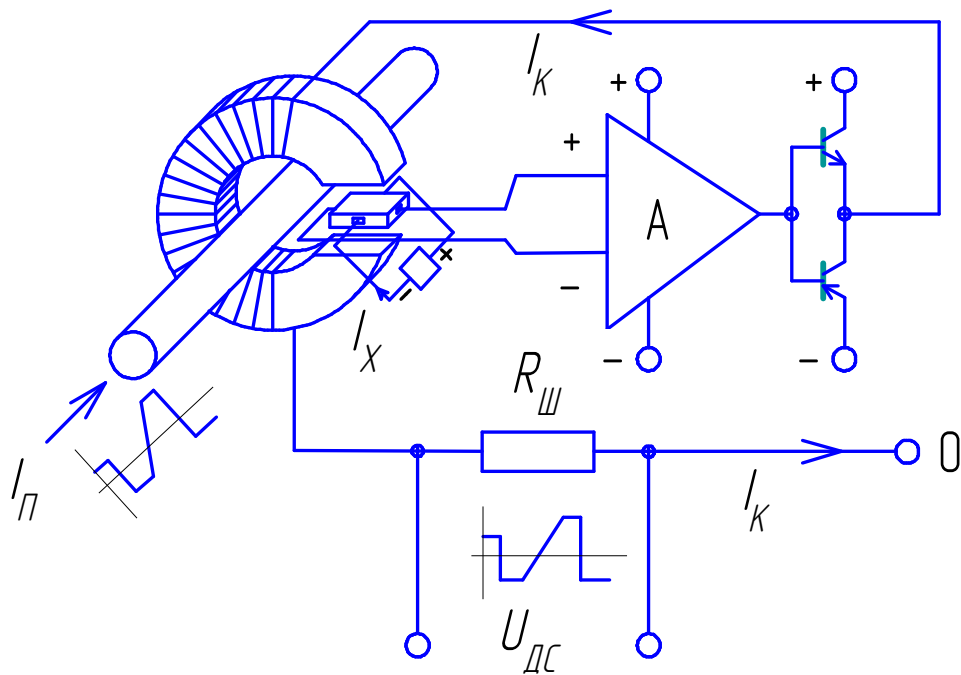


Рис. 2.31. Спрощена схема компенсаційного датчика струму на основі елемента Холла

Основними параметрами датчиків є: діапазон вимірюваних струмів, допустиме перевантаження по вимірюваному струму, основна приведена похибка, нелінійність вихідної характеристики, коефіцієнт передачі струму, напруга живлення.

Значною перевагою датчиків на основі елементів Холла є повна відсутність електричного зв'язку з вимірюваним колом (гальванічна розв'язка силових і вимірювальних кіл). Недоліком є необхідність стабілізованого двополярного джерела живлення.

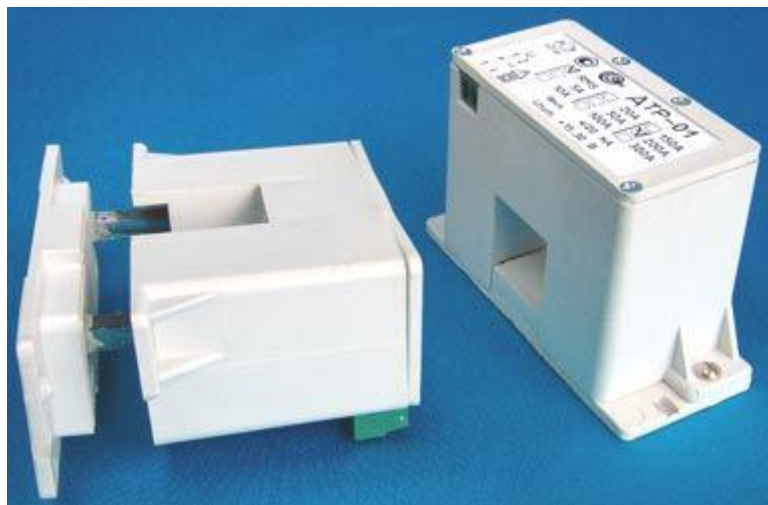
На рис. 2.32 наведено найбільш поширені універсальні датчики серії ДТХ. Вони призначені для вимірювання постійного, змінного та імпульсного струму. Конструктивно датчики струму на основі ефекту Холла виготовляють з

нероз'ємним (рис. 2.32, *a*) і роз'ємним (рис. 2.32, *б*) магнітопроводом. Останні мають перевагу в тому, що змонтувати його можна без розбирання шинного з'єднання.



a

Рис. 2.32. Датчики струму серії ДТХ:
a – з нероз'ємним магнітопроводом; *б* – з роз'ємним магнітопроводом



б

2.4.2. Датчики напруги

В якості вимірювального перетворювача напруги в електроприводі використовують: для постійного струму – резисторні подільники напруги (рис. 2.33, *a*), для змінного – трансформатори напруги (рис. 2.33, *б*). Сучасні датчики напруги розроблені на основі ефекта Холла (рис. 2.34).

Вихідна напруга подільника:

$$u = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_{\text{я}}. \quad (2.44)$$

Похибка при вимірюванні буде в допустимих межах при коефіцієнті навантаження подільника $\frac{R_1}{R_1 + R_2} = 10 \dots 100$.

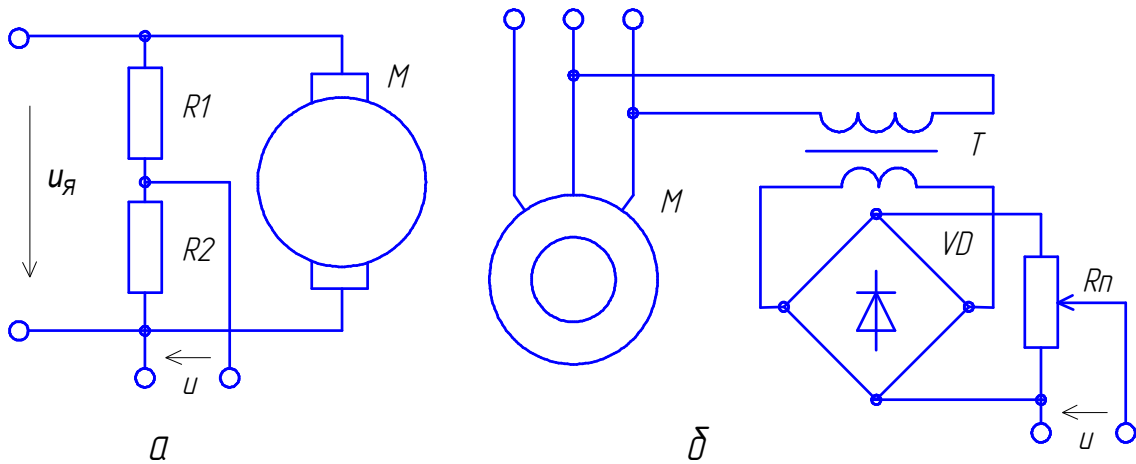


Рис. 2.33. Функціональна схема датчика напруги:

a – на базі подільника; *б* – на базі трансформатора напруги

Датчик напруги крім подільника може мати гальванічну розв'язку і підсилювач. В цьому випадку коефіцієнт передачі датчика напруги буде рівним

$$k_{\text{ДН}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} K_{\text{ГР}} K_{\text{П}}, \quad (2.45)$$

де $K_{\text{ГР}}$, $K_{\text{П}}$ – коефіцієнти передачі сигналу блока гальванічної розв'язки та підсилювача.

Вихідна напруга датчика пропорційна напрузі якоря:

$$u_{\text{ДН}} = k_{\text{ДН}} u_{\text{я}} \dots \dots \dots (2.46)$$

Структурні схеми аналогового і цифрового датчиків напруги подібні структурним схемам аналогічних датчиків струму (рис. 2.26 та 2.27). Відмінність полягає в тім, що у вхідній ланці ВЛ замість вимірювального шунта використано подільник напруги.

Датчики напруги, основані на ефекті Холла, працюють на тих же принципах, що й відповідні датчики струму. Відмінність полягає в тому, що первинна обмотка датчика w_K виконана з великою кількістю витків, завдяки чому створюється необхідна

кількість ампер-витків для створення первинної індукції. Завдяки цьому при мінімальному значенні первинного струму забезпечується мінімальне споживання потужності з вхідного кола. При вимірюванні напруги необхідно забезпечити первинний струм i_{BX} , еквівалентний вимірюваній напрузі, який і буде перетворювати датчик. Для цього послідовно з первинною обмоткою вмикають резистор R_{BX} (рис. 2.34).

Датчики напруги компенсаційного типу, основані на ефекті Холла, використовуються в електроприводах для виявлення, реєстрації, перетворення і регулювання напруги. Наприклад, для контролю вхідної і вихідної напруги та рівня пульсацій в колах постійного струму частотних перетворювачів.

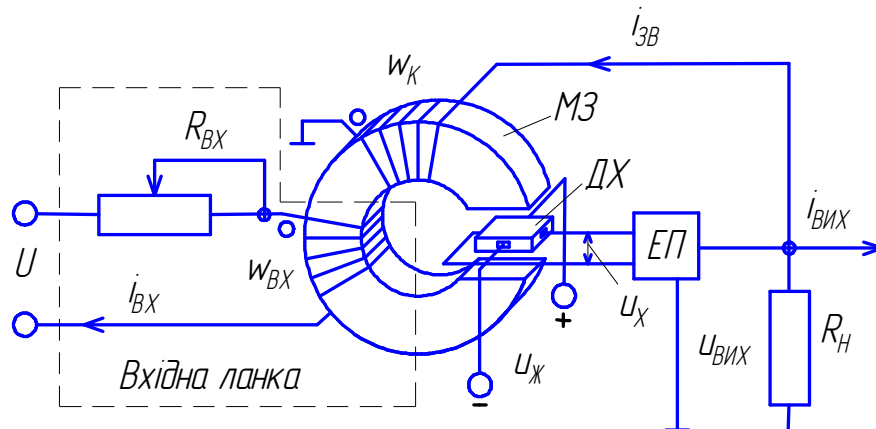


Рис. 2.34. Датчик напруги на основі ефекту Холла:

R_{BX} – вхідний резистор; i_{BX} – вхідний струм; $u_{ВИХ}$, u_X , $u_Ж$ – напруга, відповідно, виміряна на виході датчика напруги, датчика Холла і додаткового джерела живлення; $i_{ВИХ}$ – струм на виході датчика напруги; i_{3B} – від'ємний зворотний зв'язок за струмом; R_H – опір навантаження датчика; $M3$ – магнітопровід із зазором; w_{BX} , w_K – вхідна і компенсаційна обмотки; $ДХ$ – датчик Холла; $ЕП$ – електронний підсилювач

Магніточутливий датчик Холла розміщений в зазорі магнітопроводу, а його вихідна напруга u_X подається на вхід електронного підсилювача. При проходженні по вхідній обмотці струму i_{BX} , пропорційного вимірюваній напрузі, в магнітопроводі виникає магнітне поле. Датчик Холла, реагуючи на створене магнітне поле, виробляє напругу, пропорційну струму у вхідній ланці. Вихідний сигнал підсилюється електронним підсилювачем і подається у вигляді сигналу i_{3B} від'ємного зворотного зв'язку за

струмом в компенсаційну обмотку. Створене при цьому магнітне поле компенсаційної обмотки компенсує магнітне поле вхідної обмотки, тобто вимірювання напруги здійснюється за компенсаційною схемою, що забезпечує високу точність роботи датчика: в діапазоні вимірювання напруги 60...600 В похибка виміру не перевищує 1%.

Струмовий вихід датчика напруги Холла ДНХ навантажуються таким опором R_H , щоб отримати напругу, зручну для подальшого використання: при номінальному вихідному струмі 40 мА і навантажувальному опорі 150 Ом на виході датчика напруга буде рівна 6 В. Номінальний вхідний струм ДНХ $I_{НОМ.ВХ} = 10$ мА. Величина опору вхідного резистора визначається за виразом:

$$R_{ВХ} = \frac{U_{НОМ}}{I_{НОМ.ВХ}} = \frac{U_{НОМ}}{10}.$$

Датчики використовуються в колах постійного і змінного струмів, виконуються в різних конструктивних виконаннях (рис.2.35) і можуть установлюватись як на печатну плату, так і кріпитися на DIN-рейці.



Рис. 2.35. Датчики змінної напруги на основі ефекту Холла серії ДНТ

2.4.3. Датчики ЕРС

При невисоких вимогах до діапазону регулювання швидкості (до 50) в якості головного зворотного зв'язку в електроприводі використовують зворотній зв'язок за ЕРС.

Принцип дії датчика ЕРС якоря базується на обчисленні ЕРС за відомим рівнянням рівноваги напруги для якорного кола:

$$e_{я} = u_{я} - L_{я.к} \frac{di_{я}}{dt} - R_{я.к} i_{я}, \quad (2.47)$$

де $u_{я}$, $i_{я}$ – відповідно напруга і струм якоря; $L_{я.к}$, $R_{я.к}$ – індуктивність і активний опір якорного кола.

Схематично реалізувати вираз (2.47) складно через необхідність отримання сигналу, пропорційного похідній струму якоря. Тому запишемо цей вираз в операторному вигляді за Лапласом:

$$e_{я}(p) = u_{я}(p) - R_{я.к} i_{я}(p)(T_{я}p + 1), \quad (2.48)$$

де $T_{я} = L_{я.к} / R_{я.к}$ – електромагнітна стала часу якорного кола.

Розділимо вираз (2.48) на $T_{я}p + 1$:

$$\frac{e_{я}(p)}{T_{я}p + 1} = \frac{u_{я}(p)}{T_{я}p + 1} - R_{я.к} i_{я}. \quad (2.49)$$

Функціональна схема датчика ЕРС, що реалізований за виразом (2.49), наведена на рис. 2.35. Для вимірювання напруги якоря використовується подільник на резисторах R_2 і R_3 з вихідною напругою:

$$u_{дн} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} u_{я} = k_{дн} u_{я}, \quad (2.50)$$

де $k_{дн} = R_3 / (R_2 + R_3)$ – коефіцієнт передачі датчика напруги.

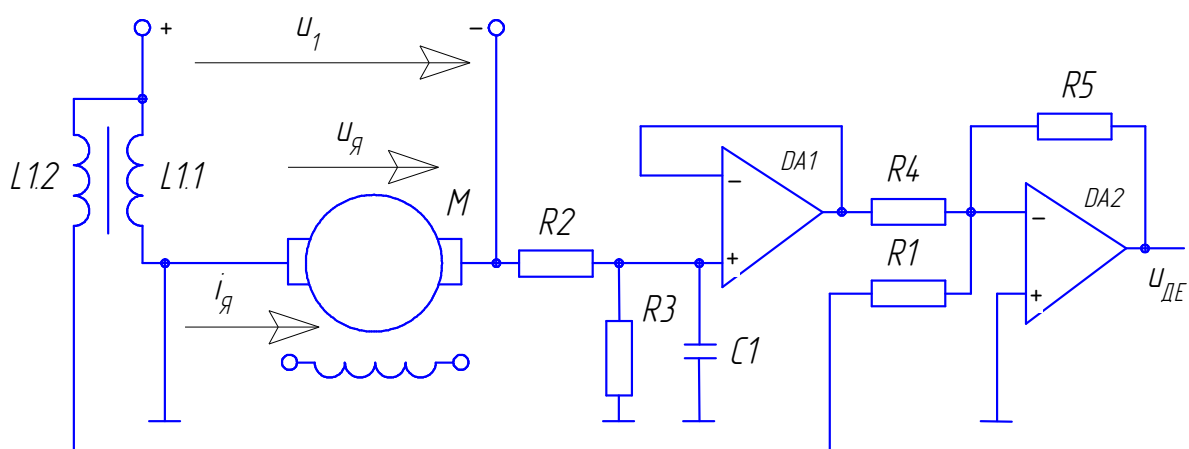


Рис. 2.35. Функціональна схема датчика ЕРС якоря

Напруга $u_{я}$ через подільник, RC -фільтр і повторювач напруги $DA1$ подається на суматор $DA2$.

Для вимірювання струму використовується додаткова обмотка $L1.2$ (рис.2.35) згладжувального дроселя. Сигнал, пропорційний падінню напруги $R_{я.к}i_{я}$, подається також на вхід суматора $DA2$.

Повторювач напруги використовується як буферний підсилювач для виключення впливу низькоомного навантаження на джерело з високим вхідним опором. Вихідний опір підсилювача $DA2$ знаходиться в межах від 1 МОм до 10 ГОм.

Вираз для вихідної напруги $u_{ДЕ}$ підсилювача $DA2$ (датчика ЕРС) при усталеному режимі роботи отримуємо на основі рівняння:

$$\begin{aligned} u_{ДЕ} &= \left(\frac{u_{ДН}}{R4} - \frac{u_{ДС}}{R1} \right) R5 = \left(\frac{k_{ДН}}{R4} u_{я} - \frac{k_{ДС} i_{я}}{R1} \right) R5 = \\ &= \left(\frac{k_{ДН}}{R4} u_{я} - \frac{k_{ДС}}{R_{я.к} R1} R_{я.к} i_{я} \right) R5. \end{aligned} \quad (2.51)$$

При умові $k_{ДН} / R4 = k_{ДС} / (R_{я.к} R1)$ вираз (2.51) можна записати так:

$$u_{ДЕ} = k_{ДЕ} (u_{я} - R_{я.к} i_{я}) = k_{ДЕ} e_{я}, \quad (2.52)$$

де $k_{ДЕ} = \frac{k_{ДН} R5}{R4} = \frac{k_{ДС} R5}{R_{я.к} R1}$ – коефіцієнт передачі датчика ЕРС. Тобто, характеристика ЕРС датчика лінійна.

2.4.4. Енкодери

Енкодери – це перетворювачі інформації про абсолютне чи відносне кутове положення вала в кодовий цифровий сигнал. Вони можуть бути однооборотні і багатооборотні, абсолютного положення (абсолютні датчики) і відносного (інкрементальні датчики). За принципом дії поділяються на оптичні, магнітні і магніторезисторні.

Оптичні енкодери мають жорстко і співвісно закріпленій на валу скляний або металевий диск з прорізами (рис. 2.36). Диски виготовляють з металевої пластини при малій розрядності

датчика (до 1024 імп./об.) або скла при розрядності до 36000 імп./об.

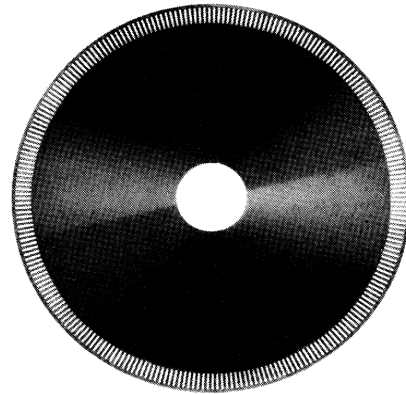


Рис. 2.36. Оптичний диск інкрементального датчика

Вісі енодера і об'єкта з'єднуються між собою спеціальною гнучкою перехідною муфтою або жорсткою втулкою, або диск з'єднується безпосередньо з валом об'єкта. При обертанні об'єкта імпульси формуються оптичними парами при обертанні диска з прорізами (рис. 2.37), а електронний блок перетворює їх в послідовність дискретних електричних імпульсів.

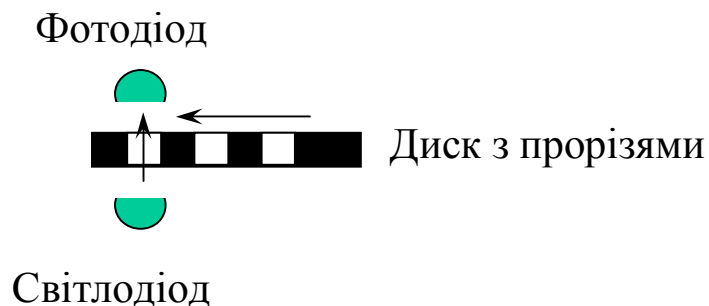
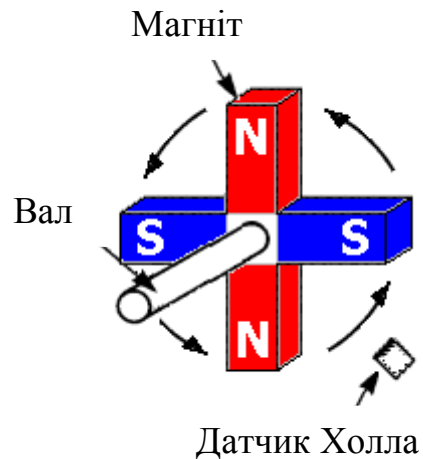


Рис. 2.37. Принцип формування сигналів в енодерах

Магнітний енодер має вал з одним або кількома магнітами і датчик Холла (рис. 2.38). Останній реєструє послідовність проходження магнітних полюсів і перетворює їх в електричні імпульси.

Магніторезистивний енодер складається з котушки, закріпленої на валу і поміщеної в магнітне поле. При обертанні котушки її витки змінюють положення відносно поля, внаслідок чого струм в котушці буде змінюватися залежно від кута повороту вала. Зараз магніторезистивні датчики використовуються рідко.

Рис. 2.38. Схема магнітного енкодера



Однооборотними (рис.2.39) називаються датчики, які видають абсолютне значення кута повороту в межах одного оберту. З початком наступних обертів код повторюється. Такі датчики переважно застосовують для вимірювання кута повороту об'єкта.

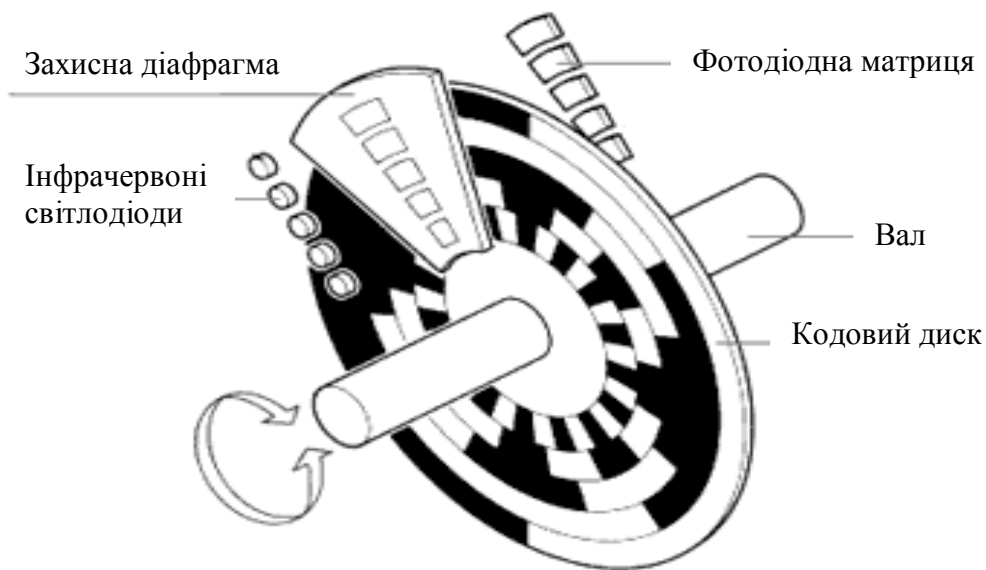


Рис. 2.39. Будова однооборотного енкодера

В багатооборотних енкодерах (рис.2.40) додатково до вимірювання кута повороту за допомогою вбудованого передаточного механізму (редуктора, що складається з кількох кодових оптичних дисків) одночасно реєструється кількість обертів.

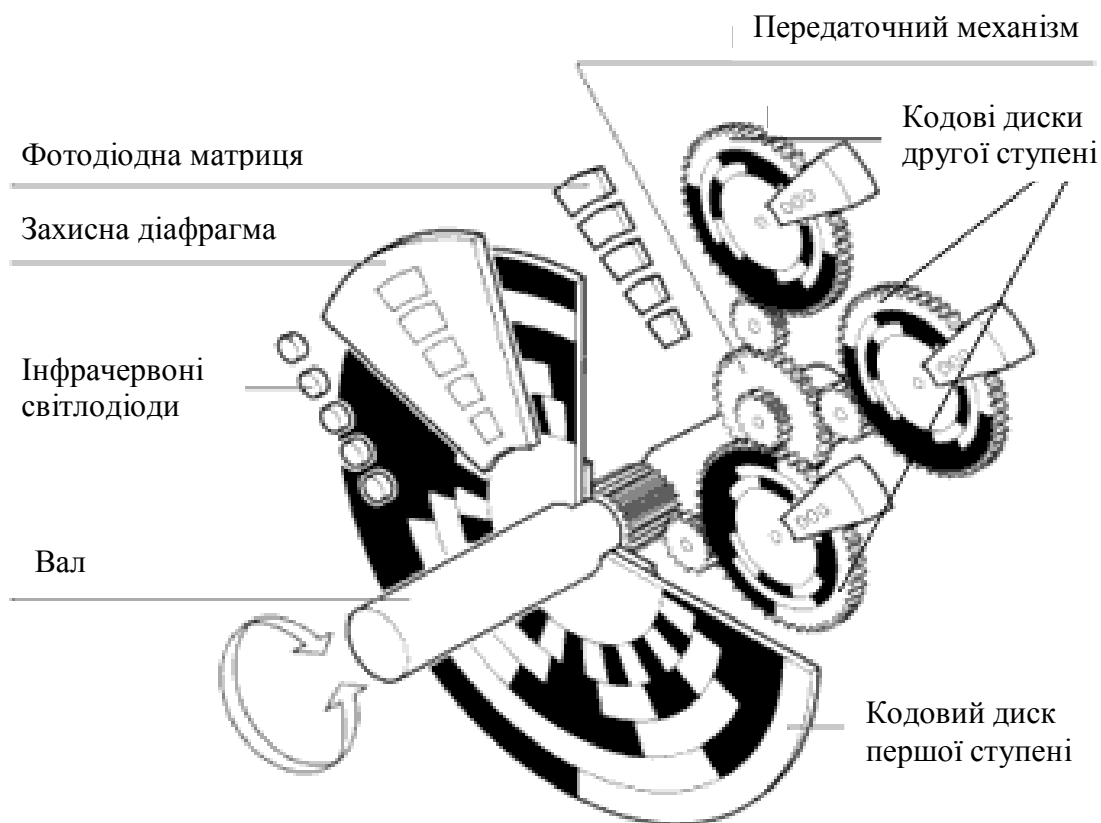


Рис. 2.40. Будова багатооборотного енкодера

Енкодери характеризуються розрядністю (3...20 біт). Датчики з розрядністю 3 в основному використовують в якості датчика положення ротора в синхронних двигунах. Датчики з великою розрядністю (16..20 біт) використовуються в металообробних верстатах з числовим програмним керуванням. Багатооборотні енкодери придатні для вимірювання кутових переміщень в крановому обладнанні, ліфтових установках, складських системах, роботизованих комплексах.

Абсолютний енкодер, як правило, відрізняється наявністю унікальної комбінації міток у вигляді ліній або секцій змінної кутової ширини для кожного кутового положення, а інкрементальний енкодер використовує диск, на якому рівномірно нанесені однотипні мітки (за виключенням нульової, індексної), оскільки основна задача даного датчика – детектування покрокового переміщення з опорою на нульову мітку при вмиканні живлення.

Абсолютний енкадер видає цифровий код, відмінний для кожного положення об'єкта, дозволяє визначати кут повороту вісі навіть у випадку зникнення і відновлення напруги живлення і не вимагає повернення об'єкта в початкове положення. Сигнал абсолютного енкадера не піддається завадам і вібрації, а тому для нього не потрібна точна установка вала. Абсолютний енкадер використовується у високоточних системах: робототехніка, верстати з числовим програмним керуванням тощо.

Принцип роботи абсолютних енкадерів полягає у визначенні кількості прорізів у спеціальній кодовій масці при обертанні чи переміщенні механізму (рис.2.41). Для кожного розряду енкадера відповідний сигнал формується за допомогою фотодіода, який відкривається при отриманні сигналів від світлодіода при переміщенні кодової маски. При переміщенні кодової маски за допомогою сигналів оптичних пар формується число у двоїчному коді, що відповідає поточному положенню механізму. Максимальна відстань при переміщенні визначається кроком растру t , та кількістю розрядів N за формулою:

$$L = t \cdot 2^{N-1} .$$

Такі енкадери прості у використанні, оскільки не потребують складної математичної обробки сигналів двійкового коду.

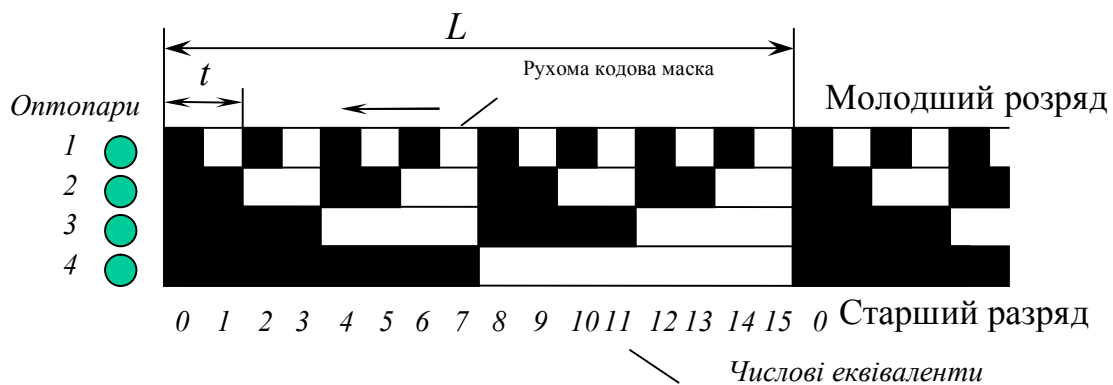


Рис. 2.41. Кодова маска енкадера

З метою підвищення перешкодозахищеності використовуються датчики з кодом Грея.

Двійковий код є багатокроковим. Це значить, що при переході з одного положення (значення) в інше можуть змінюватися кілька біт одночасно. При зчитуванні такого коду з

кодового диска через неминучі відхилення при виробництві кодового диска зміна інформації від кожної з доріжок окремо ніколи не відбудеться одночасно. Внаслідок цього при переході від одного числа до іншого короткочасно буде видана невірна інформація. Таким чином, використання звичайного двійкового коду може привести до значних похибок, оскільки дві сусідні комбінації можуть відрізнятися одна від іншої не в одному, а в кількох розрядах. Щоб уникнути цього, застосовують однокроковий код, наприклад, код Грея.

Код Грея переважає звичайний двійковий тим, що має властивість безперервної бінарної комбінації: зміна кодового числа на одиницю відповідає зміні кодової комбінації тільки в одному розряді. Тобто код Грея є однокроковим, в якому при переході від одного числа до іншого завжди змінюється лише один біт. Похибка при зчитуванні інформації з механічного кодового диска приведе до того, що перехід від одного положення до іншого буде лише дещо зміщеним в часі, а видача невірного значення кутового положення при цьому повністю виключається.

Інформація, видана в Грей-кодi, має чисто кодований характер і не несе реальної числової інформації. Тому перед подальшою обробкою її необхідно перетворити в стандартний двійковий код.

З табл. 2.1 видно, що при переході від одного числа до іншого (сусіднього) в кодi Грея лише один біт інформації змінює свій стан, тоді як у двійковому кодi можуть змінювати свій стан кілька біт одночасно. Біт, що змінює свій стан при переході від одного числа до іншого, в таблиці позначено **жирним** шрифтом.

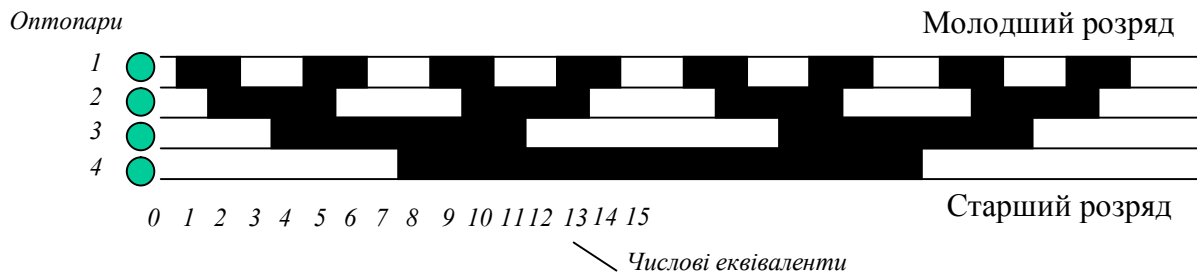
Найчастіше на практиці використовується рефлексивний двійковий код Грея (рис. 2.42), але можуть бути й інші.

Назва рефлексивний (відбитий) двійковий код походить від факту, що друга половина значень в кодi Грея еквівалентна першій половині, тільки у зворотному порядку, за винятком старшого біта, який просто інвертується. Якщо ж розділити кожену половину ще раз навпіл, властивість буде зберігатися для кожної з половин половини і т. д.

Кодовий датчик Грея може бути лінійного (рис.3.42, а) та кругового (рис.3.42, б) типу.

2.1. Кодування числової інформації

Десятковий код	Двійковий код				Код Грея			
	2^3	2^2	2^1	2^0				
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	0	0	1
2	0	0	1	0	0	0	1	1
3	0	0	1	1	0	0	1	0
4	0	1	0	0	0	1	1	0
5	0	1	0	1	0	1	1	1
6	0	1	1	0	0	1	0	1
7	0	1	1	1	0	1	0	0
8	1	0	0	0	1	1	0	0
9	1	0	0	1	1	1	0	1
10	1	0	1	0	1	1	1	1
11	1	0	1	1	1	1	1	0
12	1	1	0	0	1	0	1	0
13	1	1	0	1	1	0	1	1
14	1	1	1	0	1	0	0	1
15	1	1	1	1	1	0	0	0



a

б

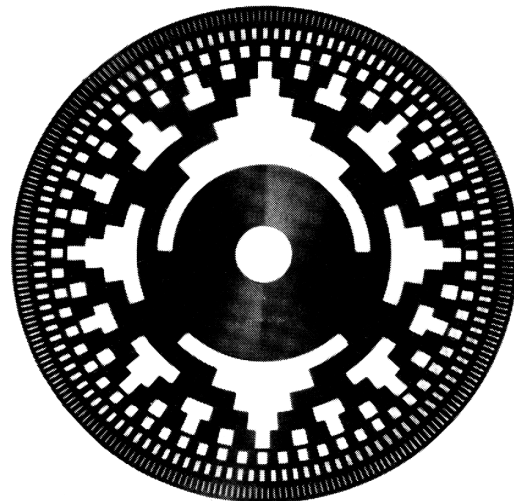


Рис. 2.42. Кодовий датчик Грея:
a – лінійний; *б* - круговий

До недоліків абсолютних енкoderів слід віднести необхідність додаткової математичної обробки сигналів, тобто перетворення кодованого сигналу у змінну цілочисельного формату.

Інкрементальний енкoder визначає кут повороту обертового об'єкта і перетворює його в імпульсний цифровий код. Пристрій, що приймає імпульси, визначає поточне положення координати шляхом підрахунку лічильником числа імпульсів. Якщо вал зупиняється, то зупиняється і передача імпульсів. Процесор в тахометрі виконує диференціювання кількості імпульсів по часу, показуючи таким чином величину швидкості (рад/с) або частоту обертання (об/хв). Для прив'язки системи відліку до початку обрахування інкрементальні датчики мають нуль-мітку, одну на повний оберт диска, через яку необхідно пройти після вмикання обладнання.

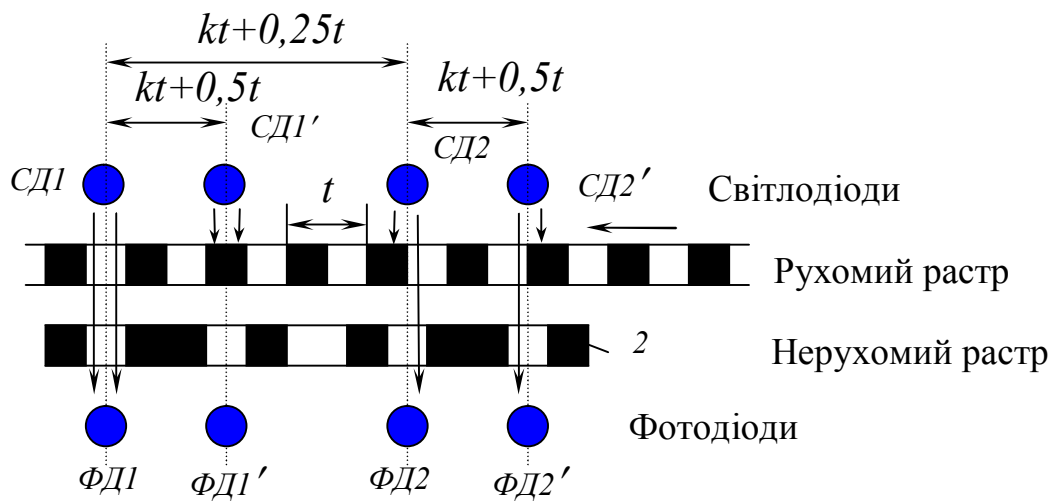
Для визначення напрямку руху використовуються дві оптичні пари $СД1$ і $ФД1$ та $СД2$ і $ФД2$ (рис.2.43), розташовані через відстань $kt+0,25t$, де k – ціле число, t – крок растру. При переміщенні рухомого растру визначення напрямку руху відбувається шляхом детекції послідовності спрацювання фотодіодів. Так, якщо першим приходять задній фронт сигналу $ФД1$ (рис.2.43, а), то це означає, що рухомий растр переміщується вліво, а, при спрацюванні $ФД2$ – вправо. Оптичні пари $СД1$ і $ФД1$ та $СД2$ і $ФД2$ забезпечують надходження інверсних сигналів відносно до основних та дозволяють забезпечити підвищену точність при опитуванні сигналів енкodера. Інверсні пари розташовуються на відстані $kt+0,5t$ від основних, де k – ціле число, t – крок растру.

В більшості сучасних енкoderів сигнали від оптичних пар маркіруються буквами A, B, \bar{A}, \bar{B} . Сигнали нуль-мітки найчастіше позначаються буквами C, \bar{N} або Z, \bar{Z} .

Основними перевагами інкрементальних енкoderів є їх простота, надійність і відносна низька вартість.

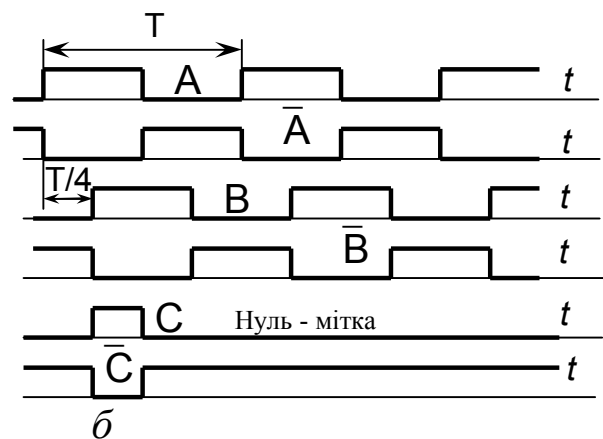
Також в електромеханічних системах для визначення кута повороту вала двигуна використовуються енкoderи з вбудованими промисловими інтерфейсами, такими як Profibus, Profinet, CANopen, EtherCAT, HyperFace, SSI та інші. При цьому

в самому енкодері розташовуються вузол обробки двійкового коду та його переводу у послідовний інтерфейс.



а

Рис. 2.43. Розміщення оптичних пар (а) та вихідні сигнали (б) датчика відносного положення



б

В якості датчиків зворотного зв'язку за швидкістю та положенням у сучасних сервоприводних системах найчастіше використовуються енкодері таких фірм як Mitsubishi, Yaskawa, Schneider Electric, AC Tech.

2.4.5. Датчики швидкості

Для вимірювання або автоматичного регулювання швидкості обертання двигунів використовують *тахогенератори* (аналогові системи) та *імпульсні* (цифрові системи) датчики швидкості.

Тахогенераторами називаються невеликі електричні машини, призначені для перетворення механічного переміщення (обертання вала) в електричний сигнал – вихідну напругу.

За родом струму відрізняють тахогенератори змінного і постійного струму. Тахогенератори постійного струму можуть бути або з постійними магнітами, або з обмоткою збудження. Тахогенератори змінного струму є асинхронними і синхронними.

Основні вимоги, які ставлять до тахогенераторів:

- висока лінійність вихідної характеристики – мінімальне відхилення її від прямої $U=kn$;
- велика крутизна вихідної характеристики $k=U_T/n$, (мВ/об/хв.);
- мінімальне значення нульової напруги при $n=0$ (у тахогенераторів змінного струму) і мінімальна зона нечутливості (у тахогенераторів постійного струму);
- мінімальна пульсація вихідної напруги (у тахогенераторів змінного струму) і мінімальна зміна фази вихідної напруги при зміні напрямку обертання (у тахогенераторів постійного струму);
- малі моменти інерції ротора і статичного опору;
- малі габаритні розміри і маса, висока надійність, стабільність вихідної напруги.

Тахогенератор постійного струму – це колекторна машина постійного струму з незалежним збудженням (рис.2.44, *a*) або збудженням постійними магнітами (рис. 2.44, *б*), що працює в генераторному режимі. Перевагами таких машин є малі габарити і маса при значній вихідній потужності; можливість обійтися без джерела постійного струму в тахогенераторах з постійними магнітами.

Найбільш поширеними в електроприводі є тахогенератори з постійними магнітами, які вбудовуються в електродвигуни. Основною характеристикою тахогенератора є залежність його ЕРС від швидкості:

$$e_{TG} = k_{TG} \omega_{TG}, \quad (2.53)$$

де $k_{TG} = e_{TG} / \omega_{TG}$ – коефіцієнт передачі тахогенератора (крутизна характеристики).

Щоб забезпечити лінійність характеристики $e_{TG} = (f)\omega$ та високу стабільність вихідної напруги, опір навантаження тахогенератора повинен бути на кілька порядків більшим опору якоря.

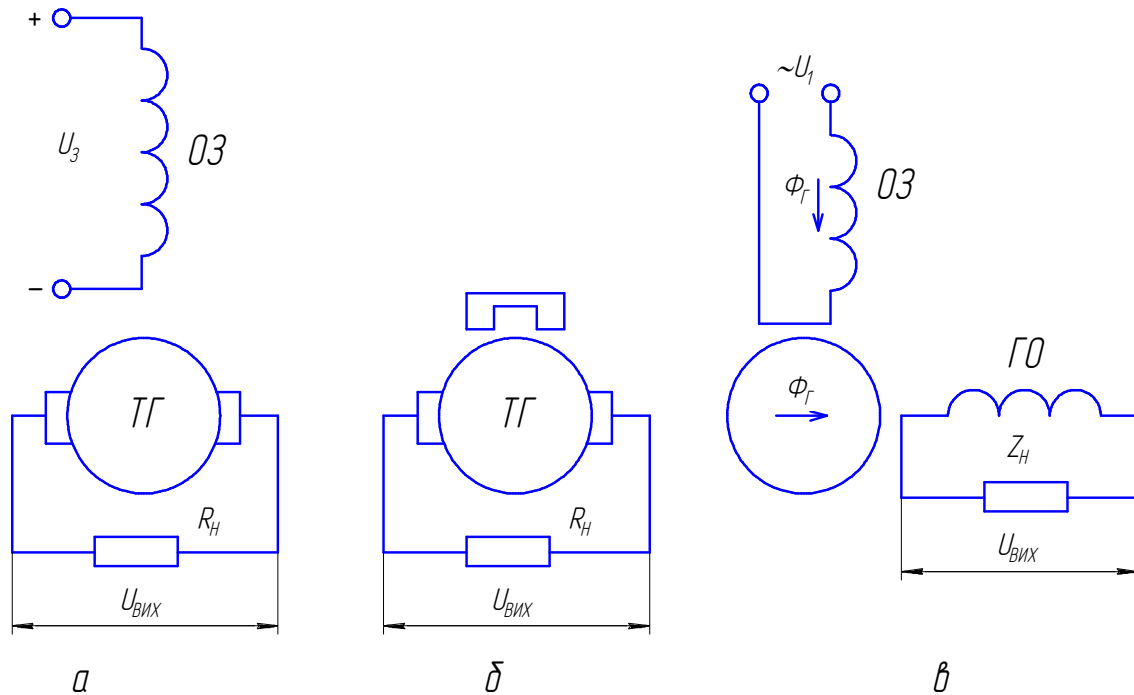


Рис. 2.44. Електромашинні тахогенератори:

а – постійного струму з обмоткою збудження; б – постійного струму з постійними магнітами; в - асинхронний

Синхронні тахогенератори – одно- або трифазні машини малої потужності з ротором, виконаним у вигляді постійного магніту з явно вираженими полюсами. Таким чином, в ньому відсутні ковзні контакти, завдяки чому значно підвищується його надійність. ЕРС, що наводиться в обмотках статора при обертанні ротора, залежить від частоти обертання n , ефективного числа витків обмотки k_ω , магнітного потоку Φ та кількості пар полюсів p :

$$E = 4,44 \frac{pn}{60} k_\omega \omega \Phi.$$

При відсутності навантаження ($z_n = \infty$; $I_n = 0$) ЕРС прямо пропорційна частоті обертання. Але при навантаженні, коли струм тахогенератора змінюється разом зі швидкістю, вихідна напруга звичайно відхиляється від лінійного закону внаслідок зміни магнітного потоку Φ від реакції якоря.

Частота ЕРС f прямо пропорційна частоті обертання n :

$$f = \frac{pn}{60}.$$

Зміна частоти приводить до зміни значення реактивних опорів $X_L = 2\pi fL$ та $X_C = 1/(2\pi fC)$ як самого тахогенератора, так і навантаження, на яке він працює. Це приводить до спотворення вихідної характеристики і появи похибок. В схемах автоматики, які працюють на частотному принципі, пропорційність частоти струму частоті обертання, навпаки, вважається цілком позитивною якістю синхронного тахогенератора.

Позитивною якістю всіх без винятку синхронних тахогенераторів є те, що вони при малих габаритних розмірах мають велику вихідну потужність.

Проте через наявність серйозних недоліків вони не знайшли широкого застосування в системах керування.

Асинхронний тахогенератор – це двофазна асинхронна машина з порожнистим ротором досить малої потужності, яка працює в режимі генератора. Одну з обмоток статора, яку називають обмоткою збудження OZ (рис. 2.44, в), вмикають в коло змінного струму постійної частоти f_1 . При обертанні ротора від дії магнітного потоку Φ_z цієї обмотки створюється потік ротора Φ_r , який перетинає витки обмотки OG і наводить в ній ЕРС. Напруга $U_{ВИХ}$ з генераторної обмотки прикладається до навантаження Z . Величина цієї напруги прямо пропорційна частоті обертання n ротора тахогенератора.

Порожнистий ротор точних асинхронних тахогенераторів з метою забезпечення великого активного опору, що мало змінюється від зміни температури, виготовлюється з константану, спеціального манганіну, фосфористої або марганцевистої бронзи.

До позитивних якостей асинхронних тахогенераторів, які сприяють їх широкому розповсюдженню, відносять:

- відсутність ковзних контактів;
- малоінерційність, обумовлену малим моментом інерції ротора;
- малий момент статичних опорів;
- велика надійність.

Недоліками асинхронних тахогенераторів, що обмежують області їх застосування, є:

- нелінійність вихідної характеристики;
- наявність фазової похибки;
- наявність нульової (залишкової) напруги;
- мала вихідна потужність;
- низький $\cos \varphi$, великі габарити і маса.

В імпульсних датчиках швидкості (енкодерах) первинним вимірювальним перетворювачем є імпульсний перетворювач переміщення, в якому кількість імпульсів пропорційна куту повороту вала. В залежності від величини вимірюваної швидкості, діапазону регулювання і необхідної динамічної точності використовують два варіанти вимірювання швидкості, які базуються на цифровій реалізації виразу:

$$\omega = \frac{\Delta\varphi}{\Delta t} = \frac{\Delta k}{\Delta t} \frac{2\pi}{c}, \quad (2.54)$$

де $\Delta\varphi$ – кут повороту вала за проміжок часу Δt ; Δk – кількість імпульсів перетворювача за час Δt ; c – кількість імпульсів перетворювача за один оберт вала (роздільна властивість датчика).

Перший варіант використовується при високій швидкості обертання електродвигуна. При цьому підрахунок імпульсів перетворювача Δk здійснюється за фіксований (еталонний) інтервал часу ΔT (рис.2.45):

$$\Delta k = \frac{c\Delta T}{2\pi} \omega = k_{дш} \omega, \quad (2.55)$$

де $k_{дш} = c\Delta T / 2\pi$ – коефіцієнт передачі датчика швидкості.

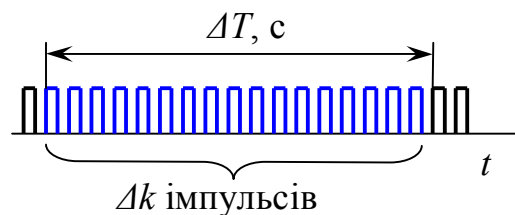


Рис.2.45. Варіант визначення швидкості за еталонний проміжок часу.

В другому варіанті здійснюється вимірювання часового інтервалу Δt (рис. 2.46), за який від перетворювача надійде фіксоване (еталонне) число імпульсів K_{ET} :

$$\Delta t = \frac{2\pi K_{ET}}{c\omega} = k_{ДШ} \frac{1}{\omega}, \quad (2.56)$$

де $k_{ДШ} = 2\pi K_{ET} / c$ – коефіцієнт датчика швидкості.

Другий варіант використовують при малих швидкостях обертання.

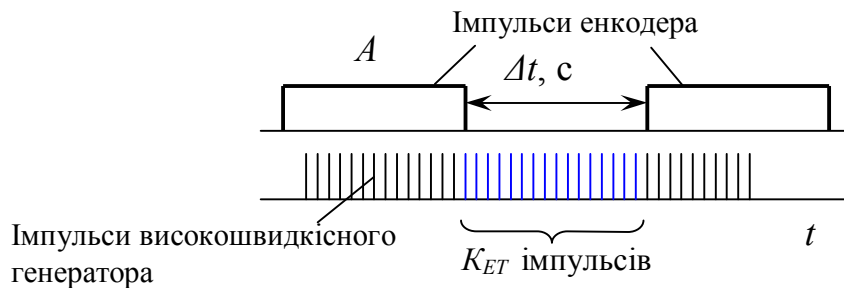


Рис.2.46. Варіант визначення швидкості шляхом визначення часу між двома імпульсами енкодера

Сигнал від імпульсного перетворювача швидкості через аналого-цифровий перетворювач або контролер передається в систему регулювання чи на показуючий прилад.

На рис. 2.47 для прикладу наведена функціональна схема датчика швидкості і напрямку обертання.

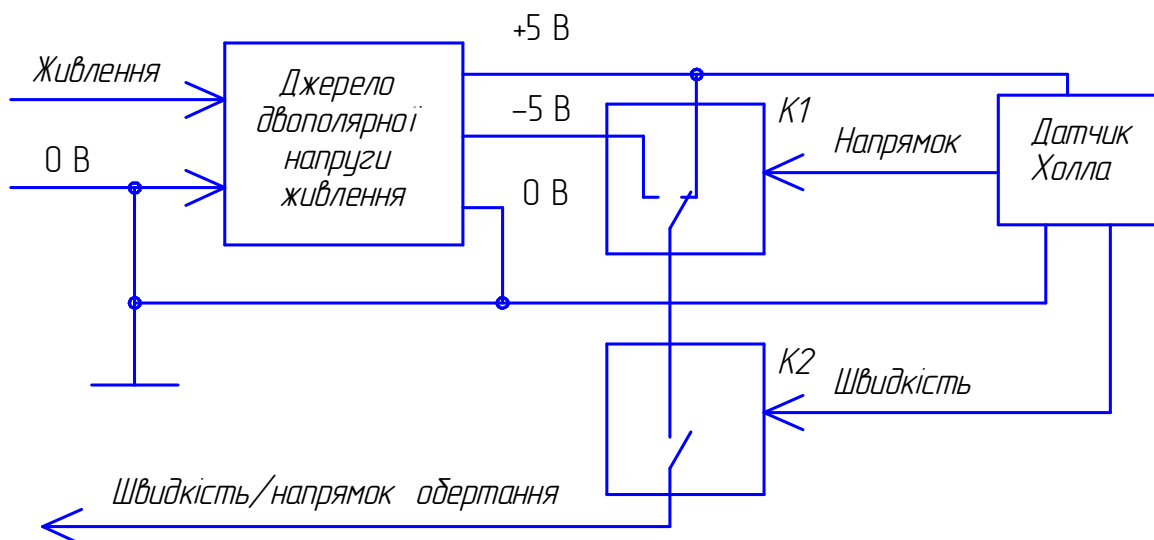


Рис. 2.47. Функціональна схема датчика швидкості і напрямку обертання

За вказаною схемою сигнал від датчика Холла перетворюється у вихідний сигнал датчика швидкості і напрямку руху, забезпечуючи достатню навантажувальну властивість за струмом. Датчик Холла формує сигнал, який несе інформацію про напрямок обертання (залежно від полярності імпульсів) і керує перемикачем $K1$. В залежності від рівня сигналу перемикач $K1$ подає на $K2$ позитивну чи від'ємну напругу. Сигнал швидкості датчика Холла керує перемикачем $K2$. Частота сигналу, сформованого перемикачем $K2$ і розділена на кількість магнітів, розміщених на диску датчика, відповідає вимірюваній швидкості обертання.

Для мінімізації втрат, які впливають на кабель імпульсного датчика, опір приймача сигналу повинен бути невеликим. Необхідно також, щоб вихідний струм був достатній для приймаючого пристрою з метою зменшення впливу перешкод. Живлення датчика здійснюється двома проводами. Третій провід використовується для передачі сигналу, полярність якого змінюється відносно загального проводу живлення.

2.4.6. Датчики положення

В сучасному електроприводі для вимірювання переміщення рухомих частин робочої машини використовують індукційні (оберткові трансформатори, сельсіни, індуктосіни) і фотоелектричні перетворювачі (енкодери).

Основні параметри датчиків положення:

- *роздільна властивість (розділення)* – найменше можливе вимірювання приросту положення. Одиниця вимірювання – точка/оберт. Датчики з більшим розділенням забезпечують більшу точність вимірювання положення;

- *точність* – різниця між виміряним і дійсним положенням. Одиниця вимірювання – кутові хвилини;

- *повторюваність* – властивість датчика до повторення результатів вимірювань одних і тих же переміщень. Повторюваність важлива у випадку повторювальних рухів, наприклад, маркування пляшок на потоковій лінії.

Обертвий трансформатор (англ. resolver) – це електрична машина змінного струму, яка перетворює кут повороту θ ротора в

напругу, пропорційну цьому куту. В електроприводах застосовується як датчик кутового переміщення. Такі датчики використовують при вимірюванні розузгодження положення системи від заданого.

Обертовий трансформатор має на статорі і роторі по дві однакові однофазні розподілені обмотки, зсунуті одна від одної на 90° (рис. 2.48). Напруга з обмотки ротора знімається за допомогою контактних кілець і щіток або за допомогою кільцевих трансформаторів.

Принцип роботи датчика базується на залежності параметрів напруги, наведеної в обмотці ротора пульсуючим магнітним потоком статора, від кутового положення осей обмоток статора і ротора.

В залежності від з'єднання обмоток та подачі напруги на обмотки статора обертовий трансформатор може працювати в синусному або синус-косинусному режимі, та в амплітудному (трансформаторному) або фазовому (фазообертальному) режимі.

В амплітудному режимі синусоїдальна напруга подається на одну обмотку статора (обмотка збудження), а другу (компенсаційну) – приєднують до резистора або закорочують. З обмоток ротора знімається наведена напруга ЕРС (по вісі d косинусна e_d , а вісі q – синусна e_q).



Рис. 2.48. Схема і будова резольвера

Напруга збудження:

$$\begin{aligned} u_\alpha &= U_m \sin \omega_1 t; \\ u_\beta &= 0. \end{aligned} \quad (2.57)$$

Пульсуюча ЕРС вторинних обмоток:

$$\begin{aligned} e_d &= k_d \Psi_{1m} \omega_1 \cos \theta \sin \omega_1 t; \\ e_q &= k_q \Psi_{1m} \omega_1 \sin \theta \sin \omega_1 t, \end{aligned} \quad (2.58)$$

де k_d, k_q – коефіцієнт пропорційності; Ψ_{1m} – амплітуда магнітного потоку обмотки статора (обмотка збудження); ω_1 – частота струму обмотки статора; θ – кут повороту ротора.

Діаграма напруги статора і ЕРС обмоток ротора наведена на рис. 2.49.

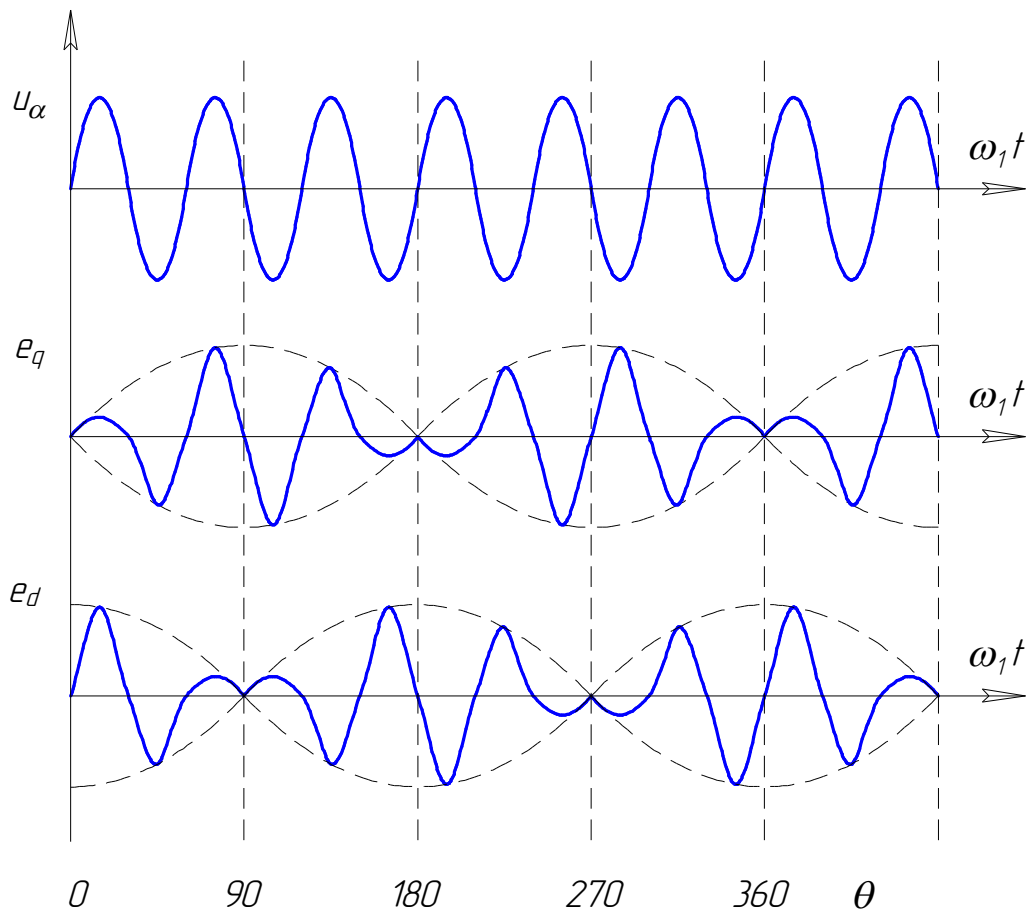


Рис. 2.49. Миттєві значення напруг обмоток статора і ротора

Обертові трансформатори використовують також в фазообертальному режимі. В цьому випадку на обмотки статора подають напруги u_α і u_β , які зсунуті на 90° ел. градусів. Струми, створені цими напругами, збуджують два пульсуючих потоки. Сумарне обертове магнітне поле, створене цими потоками, наводить в обмотці ротора синусоїдальну ЕРС з постійною

амплітудою і частотою e_d , яка рівна частоті напруг статора (рис. 2.50). Фаза ЕРС буде визначатися кутом θ повороту ротора відносно статора:

$$e_d = k_d \Psi_{1m} \omega_1 \sin(\omega_1 t - \theta). \quad (2.59)$$

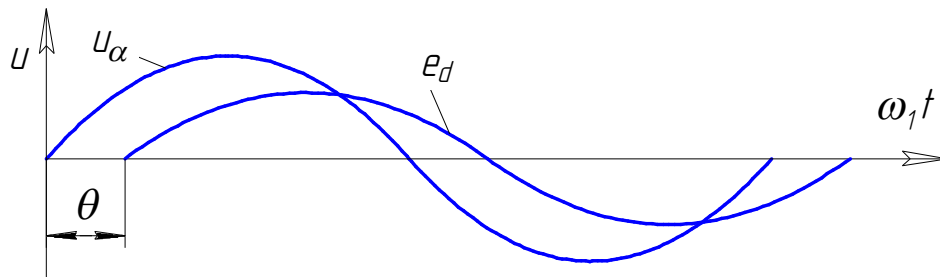


Рис. 2.50. Фазообертальний режим резольвера

В сучасних системах електропривода резольвер найчастіше використовується як датчик положення ротора і одночасно датчик швидкості обертання синхронних серводвигунів. Використовуються у сервоперетворювачах 9300 Servo, 9400 Servo німецької компанії Lenze, MicroFlex шведської компанії АВВ.

Індуктосін – це безконтактна інформаційна електрична машина з друкованими первинною і вторинною обмотками, яка збуджується однофазною напругою. Вихідна напруга є функцією кутового положення ротора. Тобто індуктосін є різновидом обертового трансформатора.

Конструктивно індуктосін являє собою два диски (ротор і статор) з ізоляційного матеріалу (кераміка, скло). Один із дисків з'єднується з валом, кутове положення якого потрібно виміряти, другий нерухомий. На торцевих поверхнях, обернених одна до одної, диски мають плоскі друковані обмотки із мідної фольги. Ротор має дві обмотки, зсунуті одна від одної на $\frac{1}{4}$ кроку. Обмотки мають вигляд "меандра" з постійним кроком τ , зазвичай 2 мм (рис. 2.51). Магнітопроводу індуктосін не має. Зазор між дисками не більший 0,1 мм. Але, не зважаючи на малий зазор, коефіцієнт передачі напруги складає всього 0,005...0,01 одиниць. Частота напруги живлення індуктосіна 10...100 кГц. Похибка синхронно-слідкуючої системи з індуктосіном невелика – декілька кутових секунд.

Індуктосін так же як і обертовий трансформатор (резольвер), залежно від схеми живлення може працювати у двох режимах – з амплітудною (напругу збудження подають на обмотку статора, а вихідна напруга знімається з обмотки ротора) і з фазовою (напруга збудження на обмотках ротора, а вихідна – на обмотці статора) модуляцією живильної напруги. В першому випадку створюється пульсуюче (рис. 2.49), а в другому – зміщене в просторі магнітне поле (рис. 2.50), яким індукується відповідна ЕРС.

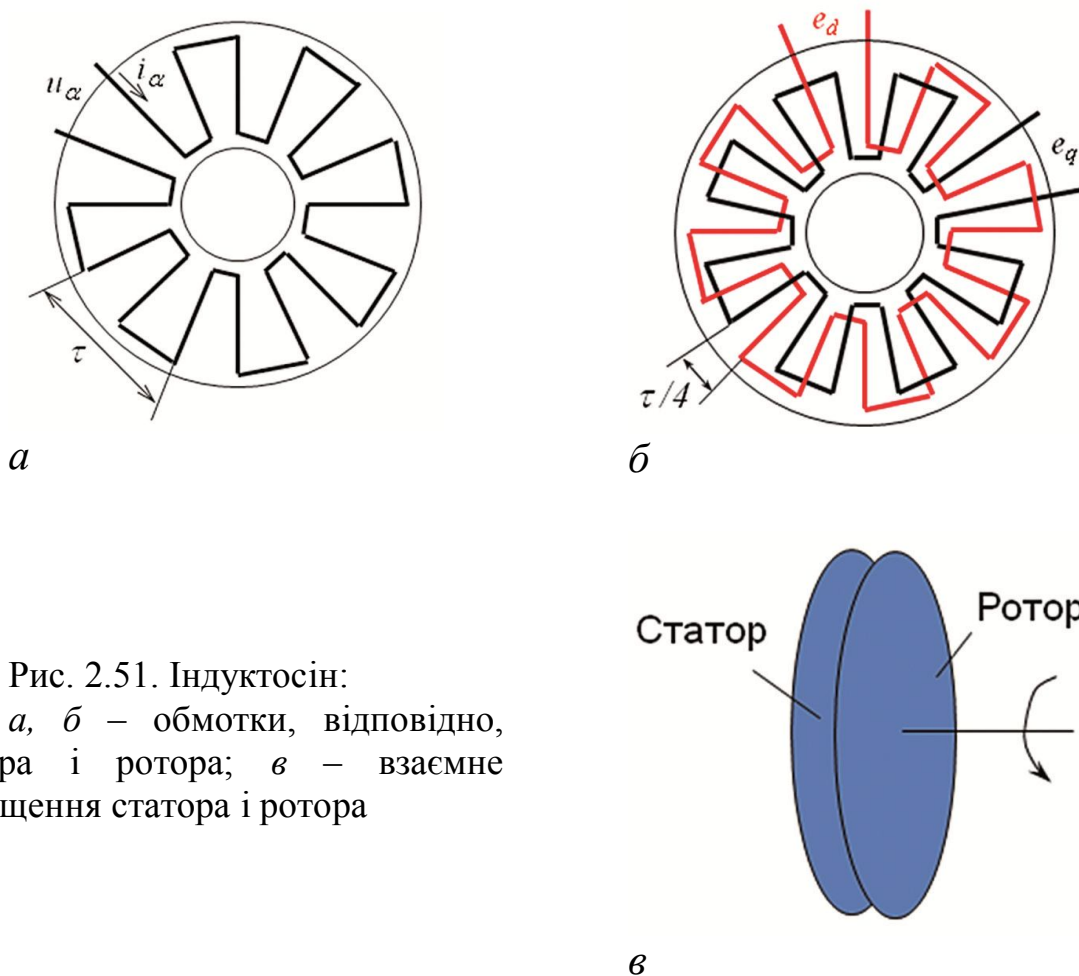


Рис. 2.51. Індуктосін:
 а, б – обмотки, відповідно, статора і ротора; в – взаємне розміщення статора і ротора

Поворотні трансформатори використовуються в електричних лічильно-обчислюваних системах, в слідкуючих системах як датчики кута, в перетворювачах „кут-код”, в системах числового і програмного керування металообробними верстатами.

Сельсин – це електрична мікромашина змінного струму, яка має одну обмотку збудження і три, зсунутих в просторі на 120^0 і з'єднаних в зірку, обмотки синхронізації. Магнітна система

сельсинів може бути неявнополюсна або явнополюсна. Сельсини бувають контактні і безконтактні. Недоліком контактних сельсинів є наявність ковзних контактів, перехідний опір яких може змінюватися в досить широких межах. Це знижує точність передачі кута і зменшує надійність роботи систем синхронного зв'язку. Тому найчастіше використовують безконтактні сельсини, які не мають вказаних недоліків.

Ротор P безконтактного сельсина (рис. 2.52) має два сталевих пакети, розділених немагнітним матеріалом HM (зазвичай сплавом алюмінію). Пакети ротора шихтовані в поздовжньому напрямку. Статор складається з осердя C і двох кілець K . В пазах статора вкладені обмотки синхронізації OC , які виконані подібно трифазній. До кілець прилягають пакети зовнішнього магнітопроводу $ЗМ$, також шихтовані в поздовжньому напрямку. Обмотки збудження $OЗ$ виконані у вигляді двох кільцевих котушок.

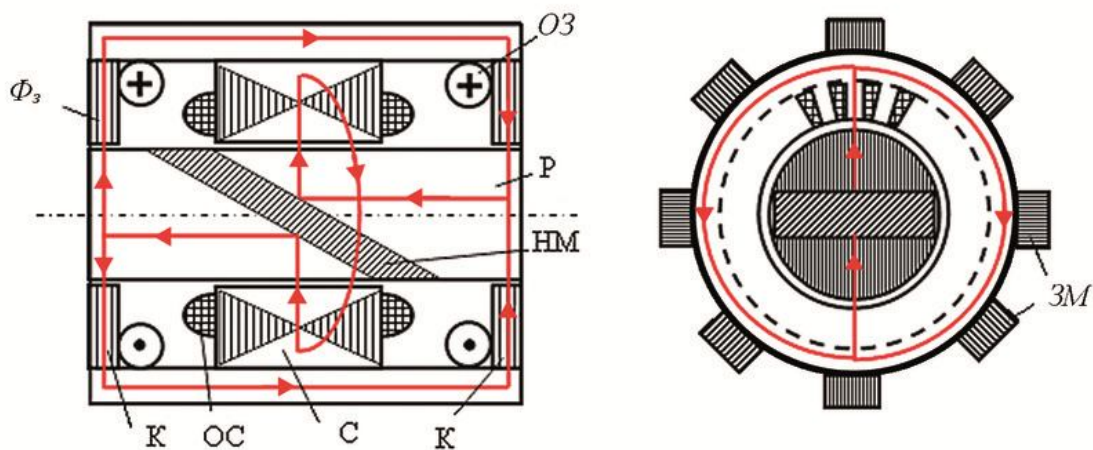


Рис. 2.52. Конструкція безконтактного сельсина

Магнітний потік $\Phi_з$, створений обмотками збудження, замикається по шляху, вказаному на рис. 2.52. Із одного пакету ротора він проходить через невеликий повітряний проміжок в статорі C . Потім по його спинці проходить половину кола і виходить в другий пакет ротора. Відбиваючись від косоного зазору, він по кільцю K і зовнішньому магнітопроводу $ЗМ$ знову попадає в перший пакет ротора. При повороті ротора змінюється положення потоку збудження відносно обмоток синхронізації,

тому ЕРС, що індукуються в них, залежать від кута повороту ротора.

Недоліком безконтактних сельсинів є гірше використання активних матеріалів. Їх маса приблизно в 1,5 разів більша, ніж контактних. Пояснюється це великим повітряним зазором, внаслідок чого сельсини мають значні потоки розсіювання і більші намагнічуючі струми.

В системах автоматичного керування сельсини використовуються в амплітудному і фазообертальному режимах.

Схема вмикання обмоток сельсина в амплітудному режимі наведена на рис. 2.53, *а*. Вхідною координатою сельсина в цьому режимі є кут повороту ротора θ . За початок відліку прийнята осьова лінія обмотки фази *A*.

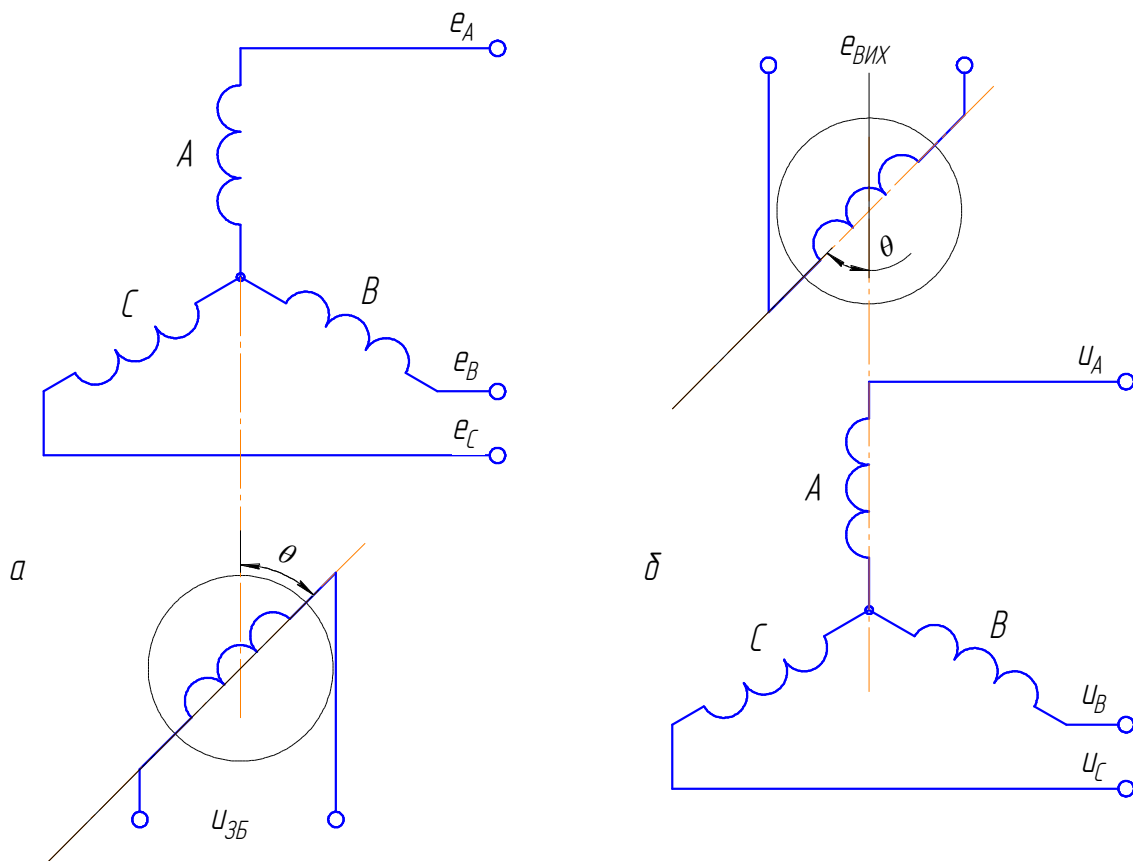


Рис. 2.53. Функціональна схема вмикання обмоток сельсина в амплітудному (*а*) і фазообертальному (*б*) режимах

При подачі на обмотку збудження змінної напруги $u_{зБ} = U_{зБ\max} \sin \omega t$ ($U_{зБ\max}$ – амплітудне значення напруги збудження) виникає пульсуючий магнітний потік, який діє по

осьовій лінії обмотки збудження. В фазах обмотки синхронізації наводяться ЕРС з такою ж частотою, амплітуди яких змінюються залежно від кута повороту ротора відносно статора, а фази вихідних напруг незмінні:

$$\begin{aligned} e_A &= kU_{3B \max} \cos \theta \sin \omega t; \\ e_B &= kU_{3B \max} \cos(\theta - 2\pi / 3) \sin \omega t; \\ e_C &= kU_{3B \max} \cos(\theta - 4\pi / 3) \sin \omega t, \end{aligned} \quad (2.60)$$

де k – коефіцієнт трансформації між статорною і роторною обмотками при їх співвісному положенні.

Схема вмикання обмоток сельсина в фазообертальному режимі наведена на рис. 2.53, б. Вхідною координатою сельсина в цьому режимі є кут повороту ротора θ , а вихідною – фаза φ вихідної ЕРС $e_{ВИХ}$ по відношенню до змінної напруги живлення. Обмотка синхронізації отримує живлення від джерела трифазної напруги з незмінною амплітудою. Утворене обертове магнітне поле наводить в обмотці ротора, вісь якої зсунута на кут θ відносно початку відліку, електрорушійну силу

$$e_{ВИХ} = \frac{3U_{\max}}{2k} \cos(\omega t - \varphi), \quad (2.61)$$

де U_{\max} – амплітудне значення фазної напруги обмотки синхронізації.

Амплітуда і частота ЕРС $e_{ВИХ}$ не залежать від кута повороту ротора θ . Кутове положення ротора впливає тільки на змінну фазу φ даної ЕРС. Оскільки число пар полюсів ротора і статора сельсинів в більшості випадків рівне одиниці, то вказані величини, виражені в градусах, рівні, тобто $\theta = \varphi$.

2.4.7. Задавальні елементи

До задаючих елементів відносяться пристрої вводу завдання (здатчики швидкості, величини струму, моменту тощо) і задатчики інтенсивності. За видом сигналу задаючі елементи поділяють на аналогові і цифрові.

Найпростішими аналоговими *задавальними елементами* є потенціометри. Для електропривода з малим діапазоном регулювання використовують один потенціометр (рис. 2.54, а), з великим – два (рис. 2.54, б).

Потенціометр $R1$ призначений для грубого задавання, $R2$ – для точного. Для підвищення точності задавання координати електропривода задаючі елементи живляться стабілізованою напругою, як правило $U_{\text{ж}} = \pm 10$ В.

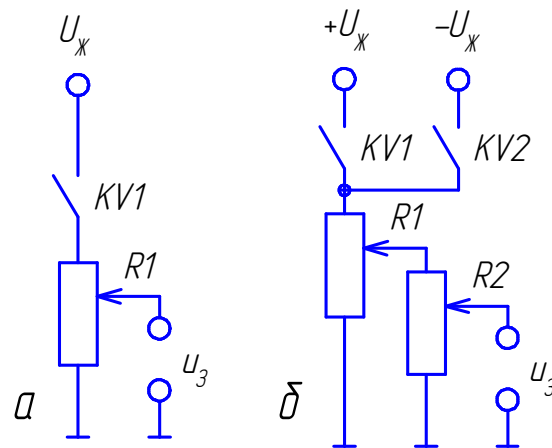


Рис. 2.54. Потенціометричний задатчик швидкості:
 а – з грубим задаванням (одним потенціометром); б – з точним задаванням (двома потенціометрами)

Замість потенціометрів з ковзним контактом в електроприводі великої потужності використовують безконтактні задатчики: сельсини, обертові трансформатори.

Часто при великій відстані між електроприводом і пультом оператора використовуються задатчики швидкості з типовим вихідним сигналом 4..20мА. Такий сигнал не тільки забезпечує високу стійкість системи до зовнішніх завад, а й компенсує вплив внутрішнього опору з'єднувальних проводів.

В якості цифрових задатчиків найчастіше використовують:

- фотоелектричні перетворювачі переміщення (енкодери) для синхронізації обертання двох або більше валів;
- програмовані логічні контролери з можливістю передачі даних по промислових інтерфейсах при реалізації керування складними технологічними процесами;
- комп'ютери з вбудованими LPT-портами при керуванні деревообробними та металообробними верстатами.

До найбільш поширених промислових інтерфейсів, що використовуються для віддаленого керування приводами, відносяться інтерфейс RS485 (EIA-485), CAN, Ethernet.

Окрім можливості завдання швидкості та керування командним словом тим же каналом зв'язку реалізується опитування важливих параметрів перетворювача, таких як поточний струм, температура радіатора, напруга ланки постійного струму тощо.

Задатчики інтенсивності служать для отримання лінійного закону зміни в часі задаючого сигналу, зокрема задавання швидкості. Аналоговий задатчик інтенсивності (рис. 2.55) складається з компаратора *A1* і інтегратора *A2*, які охоплені зворотним зв'язком. При ступінчатій зміні вхідного сигналу u_1 компаратор *A1* входить в стан насичення з напругою u_2 , а інтегратор *A2* розпочинає інтегрувати напругу u_2 . Інтегрування продовжується до моменту рівності напруг u_1 і u_3 . З цього моменту вхідна напруга u_3 інтегратора *A2* встановиться на рівні u_1 . Швидкість зміни в часі напруги u_3 на виході задатчика інтенсивності дорівнює:

$$du/dt = U_{2\max} / (R_1 C_1), \quad (2.62)$$

де $U_{2\max}$ – напруга насичення компаратора *A1*.

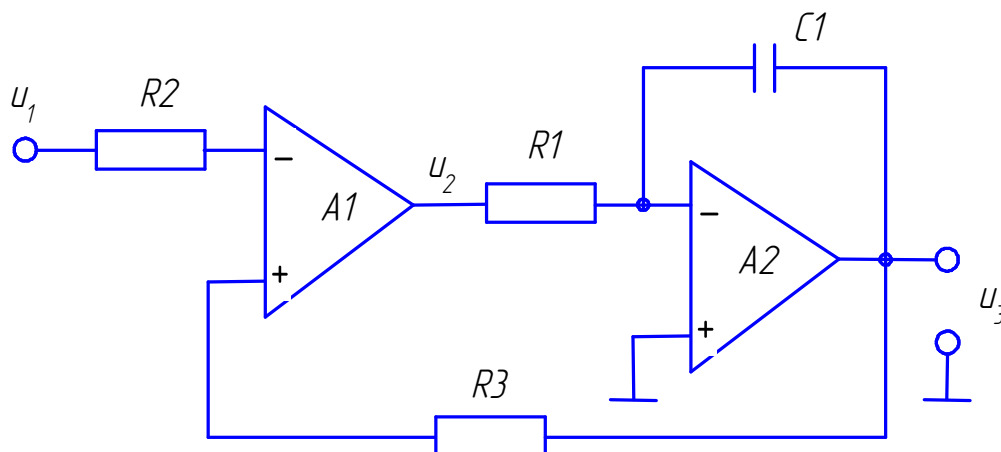


Рис. 2.55. Функціональна схема аналогового задатчика інтенсивності

У більшості сучасних приводів задатчики інтенсивності розгону, гальмування, зокрема з обмеженням за ривком та без нього, реалізуються програмно в самій системі керування.

Питання для самоконтролю

1. Вкажіть три основні типи з'єднань елементарних ланок в системі автоматичного керування та їхні передаточні функції.
2. Назвіть основний принцип регулювання в замкненій системі регульованого електропривода.
3. Накресліть структурну схему автоматизованого електропривода.
4. Назвіть найпоширенішу структуру системи керування електроприводом зі зворотним зв'язком.
5. Як поділяються регулятори залежно від виду перетворюваних сигналів?
6. Назвіть основні типи регуляторів, які використовуються в замкнених системах керування електроприводами.
7. З якою метою використовують регулятори в системах керування?
8. Вкажіть передаточну функцію *П*-регулятора, *ПІ*-регулятора, *ПІД*-регулятора.
9. Вкажіть послідовність вибору регулятора за відомою передаточною функцією вихідної ланки.
10. Які бувають датчики струму?
11. Яким вимогам повинні відповідати датчики струму?
12. Який принцип роботи датчика Холла?
13. З якою метою в регульованих електроприводах використовують датчики ЕРС?
14. Будова і принцип роботи енкодера.
15. Які бувають енкодери?
16. Що таке код Грея?
17. Яка відмінність коду Грея від звичайного двійкового?
18. Які бувають датчики швидкості?
19. Які вимоги висунуті до датчиків швидкості?
20. Назвіть переваги і недоліки електромашинних датчиків частоти обертання.
21. Опишіть варіанти цифрового вимірювання швидкості.
22. Вкажіть основні параметри датчиків положення.
23. Що таке обертовий трансформатор?
24. Як працює обертовий трансформатор (резольвер)?

25. Що таке індуктосін?
26. Як працює індуктосін?
27. В яких режимах можуть працювати резольвери та індуктосіни?
28. Які датчики, індуктосіни чи резольвери, мають меншу похибку при вимірювання?
29. Які бувають задатчики?
30. Чим відрізняється потенціометричний задатчик швидкості грубої настройки від точної?
31. Для чого призначені задатчики інтенсивності?

3. СИЛОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ В СИСТЕМАХ ЕЛЕКТРОПРИВОДА

3.1. Елементна база електронних систем керування електроприводом

Електрична енергія в Україні виробляється в основному на змінному струмі з частотою 50 Гц. В той же час спостерігається тенденція до підвищення питомої ваги електроенергії, що споживається на постійному струмі або на змінному струмі з нестандартною частотою. Інтенсивно розробляються і впроваджуються потужні перетворювальні пристрої на базі силових напівпровідникових вентилів (рис. 3.1), які призначені для використання в електротехнологічних установах, електроприводі тощо.

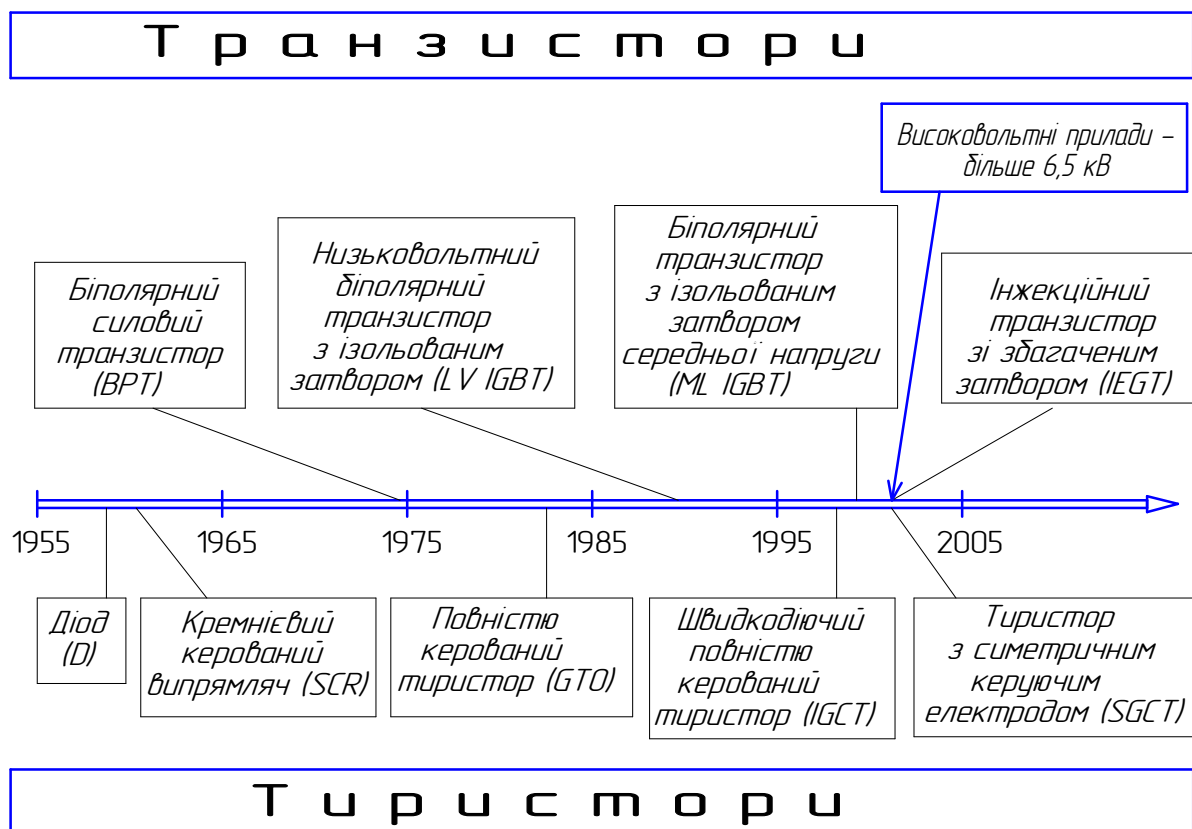


Рис. 3.1. Розвиток силової електроніки

Розпочинаючи з 1962 р., вітчизняна силова перетворювальна техніка отримала якісно новий напрям розвитку, заснований на широкому використанні силових напівпровідникових приладів

(діодів, тиристорів, симісторів) на струми більше 1000 А і на напругу більше 1000 В (рис. 3.2). Розробка і виробництво сучасних напівпровідникових приладів стали можливими завдяки успіхам, досягнутим в дослідженні і виробництві нових напівпровідникових матеріалів. Силкові напівпровідникові прилади виготовляються на основі монокристалічного кремнію, що має дуже високу чистоту, тому що найменші домішки (навіть менше 0,001%) істотним чином змінюють його електрофізичні властивості.



Рис. 3.2. Силкові високовольтні напівпровідникові прибори

Виконуючи своє основне призначення, силкові електронні перетворювачі в той же час завантажують електричну мережу значною реактивною потужністю з вищими гармоніками струму, що призводить до коливань амплітуди напруги мережі і спотворення форми синусоїди, зменшення пропускної здатності мережі, збільшення втрат. Тому при виборі чи проектуванні перетворювальних пристроїв необхідно не тільки забезпечити необхідну якість енергії у споживачів, а й добиватися мінімального впливу перетворювальних пристроїв на якість напруги в мережі.

3.1.1. Діоди

Напівпровідниковий діод – це прилад, який має два електроди і складається з одного (або декількох) *p-n* переходів. Силкові напівпровідникові діоди можна розділити на дві групи: випрямні і швидкодіючі. Випрямні діоди призначені для випрямлення змінного струму, швидкодіючі використовують як високочастотні випрямлячі, так і в якості зворотних діодів.

Загальний вигляд деяких діодів показано на рис. 3.3.

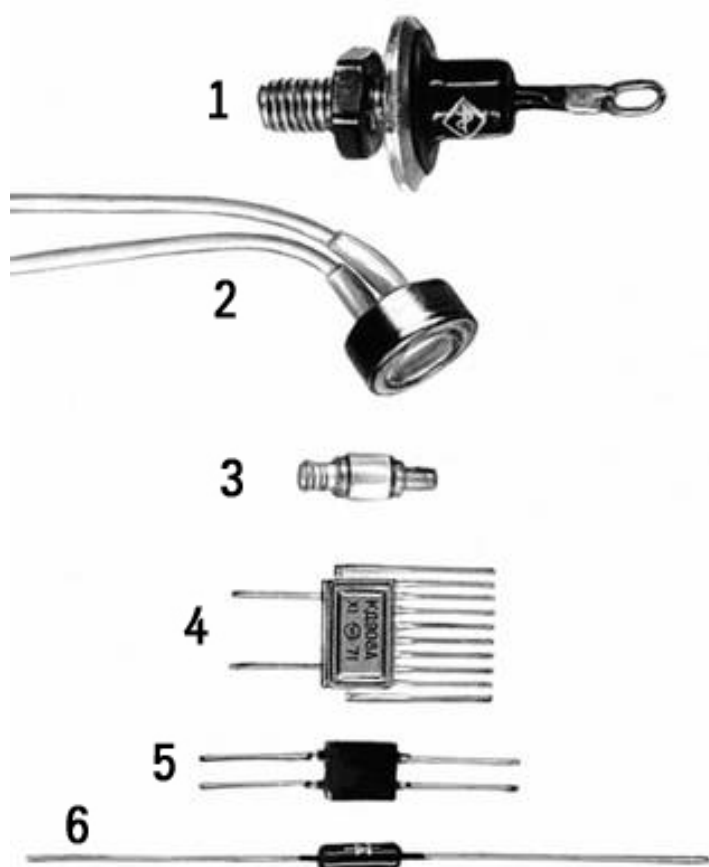


Рис. 3.3. Загальний вигляд діодів:

типи: 1 – випрямний діод; 2 – фотодіод; 3 – надвисокочастотний діод; 4, 5 – діодні матриці; 6 – імпульсний діод; корпуси діодів: 1, 2 – металоскляні; 3, 4 – металокерамічні; 5 – пластмасовий; 6 – скляний

Будова діода, його умовне графічне позначення на схемах і вольт-амперна характеристика наведені на рис. 3.4.

При прямій напрузі на діоді і $U_D < U_{DO}$ струм через діод рівний нулю. Коли $U_D > U_{DO}$, вольт-амперна характеристика апроксимується опором $r_D = \frac{\Delta U_D}{\Delta I_D}$. Таким чином модель діода у відкритому стані описується лінійним рівнянням

$$U_D = U_{DO} + r_D I_D. \quad (3.1)$$

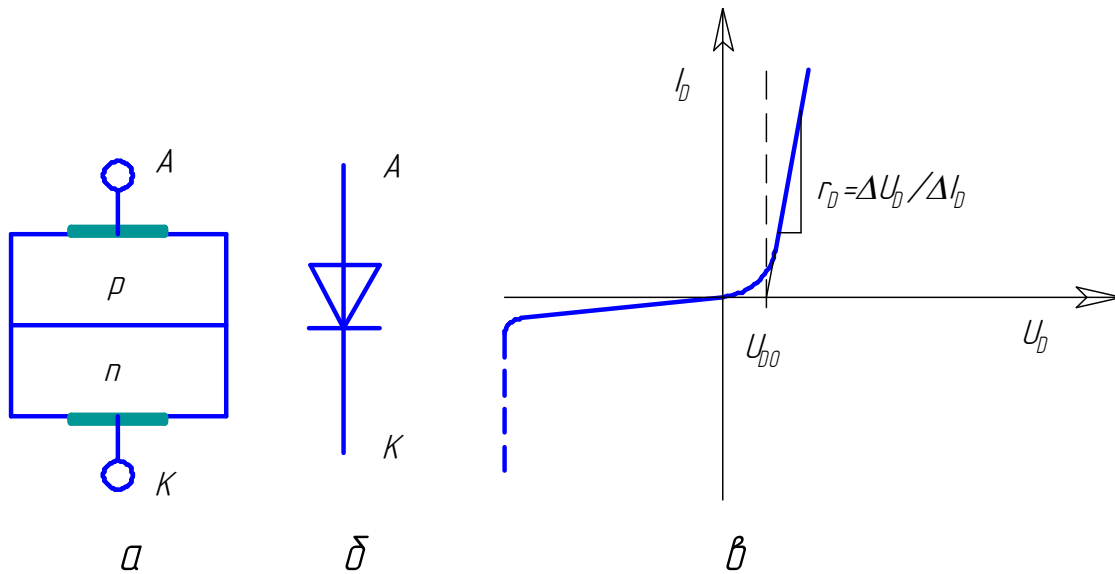


Рис. 3.4. Структура (а), умовне графічне позначення (б) і вольт-амперна характеристика (в) діода:

A – анод; К – катод; U_{D0} – порогова напруга; r_D – динамічний опір

Силкові випрямні діоди характеризуються статичними, максимально допустимими і динамічними параметрами.

Статичні параметри:

- порогова напруга U_{D0} ;
- динамічний опір r_D ;
- падіння напруги $U_{ПР}$ на діоді при відповідному значенні прямого струму;
- зворотний струм $I_{ЗВ}$ при відповідному значенні зворотної напруги;
- середнє значення прямого струму $I_{ПР.СЕР}$.

Максимально-допустимими параметрами є:

- максимальний прямий струм $I_{ПР.МАКС}$;
- максимальна зворотна напруга $U_{ЗВ.МАКС}$;
- імпульсна зворотна напруга $U_{ЗВ.ІМП}$;
- прямий імпульсний струм $I_{ПР.ІМП}$ при обумовленій тривалості імпульсу.

Динамічні параметри:

- час відновлення зворотної напруги $t_{ВДН}$;
- час наростання прямого струму $t_{НАР}$;
- гранична частота без зниження режимів роботи діода $f_{МАКС}$.

Динамічні характеристики проявляються при перемиканні діода (рис. 3.5).

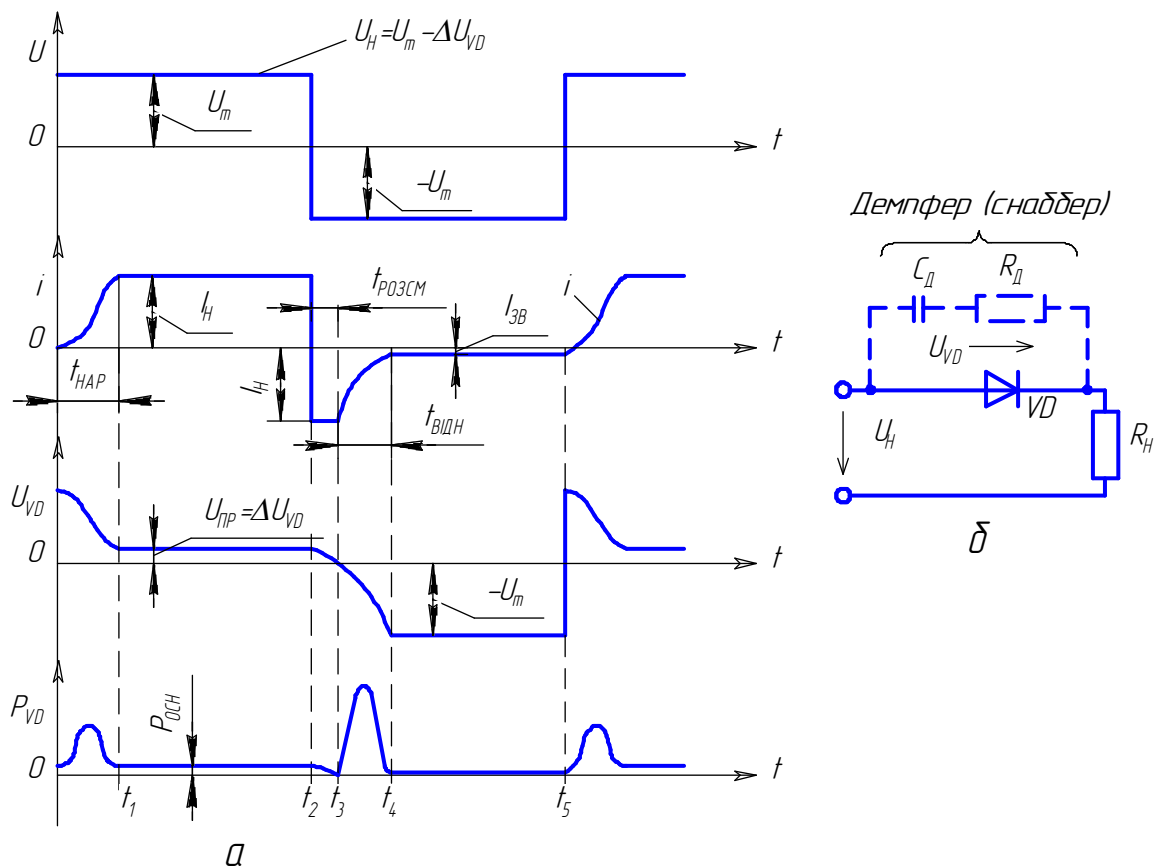


Рис. 3.5. Динамічні процеси при перемиканні (а) і схема вмикання (б) діода:

U_H – напруга на навантаженні; U_m – напруга джерела живлення; U_{VD} – напруга на діоді; $U_{ПР}$ – падіння напруги на діоді (пряма напруга); i – поточне значення струму в колі; I_H – струм навантаження; $I_{ЗВ}$ – зворотний струм; $t_{НАР}$ – час наростання струму при вмиканні діода; $t_{РОЗСМ}$ – час розсмоктування зарядів при зміні полярності на діоді; $t_{ВДН}$ – час відновлення запірних властивостей діода; P_{VD} , $P_{ОСН}$ – загальні та основні втрати потужності в діоді

Напруга на вході схеми в момент часу $t=0$ стрибком набуває додатного значення U_m , а струм в діоді через інерційність дифузійного процесу з'являється не миттєво. Він наростає на протязі часу $t_{НАР}$. Одночасно з наростанням струму в діоді зменшується падіння напруги на ньому, яке після $t_{НАР}$ стає рівним $U_{ПР} = \Delta U_{VD}$. В момент часу t_1 в колі встановлюється стаціонарний режим, при якому струм діода дорівнює:

$$i = I_H = U_H / R_H = (U_m - \Delta U_{VD}) / R_H, \quad (3.2)$$

де I_H – струм навантаження; R_H – активний опір навантаження; ΔU_{VD} – падіння напруги на відкритому діоді.

При зміні полярності напруги живлення в момент t_2 накопичені заряди на межі p - n переходу деякий час підтримують діод у відкритому стані, але напрямок струму в діоді змінюється на протилежний. По суті, відбувається розсмоктування зарядів p - n переходу, тобто розряд еквівалентної ємності. Після інтервалу часу розсмоктування t_{POZCM} відбувається процес вимикання діода (відновлення його запірних властивостей).

В момент часу t_3 напруга на діоді стає рівною нулю і в подальшому змінює свій знак. Процес відновлення запірних властивостей діода продовжується до моменту часу t_4 , після чого діод закривається. В цей час струм через діод припиняється, а напруга досягає значення $-U_m$.

Таким чином, розгляд процесів вмикання і вимикання випрямного діода показує, що він не є ідеальним ключем і в окремих умовах має зворотну провідність.

Із графіка (рис. 3.5, а) витікає, що потужність втрат в діоді P_{VD} різко збільшується при його вмиканні і особливо при вимиканні.

Втрати потужності в напівпровідникових приладах відносно невеликі, але постільки тепло виділяється в дуже малому об'ємі, то температура напівпровідникової структури суттєво підвищується. Пряме падіння напруги U_{IP} на більшості діодів приблизно 1 В, що при великих струмах спричиняє до значних втрат потужності. Наприклад, при струмі 200 А втрати потужності на одному діоді сягають 200 Вт. Щоб запобігти перевищенню температури над максимально допустимою, необхідно вірно вибирати режим роботи діодів, а у важких умовах експлуатації застосовувати примусове їх охолодження.

Втрати потужності в силовому напівпровідниковому приладі поділяються на основні P_{OCH} , що створюються проходженням прямого силового струму, і додаткові, які складаються із втрат потужності за рахунок проходження прямого струму витоку (витікання) і зворотного струму в стані низької провідності, втрат при комутації (вмикання/вимикання).

В нормальних режимах роботи на частоті до 200 Гц основні втрати складають 95...98% від повних втрат і для діодів, симісторів, транзисторів визначаються за виразом:

$$P_{OCH} = U_{DO} I_{ПР.СР} + r_D k_{\Phi}^2 I_{ПР.СР}^2, \quad (3.3)$$

де U_{DO} , r_D – порогова напруга і динамічний опір вольт-амперної характеристики у відкритому стані (див. рис. 3.4, в); $k_{\Phi} = I_{E\Phi} / I_{ПР.СР}$ – коефіцієнт форми струму; $I_{E\Phi}$, $I_{ПР.СР}$ – ефективне і середнє значення прямого струму через напівпровідниковий елемент.

Додатковими втратами зазвичай нехтують. Але при роботі напівпровідникового приладу на підвищених частотах їх необхідно враховувати.

Для зменшення додаткових втрат і забезпечення надійної роботи діода використовують спеціальні схеми формування динамічних процесів – демпфери (snubbers). Найпростішою з них є ланка $R_D - C_D$ (рис. 3.5, б), яка ввімкнена паралельно діоду VD . Вказане коло працює так. При закриванні діода струм, викликаний імпульсною зворотною напругою проходить через RC -ланку. Частина енергії заряджає конденсатор, а частина розсіюється в резисторі. Внаслідок цього амплітуда імпульсу напруги зменшується, чим запобігає вихід діода з ладу.

3.1.2. Тиристори

3.1.2.1. Тиристори з природною комутацією

Тиристор є елементом з чотиришаровою напівпровідниковою структурою (рис. 3.6).

В статичних умовах тиристор може знаходитися в двох станах:

- 1) закритий стан при від'ємній напрузі на аноді відносно катода або при додатній напрузі на аноді відносно катода;
- 2) відкритий стан.

При вмиканні тиристора в електричне коло з регульованим джерелом постійної напруги $U_{Д.Ж}$ (рис. 3.7, а), полярність якого можна міняти, залежність між струмом, що проходить через тиристор в прямому і зворотному напрямках, і напругою між

анодом і катодом зображує статична вольт-амперна характеристика (рис. 3.7, б).

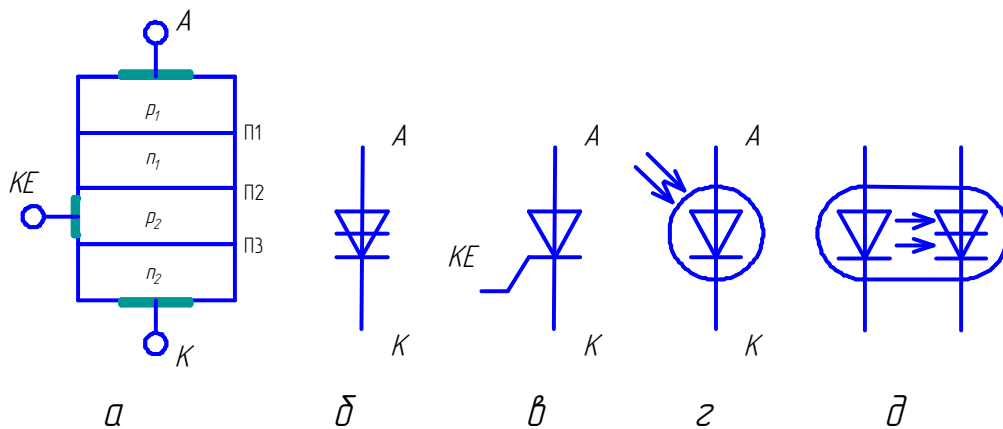


Рис. 3.6. Керований тиристор:

a – структура: *A* – анод; *K* – катод; *KE* – керуючий електрод; П1, П2, П3 – *p-n* переходи; умовні графічні зображення тиристорів різних типів: *б* – диністора; *в* – тріодного; *г* – фототиристора; *д* –оптронного

Якщо на електрод *KE* керуючий сигнал не подається ($I_K=0$), а пряма $U_{ПР}$ чи зворотна $U_{ЗВ}$ напруга між анодом і катодом не перевищує відповідно напруги перемикавання $U_{ПЕР}$ чи пробоя $U_{П}$, тиристор має великий опір в прямому і зворотному напрямку і струм через прилад практично не проходить. Дійсно, якщо до анода прикласти від'ємну напругу відносно катода, то до середнього переходу П2 (рис. 3.6, *a*) прикладається пряма напруга $U_{ПР}$, а до переходів П1 і П3, з'єднаних послідовно, – зворотна напруга $U_{ЗВ}$, в результаті тиристор буде закритим. Через нього в зовнішньому колі проходить невеликий зворотний струм $I_{ЗВ}$, що відповідає зворотній вольт-амперній характеристиці тиристора (ділянка 0-*д*), яка подібна вітці $I_{ЗВ}=f(U_{ЗВ})$ силового кремнієвого діода (3.6, *в*). При подачі на анод тиристора додатної напруги, не більшої напруги перемикавання, наприклад $U_{ПР} < U_{ПЕР}$ (рис. 3.7, б), до переходів П1 і П3 прикладається пряма напруга, а до переходу П2 – зворотна, але постільки керуючий сигнал відсутній, то тиристор залишається в закритому стані. В цьому випадку через перехід П2, а відповідно і через тиристор проходить в прямому напрямку невеликий струм витоку $I_{ВИТ}$ (ділянка від 0 і до струму вмикання тиристора $I_{ВМ.Т}$).

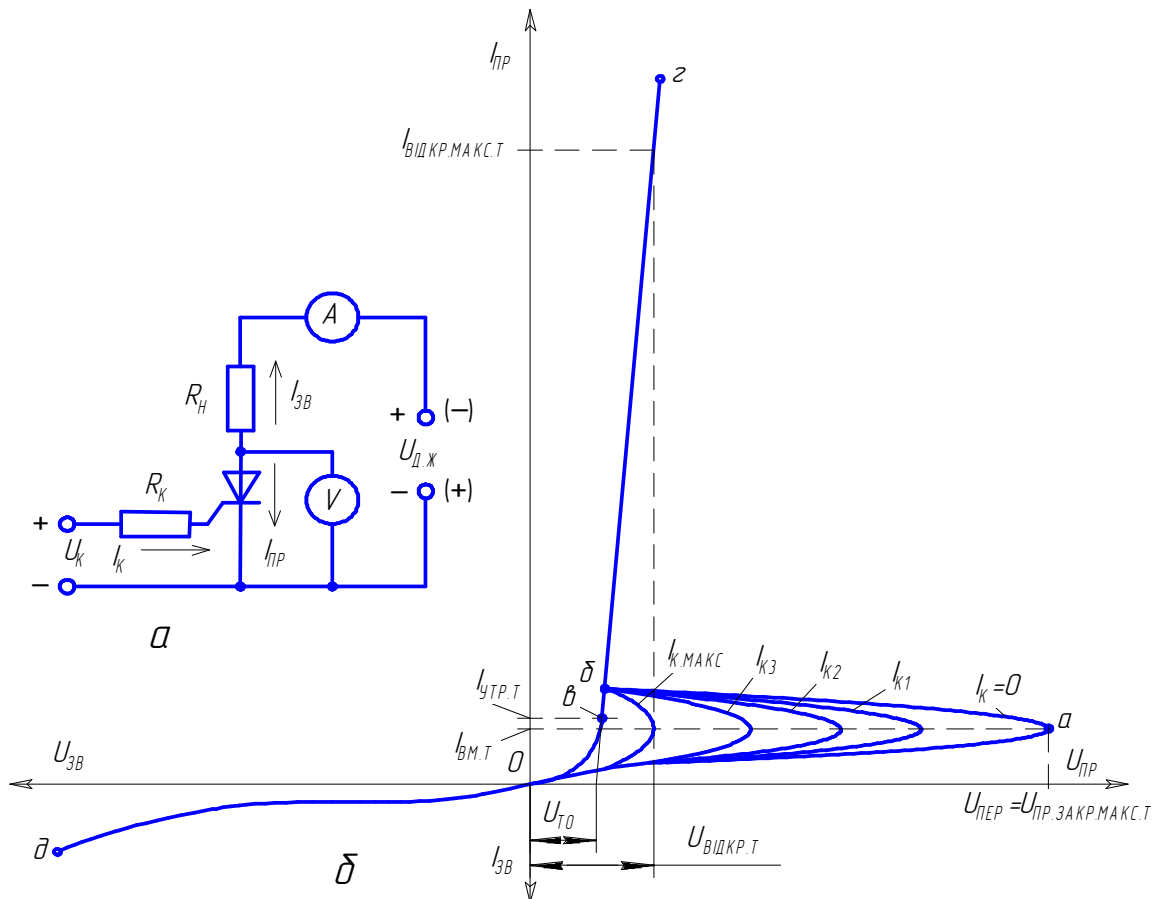


Рис. 3.7. Схема вмикання (а) і вольт-амперна характеристика (б) тиристора

Переведення тиристора із "закритого" стану у "відкритий" при додатній напрузі на аноді можна здійснити трьома способами: підвищенням прикладеної напруги до напруги перемикання – *вмикання по аноду* (діодний тиристор або диністор), *подачею додатної напруги* на керуючий електрод відносно катода, тобто дією на коло керування (тріодний тиристор); *опроміненням базової області p_2* світловим потоком (фототиристор і оптронний тиристор).

Вмикання по аноду. При поступовому збільшенні прямої напруги зростає струм $I_{ВІТ}$. В точці *а* цей процес стає лавиноподібним і тиристор переходить із закритого стану у відкритий. Напруга в точці *а* називається *напругою перемикання* $U_{ПЕР}$. Такий спосіб вмикання використовують для діодних тиристорів (диністорів). Для тріодних тиристорів подача напруги перемикання не допускається.

Вмикання по керуючому електроду. Вмикання тиристора відбувається при прямій напрузі на аноді, меншій за напругу перемикавання $U_{ПЕР}$, і подачі на керуючий електрод імпульсу напруги U_K . Через перехід ПЗ буде проходити невеликий струм I_K , який нейтралізує дію закритого переходу П2. Тиристор відкриється при меншому значенні $U_{ПЕР}$, а робоча точка перейде на ділянку *а-б* вольт-амперної характеристики (рис. 3.7, б). Із зростанням струму I_K зменшується напруга перемикавання тиристора. У відкритому стані приладу вольт-амперна характеристика (ділянка *в-г*) подібна характеристиці силового діода.

Після вмикання тиристора керуючий електрод втрачає свої керуючі властивості, з його допомогою вимкнути тиристор неможливо, а сам керуючий струм можна відключити, що дозволяє використовувати імпульсні схеми керування вмиканням тиристора.

Вмикання за допомогою світла. Переведення тиристора в провідний стан можна здійснити опроміненням шару p_2 напівпровідникової структури (рис. 3.6, а) світловим потоком, під дією якого в *p-n*-переході П2 збільшується число носіїв заряду, необхідних для відпирання приладу. Таким способом вмикають тиристори, керовані від зовнішнього по відношенню до корпусу приладу джерела світла (фототиристори), і тиристори, керовані від джерела світла (випромінювача), розміщеного всередині корпусу приладу (оптронні тиристори).

Для вимикання тиристора необхідно видалити із базових областей накопичений за час провідності надмірний заряд носіїв. Це можна зробити:

1) зменшенням прямого анодного струму нижче струму утримання. При роботі тиристора в колах змінного струму це відбувається *природним шляхом*, коли напруга анод-катод проходить через нуль. В колах постійного струму анодний струм переводять в допоміжне коло, паралельне тиристорі;

2) розмиканням анодного кола або короткочасною подачею на вентиль зворотної напруги від допоміжного джерела (зазвичай від попередньо зарядженого конденсатора в колах постійного струму). При цьому починається процес розсмоктування накопичених в напівпровідниковій структурі зарядів (дірок і

електронів), в ході якого через тиристор проходить зворотний струм, який після видалення зарядів зменшується практично до нуля. Таким чином створюють примусову (штучну) комутацію керованих вентилів.

Тиристор з чотиришаровою $p-n-p-n$ -структурою, як і діод, має односторонню провідність. Для електричних кіл змінного струму розроблені спеціальні прилади – *симетричні тиристори* (*симістори*), які мають: п'ять p - і n -типів структур, що чергуються (рис. 3.8, *a*), два зовнішніх силових електроди CE і CEK і один керуючий електрод KE . Останній розміщують в центрі, а верхні металеві контакти лівої і правої частин електрично зв'язують.

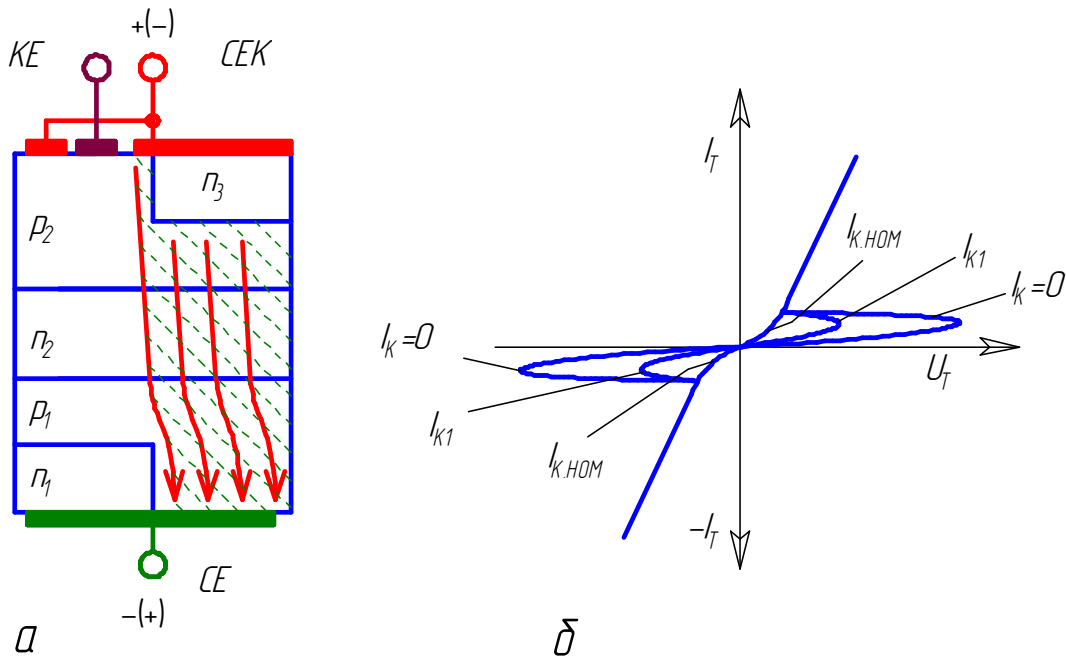


Рис. 3.8. Напівпровідникова структура (*a*) і вольт-амперні характеристики (*б*) симістора

В такій структурі як при одній, так і при іншій полярності прикладеної напруги робочий струм пропускають в прямому і зворотному напрямках, коли електрод KE подає додатній відносно електрода CEK керуючий імпульс. Якщо на електрод CEK подана додатна відносно електрода CE напруга, то проводить струм права половина структури ($p_1-n_2-p_2-n_3$), якщо від'ємна, то в провідний стан перемикається структура його лівої

частини ($n_1-p_1-n_2-p_2$). На рис. 3.8, б наведені вольт-амперні характеристики симістора при різних значеннях струму керування.

Статичні параметри тиристора:

- максимально допустимий постійний струм у відкритому стані тиристора $I_{ВІДКР.МАКС.Т}$, при якому забезпечується задана надійність;
- напруга у відкритому стані тиристора $U_{ВІДКР.Т}$ – основна напруга при відповідному струмі (наприклад, $I_{ВІДКР.МАКС.Т}$) у відкритому стані;
- максимально допустима постійна зворотна напруга тиристора $U_{ЗВ.МАКС.Т}$, при якій забезпечується задана надійність (дана напруга зазвичай в два рази менша пробивної);
- зворотний струм тиристора $I_{ЗВ.Т}$ – анодний струм при відповідній зворотній нарузі (наприклад, $U_{ЗВ.МАКС.Т}$);
- максимально допустима постійна пряма напруга $U_{ПР.ЗАКР.МАКС.Т}$, при якій тиристор знаходиться в закритому стані при відповідному режимі в колі керуючого електрода і забезпечується задана надійність;
- порогова напруга тиристора $U_{ТО}$;
- струм вмикання тиристора $I_{ВМ.Т}$ – основний струм в точці вмикання тиристора;
- утримуючий струм тиристора $I_{УТР.Т}$ – мінімальний основний струм, який необхідний для підтримання тиристора у відкритому стані при відповідному режимі в колі керуючого електрода;
- динамічний опір тиристора r_T .

Максимально допустимі параметри тиристора:

- максимально допустимий імпульсний струм $I_{ВІДКР.ІМП.МАКС.Т}$ у відкритому стані з певною щільністю і тривалістю (зазвичай ≤ 10 мс), при якому забезпечується задана надійність;
- максимально допустима середня потужність розсіювання тиристора $P_{СР.МАКС.Т}$, при якій забезпечується задана надійність.

Динамічні параметри:

- час вмикання $t_{ВМ}$;
- час вимикання $t_{ВИМ}$.

Для швидкого і надійного вмикання тиристора необхідно, щоб параметри імпульсу струму керування на початковій ділянці (амплітуда $I_{К.МАКС}$, тривалість, швидкість наростання $\frac{dI_K}{dt}$) відповідали необхідним вимогам.

Процес зростання струму в тиристорі розпочинається через певний час затримки $t_{ЗАТР}$, який залежить від амплітуди струму керування $I_{К.МАКС}$ на початковій ділянці (рис. 3.9). Протягом часу затримки струм в тиристорі наростає до значення струму утримання $I_{УТР}$. Цей струм зазвичай знаходиться на рівні 10% граничного струму. При достатньо великому струмі керування час затримки триває 0,1 – 2 мкс. Після часу затримки настає період наростання струму в тиристорі $t_{НАР}$.

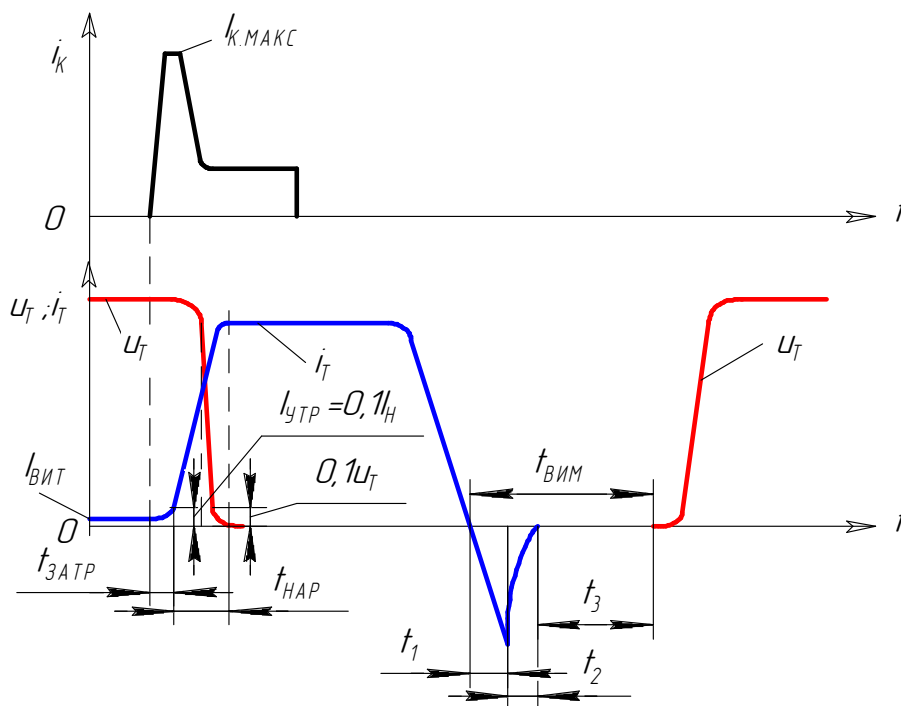


Рис. 3.9. Динамічні процеси перемикачання тиристора

Процес вимкання тиристора складається з трьох фаз:

- фаза наростання зворотного струму через тиристор (t_1);
- фаза спадання струму до нуля (t_2);
- фаза відновлення запірних властивостей тиристора (t_3).

Тільки після закінчення часу вимикання $t_{ВИМ} = t_1 + t_2 + t_3$ до тиристора можна повторно підводити пряму напругу.

Втрати в тиристорі складаються із втрат при проходженні прямого струму, комутаційних втрат і втрат в колі керування. Втрати від проходження прямого струму аналогічні втратам в діодах. Комутаційні втрати і втрати в колі керування залежать від способу вмикання і вимикання тиристора:

- комутація від мережі (природна);
- штучна комутація, яка як правило здійснюється від попередньо зарядженої ємності.

Природну комутацію застосовують в керованих випрямлячах для електропривода постійного струму; пристроях для збудження синхронних двигунів і генераторів; випрямлячах для зварювання, плавлення, нагрівання, гальваніки; безконтактних пускачах; безпосередніх перетворювачах частоти, інверторах, керованих від напруги мережі живлення.

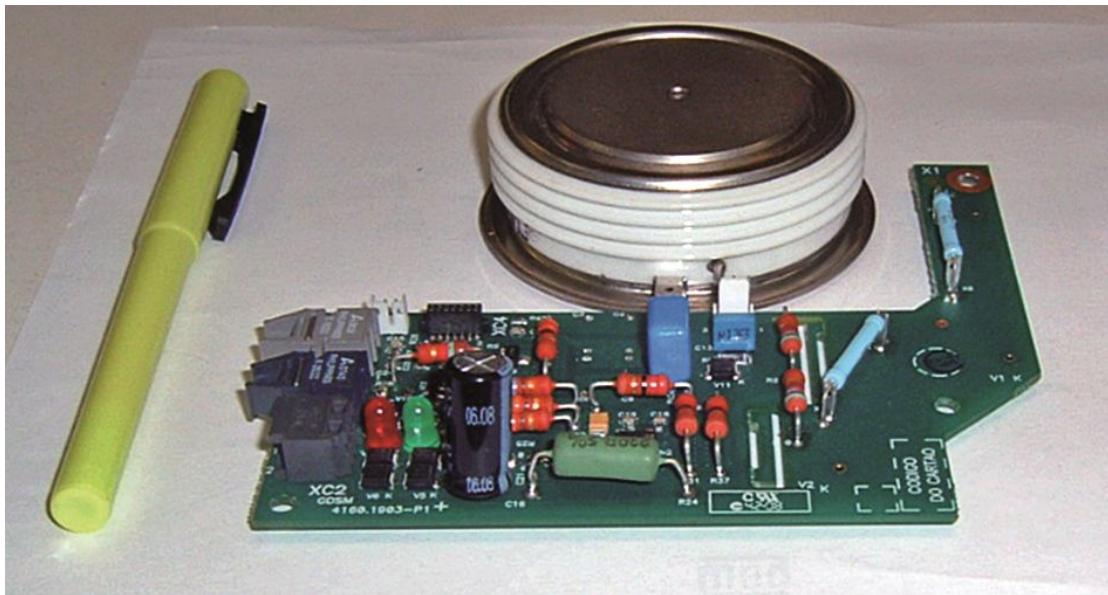


Рис. 3.10. Загальний вигляд тиристора з блоком керування для комутації 6,5 кВ

Тиристори (рис. 3.10) мають як переваги, так і недоліки:
Переваги:

- мала вартість;
- високі номінальні напруга і струм (10 кВ, 6 кА);
- мале падіння напруги у відкритому стані (1...2 В);

- мала потужність керування.

Недоліки:

- неповна керуваність (неможливість закриття за допомогою сигналу керування);
- мала швидкодія;
- низька частота комутації (до 0,4 кГц);
- низька перевантажувальна здатність.

3.1.2.2. Повністю керовані ГТО-тиристри

Структура ГТО-тиристора в областях анода і катода складається з великої кількості технологічних елементів, які представляють окремі ввімкнені паралельно тиристри, в результаті чого він набуває здатності вимикатися за керуючим сигналом (рис. 3.11). Вмикається і вимикається тиристор при подачі на керуючий електрод відповідно додатного чи від'ємного імпульсу струму.

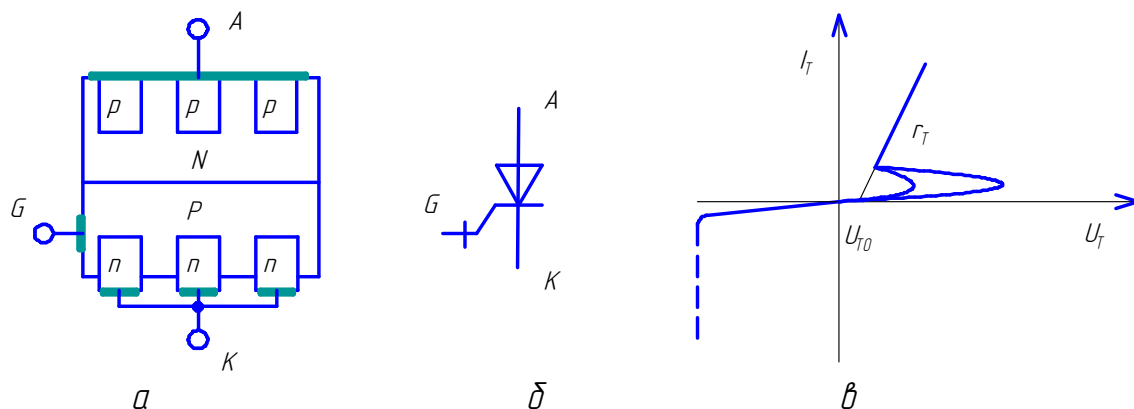


Рис. 3.11. Будова ГТО-тиристора (а), його умовне графічне позначення (б) і вольт-амперна характеристика (в)

Процес вмикання ГТО-тиристора складається із затримки вмикання протягом часу $t_{ЗАТР}$ і часу наростання $t_{НАР}$, протягом якого напруга на тиристорі зменшується до 0,1 від початкового значення (рис. 3.12). Для забезпечення малого часу вмикання і малих втрат при вмиканні швидкість наростання струму керуючого електрода $\frac{di}{dt}$ на початку повинна бути не меншою 5 А/мкс, тобто імпульс керування I_K повинен бути з крутим фронтом.

Для GTO-тиристорів характерний повільний процес вимикання, який складається із двох стадій. На першій стадії струм тиристора спадає до $0,1 \div 0,2$ від свого початкового значення. На другій стадії відбувається повільне зменшення струму. Час затягування процесу вимикання t_2 (час "хвоста") зазвичай більший часу спадання струму на першій стадії t_1 і його необхідно враховувати.

Від'ємний струм керуючого електрода, який вимикає тиристор, повинен мати значну швидкість наростання $\frac{di}{dt} > 20$ А/мкс і значну амплітуду (до 30% від амплітуди струму анода). Для зниження динамічних втрат при перемиканні і забезпечення надійної роботи в схемах з GTO-тиристорами використовують снаббери, аналогічні описаним раніше.

Область використання:

- перетворювачі частоти для потужних електроприводів змінного струму;
- перетворювальні підстанції для залізничного транспорту;
- перетворювачі для ліній електропередач постійного струму.

Переваги:

- повна керованість;
- високі номінальні напруга і струм (6 кВ, 4 кА);
- підвищена частота комутації (до 2...3 кГц);
- можливість інтеграції із зворотним діодом і драйвером;
- простота послідовного з'єднання ключів;

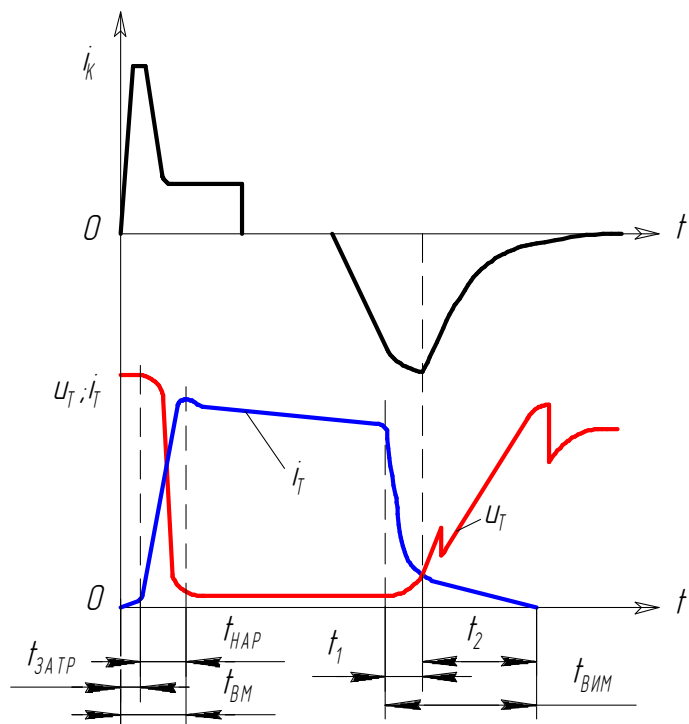
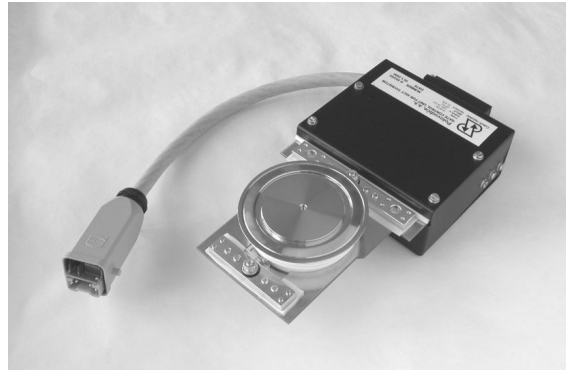


Рис. 3.12. Динамічні процеси при перемиканні GTO-тиристора

- відсутність необхідності в індивідуальному снаббері для кожного ключа;
- мала потужність керування.



a



б

Рис. 3.13. Загальний вигляд повнокерованих тиристорів:
a – GTO-тиристори; *б* – IGCT-тиристори

Недоліки:

- великий струм керування при закриванні;
- низька перевантажувальна властивість;
- порівняно низька швидкодія (тривалість вмикання/вимикання 10...20 мкс);
- порівняно висока вартість.

Модернізація GTO-тиристорів за рахунок використання нових технологій дозволила розробити серію IGCT-тиристорів (Integrated gate commutated thyristor) (рис. 3.13, б), в яких збільшена швидкодія і значно скорочені статичні і динамічні втрати. Ці тиристори частіше використовують у високовольтних електричних схемах напругою більше 3,5 кВ. На більш високі напруги розроблено запираючий SGCT-тиристор з симетричним керуючим електродом (Symmetrical Gate Commutated Thyristor). Тиристор об'єднаний з формувачем імпульсів, що дає можливість забезпечити більш ефективне керування, роботу на високій частоті (до 450 Гц), зменшення розмірів, і, як наслідок, збільшення надійності та зменшення вартості.

3.1.3. Транзистори

3.1.3.1. Біполярні транзистори

Біполярний транзистор – це напівпровідниковий елемент, який має два взаємодіючих між собою p - n переходи (рис. 3.14).

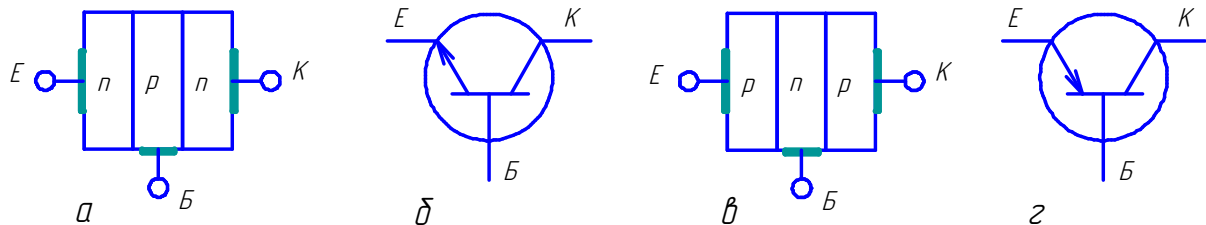


Рис. 3.14. Будова (а, в) і умовне графічне позначення (б, г) біполярних транзисторів

Загальний вигляд біполярних транзисторів наведено на рис. 3.15.

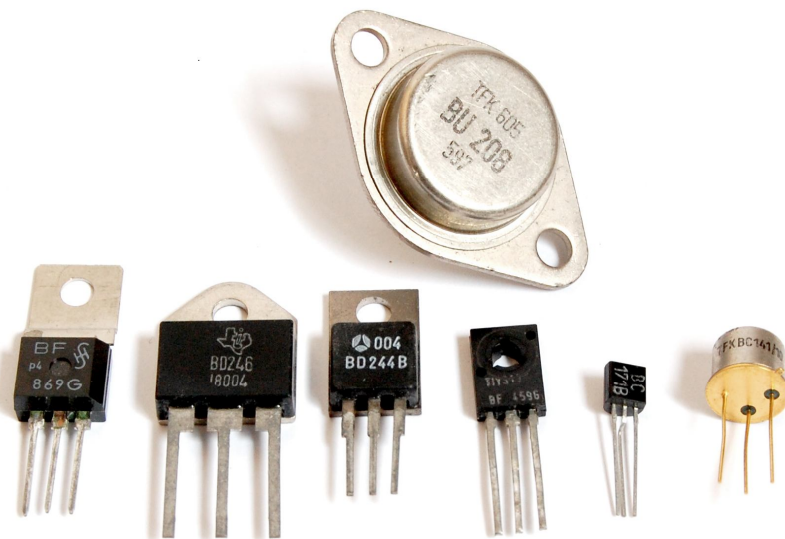


Рис. 3.15. Загальний вигляд біполярних транзисторів

Працює біполярний транзистор так (рис. 3.14).

До емітерного p - n переходу прикладена напруга E_1 у прямому (пропускному) напрямку, а до колекторного переходу – напруга E_2 у зворотному напрямку. Зазвичай $|E_2| \gg |E_1|$. При замиканні вимикачів $SA1$ і $SA2$ через емітерний p - n перехід здійснюється інжекція дірок з емітера в область бази (перехід носіїв заряду із області, де вони були основними, в область, де

вони стають неосновними). Одночасно електрони бази будуть проходити в область емітера. Отже, через емітерний перехід піде струм по такому колу: $+E_1$, міліамперметр $PA1$, емітер, база, міліамперметр $PA2$, вимикачі $SA2$ і $SA1$, $-E_1$.

Якщо вимикач $SA1$ розімкнути, а вимикачі $SA2$ і $SA3$ ввімкнути, то в колекторному колі пройде незначний зворотний струм, викликаний спрямованим рухом неосновних носіїв заряду – дірок бази й електронів колектора. Шлях струму: $+E_2$, вимикачі $SA3$ і $SA2$, міліамперметр $PA2$, база, колектор, міліамперметр $PA3$, $-E_2$.

Підключення транзистора до зовнішніх джерел живлення приводить до зміни висоти потенційних бар'єрів $p-n$ переходів. Потенційний бар'єр емітерного переходу знижується, а колекторного – збільшується.

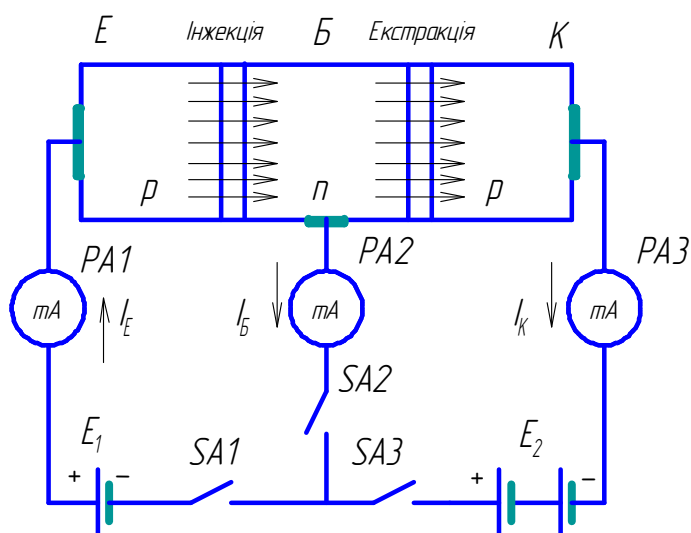


Рис. 3.16. До пояснення принципу роботи транзистора

Емітерний струм (струм, що проходить через емітерний перехід) I_E дорівнює сумі діркової і електронної складових

$$I_E = I_{Ep} + I_{En} . \quad (3.4)$$

Якби концентрація дірок і електронів у базі і емітері була однаковою, то прямий струм через емітерний перехід створювався б переміщенням однакового числа дірок і електронів у протилежних напрямках. Але конструктивно транзистори зроблені так, що концентрація носіїв заряду в базі значно менша,

ніж в емітері. Це приводить до того, що число дірок, інжекттованих з емітера в базу, в багато разів перевищує число електронів, що рухаються в протилежному напрямку. Отже, майже весь струм через емітерний $p-n$ перехід обумовлений дірками. Ефективність емітера оцінюється коефіцієнтом інжекції γ , що для транзисторів типу $p-n-p$ дорівнює відношенню діркової складової емітерного струму до загального струму емітера:

$$\gamma = \frac{I_{Ep}}{I_E} = \frac{I_{Ep}}{I_{Ep} + I_{En}} = \frac{1}{1 + \frac{I_{En}}{I_{Ep}}} \quad (3.5)$$

В сучасних транзисторах коефіцієнт γ зазвичай мало відрізняється від одиниці ($\gamma = 0,999$). Інжекттовані через емітерний перехід дірки проникають всередину бази, а потрапивши в базу, для якої вони є неосновними носіями заряду, починають рекомбінувати з електронами. Але рекомбінація – процес не миттєвий. Тому майже всі дірки встигають пройти через тонкий шар бази і досягти колекторного $p-n$ переходу перш, ніж відбудеться рекомбінація. Підійшовши до колектора, дірки сприймають дію електричного поля колекторного переходу. Це поле для дірок є прискорюючим, тому вони в результаті екстракції (перехід носіїв заряду із області, де вони були неосновними, в область, де вони стають основними) швидко втягуються з бази в колектор і беруть участь у створенні струму колектора. Коло колекторного струму: $+E_2$, вимикачі SA_3 і SA_1 , E_1 , міліамперметр PA_1 , емітер, база, колектор, міліамперметр PA_3 , $-E_2$ (рис. 3.16).

Приймаючи до уваги малий ступінь рекомбінації дірок з електронами в області бази, можна вважати струм колектора I_K приблизно рівним струму емітера I_E .

Ті дірки, що все-таки рекомбінують в області бази з електронами, беруть участь у створенні струму бази I_B , який проходить в колі: $+E_1$, міліамперметр PA_1 , емітер, база, міліамперметр PA_2 , вимикачі SA_2 і SA_1 , $-E_1$. Отже, струм бази дорівнює різниці струмів емітера і колектора:

$$I_B = I_E - I_K \quad (3.6)$$

Вплив рекомбінації носіїв заряду в базі на підсилювальні властивості транзистора оцінюється коефіцієнтом переносу носіїв у базі δ , що показує, яка частина інжектованих емітером дірок досягає колекторного переходу:

$$\delta = \frac{I_{Kp}}{I_{Ep}}. \quad (3.7)$$

Коефіцієнт переносу δ тим ближче до одиниці, чим менші товщина бази і концентрація електронів у базі порівняно з концентрацією дірок в емітері.

Одним з основних параметрів транзистора в схемі із спільною базою є коефіцієнт передачі струму емітера h_{21B} , що дорівнює відношенню приросту струму колектора до приросту струму емітера при незмінній напрузі на колекторному переході:

$$h_{21B} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_E}. \quad (3.8)$$

Цей коефіцієнт може бути виражений через величини γ і δ наступним співвідношенням:

$$h_{21B} = \gamma\delta. \quad (3.9)$$

Оскільки γ і δ менші одиниці, то коефіцієнт передачі струму емітера h_{21B} також не перевищує одиниці. Зазвичай $h_{21B} = 0,95 \div 0,99$. Чим більший коефіцієнт h_{21B} , тим менше відрізняються між собою струми колектора і емітера, тим ефективніше використовуються підсилювальні властивості транзистора.

В колі колектора крім струму, обумовленого екстракцією дірок з бази в колектор, протікає власне зворотний струм колекторного переходу I_{KBO} , тому повний струм колектора рівний:

$$I_K = h_{21B}I_E + I_{KBO}. \quad (3.10)$$

Враховуючи, що струм I_{KBO} за величиною незначний, можна записати:

$$I_K = h_{21B}I_E. \quad (3.11)$$

З останнього виразу випливає, що транзистор є керованим приладом, оскільки в ньому величина колекторного струму залежить від величини струму емітера.

В залежності від полярності напруг, прикладених до емітерного і колекторного переходів транзистора, розрізняють чотири режими його роботи.

Активний режим. На емітерний перехід подана пряма напруга, а на колекторний – зворотна. Цей режим є основним режимом роботи транзистора. Внаслідок того, що напруга в колі колектора значно перевищує напругу, підведену до емітерного переходу, а струми в колах емітера і колектора практично рівні, то потужність корисного сигналу на виході схеми (у колекторному колі) буде набагато більша, ніж у вхідному (емітерному) колі транзистора.

Режим відсічки. До обох переходів підводяться зворотні напруги. Тому через них проходить лише незначний струм, обумовлений рухом неосновних носіїв заряду. Практично транзистор у режимі відсічки закритий.

Режим насичення. Обидва переходи знаходяться під прямою напругою. Струм у вихідному колі транзистора максимальний і практично не регулюється струмом вхідного кола. У цьому режимі транзистор повністю відкритий.

Інверсний режим. До емітерного переходу підводиться зворотна напруга, а до колекторного – пряма. Емітер і колектор міняються своїми ролями – емітер виконує функції колектора, а колектор – функції емітера. Цей режим, як правило, не відповідає нормальним умовам роботи.

В силових електронних пристроях, особливо в перетворювачах, найчастіше використовують два основних режими – насичення і відсічки, які дають можливість використати транзистор як ключ.

На рис. 3.17 зображена найпростіша схема ключа на транзисторі *p-n-p*, увімкненому за схемою з загальним емітером.

Запирання транзистора (режим відсічки) спостерігається в тому випадку, коли обидва *p-n* переходи (емітерний і колекторний) закриті. Для цього досить, щоб зворотні напруги на цих переходах були близькі до нуля (0,05...0,1 В).

Зі схеми рис. 3.17 видно, що для запирання транзистора типу *p-n-p* потрібно подати на його вхід таку напругу, щоб потенціал бази був вищим потенціалу емітера, тобто щоб напруга U_{BE} між базою і емітером задовольняла нерівність $U_{BE} \geq 0$ (для

транзисторів типу *n-p-n* знак цієї нерівності буде зворотнім). Напруга U_{KE3} на колекторі закритого транзистора дорівнює:

$$U_{KE3} = E_K - I_{KBO} R_H, \quad (3.12)$$

де R_H – опір навантаження.

Звичайно $I_{KBO} R_H \ll E_K$, тому можна прийняти $U_{KE} \approx E_K$.

У закритому стані транзистор може знаходитися необмежено довго. Вивести його з цього стійкого стану можна тільки зовнішніми впливами, наприклад шляхом подачі на вхід транзистора типу *p-n-p* запускаючого імпульсу від'ємної полярності.

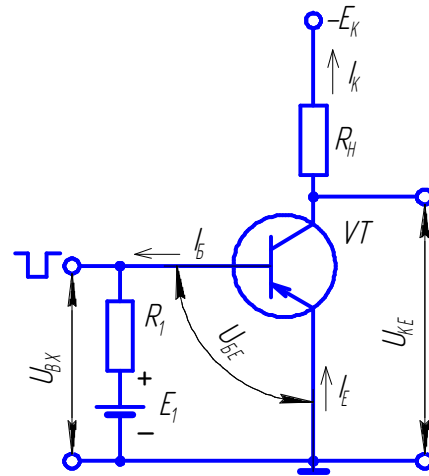


Рис. 3.17. Ключова схема на транзисторі типу *p-n-p*

Другим стійким станом є режим насичення відкритого транзистора. Насичення настає в тому випадку, коли обидва *p-n* переходи транзистора відкриті.

У сімействі статичних характеристик транзистора із загальним емітером (рис. 3.18) приводять навантажувальну пряму *AB*, що виражає залежність струму колектора від напруги на колекторі при визначених значеннях E_K і R_H . Величина струму колектора визначається головним чином величиною струму бази: чим більший струм бази (вхідний струм керування), тим більший струм колектора. При деякому значенні струму бази $I_{Bнас} = I_{B4}$ колекторний струм досягає максимальної (для даних E_K і R_H) величини I_{Kmax} . Така величина колекторного струму відповідає робочій точці *A* на рис. 3.18, *a*. При подальшому збільшенні струму бази струм колектора практично залишається незмінним. Тому I_{Kmax} одержав назву струму насичення і позначається $I_{Kнас}$.

Величина струму насичення відкритого транзистора може бути знайдена за формулою:

$$I_{Kнас} = \frac{E_K}{R_H}. \quad (3.13)$$

Струмові насичення колектора відповідає величина насичуючого струму бази

$$I_{\text{Бнас}} = \frac{I_{\text{Кнас}}}{h_{21E}} = \frac{E_K}{h_{21E} R_H}, \quad (3.14)$$

де h_{21E} — коефіцієнт передачі струму (коефіцієнт підсилення транзистора за струмом) в схемі зі спільним емітером.

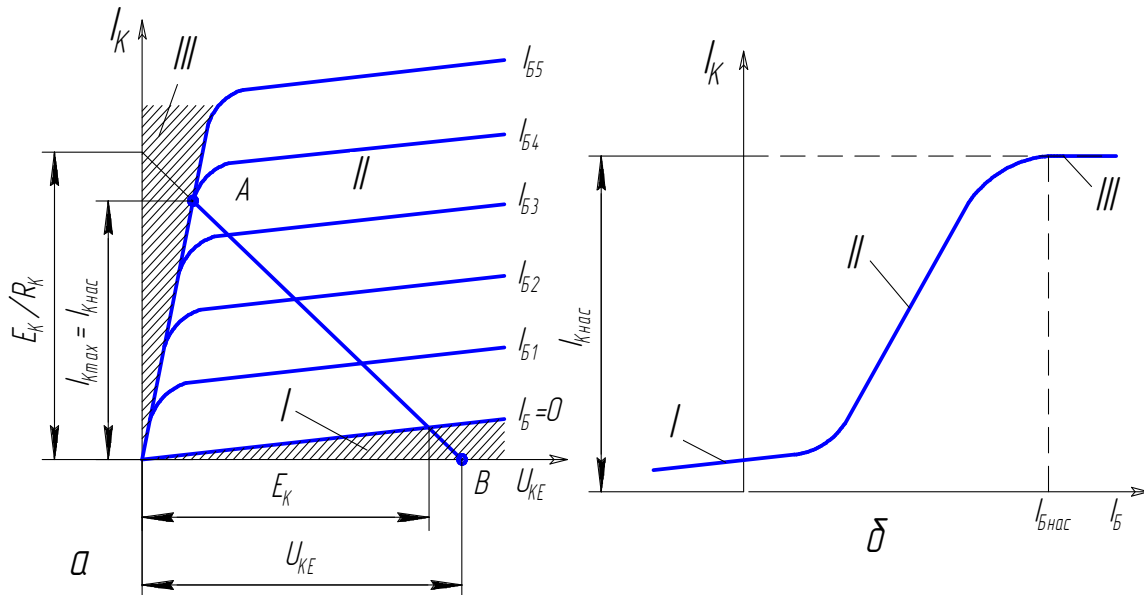


Рис. 3.18. Графічне пояснення роботи транзистора в ключовому режимі: *a* – статичні характеристики; *б* – залежність струму колектора I_K від струму бази I_B ; I – режим відсічки; II – активний режим; III – режим насичення

З рис. 3.18, *a* видно, що в області насичення (поблизу точки А) напруга між колектором і емітером, як і напруга між будь-якими іншими виводами транзистора, близька до нуля.

На рис. 3.18, *б* показана залежність струму колектора I_K від струму бази I_B , з якої видно, що характеристика $I_K=f(I_B)$ має злами на границях області запирання (відсічки) і насичення. Це сприяє чіткішій роботі перемикаючого пристрою.

Якість транзисторного ключа визначається швидкістю перемикування, тобто часом його переходу з одного стану в інший. Чим вище частотні властивості транзистора, тим вища його швидкодія і тим краще він працює в ключовому режимі (рис. 3.19).

При вмиканні транзистора в його базу подають прямокутний імпульс $I_{B, \text{ВМ}}$ з крутим фронтом. Струм в колекторі i_K появляється через певний час затримки $t_{\text{ЗАТР}}$ і плавно зростає за час $t_{\text{НАР}}$ до усталеного значення.

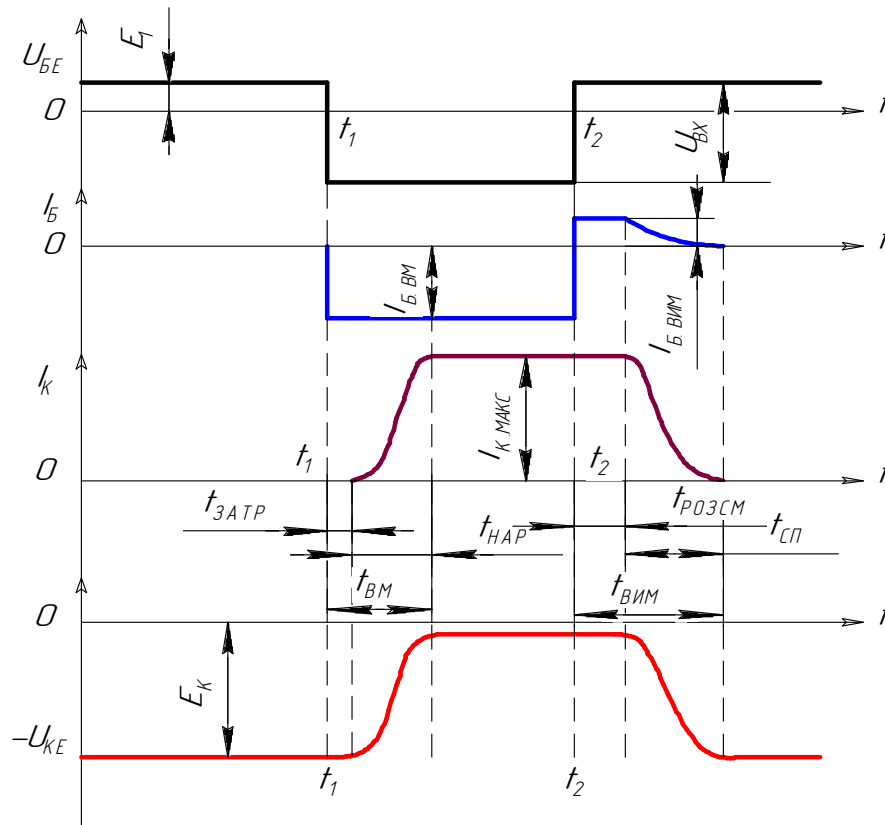


Рис. 3.19. Динамічні процеси при перемиканні біполярного транзистора типу $p-n-p$

Для вимикання транзистора на його базу подають зворотну напругу, під дією якої струм бази змінює свій напрямок і стає рівним $I_{B.ВИМ}$. Доки проходить розсмоктування неосновних носіїв заряду в базі, струм бази не змінює свого значення. Цей час називають часом розсмоктування $t_{РОЗСМ}$. Після закінчення процесу розсмоктування струм бази спадає протягом часу $t_{СП}$. Таким чином, час вимикання транзистора дорівнює $t_{ВИМ} = t_{РОЗСМ} + t_{СП}$. Необхідно особливо відзначити, що при вимиканні транзистора, незважаючи на зміну напрямку струму бази, транзистор протягом $t_{РОЗСМ}$ залишається відкритим і колекторний струм не змінює свого значення. Спадання i_K розпочинається із спаданням струму бази i_B і закінчуються вони практично одночасно.

Для прискорення процесу розсмоктування в базу подають зворотний струм, який залежить від величини зворотної напруги на базі. Щоб не було пробою переходу база-емітер, максимальна зворотна напруга не повинна перевищувати $5 \div 7$ В.

В технічних характеристиках транзисторів приводять час вмикання, спадання і розсмоктування. Найбільш швидкодіючі транзистори мають час розсмоктування $0,1 \div 0,5$ мкс, але в багатьох силових транзисторах цей час сягає 10 мкс.

Ефективність біполярних транзисторів обмежується наступними недоліками:

- необхідність великого струму бази для вмикання;
- наявність струмового "хвоста" при закриванні, оскільки струм колектора не спадає миттєво після зняття струму керування;
- залежність параметрів від температури;
- напруга насичення кола колектор-емітер обмежує мінімальну робочу напругу.

Приклад 3.1. Для роботи транзистора КТ815А в ключовому режимі (рис. 3.20) розрахувати величину опорів резисторів у базі R_B і в колі база-емітер R_{BE} . Транзисторний ключ вмикає/вимикає електролампочку з параметрами: $U_{Л} = 12$ В, $I_{Л} = 100$ мА, а коло бази живиться через вимикач SA від джерела $U_{BX} = 5$ В.

Параметри транзистора КТ815А: максимально допустима напруга колектор-емітер $U_{KE} = 30$ В; максимально допустимий постійний струм колектора $I_{K.МАКС} = 1500$ мА; статичний коефіцієнт передачі струму транзистора у схемі з спільним емітером $h_{21E} = 40$.

Розв'язок.

Особливістю майже всіх схем з біполярними транзисторами є те, що величини напруг значення не мають, а важливі тільки струми. Якщо співвідношення $h_{21E} > I_K / I_B$ виконується, колекторне навантаження можна підключити хоч до напруги 200 В, а коло бази живити від 5-вольтового джерела.

1. При струмі в колекторі 100 мА струм бази повинен бути не меншим:

$$I_B > I_K / h_{21E} = 100 / 40 = 2,5 \text{ мА.}$$

2. Падіння напруги на базовому резисторі:

$$U_{R_B} = U_{BX} - U_{BE} = 5 - 0,6 = 4,4 \text{ В,}$$

де U_{BE} – напруга між базою і емітером, за конструктивною властивістю $U_{BE} = 0,5 \div 0,6$ В.

3. Величина базового опору

$$R_B = \frac{U_{R_B}}{I_B} = \frac{4,4}{2,5 \cdot 10^{-3}} = 1760 \text{ Ом.}$$

Вибираємо найближчий менший резистор із стандартного ряду $R_B = 1,6$ кОм.

4. Величина опору резистора R_{BE} :

$$R_{BE} \geq 10R_B = 16 \text{ кОм.}$$

Вибір резистора R_{BE} проводиться за умовою, щоб падіння напруги на ньому при подачі напруги на базу було не меншим 0,6 В. Чим опір більший, тим краще, але все ж він не повинен бути дуже великим. Зазвичай його приймають приблизно в 10 разів більшим опору резистора R_B , але якщо буде прийнято не 16 кОм, як вказано в розрахунках, а, наприклад, 160 кОм, помилка буде незначною.

Вказаний резистор потрібний для повного закриття транзистора. Працює резистор R_{BE} так: при подачі керуючої напруги на R_{BE} він не впливає на роботу схеми, оскільки напруга між базою і емітером залишається 0,6 В, а через резистор проходить невелика частина базового струму (0,04 мА). Коли керуюча напруга відсутня, то R_{BE} надійно забезпечує рівність потенціалів бази і емітера, незалежно від того, приєднаний він до "землі", чи ні.

3.1.3.2. Польові MOSFET транзистори (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)

Польовий чи уніполярний транзистор – це транзистор, в якому зміна провідності провідного каналу здійснюється під дією електричного поля, яке створюється напругою на керуючому електроді. Електроди, підключені до провідного каналу,

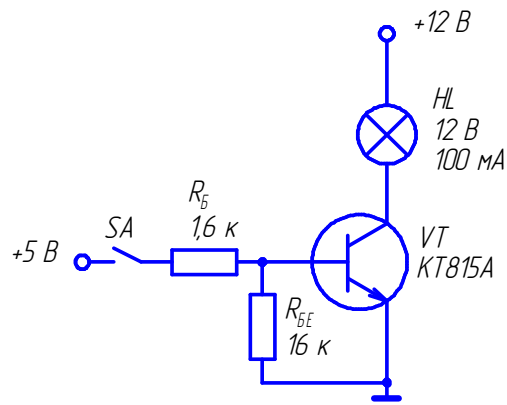


Рис. 3.20. Розрахункова схема вмикання транзистора типу *n-p-n* в ключовому режимі

називаються **стоком** (Drain) і **витоком** (Source), а керуючий електрод називається **затвором** (Gate). Напруга керування, що створює поле в каналі, прикладається між затвором і витоком. В залежності від виконання затвора уніполярні транзистори поділяються на дві групи: з керуючим *p-n*-переходом і з ізолюваним затвором (рис. 3.21).

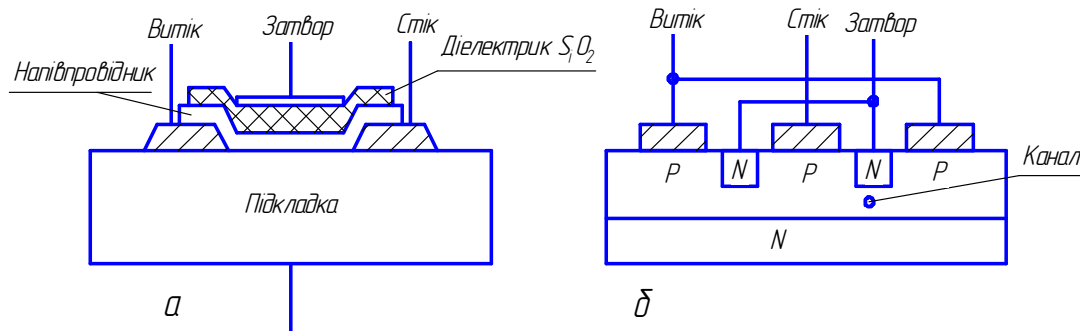


Рис. 3.21. Будова біполярного транзистора з ізолюваним затвором (а) та з керуючим *p-n* переходом (б)

Ізолюють електрод затвора від напівпровідникового каналу шаром діелектрика з двоокису кремнію SiO_2 . Електроди стоку і витоку розташовуються по обидва боки затвора і мають контакт із напівпровідниковим каналом. Струм витоку затвора малий навіть при підвищених температурах. Напівпровідниковий канал може бути збіднений носіями зарядів чи збагачений ними. При збідненому каналі електричне поле затвора підвищує його провідність, тому канал називається індукованим. Якщо канал збагачений носіями зарядів, то він називається вбудованим. Електричне поле затвора в цьому випадку приводить до збіднення каналу носіями зарядів.

Провідність каналу може бути електронною чи дірковою. У результаті польові транзистори з ізолюваним затвором можуть бути чотирьох типів: з каналом *n*- і *p*- типів, кожний з яких може мати індукований чи вбудований канал. Умовні графічні позначення та загальний вигляд цих типів транзисторів приведені на рис. 3.22 і 3.23.

Аналогічно біполярному польовий транзистор має дві області роботи: область лінійного режиму (активна область) і область насичення (область малого опору стік-витік). Вольт-амперні характеристики польового транзистора наведені на рис. 3.24.

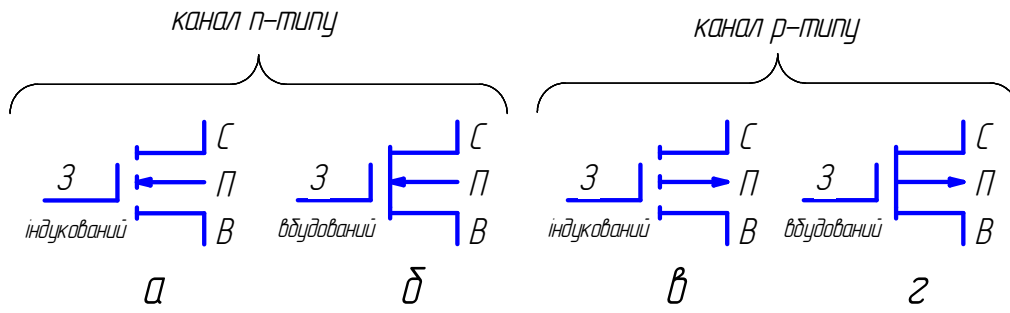


Рис. 3.22. Схематичні зображення польових транзисторів з ізольованим затвором:

C – стік; B – витік; $З$ – затвор; $П$ – підкладка

<p>п-канал р-канал</p>	<p>TO- 204</p>	<p>TO- 220AB</p>	<p>TO- 247</p>	<p>DIP-4</p>
Максимальне значення				
U_{CB}, B	I_{CB}, A	$R_{CB(в\text{і}кр)}, Ом$		

Рис. 3.23. Польові транзистори (Power MOSFET) серії IRF фірми Intersil

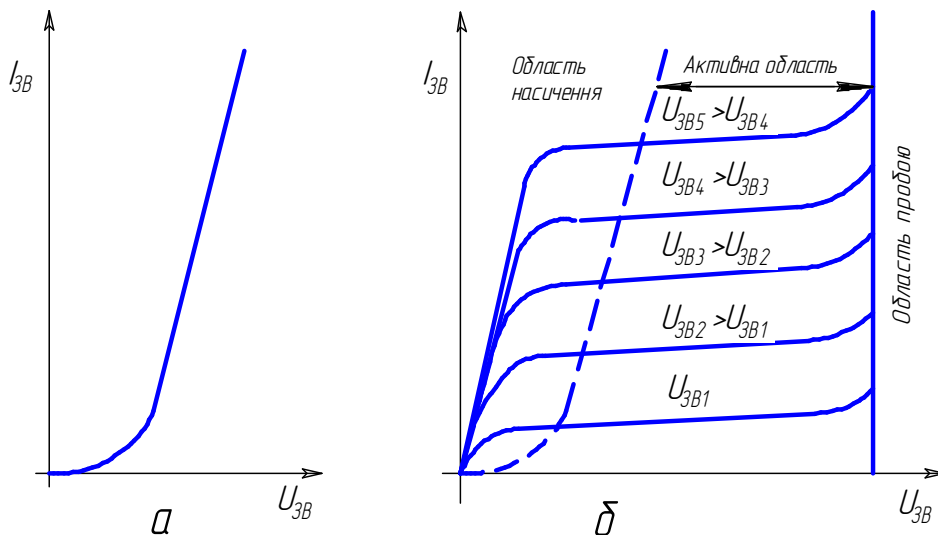


Рис. 3.24. Вхідна (а) і вихідні (б) вольт-амперні характеристики польового транзистора з ізольованим затвором і індукованим каналом

Динамічні характеристики польового транзистора в режимі ключа, які отримані в процесі вмикання і вимикання транзистора за схемою на рис. 3.25, а, наведені на рис. 3.25, б.

Для відкриття транзистора на його затвор подають прямокутний імпульс напруги U_{BX} . При цьому спочатку відбувається зарядка ємності $C_{ЗВ}$ через вхідний опір R_{BX} кола керування. Доки напруга на ємності $C_{ЗВ}$ не досягне порогового значення $U_{ПОР}$, струму стоку немає і напруга на стоку дорівнює напрузі джерела живлення E_0 .

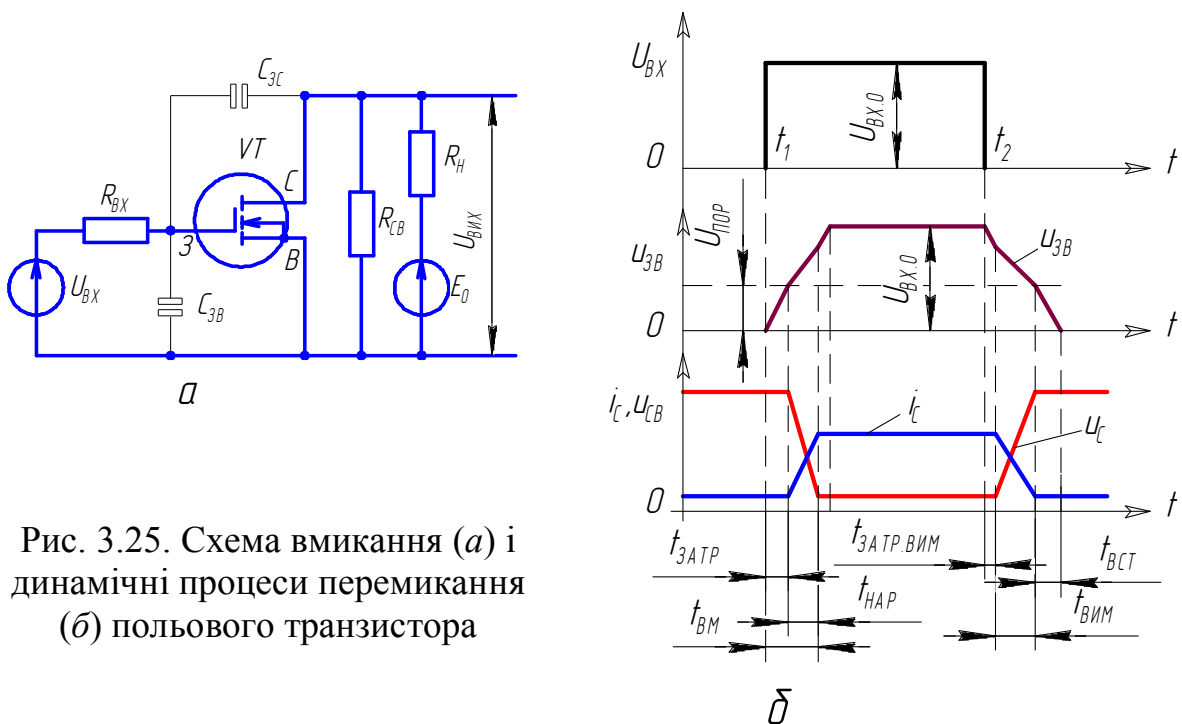


Рис. 3.25. Схема вмикання (а) і динамічні процеси перемикавання (б) польового транзистора

Після зарядки ємності $C_{ЗВ}$ до $U_{ПОР}$ транзистор деякий час знаходиться в області насичення. В цьому випадку вхідна ємність $C_{ЗС}$ транзистора різко збільшується. Швидкість наростання напруги на затворі транзистора зменшується обернено пропорційно збільшенню ємності $C_{ЗС}$. Із збільшенням напруги на затворі поступово збільшується струм стоку і зменшується напруга на стоку. Процес зарядки ємності $C_{ЗС}$ продовжується доти, доки напруга на стоку не зменшиться до значення, при якому транзистор перейде в лінійну (активну, рис. 3.24, б) область. При цьому вхідна ємність $C_{ЗС}$ стане рівною $C_{ЗВ}$ і

швидкість її заряду різко збільшиться. В кінці процесу вмикання транзистора на затворі буде напруга $U_{ВХ.0}$.

Необхідно відзначити, що в результаті процесу вмикання вихідний імпульс струму стоку затримується відносно надходження імпульсу керування на час $t_{ВМ}=t_{ЗАТР}+t_{НАР}$. Аналогічний процес відбувається при вимиканні транзистора: є час затримки вимикання $t_{ЗАТР.ВИМ}$, час вимикання $t_{ВИМ}$, протягом якого імпульс струму витoku спадає, час встановлення $t_{ВСТ}$ до початкового стану.

3.1.3.3. Біполярні транзистори з ізольованим затвором IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

При виготовленні польових транзисторів з ізольованим затвором створюється паразитний біполярний транзистор, який не знаходить практичного використання. Схематичне зображення такого транзистора наведено на рис. 3.26, а, де VT – польовий транзистор, $VT1$ – паразитний біполярний транзистор, $R1$ – послідовний опір каналу польового транзистора, $R2$ – опір, який шунтує перехід база-емітер біполярного транзистора і утримує його закритим. Тобто біполярний транзистор на роботу польового транзистора не впливає.

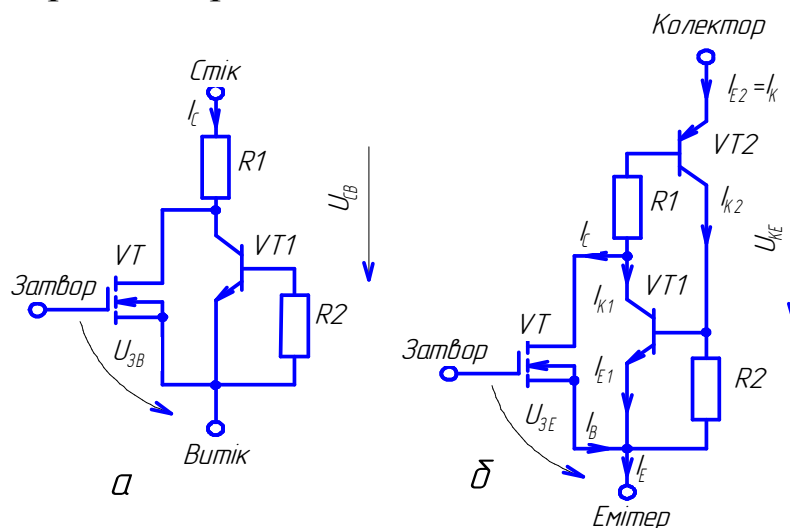


Рис. 3.26. Схема з'єднання в єдиній структурі польового (MOSFET) транзистора з ізольованим затвором (а) і IGBT-транзистора (б)

IGBT-транзистори (рис. 3.26, б) є продуктом розвитку технології транзисторів, керованих електричним полем (MOSFET) і поєднують в собі два транзистори в одній

напівпровідниковій структурі: біполярний VT_2 , що створює силовий канал і польовий VT з МОН-структурою (метал-оксид-напівпровідник), який створює канал керування. Транзистори VT_1 і VT_2 створюють триністор, який не "блокується" і впливає на роботу IGBT-транзистора.

Переваги IGBT перед польовим МОН-транзистором полягають в економії площі кремнієвого кристала та його характеристиках струму через біполярний колектор. Істотними недоліками IGBT-транзисторів є висока напруга насичення через наявність двох послідовних p - n -переходів і те, що він може мати довгий "хвіст" вимикання, який додається до втрат перемикачів. "Хвостові" втрати обмежують частоту перемикачів до 20 кГц. Це робить такий транзистор ідеальним для силових електронних пристроїв, що використовуються в електроприводі, де частота перемикачів ледве вища діапазону звукових частот, що сприймаються людиною.

IGBT-транзистори є об'єктом багатьох досліджень, які проводять компанії-виробники напівпровідників, в результаті яких вказаний часовий "хвіст" був істотно зменшений. Спочатку цей проміжок складав близько 5 мкс, а на сьогоднішній день він складає близько 100 нс і в процесі розробки нових приладів продовжує зменшуватися. Рівень напруги насичення також значно покращений: приблизно від 4 В до менше 2 В. Вказана проблема особливо гостро постає при розробці низьковольтних перетворювачів постійного струму в постійний регульований. Використання IGBT-транзисторів для автономних і промислових перетворювачів великої потужності дуже привабливе. Діапазон застосування: за струмом до 12,5 кА, за напругою до 10 кВ (рис 3.27).

IGBT використовуються також і в низьковольтній побутовій техніці для керування відносно малопотужними приводами з широким діапазоном регулювання швидкості обертання. Так, вони знайшли застосування в пральних машинах, інверторних кондиціонерах. Їх з успіхом використовують в схемах для електронного запалювання автотракторних двигунів, в імпульсних блоках живлення тощо.

Управління IGBT ідентичне управлінню польовими МОН-транзисторами. Вони мають подібні характеристики управління

затвором, а схема керування МОН-транзистора дуже добре працює і з IGBT-транзистором.



Рис. 3.27. Силовий блок із шести IGBT-транзисторів для комутації напруги до 3300 В і струму до 1200 А

На рис. 3.28 наведено умовне графічне зображення і характеристики IGBT-транзистора. Таке позначення підкреслює його гібридність тим, що ізольований затвор зображено як і в польовому транзисторі, а електроди колектора і емітера – як у біполярному.

Розвиток технології виготовлення силових напівпровідникових елементів привело до створення модульних та інтегральних силових конструкцій на основі транзисторів (IGBT, MOSFEET), діодів і тиристорів.

Особливості конструкції:

- об'єднання в одному напівпровідниковому кристалі силового керуючого ключа і зворотного діода, декількох ключів, силової схеми всього перетворювача енергії;

- напівпровідниковий кристал і силові виводи електрично ізольовані від основи.

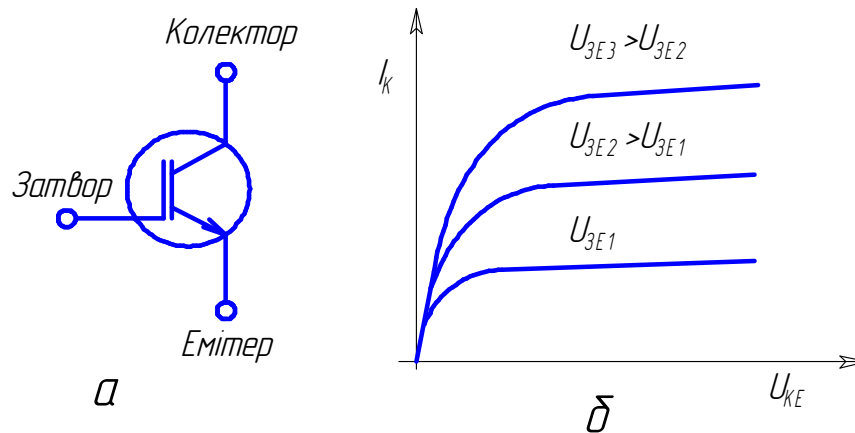


Рис. 3.28. Умовне графічне зображення (а) і вольт-амперні характеристики (б) IGBT-транзистора

Переваги:

- зменшення габаритів перетворювача енергії;
- спрощення конструкції перетворювача і зниження його собівартості;
- підвищення надійності;
- збільшення швидкодії завдяки відсутності зовнішніх міжелементних з'єднань і зумовлених ними паразитних індуктивностей.

Різновидами силових напівпровідникових модулів є "інтелектуальні" транзисторні модулі (ІТМ), виконані зазвичай на IGBT-транзисторах. ІТМ вміщують "інтелектуальні" пристрої діагностування та захисту від: а) струмів короткого замикання; б) зникнення керуючого сигналу; в) одночасної провідності в протилежних плечах силової схеми; г) зникнення напруги живлення та інших аварійних режимів. В структурі "інтелектуального" модуля на IGBT передбачається в ряді випадків система керування з широтно-імпульсною модуляцією і однокристална ЕОМ. Багато модулів мають схеми активного фільтра для корекції коефіцієнта потужності і зменшення вмісту вищих гармонік в живильній мережі.

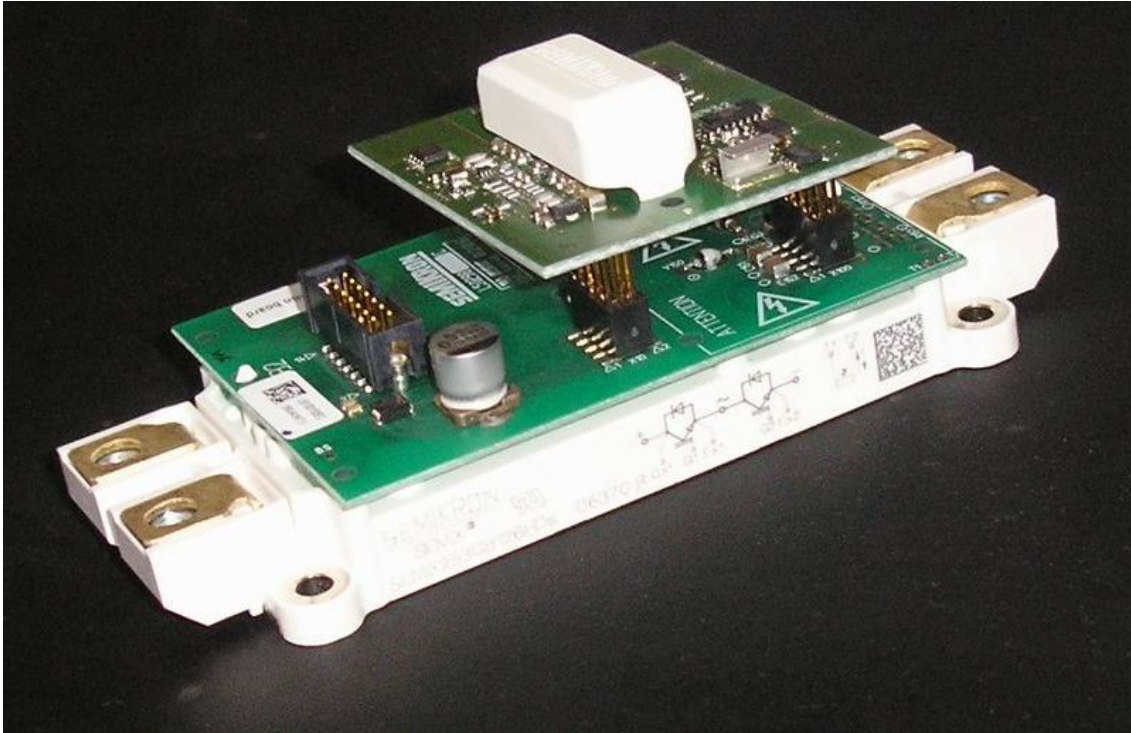


Рис. 3.29. Малогабаритний (висота профілю 17 мм)
"інтелектуальний" IGBT модуль SEMIS на 1200 В

IGBT-модуль за внутрішньою електричною схемою може являти собою:

- одиничний IGBT;
- подвійний модуль, де два IGBT з'єднані послідовно (напівміст);
- переривник, в якому одиничний IGBT послідовно з'єднаний з діодом;
- однофазний або трифазний міст.

ІТМ використовуються в промисловому асинхронному і вентильному електроприводі, електроприводі для побутової техніки і електроінструментів, імпульсних джерелах живлення.

3.1.3.4. Область безпечної роботи транзистора

Область безпечної роботи транзистора знаходиться в межах надійної його роботи без заходження в область одного із виду пробою.

Механізми розвитку пробоїв в транзисторах можуть бути різними, але незалежно від цього всі види пробоїв можна умовно розділити на первинні і вторинні. *Первинні пробої* транзистора

відрізняються тим, що вони є зворотними. Якщо транзистор попадає в режим первинного пробію, то його нормальна робота порушується, але при виході із режиму пробію роботоздатність відновлюється. Який-завгодно *вторинний пробій* незворотний, оскільки після нього відбувається руйнування транзистора, обумовлене псуванням переходів. Основними видами первинних пробію є лавинний, тепловий і струмовий.

Лавинний пробій інколи називають електричним, оскільки він виникає при високому значенні напруги на колекторі. Пробію в транзисторі має деякі особливості, пов'язані із взаємним впливом емітерного і колекторного переходів. Пробивна напруга колектор-емітер завжди менша пробивної напруги колекторного переходу. Це пояснюється впливом емітерного переходу на колекторний.

В довідкових даних транзисторів наводять три різних значення напруг лавинного пробію:

- U_{KE0} – напруга пробію при відключеній базі ($I_B=0$);
- $U_{KER} > U_{KE0}$ – напруга пробію при включеному між базою і емітером опором R_B та при $R_E=0$;
- U_{KEK} – напруга лавинного пробію на базі, яка закорочена з емітером ($R_B=0$).

Всі вказані напруги лавинного пробію менші напруги пробію переходу колектор-база $U_{KB.ПРОБ}$, тобто $U_{KB.ПРОБ} > U_{KEK} > U_{KER} > U_{KE0}$.

Тепловий пробій транзистора виникає внаслідок лавиноподібного зростання температури *p-n*-переходу. З ростом температури переходу збільшуються струми витоку і напівпровідник переходить в провідний стан, а *p-n*-перехід зникає. Таке явище називають переходом кристалів в стан власної провідності.

Втрата потужності в транзисторі є при всякому режимі роботи, але вона максимальна, коли транзистор відкритий або вимикається. При високій частоті комутації втрати ростуть пропорційно частоті. Із збільшенням потужності втрат збільшується і температура транзистора. Для оцінки теплового режиму транзистора використовують поняття *теплового опору*, під яким розуміють опір елементів транзистора розповсюдженню теплового потоку від колекторного переходу до корпусу або в

навколишнє середовище. Тепловий опір між переходом і корпусом визначають як відношення різниці температур переходу і корпуса до споживаної потужності.

При проходженні в транзисторі імпульсного струму тепловий опір залежить від величини струму в імпульсі та його шпаруватості. В цьому випадку опір називають перехідним.

В технічних характеристиках транзисторів зазвичай наводять такі дані:

- тепловий опір перехід-корпус (або перехід-середовище) $R_{Т.П-К}$;
- гранично допустима температура переходу $T_{П.МАКС}$;
- максимальна середня (або імпульсна) потужність втрат в транзисторі $P_{ВТР.МАКС}$;
- максимально допустима температура корпуса приладу $T_{К.МАКС}$.

Струмовий пробій транзистора виникає при перевищенні струмом максимально допустимого значення. На практиці цього значення струму, як правило, не допускають і зазвичай значення $I_{К.МАКС}$ визначається можливістю пошкодження (перегорянням провідників) внутрішніх з'єднань транзистора. Якщо струмовий пробій не приводить до перегорання з'єднувальних провідників, то він є зворотним. Значення максимально допустимого струму $I_{К.МАКС}$ зазвичай наводять в довідкових даних на транзистор.

Вторинний пробій транзистора виникає або після розвитку одного із видів первинного пробою, або безпосередньо, обминувши розвиток первинного пробою. Безпосередній вторинний пробій виникає зазвичай від перенапруги на колекторі і пов'язаний з розвитком так званого "струмового шнура". При цьому колекторний струм концентрується в дуже малій області колектора, яка проплавляється і замикає колектор з базою.

Якщо транзистор працює в підсилювальному режимі, то розвиток вторинного пробою і виникнення струмового шнура пов'язано з втратою термічної стійкості, при якій збільшення струму в будь-якому місці структури приводить до підвищення її температури, а від підвищення температури зростає струм. Цей процес лавиноподібний і приводить до проплавлювання структури.

Електричний і тепловий механізм розвитку вторинного пробою не є єдиним. В реальних транзисторах концентрація струму і розвиток вторинного пробою можуть бути результатом наявності дефектів в кристалі, неякісної пайки тощо. Але якою б не була причина розвитку вторинного пробою, результатом його є шнування струму і локальний перегрів з проплавленням кристалу.

Для розвитку вторинного пробою необхідний певний час, який може складати 1...100 мкс. Цей час називається часом затримки розвитку вторинного пробою. Якщо час знаходження транзистора в небезпечному режимі менший часу розвитку вторинного пробою, то вторинний пробій не виникає. Тому при коротких за тривалістю імпульсах струму в транзисторі вторинний пробій може і не розвинути. Дослідження показали, що при розвитку вторинного пробою (під час затримки) в колі бази виникають автоколивання відносно високої частоти, які можуть бути використані для передбачення небезпечного значення струму і захисту транзистора.

Вторинний пробій відсутній в польових транзисторах. Так, наприклад, у польових транзисторах з керуючим *p-n*-переходом із збільшенням температури струм стоку зменшується. Розігрівання структури транзистора при проходженні струму стоку викликає збільшення його опору і, як наслідок, зменшення струму, а не збільшення, як в біполярному транзисторі. Значить у польовому транзисторі відсутній позитивний тепловий зворотний зв'язок і можливість саморозігріву.

Область безпечної роботи (ОБР) транзистора будують в координатах $I_K=f(U_{KE})$. Розрізняють статичну і імпульсну ОБР. Статична ОБР (рис. 3.30, *a*) обмежується ділянками струмового (1), теплового (2), вторинного (3) і лавинного (4) пробоїв. При побудові ОБР в логарифмічному масштабі всі її ділянки мають вигляд прямих ліній.

Імпульсна ОБР визначається максимальним імпульсним струмом колектора $I_{K.ІМП.МАКС}$ і максимальною імпульсною напругою пробою $U_{KE.ІМП.МАКС}$. При малих тривалостях імпульсів на ній можуть бути відсутні ділянки, які зумовлені тепловим пробоєм. Коли тривалість імпульсу менша 1 мкс, імпульсна ОБР має тільки дві межі $I_{K.ІМП.МАКС}$ і $U_{KE.ІМП.МАКС}$. Збільшення

тривалості імпульсу спонукає до появи ділянок, які обмежують ОБР за рахунок розвитку вторинного пробую (3) і теплового пробую (2).

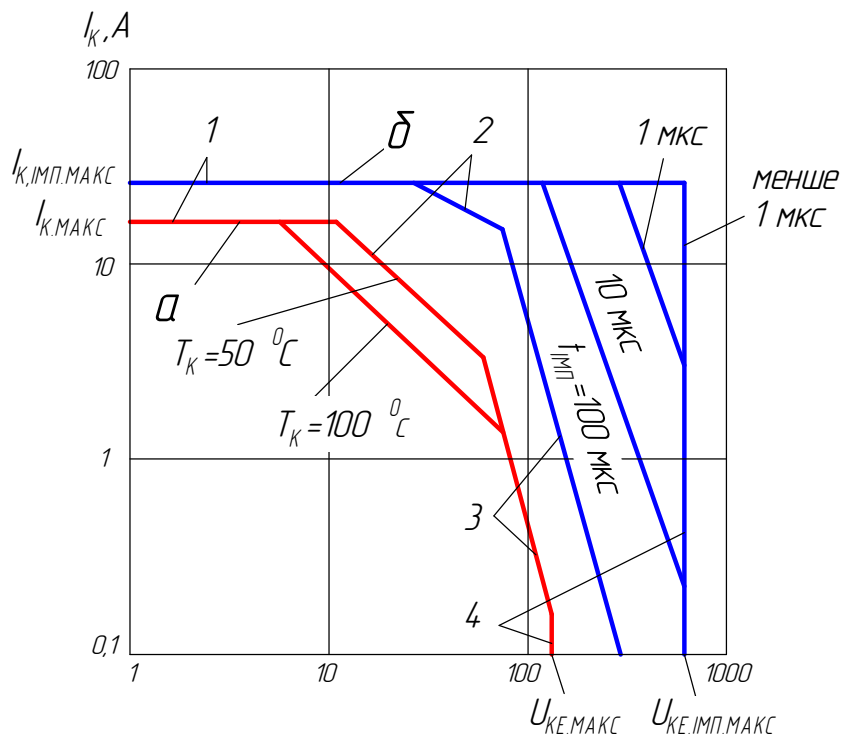


Рис. 3.30. Области безпечної роботи біполярних транзисторів в статичному (а) та імпульсному (б) режимах при різних тривалостях імпульсів струму колектора

Межі областей безпечної роботи транзистора залежать від температури його корпусу. Із збільшенням температури корпусу транзистора межі ОБР, що зумовлені тепловим пробую, зміщуються вліво. Межі ОБР, зумовлені лавинним або вторинним пробую, від температури практично не залежать.

3.1.3.5. Захист транзисторів від пробую

При експлуатації транзисторів необхідно забезпечити знаходження робочої точки всередині ОБР без виходу за її межі. Навіть короточасний вихід робочої точки за межі відповідної ОБР тягне за собою попадання транзистора в область пробую. Щоб запобігти пробую транзистора, формують траєкторію його перемикавання при роботі в режимі ключа. Для цього до транзистора приєднують додаткові кола, які складаються з

резистора, ємності, діода, стабілітрона (рис. 3.31). Параметри цих кіл або розраховують, або визначають експериментально.

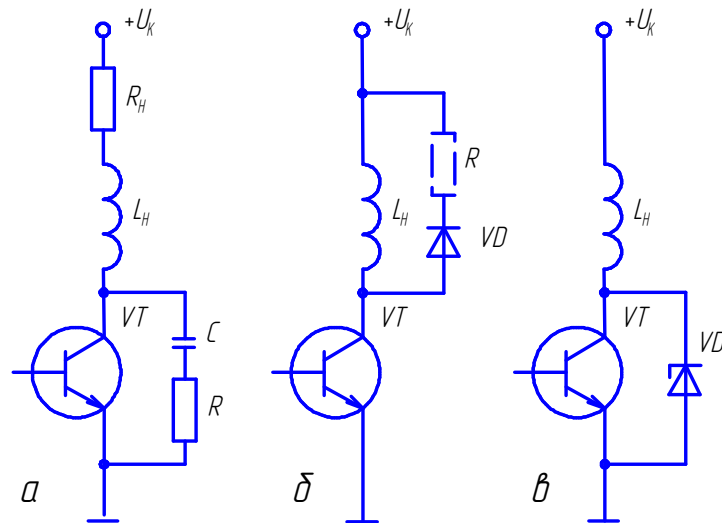


Рис. 3.31. Захист транзистора від лавинного пробою за допомогою RC -ланки (*а*), шунтуючого діода (*б*) і стабілітрона (*в*)

Проста ланка, яку використовують при індуктивному навантаженні транзистора, складається із послідовно з'єднаних елементів R і C (рис. 3.31, *а*). Це коло працює так. В момент запирання транзистора з індуктивним навантаженням струм в індуктивності, не змінюючи свого значення і напрямку, надходить в RC -ланку і заряджає конденсатор C . При цьому частина енергії, накопиченої в індуктивності, розсіюється резистором R . Таким чином виключається імпульс великої амплітуди на колекторі транзистора, який вивів би робочу точку за межі ОБР. Елементи такого кола розраховуються за виразами:

$$C \geq \frac{2L_H U_K^2}{U_M R_H}; \quad R \geq \frac{U_M R_H}{\sqrt{2} U_K}, \quad (3.15)$$

де U_M – різниця між напругою джерела живлення U_K і максимально допустимою напругою колектор-емітер, визначеною за відповідною областю безпечної роботи транзистора.

В разі використання діодно-резисторної ланки (рис. 3.31, *б*) при запиранні транзистора відкривається діод VD і через нього замикається струм індуктивного навантаження. Для зменшення

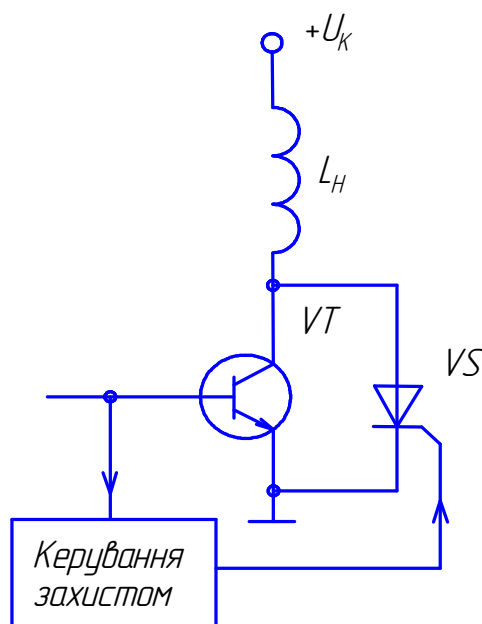
амплітуди імпульсу струму в діоді послідовно з ним інколи вмикають резистор R . Перепад напруги на транзисторі дорівнює прямому спаду напруги на діоді, тобто практично відсутній.

Обмежити зростання напруги на колекторі транзистора при його запиранні можна обмежувачем на стабілітроні VD (рис. 3.31, в).

Для захисту транзистора від перегрівання і зв'язаного з цим теплового пробую використовують охолоджувачі, до яких кріплять корпус транзистора.

Найскладнішою проблемою є захист транзистора від вторинного пробую. При розвитку вторинного пробую транзистор втрачає управління по базі. І навіть подачею на базу зворотного зміщення заперти його неможливо.

Рис. 3.32. Захист транзистора від вторинного пробую



Єдиним способом захисту транзистора в цьому випадку є розпізнавання розвитку вторинного пробую під час затримки і шунтування виводів колектор-емітер транзистора швидкодіючим тиристором (рис.3.32).

Схема захисту складається з тиристора VS та пристрою керування ним. Тиристор шунтує транзистор VT при появі в його базі коливачь, які з'являються перед розвитком вторинного пробую.

3.2. Випрямлячі та інвертори з комутацією від мережі

Випрямляч – це пристрій, який перетворює електричну енергію змінного струму в постійний. В літературі випрямляч часто називають перетворювачем. Випрямляч зазвичай складається з трьох вузлів: трансформатора, вентильного блока, згладжувального фільтра. Трансформатор перетворює напругу

мережі живлення в задану напругу на вході вентиляного блоку, а в деяких випадках і перетворює кількість фаз мережі живлення; вентиляний блок перетворює змінний струм в пульсуючий; згладжувальний фільтр зменшує (згладжує) пульсації випрямленої напруги (струму) до величини, яка визначається режимом нормальної роботи споживача. Часто випрямний пристрій крім вказаних вище вузлів додатково комплектується регулятором або стабілізатором випрямленої напруги (струму) на стороні змінного чи постійного струму.

В залежності від кількості фаз мережі живлення розрізняють однофазні і трифазні випрямлячі, а від вихідної потужності – малопотужні (одиниці кіловат), середньої (десятки кіловат) і великої потужності (більше 100 кВт).

Незалежно від потужності всі випрямлячі поділяють на однокітні і двокітні. До однокітних відносяться випрямлячі, в яких по вторинних обмотках трансформатора струм проходить в одному напрямку за повний період (півперіод або його частини), а до двокітних – випрямлячі, в яких в кожній фазі вторинної обмотки трансформатора струм проходить двічі за період в протилежних напрямках. В однокітних схемах випрямлення навантаження приєднується до середньої точки трансформатора (схема з середньою точкою) (рис. 3.33); в двокітних – між спільними точками катодної і анодної груп вентилів, а трансформатор (джерело живлення) – в діагональ мосту, створеного вентилями (мостові схеми) (рис. 3.42, а).

Випрямлячі можуть бути побудовані на керованих вентилях (тиристорах) і некерованих (діодах). Вихідні параметри випрямляча, діапазон регулювання, умови роботи тиристорів (діодів) і трансформатора за струмом і напругою суттєво залежать від характеру реакції навантаження, яка визначається типом навантаження або першим елементом згладжувального фільтра. Розрізняють режими роботи випрямляча на активне, активно-індуктивне, активно-ємнісне та на навантаження з проти-ЕРС.

Керовані випрямлячі найчастіше використовують для керування колами якоря двигунів постійного струму. Джерелом енергії для керованих випрямлячів є мережа змінного струму. Принцип керування полягає в тому, що в позитивний півперіод

живильної напруги тиристор, подібно ключу, відкривається і подає до двигуна частину напруги цього півперіоду. Змінюючи момент (фазу) відкриття тиристора, змінюють середнє значення напруги на якорі і таким чином керують двигуном.

Інвертор – це пристрій, призначений для перетворення постійного струму в змінний. В перетворювальних установках інверторний режим часто чергують з випрямним, тобто одна і та ж перетворювальна установка може працювати у випрямному і інверторному режимах. Це має місце, наприклад, в реверсних електроприводах постійного струму. В режимі двигуна перетворювальна установка виконує функції випрямляча, передаючи потужність двигуну постійного струму. При переході машини в режим генератора (спуск вантажу, гальмування тощо) перетворювач працює в інверторному режимі, віддаючи потужність, що генерується машиною постійного струму, в мережу змінного струму.

В системі з інвертором, веденим мережею, споживачем потужності є мережа змінного струму, в якій частота, величина напруги і синусоїдальність форми кривої задані іншими джерелами електроенергії (наприклад, синхронними генераторами), які працюють на цю мережу. Струм з одного тиристора на інший комутується напругою мережі змінного струму.

3.2.1. Однофазні керовані випрямлячі

3.2.1.1. Однофазний випрямляч із середньою точкою

На рис. 3.33, *a* наведено схему однофазного випрямляча із середньою точкою, який за своєю суттю є двофазним, оскільки вторинна обмотка трансформатора із середньою точкою створює дві рівні за величиною, але протилежні за напрямком напруги u_{2-1} і u_{2-2} . Роботу схеми розглядаємо при наступних допущеннях: тиристори – ідеальні ключі ($U_{ВІДКР.Т}=0$ і $I_{ЗАКР.Т}=0$, тобто опір тиристора в прямому напрямку дорівнює нулю, а в зворотному – нескінченності), трансформатор ідеальний, тобто струм намагнічування дорівнює нулю, $r_A=0$ і $x_A=0$, де $r_A = r_1' + r_2$ – активний опір обмоток, розміщених на одному стержні;

$r_1' = r_1 \left(\frac{w_2}{w_1} \right)^2$, r_2 – відповідно приведений опір первинної обмотки і опір вторинної обмотки; $x_A = \omega L_A = 2\pi f (L'_{1S} + L_{2S})$ – індуктивний опір обмоток, які розміщені на одному стержні; $L'_{1S} = L_{1S} \left(\frac{w_2}{w_1} \right)^2$ – приведена індуктивність, створена потоками розсіювання первинної обмотки; L_{2S} – індуктивність, створена потоками розсіювання вторинної обмотки; L_A – індуктивність обмоток, розміщених на одному стержні; w_2, w_1 – число витків відповідно вторинної і первинної обмоток трансформатора.

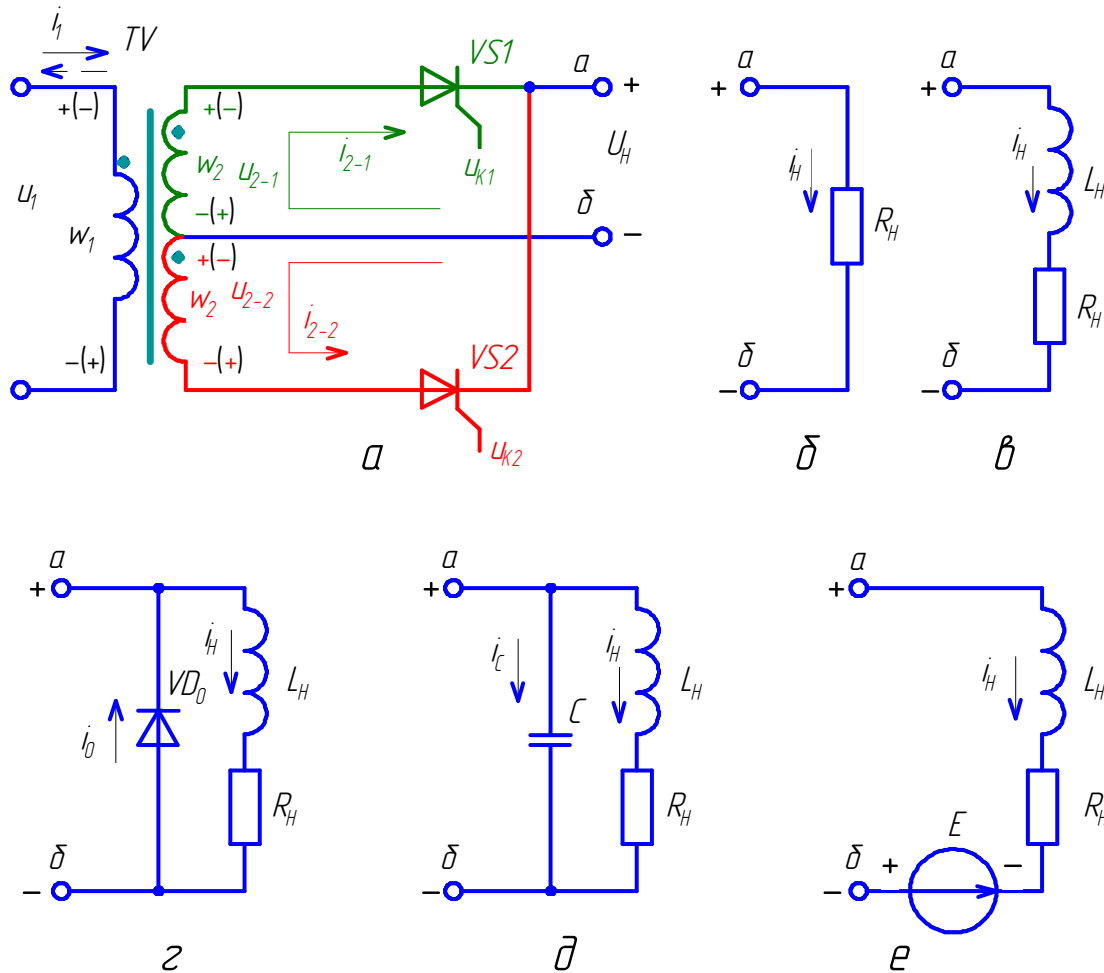


Рис. 3.33. Однофазний випрямляч з середньою точкою і різним навантаженням:

a – електрична схема; $б$ – активне навантаження; $в$ – активно-індуктивне навантаження; $г$ – активно-індуктивне навантаження із зворотним діодом; $д$ – активно-ємнісне навантаження; $е$ – активно-індуктивне навантаження з проти-ЕРС

В малопотужних випрямлячах індуктивний опір обмоток трансформатора x_A значно менший активного опору r_A і тому при розрахунках таких випрямлячів потоками розсіювання нехтують. У випрямлячах великої потужності індуктивність обмоток трансформатора має основний вплив на характер електромагнітних процесів, тому при розрахунках нехтують опором r_A . У випрямлячах середньої потужності враховують всі опори, оскільки вони сумірні за величиною.

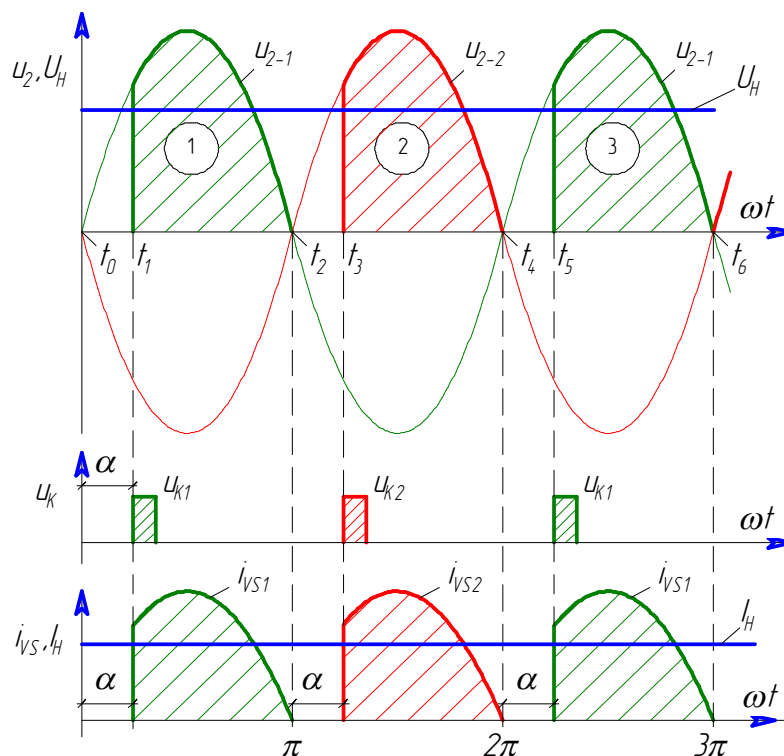
Тиристри $VS1$ і $VS2$ пропускають струм по чергові. Протягом першого півперіоду до анода тиристора $VS1$ прикладений додатній потенціал, тому струм проходить через нього, навантаження і півобмотку трансформатора TV з напругою u_{2-1} . В другому півперіоді додатній потенціал прикладений до анода тиристора $VS2$, і струм проходить через півобмотку трансформатора з напругою u_{2-2} , тиристор $VS2$ і навантаження в тому ж напрямку, що і в перший півперіод. Таким чином, у випрямляча із середньою точкою випрямлений струм проходить через навантаження в обох півперіодах змінного струму, але кожна із половин вторинної обмотки трансформатора виявляється навантаженою струмом тільки протягом півперіоду.

Як відомо (розділ 3.1.2), тиристор відкривається при наявності додатного потенціалу на аноді і відпираючого імпульсу на керуючому електроді. На інтервалі часу t_0-t_1 (рис. 3.34) тиристри $VS1$ і $VS2$ будуть закриті. Напряга на виході випрямляча $u_2=0$.

В момент часу t_1 на керуючий електрод тиристора $VS1$ від системи керування подається відкриваючий імпульс u_{K1} . Тиристор відкриється з деякою затримкою додатної хвилі напруги u_{2-1} і підключить навантаження R_H до обмотки трансформатора.

В момент часу t_2 напруга u_{2-1} змінює свій знак, тиристор $VS1$ запирається, в інтервалі t_2-t_3 обидва вентиля будуть закритими і струм i_H через навантаження не проходить. В момент t_3 на тиристор $VS2$ подається відкриваючий імпульс u_{K2} . Тиристор відкривається і пропускає струм на навантаження протягом часу t_3-t_4 . Далі процес повторюється.

Рис. 3.34. Часові діаграми напруг і струмів керованого однофазного випрямляча з нульовою точкою при активному навантаженні



Кут затримки $\alpha = \omega t_1$, виражений в градусах, називається кутом керування. Змінюючи величину кута α , регулюють середнє значення напруги U_H на навантаженні.

При роботі випрямляча на активне навантаження (рис. 3.33, б) крива випрямленого струму i_H повністю повторює форму кривих напруги u_{2-1} і u_{2-2} (рис. 3.34).

Найчастіше тиристорами випрямлячів керують фазо-імпульсним методом, який базується на порівнянні опорної напруги $u_{ГПН}$ (3.35, б) (зазвичай пілкоподібної форми) і постійної напруги сигналу керування $u_{ВХ}$. При рівності миттєвих значень цих напруг схема виробляє імпульси u_{K1} і u_{K2} , підсилює і подає на керуючі електроди тиристорів. Змінювання фази α керуючого імпульсу досягається зміною рівня входної напруги керування $u_{ВХ}$.

Опорна напруга, створена генератором пілкоподібної напруги $ГПН$ (рис. 3.35, а) і синхронізована з напругою мережі пристроєм синхронізації $ПС$, подається на схему порівняння $СП$, на яку одночасно надходить і входна напруга $u_{ВХ}$ (сигнал керування). Сигнал із схеми порівняння надходить на формувач імпульсів ΦI , потім на розподільник імпульсів PI та кінцеві під-

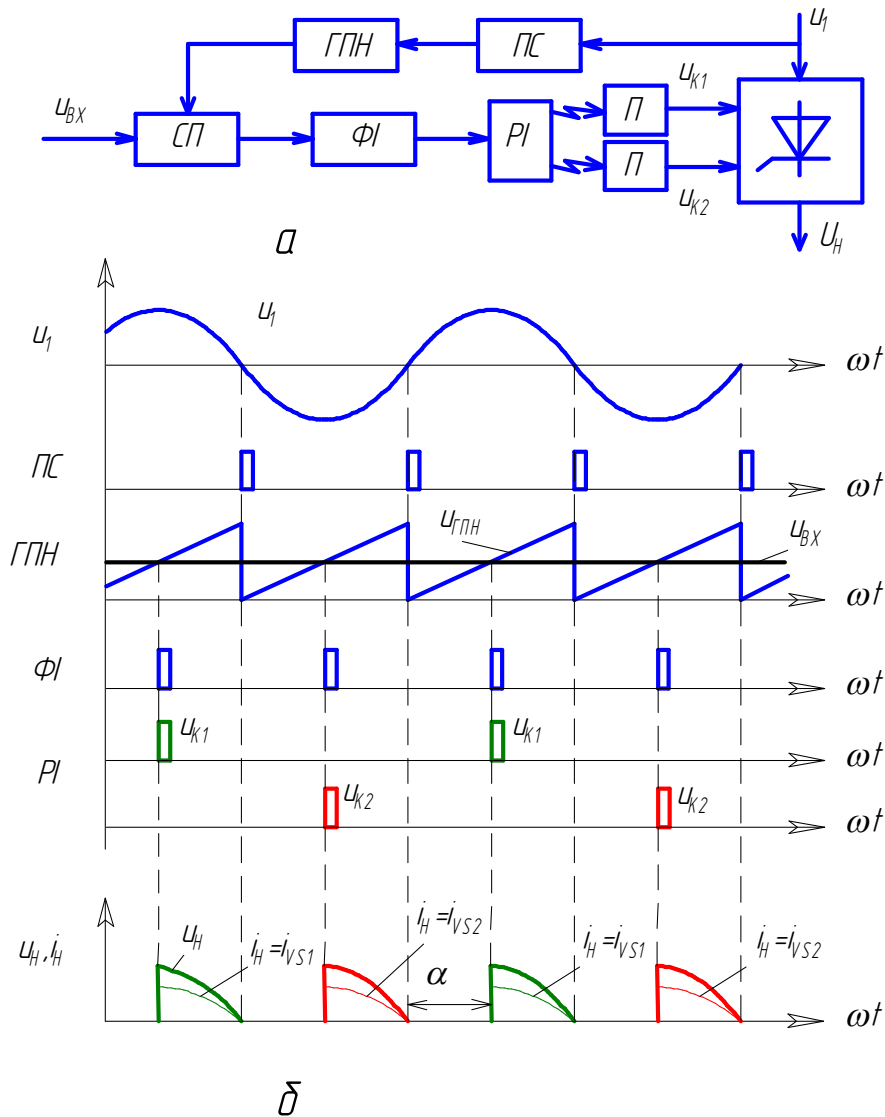


Рис. 3.35. Управління однофазним керованим випрямлячем, що працює на активне навантаження згідно рис. 3.33, а, б:

а – схема керування тиристорами; б – осцилограми формування напруги на керуючих електродах тиристорів та осцилограма миттєвих значень напруги і струму на навантаженні; ПС – пристрій синхронізації; ГПН – генератор пилкоподібної напруги; ЦП – схема порівняння; ФІ – формувач імпульсів; РІ – розподільник імпульсів; П – підсилювач імпульсів; $u_{ГПН}$ – опорна пилкоподібна напруга; u_{BX} – напруга керування; u_{K1} , u_{K2} – керуючі напруги відповідно на тиристорах $VS1$ і $VS2$; u_1 – миттєве значення напруги на первинній обмотці трансформатора; u_H , i_H – миттєві значення випрямленої напруги та струму на активному навантаженні; α – кут керування

силювачі потужності П, звідки у вигляді потужних з крутим фронтом і регульованих за фазою імпульсів подається на керуючі

електроди тиристорів. Зазвичай між розподільником імпульсів і кінцевим підсилювачем використовують схеми гальванічної розв'язки, які на рисунку умовно показано ламаною стрілкою.

Розглянемо роботу випрямляча на активно-індуктивне навантаження, яке подібне двигуну постійного струму.

Нехай на вході випрямляча діє позитивна півхвиля напруги мережі, якій відповідають полярності напруг на обмотках трансформатора, що вказані без дужок на рис. 3.33, а. В моменти

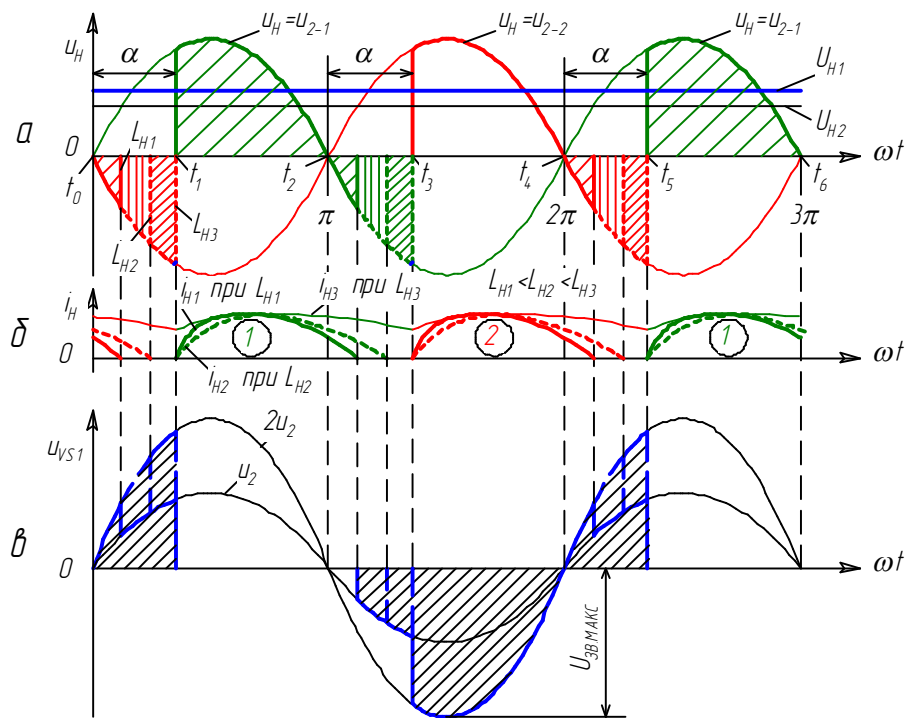


Рис. 3.36. Криві вихідної напруги (а), струму навантаження (б) і напруги на тиристорі (в) в залежності від величини індуктивності навантаження

часу t_1 , t_3 і t_5 (рис. 3.36) надходять керуючі імпульси u_{K1} і u_{K2} на тиристори $VS1$ і $VS2$ (рис. 3.33, а). Після відкриття тиристорів струм навантаження i_H плавно збільшується, що спонукає до накопичення енергії в індуктивності. При спаданні струму завдяки ЕРС самоіндукції ця енергія підтримує струм навантаження після переходу напруги трансформатора u_2 через нуль. Тривалість інтервалів провідності тиристорів $VS1$ і $VS2$ зростає, і вони залишаються відкритими протягом деякого інтервалу після зміни полярності напруг u_{2-1} і u_{2-2} . З цієї ж

причини в кривій випрямленої напруги u_H (рис. 3.36) з'являються ділянки напруги від'ємної полярності.

Інтервали ділянок провідності при певному куті α залежать від сталої часу навантаження $T_H=L_H/R_H$. Із збільшенням L_H при незмінному значенні R_H затримка в зменшенні струму i_H до нуля зростає і ділянки від'ємної полярності в кривій u_H займають більший інтервал (криві позначені товстою штриховою лінією на рис. 3.36, а, б). При деякій величині індуктивності L_H ці ділянки повністю займають інтервал α і струм i_H стає безперервним. Аналогічно діє випрямляч при зменшенні R_H . Ділянки від'ємної полярності зменшують середнє значення напруги U_H на навантаженні (рис. 3.36, а), в чому і проявляється вплив параметрів навантаження на форму і величину вихідної напруги випрямляча.

Збільшення тривалості провідного стану тиристорів під дією індуктивності навантаження призводить і до зміни форми кривої напруги на тиристорах u_{VS} , яка отримується як різниця потенціалів їх анодів і катодів. Зокрема, в кривій напруги на тиристорі з'являється ділянка із значенням прямої напруги $2u_2$, тривалість дії якої зростає із збільшенням L_H .

На рис. 3.37 наведено часові діаграми напруг і струмів в некерованому ($\alpha=0$) і керованому ($\alpha>0$) режимах при умові, що індуктивність навантаження L_H нескінченно велика, а індуктивність трансформатора L_A дорівнює нулю. Велика величина L_H є найбільш характерним випадком при використанні випрямлячів на практиці. Режим роботи випрямляча характеризується наявністю в кривій напруги u_H ділянок від'ємної полярності, які повністю заповнюють інтервали α та ідеально згладжують криву струму навантаження i_H , тобто струм в навантаженні не має пульсацій і з одного тиристора на інший переходить миттєво. Криві струмів тиристорів мають вигляд імпульсів прямокутної форми, амплітуда яких рівна середньому значенню випрямленого струму, тобто $I_{2m}=I_H$.

Споживаний з мережі струм i_1 є змінним і також має прямокутну форму з амплітудним (діючим) значенням:

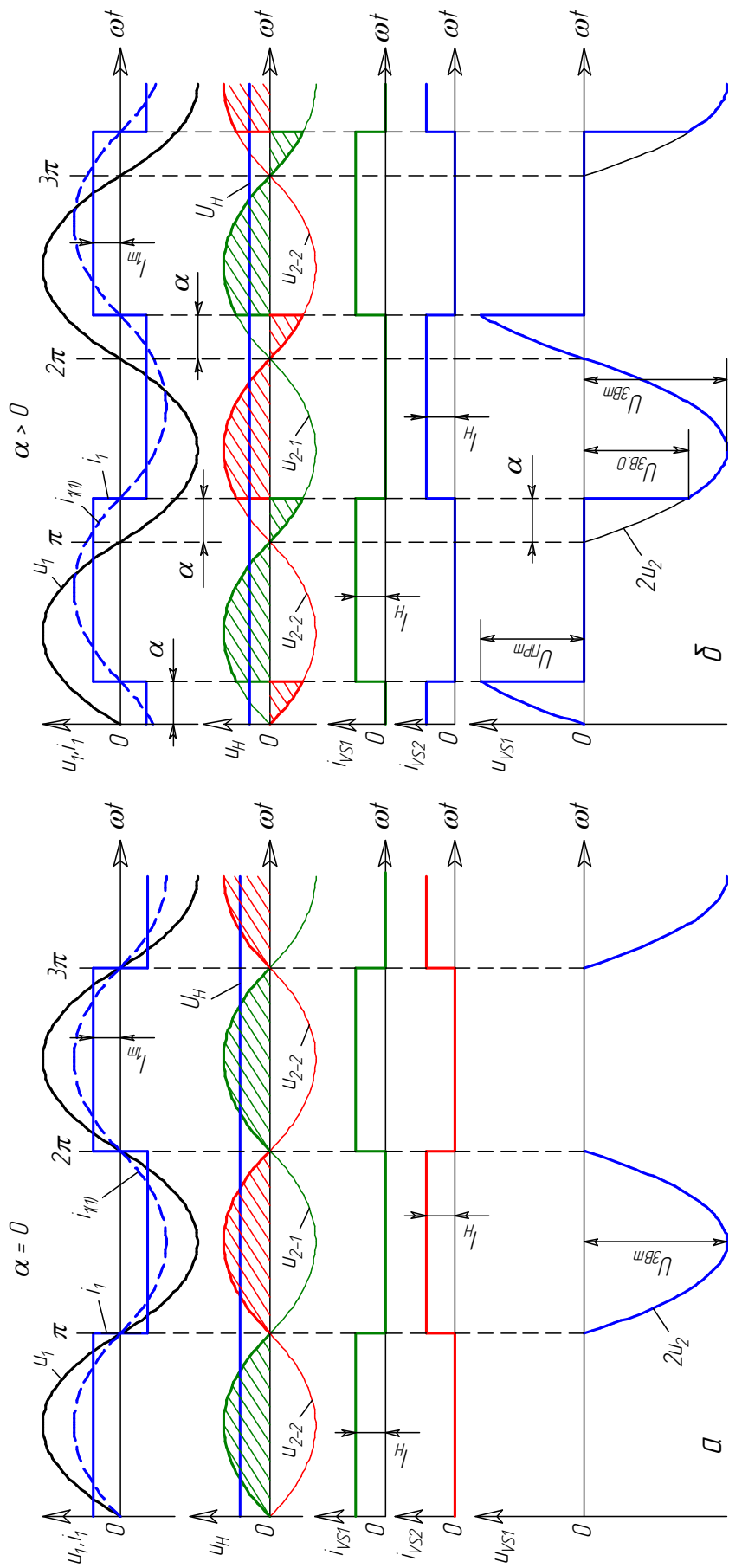


Рис. 3.37. Часові діаграми струмів і напруг при активно-індуктивному навантаженні ($r_A=0$; $L_A=0$; $L_H=\infty$):
 a – при $\alpha=0$; b – при $\alpha>0$

$$I_1 = I_{1m} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_1^2 d(\omega t)} = \frac{1}{n} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_H^2 d(\omega t)} = I_H / n, \quad (3.16)$$

де I_1 – діюче значення струму живлення (первинної обмотки трансформатора); I_{1m} – максимальне (амплітудне) значення струму живлення; $n=w_1/w_2$ – коефіцієнт трансформації.

Перша гармоніка струму живлення $i_{1(1)}$ зсунута в сторону відставання на кут $\varphi=\alpha$ відносно напруги живлення.

Середнє значення струму тиристора однакове в обох випадках (при $\alpha=0$ і при $\alpha>0$):

$$I_{VS} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_H d(\omega t) = I_H / 2. \quad (3.17)$$

Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора (струм тиристора):

$$I_2 = I_{VS.д} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_H^2 d(\omega t)} = I_H / \sqrt{2}. \quad (3.18)$$

Максимальне значення зворотної напруги на тиристорі рівне подвійній напрузі вторинної обмотки трансформатора:

$$U_{3B.m} = 2U_{2m} = \pi U_{H0}, \quad (3.19)$$

де $U_{H0} = \frac{2}{\pi} U_{2m} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9U_2$ – середнє значення випрямленої напруги (напруга на навантаженні) при $\alpha=0$; U_{2m} , U_2 – амплітудне і діюче значення напруги вторинної обмотки трансформатора.

Максимальна пряма напруга:

$$U_{IP.m} = 2U_{2m} \sin \alpha = \pi U_{H0} \sin \alpha. \quad (3.20)$$

В момент переходу струму з одного тиристора на другий (рис. 3.37, б) в кривій зворотної напруги на тиристорі спостерігається стрибок напруги, від дії якого можуть виникнути комутаційні перенапруги:

$$U_{3B.0} = U_{3B.m} \sin \alpha = \pi U_{H0} \sin \alpha. \quad (3.21)$$

Однією з важливих характеристик керованого випрямляча є його регульовальна характеристика, тобто залежність напруги на навантаженні U_H від кута α (рис. 3.38). При $\alpha=0$ випрямляч працює як некерований і напруга на його виході максимальна. В інтервалах часу t_0-t_1 , t_2-t_3 і т.д. (рис. 3.36, а) в кривій випрямленої напруги u_H появляється ділянка від'ємної напруги, коли струм через тиристор і навантаження проходить під дією ЕРС самоіндукції, що виникає в індуктивності L_H . Це викликає зниження середнього значення випрямленої напруги U_H . З рис. 3.36, б видно, що із зростанням кута α площа ділянок від'ємної напруги збільшується, а значення U_H зменшується.

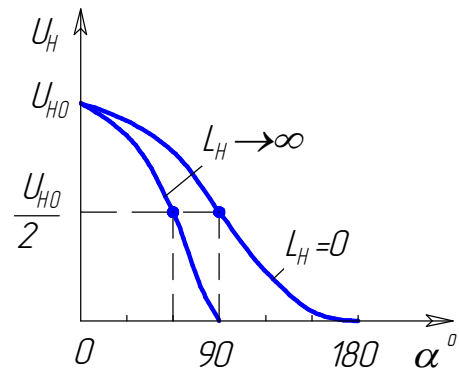


Рис. 3.38. Регульовальна характеристика однофазного керованого випрямляча

Середнє значення випрямленої напруги $U_{H\alpha}=f(\alpha)$ визначається за виразом:

- при $L_H=0$:

$$U_{H\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{2m} \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{U_{2m}}{\pi} (1 + \cos \alpha) = \frac{U_{H.0}}{2} (1 + \cos \alpha); \quad (3.22)$$

- при $L_H \rightarrow \infty$ (неперервний струм):

$$U_{H\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} U_{2m} \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{2U_{2m}}{\pi} \cos \alpha = U_{H.0} \cos \alpha. \quad (3.23)$$

Вигляд регульовальної характеристики при $L_H \rightarrow \infty$ показано на рис. 3.38. Криві при $L_H=0$ і $L_H \rightarrow \infty$ обмежують область розміщення регульовальних характеристик для проміжних значень $\infty > L_H > 0$.

Однак, наявність індуктивності L_A розсіювання первинної і вторинної обмоток трансформатора (рис. 3.33, а), приводить до появи так званого кута комутації γ . На рис. 3.39 наведені часові

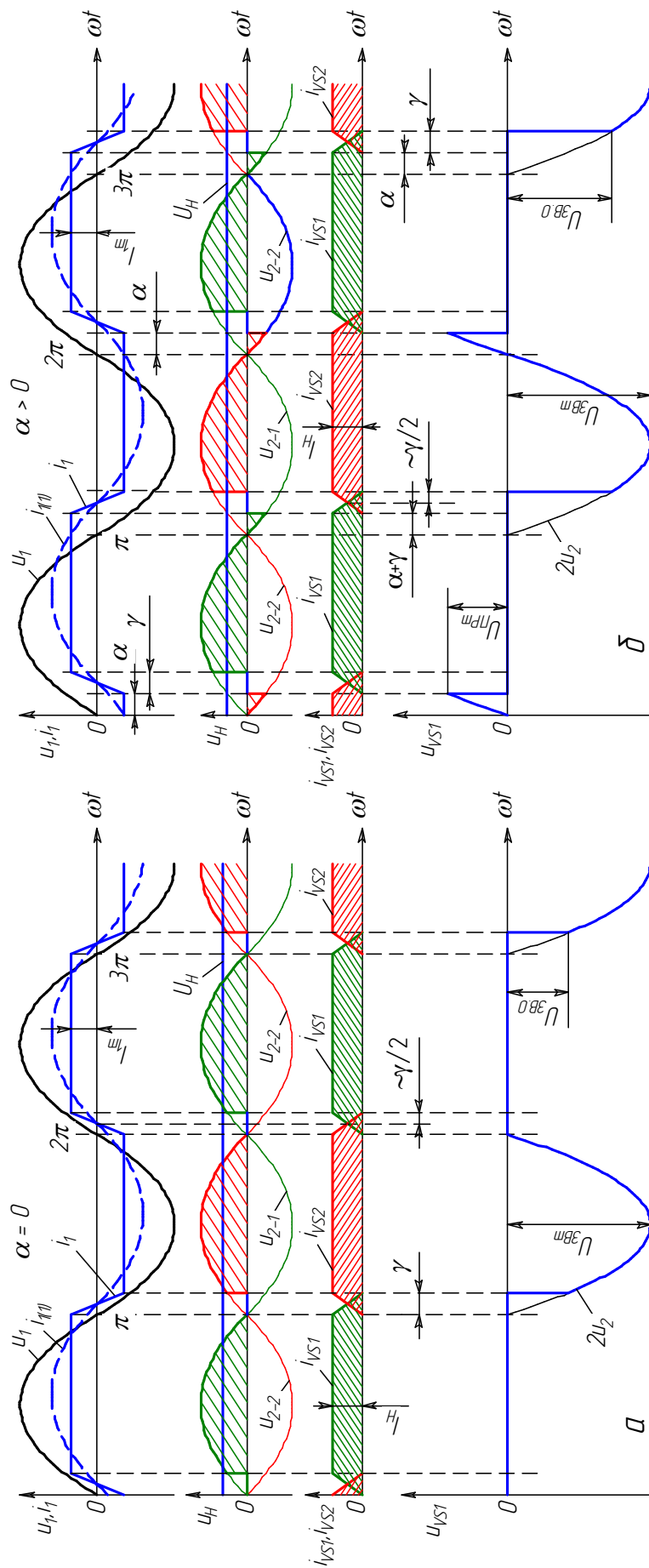


Рис. 3.39. Часові діаграми струмів і напруг в однофазному випрямлячі

з нульовою точкою при активно-індуктивному навантаженні ($r_A=0, L_A>0, L_H \rightarrow \infty$):

a – при $\alpha=0$; b – при $\alpha>0$; $U_{3B,m}$ – максимальне значення зворотної напруги; $U_{3B,0}$ – стрибок зворотної напруги в момент закінчення комутації

діаграми струмів і напруг для двох випадків: $\alpha=0$ і $\alpha>0$ при $r_A=0$, $L_A>0$ і $L_H\rightarrow\infty$.

Якщо індуктивність навантаження $L_H\rightarrow\infty$, то в період роботи тиристора $VS1$ в індуктивності L_A (рис. 3.33, *a, в*) не виникає ЕРС самоіндукції, тому що $i_{2-1}=I_H=\text{const}$, $\frac{di_{2-1}}{dt}=0$ і крива випрямленої напруги співпадає з кривою u_{2-1} . В момент перемикавання тиристорів в індуктивності L_A виникає ЕРС самоіндукції, яка перешкоджає спаданню струму в тиристорі $VS1$ і наростанню в тиристорі $VS2$, тобто спостерігається одночасна робота двох тиристорів (період комутації γ). В період комутації γ вторинна обмотка трансформатора виявляється замкнутою накоротко двома відкритими тиристорами. При цьому миттєве значення випрямленої напруги дорівнює нулю, а у вторинній обмотці трансформатора проходить струм короткого замикання i_K . Таким чином, середнє значення напруги на навантаженні знижується не тільки за рахунок кута керування α , а й за рахунок періоду комутації γ .

Струм i_K в тиристорі $VS1$ направлений назустріч струму i_{VS1} , що веде до зменшення струму цього тиристора, а в тиристорі $VS2$, який розпочинає роботу, напрямком i_K співпадає з напрямком i_{VS2} , відповідно струм тиристора зростає, тобто $i_{VS1}=I_H - i_K$, $i_{VS2}=i_K$.

Середнє значення випрямленої напруги (рівняння зовнішньої характеристики випрямляча):

$$U_{H\alpha\gamma} = U_{H0} - \Delta U_X = \frac{2U_{2m}}{\pi} \cos \alpha - \frac{x_A I_H}{\pi} = U_{H0} \cos \alpha - \frac{x_A I_H}{\pi}, \quad (3.24)$$

де ΔU_X – середнє значення втрат випрямленої напруги; x_A – індуктивний опір розсіювання обмотки трансформатора.

Комутаційні явища в керованому випрямлячі збільшують фазовий зсув першої гармоніки споживаного струму $i_{1(1)}$ відносно u_1 пропорційно періоду комутації, внаслідок чого зростає споживання реактивної потужності. Величина кута фазового зсуву:

$$\varphi_{(1)} \approx \alpha + \frac{\gamma}{2}. \quad (3.25)$$

Для зменшення споживання із мережі реактивної потужності, а відповідно, для підвищення коефіцієнта потужності випрямляча при роботі на навантаження з великою індуктивністю на затискачі випрямляча вмикають нульовий діод VD_0 , який шунтує навантаження (рис. 3.33, з).

На рис. 3.40 наведено часові діаграми, які пояснюють роботу схеми без врахування індуктивності трансформатора L_A .

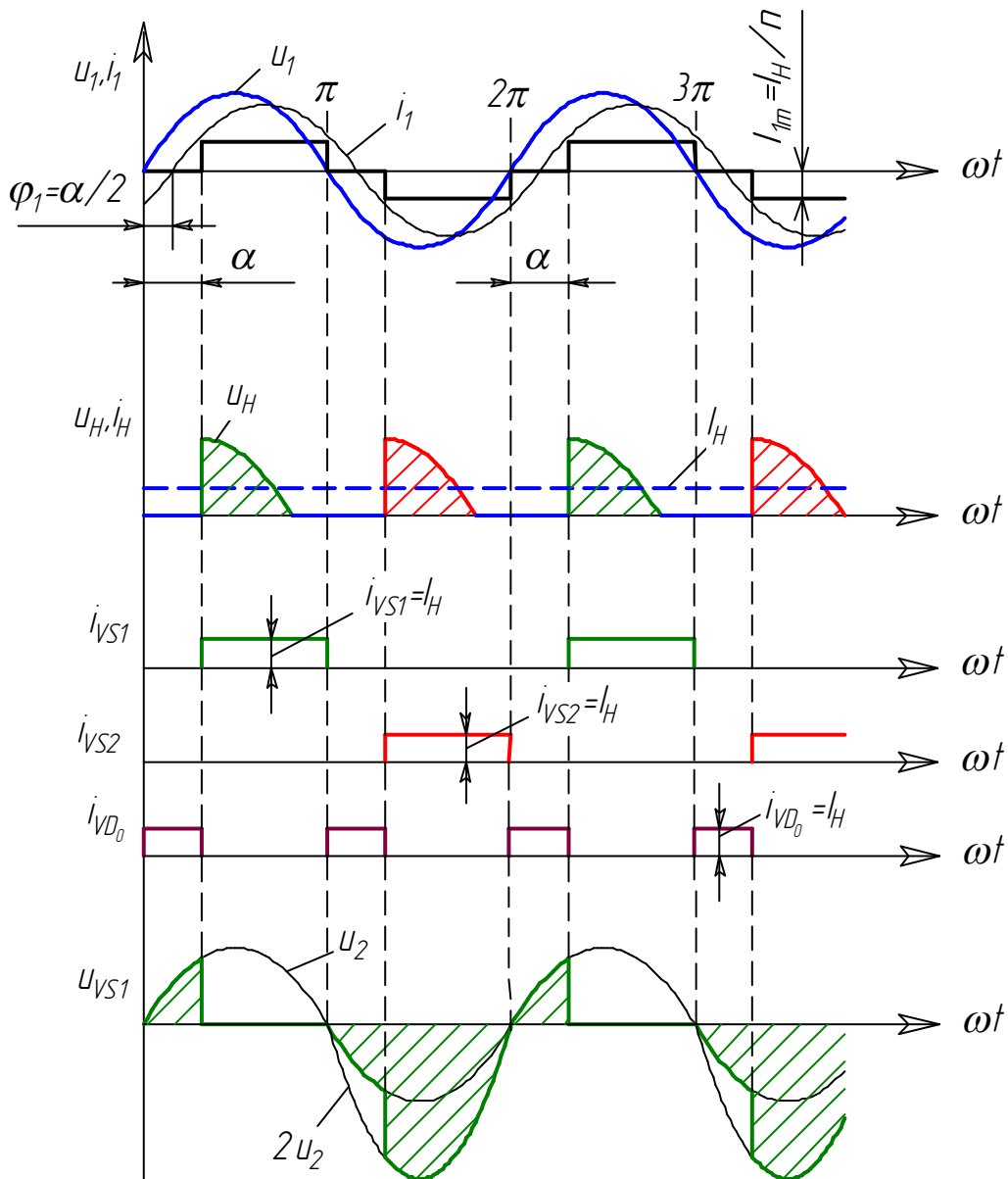


Рис. 3.40. Часові діаграми струмів і напруг у випрямлячі із середньою точкою і нульовим діодом при активно-індуктивному навантаженні ($r_A=0, L_A=0, L_H \rightarrow \infty$)

Відмінність роботи схеми проявляється на інтервалах α , де струм навантаження підтримується енергією, накопиченою в індуктивності. При відсутності нульового діода струм навантаження на вказаних інтервалах проходить по колу через один із тиристорів і обмотку трансформатора, на які діє напруга від'ємної полярності. Наявність нульового діода виключає вказане коло проходження струму i_H , оскільки через діод VD_0 напруга вторинної обмотки трансформатора подається на провідний тиристор в зворотному напрямку (наприклад, напруга u_{2-1} на тиристор $VT1$) і закриває його. Струм навантаження після переходу вторинної напруги через нуль переводиться в коло діода VD_0 , обминаючи тиристири і обмотки трансформатора.

Внаслідок шунтування діодом вихідного кола випрямляча в кривих напруги u_H (рис. 3.40) на інтервалах α створюються паузи. Інтервали провідності тиристорів $VS1$, $VS2$ скорочуються до значення $\pi - \alpha$. Оскільки розглядається випадок $L_H \rightarrow \infty$, струм i_H ідеально згладжений, а струми в тиристорах i_{VS1} , i_{VS2} мають вигляд імпульсів прямокутної форми з амплітудою I_H і тривалістю $\pi - \alpha$. Крива напруги на тиристорі та крива u_H аналогічні випадку з чисто активним навантаженням.

Струм первинної обмотки трансформатора зумовлюється струмами вторинних обмоток (анодними струмами тиристорів $VS1$, $VS2$), внаслідок чого в струмі i_1 також створюються паузи довжиною α . Перша гармоніка споживаного струму $i_{1(1)}$ зсунута тепер відносно напруги живлення u_1 на кут $\varphi_1 = \alpha/2$, тоді як в схемі без нульового діода фазовий зсув між ними був рівний α (рис. 3.40).

Регульовальна характеристика керованого випрямляча з нульовим діодом описується співвідношенням (3.22).

Середнє значення випрямленого струму визначається за виразом:

$$I_{H\alpha} = \frac{U_{H.0}}{R_H} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (3.26)$$

При практичному використанні випрямлячів навантаження часто має проти-ЕРС E (електролізні пристрої, акумулятори, двигуни постійного струму тощо) і пасивні елементи для

обмеження пульсуючого струму (дросель L_H або резистор R_H , рис. 3.33, е).

Обмеження струму резистором R_H приводить до великих втрат в ньому, тому часто струм навантаження обмежують індуктивним опором L_H . При $L_H \rightarrow \infty$ розрахунок випрямляча не відрізняється від розрахунку випрямляча з активно-індуктивним навантаженням при ідеальному згладжуванні струму в колі навантаження. Це пояснюється тим, що в колі з постійним струмом активний опір, на якому буде постійне падіння напруги, згідно теореми про компенсацію, можна замінити постійною проти-ЕРС.

Якщо індуктивність згладжуючого дроселя L_H враховується як кінцева величина, то розрахунок випрямляча необхідно проводити з урахуванням пульсацій струму в колі навантаження. Тиристор $VS1$ ($VS2$) відкривається ($\alpha=0$), коли $u_2=E$ (рис. 3.41).

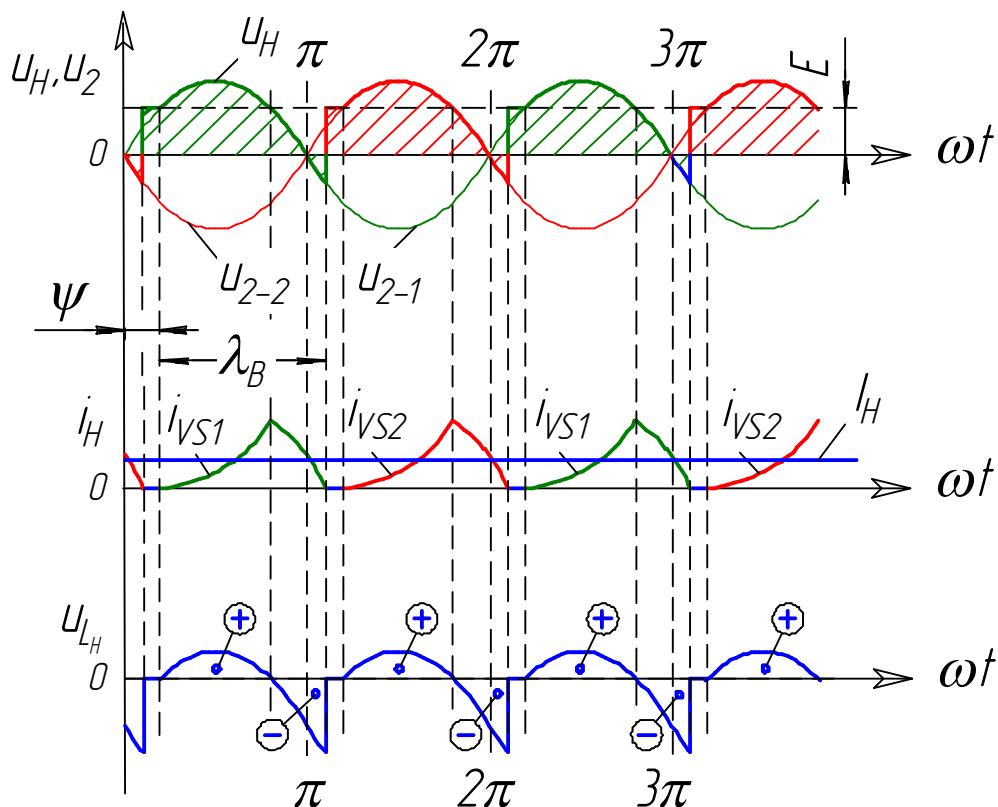


Рис. 3.41. Часові діаграми струмів і напруг в однофазному випрямлячі із середньою точкою при роботі на навантаження з проти-ЕРС

Струм в колі знаходиться з рівняння рівноваги напруг:

$$u_2 + \omega L_H \frac{di_H}{d(\omega t)} = E. \quad (3.27)$$

Протягом інтервалу часу $\psi \leq \omega t \leq \pi - \psi$ в дроселі L_H накопичується електромагнітна енергія, яка потім віддається частково в навантаження, а частково в мережу (інтервал $\pi - \psi \leq \omega t \leq \psi + \lambda_B$), де $\psi = \arcsin E/U_{2m}$; λ_B – тривалість проходження струму через тиристор. При $\omega t = \psi + \lambda_B$ енергія повністю витрачається і струм в навантаженні спадає до нуля. Випрямлена напруга u_H на інтервалі $\pi \leq \omega t \leq \psi + \lambda_B$ має від'ємне значення, а при $\omega t = \psi + \lambda_B$ стрибком зростає до значення E .

Щоб визначити тривалість проходження струму через тиристор λ_B , необхідно розв'язати рівняння

$$U_{2m} \sin(\omega t) - E = \omega L_H \frac{di_H}{d(\omega t)}$$

з урахуванням, що при $\omega t = \lambda_B$ $i_H = 0$:

$$\int_{\psi}^{\psi + \lambda_B} [U_{2m} \sin(\omega t) - E] d(\omega t) = 0. \quad (3.28)$$

Вираз (3.28) визначає площу, яка обмежена синусоїдою u_2 відносно лінії E (рис. 3.41). Ця площа має як додатні (вище лінії E), так і від'ємні значення (нижче лінії E), тому рівність (3.28) задовольняється, коли додатна площа дорівнює від'ємній. Дане рівняння задовольняє також умові рівності нулю середнього значення напруги на дроселі L_H .

3.2.1.2. Однофазний мостовий випрямляч

Схема найпростішого двопівперіодного (мостового) керованого випрямляча наведена на рис. 3.42, а. До джерела синусоїдної напруги мережі u_1 з амплітудою U_m через двообмотковий трансформатор TV , тиристорний міст $VS1-VS4$ підключено навантаження L_H, R_H . Змінна напруга підводиться до однієї діагоналі мосту (точки 1, 3), а навантаження – до другої його діагоналі (точки 2, 4). Спільна точка катодів вентилів $VS1$ і $VS3$ є додатним полюсом випрямляча, а точки зв'язку анодів вентилів $VS2$ і $VS4$ – від'ємні. Діагональні тиристори $VS1, VS4$ та

$VS2$ і $VS3$ відкриваються попарно по чергову в момент часу, який визначається кутом відкривання α , шляхом подачі сигналів u_{K1} , u_{K4} та u_{K2} , u_{K3} на керуючі електроди.

При активному навантаженні пропускає струм та пара тиристорів, у якої анод тиристора катодної групи ($VS1$ або $VS3$) має найбільший потенціал, а катод тиристора анодної групи ($VS2$ або $VS4$) має найменший потенціал. Так, наприклад, при позитивній півхвилі ЕРС u_2 анод тиристора $VS1$ буде мати найбільший потенціал, а катод тиристора $VS4$ – найменший потенціал, тобто в цьому випадку при подачі від системи керування відпираючих імпульсів тиристори $VS1$ і $VS4$ пропускають електричний струм $i_{1,4}$. Протягом від'ємної півхвилі катод тиристора $VS2$ має найменший потенціал, а анод тиристора $VS3$ – найбільший потенціал, тому струм $i_{2,3}$ при наявності відпираючих імпульсів пропускають тиристори $VS2$ і $VS3$.

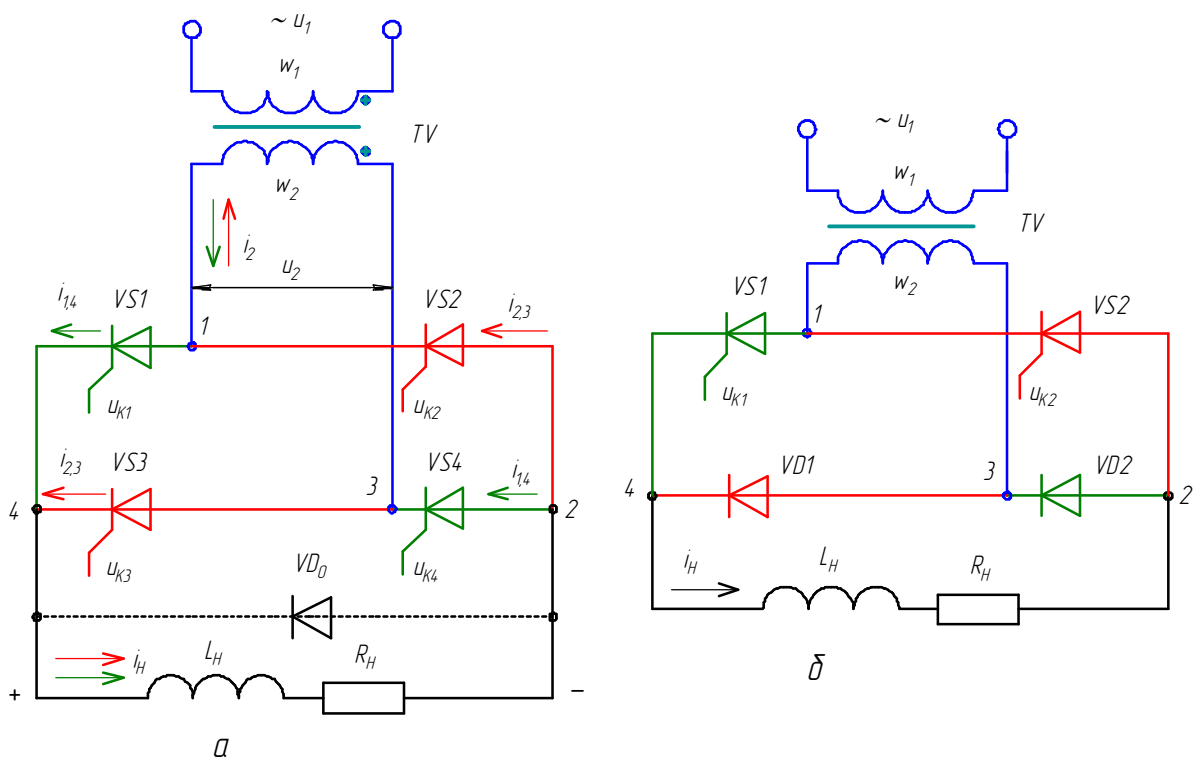


Рис. 3.42. Схема однофазних мостових випрямлячів:
 а – симетричного; б – несиметричного

Режим роботи і регульовальні характеристики мостового керованого випрямляча такі ж, як і для однофазного випрямляча з нульовою точкою. Відмінність проявляється в тім, що струм i_2

через вторинну обмотку трансформатора TV проходить двічі за період в протилежних напрямках. Форма кривої зворотної напруги на тиристорах в мостовій схемі визначається напругою u_2 , а в схемі з нульовим виводом – напругою $2u_2$. Тому допустима зворотна напруга тиристорів у мостовій схемі може бути вдвічі меншою, ніж у схемі з нульовою точкою. В мостовому випрямлячі керуючі імпульси треба подавати попарно на два тиристири. Для цього система керування мостовим випрямлячем повинна мати по два виходи з кожного підсилювача II , а не по одному як на рис. 3.35, *a*.

Деяко простішими і дешевшими є випрямлячі, виконані за несиметричною схемою. В них два тиристири замінюють діодами (рис. 3.42, *б*). В несиметричній схемі при $L_H = \infty$ і $L_A = 0$ тиристири проводять струм з моменту їх відкриття ($\alpha, \pi + \alpha, 2\pi + \alpha, \dots$) до моменту спадання ЕРС вторинної обмотки до нуля, тобто менше $\pi, 2\pi, \dots$ (рис. 3.43). Тривалість роботи діодів більша π (від моменту спадання ЕРС вторинної обмотки до нуля і до моменту відкриття чергового тиристора). В проміжок часу, коли тиристири закриті, через діоди $VD1$ і $VD2$ проходить струм, обумовлений ЕРС самоіндукції дроселя L_H .

Середнє значення напруги за період на активному навантаженні (випрямлена напруга) визначається за рівнянням:

$$U_{H\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{2m} \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{U_{2m}}{\pi} (1 + \cos \alpha) = U_{H0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \quad (3.29)$$

де $U_{H0} = \frac{2}{\pi} U_{2m} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9U_2$ – напруга холостого ходу випрямляча (для режиму $\alpha=0$); U_{2m}, U_2 – амплітудне і діюче значення напруги вторинної обмотки трансформатора.

При $0 < \alpha \leq \pi/2$ зворотна напруга на тиристорі буде максимальною і рівною U_{2m} .

Максимальна пряма напруга на випрямлячі:

$$U_{IP.m} = (U_{2m} \sin \alpha) / 2 = (\pi U_{H0} \sin \alpha) / 4. \quad (3.30)$$

В момент відкриття тиристорів $VS1$ ($VS2$) в кривій зворотної напруги на тиристорі виникає стрибок, від якого можуть виникнути комутаційні перенапруги:

$$U_{3B.0} = U_{3B.m} \sin \alpha = \pi U_{H.0} \sin \alpha / 2. \quad (3.31)$$

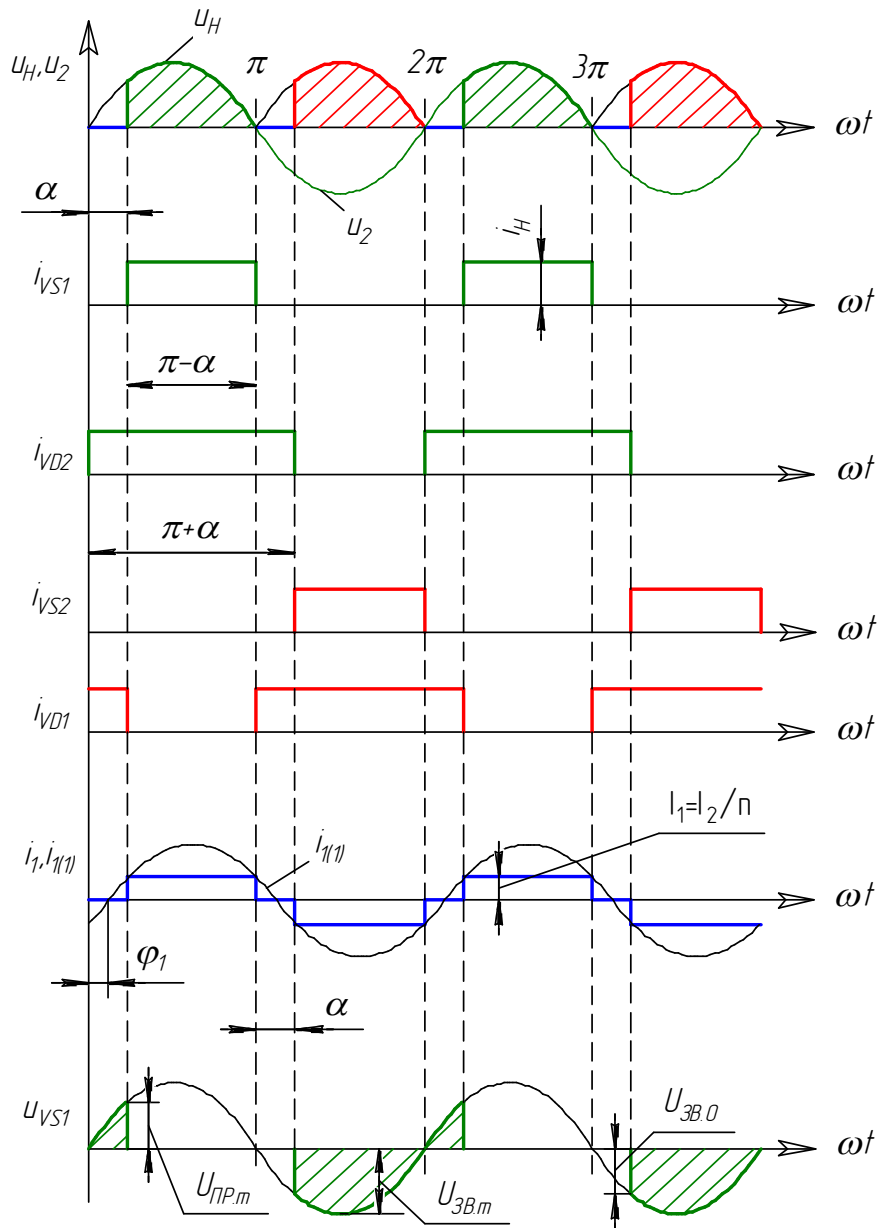


Рис. 3.43. Часові діаграми струмів і напруг в однофазному мостовому несиметричному випрямлячі при $L_H = \infty$, $L_A = 0$

Перша гармоніка первинного струму $i_{1(1)}$ трансформатора в однофазних випрямлячах зсунута по відношенню напруги живлення на кут $\varphi_{(1)} = \alpha/2$, тобто $\cos \varphi_{(1)} = \cos(\alpha/2)$. Це значить, що випрямляч споживає з мережі реактивний струм.

Для зменшення споживання реактивного струму і покращення коефіцієнта потужності випрямляча, який працює на навантаження з великою індуктивністю, в схему (рис. 3.42, а) додають нульовий діод VD_0 , який шунтує навантаження. При цьому енергія магнітного поля, накопичена в індуктивності L_H , перетворюється в електричну, на протязі інтервалу α віддається тільки в навантаження R_H і не витрачається на компенсацію від'ємної напруги в мережі живлення. В несиметричному випрямлячі (рис. 3.42, б) ЕРС індуктивності L_H замикається через діоди VD_1 і VD_2 . Часові діаграми, що пояснюють роботу несиметричної схеми, аналогічні діаграмам схеми із середньою точкою.

Процеси у випрямлячі, виконаному за мостовою схемою, ускладнюються при активно-індуктивному навантаженні з кінцевим значенням L_H . На рис. 3.44 показані процеси, що проходять в таких колах. При наявності індуктивного навантаження L_H струм зростає не стрибком, а плавно. Причому,

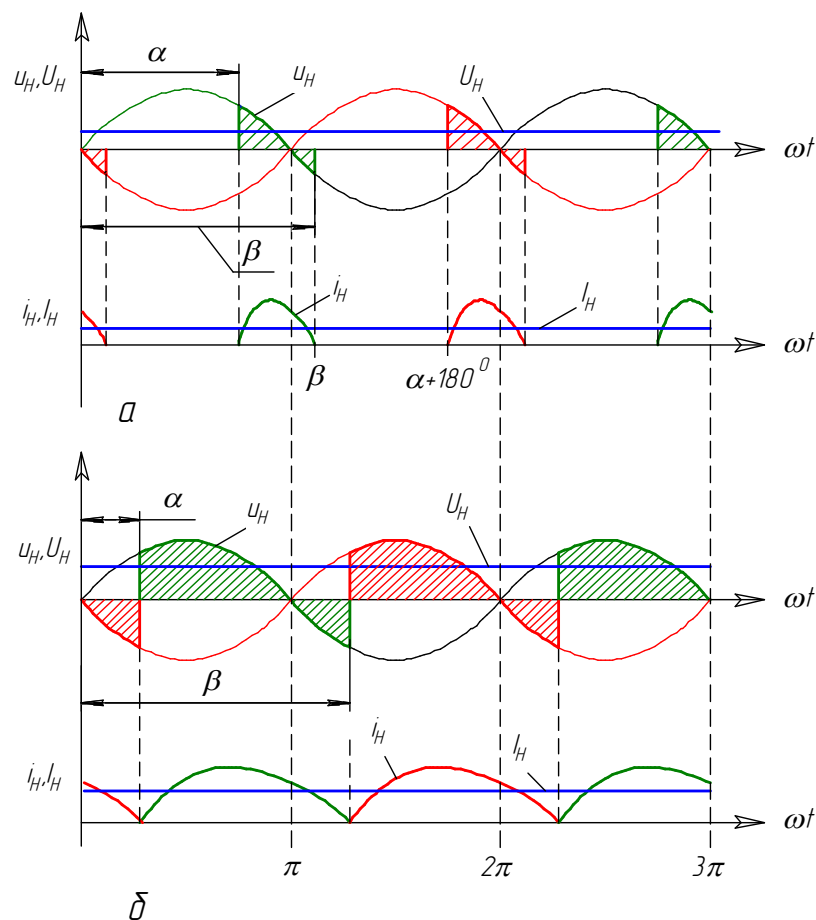


Рис. 3.44. Електромагнітні процеси керованого випрямляча при активно-індуктивному навантаженні

коли напруга фази, що живить тиристор, проходить через нуль, струм не зникає, а під дією ЕРС самоіндукції, яка створюється індуктивністю L_H , продовжує протікати ще деякий час, переборюючи від'ємну напругу живлення фази. Тиристор закривається в кінці кута β , коли струм через нього досягає нульового значення.

В результаті, як і при чисто активному навантаженні, на ділянці від β до $(\alpha+180^\circ)$ відбувається розрив струму в колі, або як його називають – переривистий режим.

При зменшенні кута α кут β збільшується, а інтервал провідності тиристорів однієї діагоналі ($VS1$, $VS4$) може перекрити момент відкривання тиристорів другої діагоналі ($VS2$, $VS3$). Тому при відкриванні тиристорів $VS2$, $VS3$ миттєве значення струму через них буде рівне миттєвому значенню струму тиристорів $VS1$, $VS4$, які запираються. Наступає режим неперервного струму (рис. 3.44, б), при якому $\beta = \alpha + 180^\circ$.

Таким чином, при наявності індуктивності в навантаженні крива випрямленої напруги може мати одночасно додатні і від'ємні ділянки. Середнє значення напруги на навантаженні дорівнює:

$$\begin{aligned}
 U_{H\alpha} &= \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} U_{2m} \sin(\omega t) d(\omega t) = \\
 &= \frac{U_{2m}}{\pi} (\cos \alpha - \cos \beta) = U_{H.0} \frac{\cos \alpha - \cos \beta}{2}.
 \end{aligned}
 \tag{3.32}$$

Величина середньої випрямленої напруги залежить як від кута відкривання вентилів α , так і від відносної постійної часу навантаження, яка визначається за рівнянням

$$\tau = \frac{\omega L_H}{R_H}.
 \tag{3.33}$$

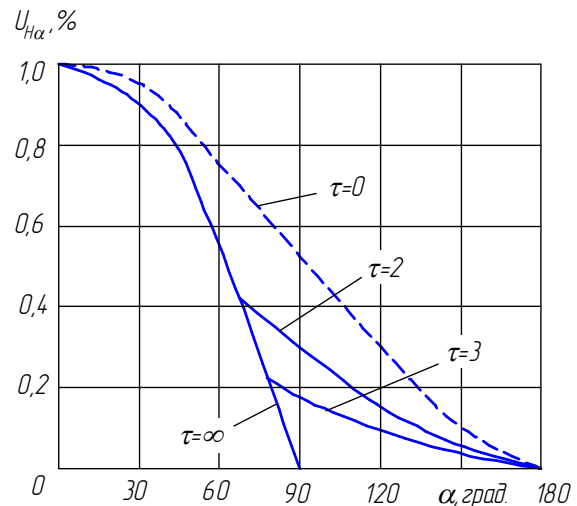
На рис. 3.45 наведено залежності $U_{H\alpha} = f(\alpha)$ при трьох відносних значеннях $\tau = 2, 3, \infty$.

Струм в колі навантаження складається з постійної і змінної складових. Змінна складова різко зростає при переривистому струмі. Постільки змінна складова викликає додаткове нагрівання і втрати в навантаженні, то при керуванні електродвигуном

необхідно забезпечувати режим неперервного струму, для чого послідовно з якорем двигуна вмикають дросель, збільшуючи тим самим τ .

Режим неперервного струму зберігається при зміні кута α в межах $0 < \alpha < \alpha_{ГР}$, де граничний кут $\alpha_{ГР}$ є функцією τ . При $\tau \rightarrow \infty$ кут $\alpha_{ГР} \rightarrow 90^\circ$ (рис. 3.45).

Рис. 3.45. Залежність середньої напруги на виході керованого випрямляча від кута відкриття з різним значення відносної постійної часу навантаження τ



Як приклад розглянемо схему керованого однофазного регулятора напруги, виконаного на некерованому мостовому випрямлячі $VD7-VD10$ (рис. 3.46) і симісторі VS як елементі керування. Для згладжування пульсацій напруги на навантаженні L_H-R_H увімкнено діод VD_0 .

Коло керування симістором виконано на одноперехідному транзисторі VT . Джерелом живлення цього кола є діодний міст $VD1-VD4$ і стабілітрон $VD5$. Крива напруги на стабілітроні має форму, показану на рис. 3.47. Резистори $R2, R3$, конденсатор $C1$ і транзистор VT виконують роль генератора пилкоподібної напруги. Така напруга створюється шляхом зарядки конденсатора $C1$ через резистори $R2$ і $R3$ і розрядки його на первинну обмотку імпульсного трансформатора Tr . У вторинній обмотці трансформатора індукуються ЕРС, під дією якої виникає імпульс струму керування симістором. Час зарядки конденсатора до напруги відкриття транзистора, а значить і кут α відкриття симістора, регулюється резистором $R3$.

Схемою керування випрямлячем не передбачено розподільника імпульсів (PI , рис. 3.35, а), оскільки в силовому колі є тільки симістор.

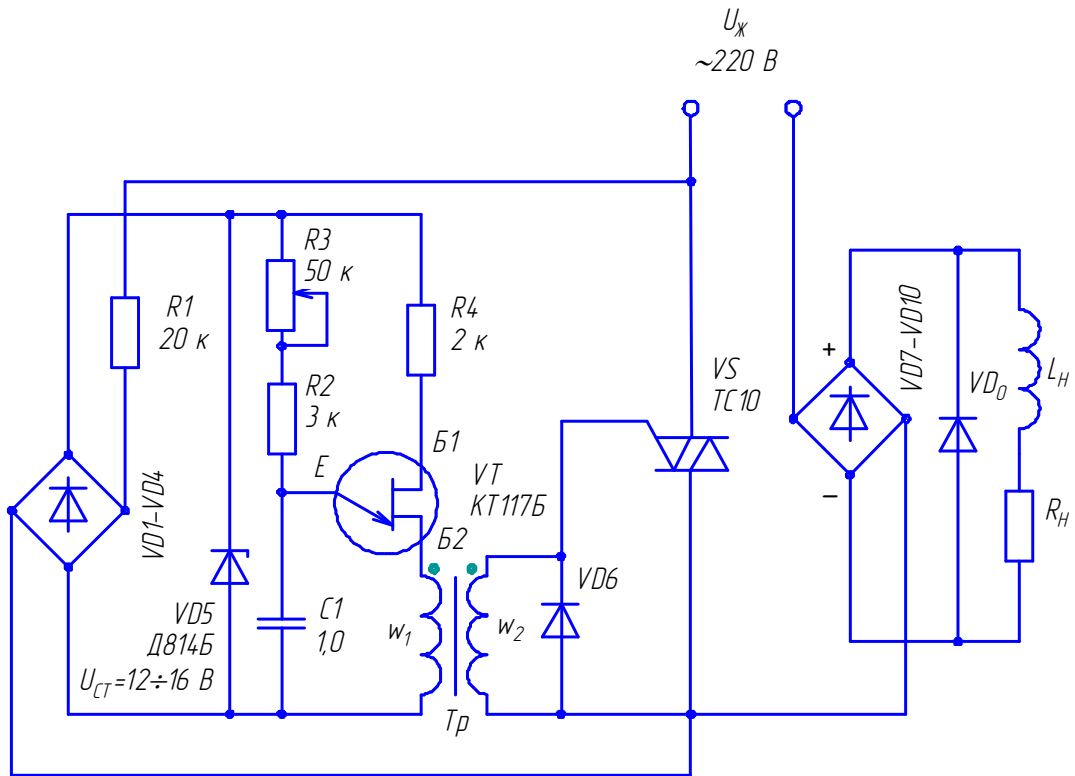


Рис. 3.46. Принципова електрична схема регулятора напруги

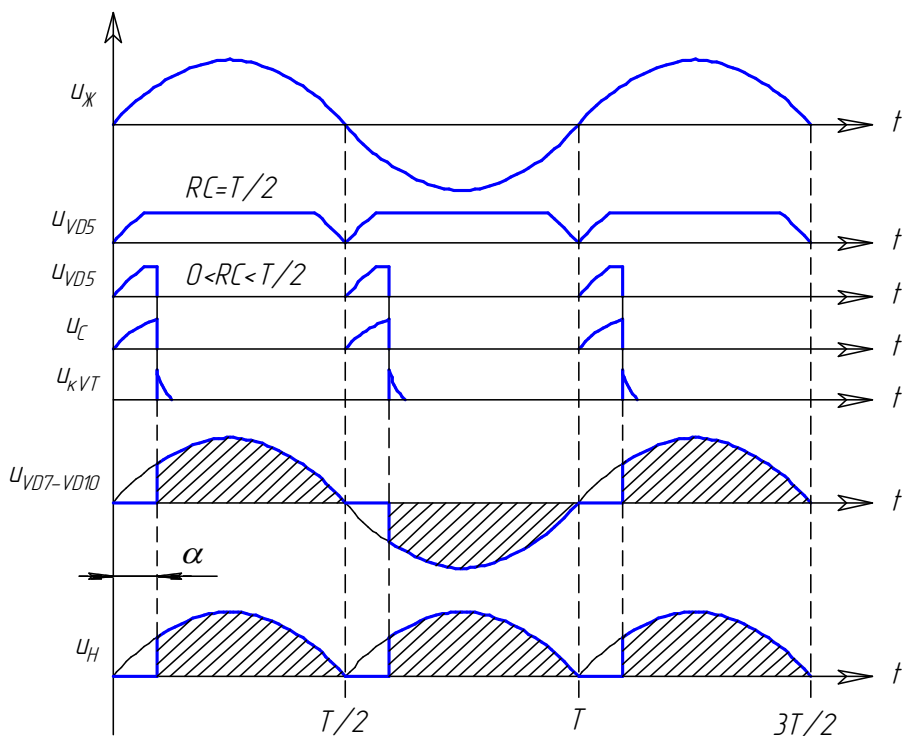


Рис. 3.47. Форми напруг на вказаних елементах регулятора напруги: RC – стала часу зарядки конденсатора; T – тривалість періоду змінного струму; u_{VD5} – напруга на стабілітроні; u_C – напруга на конденсаторі; $u_{кVT}$ – імпульс напруги на керуючому електроді; $u_{VD7-VD10}$ – напруга на випрямлячі; u_H – напруга на навантаженні

Напруга $u_{VD7-VD10}$ на вході силового містка $VD7-VD10$, ввімкненого послідовно з симістором VS , має форму різаної синусоїди, а вихідна напруга (напруга на навантаженні u_H) має вигляд однополярних (додатних) півхвиль (рис. 3.47).

3.2.2. Трифазні керовані випрямлячі

Для рівномірного фазного навантаження і зменшення пульсації випрямленої напруги використовують трифазні керовані випрямлячі, які зазвичай вмикаються в трифазну мережу змінного струму через трифазний трансформатор. Трифазні випрямлячі в більшості випадків використовують для живлення споживачів середньої і великої потужності з активним, активно-індуктивним та з статичним навантаженням з проти-ЕРС, а також динамічним навантаженням електродвигунів постійного струму. Первинні обмотки трансформатора випрямляча з'єднують або у зірку, або в трикутник. З'єднуючи вторинні обмотки і весь випрямляч за різними схемами, отримують випрямлену напругу з числом пульсацій m_n за період, кратним трьом.

За аналогією з однофазними трифазні випрямлячі поділяються на однопівперіодні (схеми із середньою точкою) і двопівперіодні (мостові схеми).

3.2.2.1. Трифазні випрямлячі із середньою точкою

Схема трифазного випрямляча із середньою точкою наведена на рис. 3.48.

Для роботи схеми на тиристорі подаються керуючі імпульси з деяким зміщенням в часі (з затримкою на кут керування α) по відношенню до моменту природного відкривання діодів в некерованому випрямлячі, який відповідає точкам перетину синусоїд фазних напруг u_a , u_b і u_c (рис. 3.49).

Як приклад розглянемо роботу випрямляча ідеалізованої схеми ($r_A=0$, $L_A=0$), в якому комутація здійснюється миттєво, тобто в кожний момент часу струм пропускає тільки один тиристор, анод якого має найвищий потенціал. Нехай керуючі імпульси на тиристорі $VS1$, $VS2$, $VS3$ подаються в моменти, що відповідають середині додатних півхвиль фазних напруг (при цьому кут $\alpha=60^\circ$). В цьому випадку на навантаженні виникнуть

імпульси випрямленої напруги u_H у формі чвертини синусоїди (рис. 3.49, б).

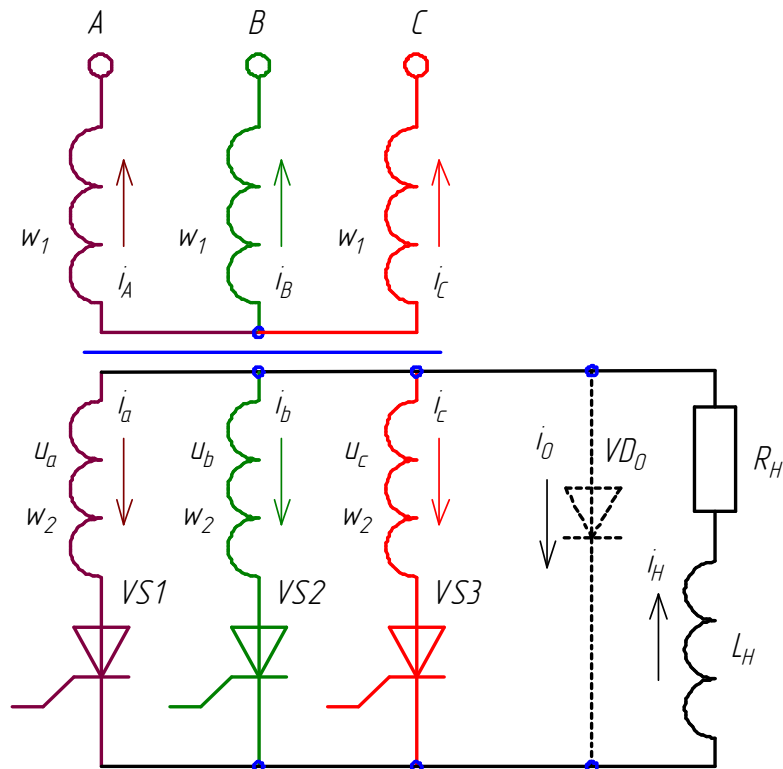


Рис.3.48. Схема трифазного випрямляча із середньою точкою

Зміна фази (зміщення) керуючих імпульсів в сторону збільшення чи зменшення кута керування α викликає відповідне зменшення (рис. 3.49, а) чи збільшення (рис. 3.49, в) імпульсів напруги u_H . При куті $\alpha=0$ криві випрямленої напруги u_H і струму i_H мають однакову форму і вміщують трикратну пульсацію ($m_2=3$) за період (рис. 3.49, з). Тривалість роботи кожного тиристора $\lambda_\beta=2\pi/m_2=2\pi/3$ при $\alpha=0$.

Із приведених діаграм видно, що є дві характерні області роботи керованого випрямляча.

Перша область відповідає змінюванню кута регулювання в межах $0 < \alpha < 30^\circ$, при цьому випрямлений струм буде неперервним, а середнє значення випрямленої напруги визначається за виразом:

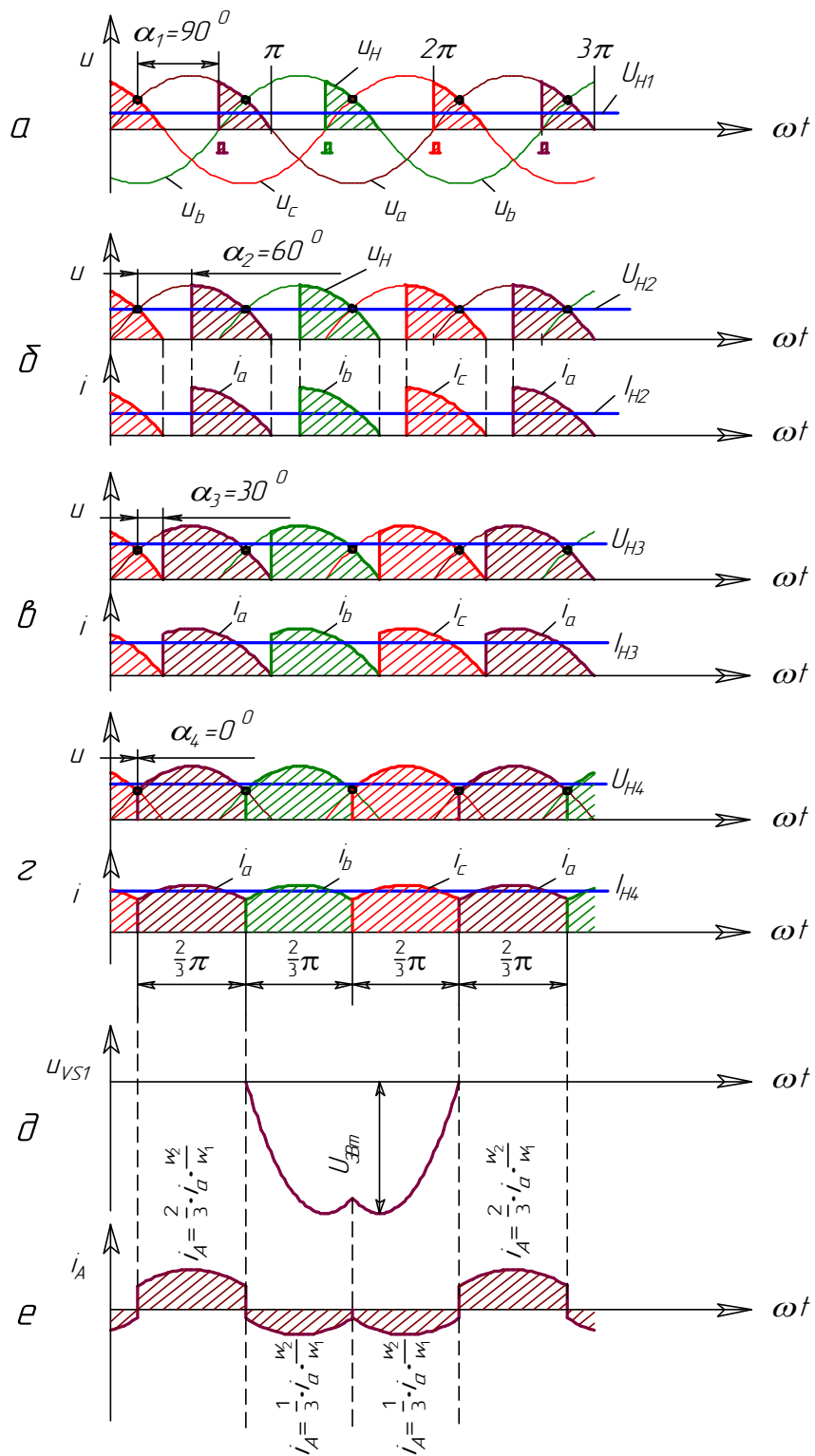


Рис. 3.49. Часові діаграми струмів і напруг ідеалізованого трифазного випрямляча із середньою точкою при активному навантаженні ($r_A=0$; $L_A=0$; $L_H=0$):

a – часова діаграма випрямленої напруги при $\alpha=90^0$; $б, в$ та $г$ – часові діаграми випрямленої напруги і струму при $\alpha=60^0$, $\alpha=30^0$ та $\alpha=0^0$; $д$ – діаграма зворотної напруги на тиристорі VS1; e – форма кривої струму фази А первинної обмотки трансформатора

$$\begin{aligned}
U_{H\alpha} &= \frac{m_2}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m_2} + \alpha}^{+\frac{\pi}{m_2} + \alpha} U_{2m} \cos(\omega t) d(\omega t) = \\
&= \frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3} + \alpha}^{+\frac{\pi}{3} + \alpha} U_{2m} \cos(\omega t) d(\omega t) = U_{H.0} \cos \alpha
\end{aligned} \quad (3.34)$$

де m_2 – число пульсацій випрямленої напруги, яке визначається як добуток фаз на кількість півперіодів; U_{2m} – амплітудне значення напруги вторинної обмотки; $U_{H.0}$ – середнє значення випрямленої напруги при холостому ході в багатофазних випрямлячах.

$$U_{H.0} = \frac{m_2}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m_2}}^{+\frac{\pi}{m_2}} u_H d(\omega t) = \frac{m_2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{m_2}} U_{2m} \cos(\omega t) d(\omega t) = \frac{m_2}{\pi} U_{2m} \sin \frac{\pi}{m_2}. \quad (3.35)$$

При числі пульсацій випрямленої напруги $m_2=3$:

$$U_{H.0}=1,17U_2,$$

де U_2 – діюче значення напруги вторинної обмотки.

Друга область відповідає кутам $\alpha > 30^\circ$ і характеризується тим, що при проходженні фазних напруг через нуль працюючий тиристор закривається, а струм буде переривчастим, оскільки на черговий тиристор, що вступає в роботу, відкриваючий імпульс ще не подано. В кривій випрямленої напруги виникають паузи (нульові ділянки), протягом яких струм $i_H=0$ (рис. 3.49, б).

Тривалість проходження струму через вентиль в цьому випадку буде меншою $T/3$, а середнє значення випрямленої напруги визначається за виразом:

$$U_H = \frac{\sqrt{3}}{3} U_{H.0} [(1 + \cos(30^\circ + \alpha))]. \quad (3.36)$$

Для трифазної нульової схеми при роботі на активне навантаження граничним кутом регулювання, при якому $U_{H.0}=0$, є кут $\alpha_{МАКС}=150^\circ$.

При активному навантаженні форми кривих випрямленої напруги і струму однакові, тому середнє значення випрямленого струму визначається аналогічно:

$$I_H = \frac{m_2}{\pi} I_{VSm} \sin \frac{\pi}{m_2}, \quad (3.37)$$

де $I_{VSm} = U_{2m} / R_H$ – амплітудне значення струму тиристора.

При $m_2=3$ $I_H=0,83I_{VSm}$.

В багатофазній системі із середньою точкою число пульсацій випрямленої напруги дорівнює числу вторинних обмоток трансформатора, тому середнє значення струму тиристора в m_2 разів менше струму навантаження:

$$I_{VS} = I_H / m_2 = \frac{1}{\pi} I_{VSm} \sin \frac{\pi}{m_2}. \quad (3.38)$$

При $m_2=3$ $I_{VS}=0,277I_{VSm}$.

Максимальне значення зворотної напруги на тиристорі:

$$U_{3B.VSm} = \sqrt{3}U_{2m} = \frac{\sqrt{3} \frac{\pi}{m_2} U_{H.0}}{\sin \frac{\pi}{m_2}}. \quad (3.39)$$

При $m_2=3$ $U_{3B.VSm} \approx 2,1U_{H.0}$.

Діюче значення напруги вторинної обмотки:

$$U_2 = \frac{U_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi U_{H.0}}{\sqrt{2} m_2} \cdot \frac{1}{\sin \frac{\pi}{m_2}}. \quad (3.40)$$

При $m_2=3$ $U_2=0,855U_{H.0}$.

При врахуванні активного опору обмоток трансформатора r_A і тиристорів в прямому напрямку r_{TP} :

$$U_2 = \frac{0,855U_{H.0}}{\eta_A}, \quad (3.41)$$

де $\eta_A = R_H / (R_H + r_A + r_{TP})$ – умовний ККД анодного кола.

Струм у вторинній обмотці та струм в тиристорі проходить протягом часу, що визначається кутом $2\pi/m_2$ за кожний період, тому діюче значення його визначають за виразом:

$$\begin{aligned}
 I_2 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m_2}}^{+\frac{\pi}{m_2}} I_{VSm}^2 \cos^2(\omega t) d(\omega t)} = \\
 &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{m_2}} I_{VSm}^2 \left(\frac{1 + \cos(2\omega t)}{2} \right) d(\omega t)} = I_{VSm} \sqrt{\frac{1}{2m_2} + \frac{\sin \frac{2\pi}{m_2}}{4\pi}}.
 \end{aligned} \tag{3.42}$$

При $m_2=3$ $I_2=0,484I_{VSm}=0,583I_H$.

Розрахункова потужність вторинної обмотки трансформатора трифазного випрямляча з нульовим виводом:

$$S_2 = m_2 E_2 I_2 = 3 \cdot 0,855 U_H \cdot 0,583 I_H = 1,48 P_H.$$

Діюче значення струму в первинній обмотці трансформатора при синусоїдальній його формі (рис 3.49, з):

$$\begin{aligned}
 I_1 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_A^2 d(\omega t)} = \\
 &= \frac{w_2}{w_1} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\frac{\pi}{3}}^{+\frac{\pi}{3}} \left(\frac{2}{3} I_{VSm} \cos(\omega t) \right)^2 d(\omega t) + 2 \int_{\frac{\pi}{3}}^{+\frac{\pi}{3}} \left(\frac{1}{3} I_{VSm} \cos(\omega t) \right)^2 d(\omega t) \right]} = \\
 &= I_{VSm} \frac{w_2}{w_1} \sqrt{\frac{3}{27} + \frac{\sin \frac{2\pi}{3}}{6\pi}} = 0,476 \frac{w_2}{w_1} I_H.
 \end{aligned} \tag{3.43}$$

Розрахункова потужність первинної обмотки трансформатора:

$$S_1 = m_1 E_1 I_1 = 3 \frac{w_1}{w_2} E_2 I_1 = 1,22 P_H. \tag{3.44}$$

Типова (загальна) потужність трансформатора:

$$S_T = 1,35 P_H = \frac{S_1 + S_2}{2}. \tag{3.45}$$

В трифазних випрямлячах із середньою точкою спостерігається явище вимушеного намагнічування осердя трансформатора. Потоки вимушеного намагнічування складають 20...25% від основного магнітного потоку. Вони замикаються частково через осердя, частково через повітря і сталевій арматурі, що його оточують. В результаті осердя трансформатора насичується, а в сталевій арматурі виникають теплові втрати від вихрових струмів, індукованих змінною складовою потоку вимушеного намагнічування. Внаслідок насичення струм холостого ходу різко зростає за амплітудою, причому форма його стає несинусоїдальною, тобто струм холостого ходу має гармонічні складові, які проникають в живильну мережу.

Для усунення вказаних недоліків необхідно збільшувати переріз осердя трансформатора (відповідно збільшується типова потужність трансформатора) і з'єднувати первинні обмотки в трикутник або вторинні – в зигзаг. Але слід пам'ятати, що з'єднання вторинних обмоток трансформатора в зигзаг погіршує показники випрямляча. Це пояснюється тим, що маса міді двох зв'язаних між собою обмоток збільшується вдвоє, а результуюча напруга кожної фази, що визначається геометричною сумою напруг двох напівобмоток, розміщених на різних осердях і зсунутих по фазі на 120^0 , збільшується тільки в $\sqrt{3}$ разів у порівнянні з результуючою напругою двох обмоток, розміщених на одному осерді. Таким чином, вторинні фазні напруги при такій схемі будуть рівні $U_{2.зиг} = 0,87U_{2.ф.зирка}$. А щоб отримати при з'єднанні вторинних обмоток в зигзаг таке ж значення випрямленої напруги U_H , як і в схемі "зіркою", необхідно збільшити кількість витків вторинних напівобмоток на 13%. В результаті типова потужність трансформатора в порівнянні з потужністю звичайної трифазної нульової схеми випрямлення також збільшиться і буде рівна $S_T = 1,46P_H$.

При активно-індуктивному навантаженні крива випрямленого струму має незначну пульсацію і при $(\omega L_H/R_H) \geq 10$ без великої похибки струм навантаження можна вважати безперервним і ідеально згладженим.

Якщо $\alpha > 0$ і навантаження активно-індуктивне ($L_H = \infty, L_A = 0$), то струм в навантаженні безперервний (кут керування α в

трифазних випрямлячах прийнято відраховувати від точки природного відкривання тиристорів – точка θ_1 на рис. 3.50, а). Подібно однофазним випрямлячам, крива випрямленої напруги може мати від'ємне значення. Це значить, що тиристор пропускає струм при від'ємній напрузі на обмотці даної фази за рахунок накопиченої енергії в магнітному полі індуктивного навантаження.

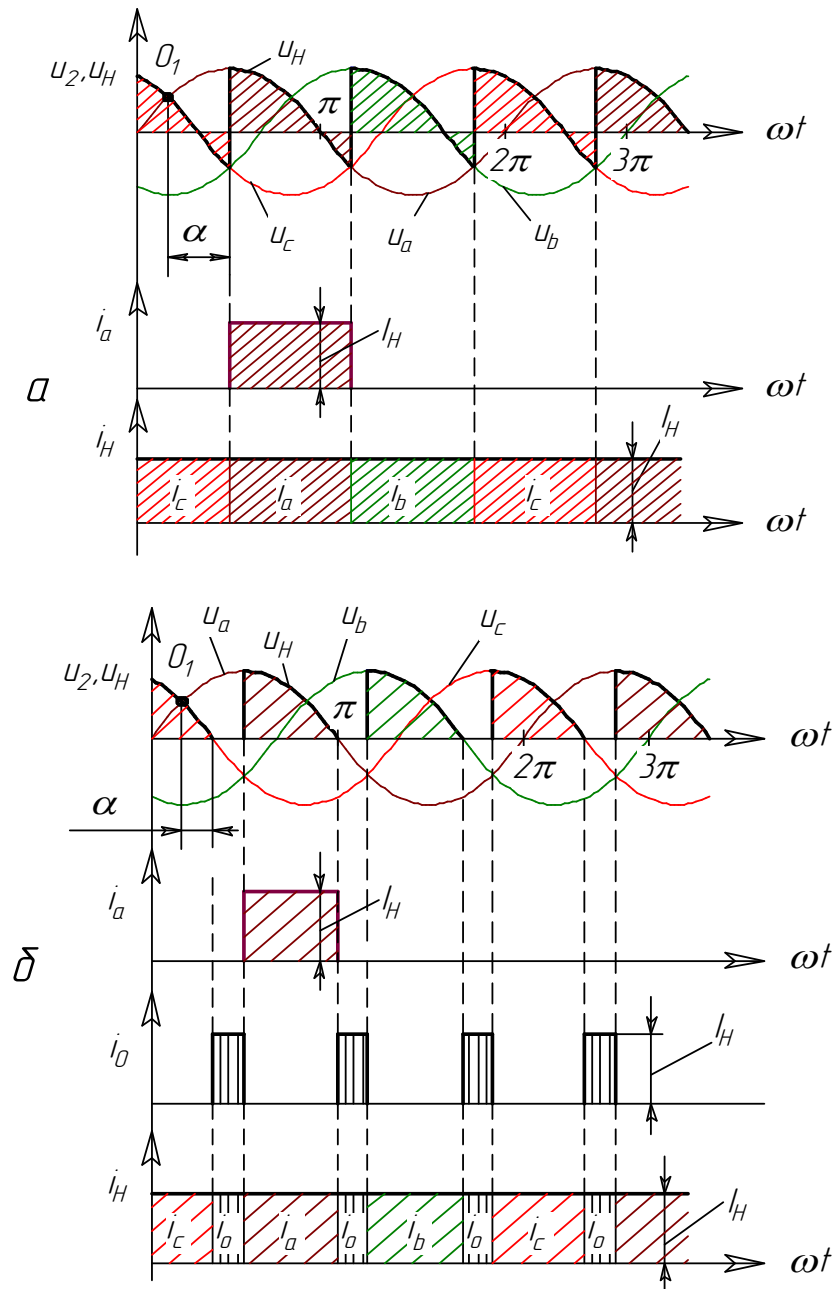


Рис. 3.50. Часові діаграми струмів і напруг трифазного випрямляча із середньою точкою при активно-індуктивному навантаженні ($r_A=0; L_A=0; L_H=\infty$):

а – без нульового діоду; б – з нульовим діодом

Середнє значення напруги для режиму безперервного струму визначається за виразом (3.34).

Для усунення від'ємних ділянок в кривій випрямленої напруги і покращення коефіцієнта потужності випрямляча в схему вводять нульовий діод VD_0 , який шунтує навантаження. Струм I_0 через нульовий діод при активно-індуктивному навантаженні підтримується за рахунок ЕРС самоіндукції навантаження в інтервалі від'ємної напруги без нульового діоду (рис. 3.50, б). Напруга на навантаженні в цьому інтервалі дорівнює нулю, а тиристри $VS1$, $VS2$ і $VS3$ закриті (рис. 3.48).

3.2.2.2. Трифазні мостові випрямлячі

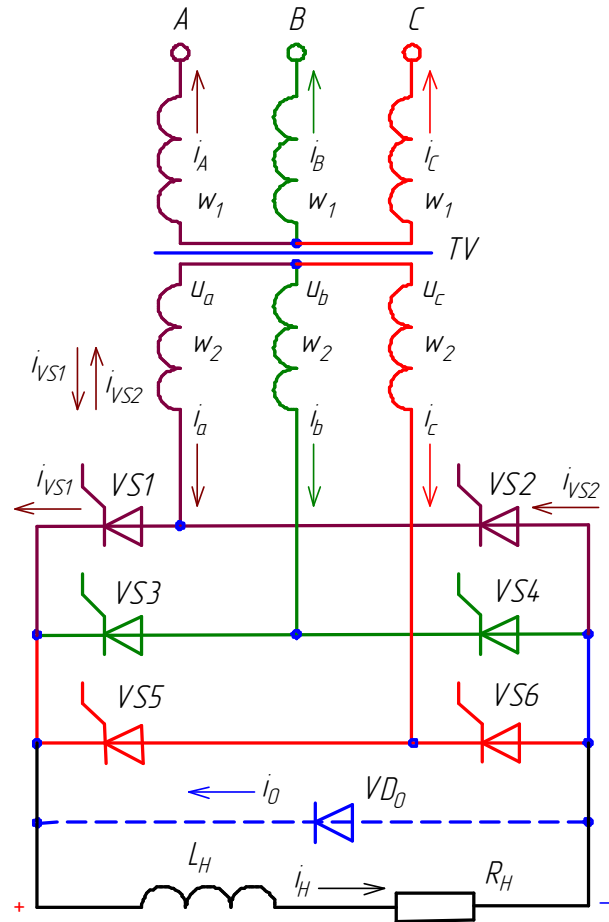
В трифазному мостовому випрямлячі (рис. 3.51) послідовно з'єднані два трифазних однопівперіодні випрямлячі. Постільки в даній схемі випрямлянню піддається лінійна напруга, то крива напруги навантаження складається із ділянок лінійних напруг вторинних обмоток трансформатора.

При активному навантаженні ($L_A=0$; $L_H=0$; $r_A=0$) в мостовій схемі одночасно пропускають струми два тиристри: один – з найбільш високим потенціалом аноду відносно середньої точки трансформатора із катодної групи тиристорів, а другий – з найбільш низьким потенціалом катода із анодної групи тиристорів. Так при $\alpha=0$ в інтервалі $\omega t_1 \dots \omega t_2$ (рис. 3.52) пропускають струм тиристри $VS1$ і $VS4$, в інтервалі $\omega t_2 \dots \omega t_3$ – $VS1$ і $VS6$, в інтервалі $\omega t_3 \dots \omega t_4$ тиристри $VS3$ і $VS6$, в інтервалі $\omega t_4 \dots \omega t_5$ – $VS3$ і $VS2$, в інтервалі $\omega t_5 \dots \omega t_6$ – $VS5$ і $VS2$ і т.д.

Випрямлена напруга u_H в інтервалі $\omega t_1 \dots \omega t_2$ визначається різницею фазних напруг u_a і u_b , в інтервалі $\omega t_2 \dots \omega t_3$ $u_H = u_a - u_c$, в інтервалі $\omega t_3 \dots \omega t_4$ $u_H = u_b - u_c$ і т.д. Таким чином, випрямлена напруга має шестифазні пульсації ($m_1 = m_2 = 6$).

Із часових діаграм (рис. 3.52) видно, що кожний тиристор пропускає струм протягом 60° в парі з одним тиристором, а 60° в парі з другим. Наприклад, тиристор $VS1$ пропускає струм 60° в парі з $VS4$ і 60° в парі з $VS6$. У зв'язку з цим система керування повинна виробляти або одиничні керуючі імпульси шириною більше 60° , або здвоєні короткі імпульси, які надходять один за другим через 60° .

Рис. 3.52. Електрична схема трифазного мостового симетричного випрямляча з активним навантаженням



Роботу випрямляча з різними кутами керування ілюструють діаграми миттєвих значень: (рис. 3.53 – 3.55, а) – фазних напруг на тиристорах; (рис. 3.53 – 3.55, б) – кривими випрямленої напруги (напруга на навантаженні) u_H ; (рис. 3.53 – 3.55, в) – кривими анодних струмів катодної групи – над віссю часу, анодної групи – під віссю. Кожна із діаграм побудована для трьох значень кутів керування: $\alpha_1=30^\circ$, $\alpha_2=60^\circ$ і $\alpha_3=90^\circ$.

При куті керування $\alpha=0^\circ$ відпираючі імпульси на тиристорі необхідно подавати в моменти, що відповідають точкам перетину кривих фазних напруг (точки а, б, в і к, л, м на рис. 3.53 – 3.55, а). В цьому випадку кожний тиристор проводить струм на протязі $T/3$, а чергування пар працюючих тиристорів відбувається через 60° (рис. 3.53 – 3.55, в).

Доки кут керування $\alpha \leq 60^\circ$, криві випрямленої напруги, а відповідно і випрямленого струму i_H (рис. 3.53 – 3.55, в) при активному навантаженні безперервні. В цьому випадку середнє значення випрямленої напруги визначається за рівнянням (3.34). Як видно з рис. 3.53 – 3.55, в, через тиристор катодної групи, що

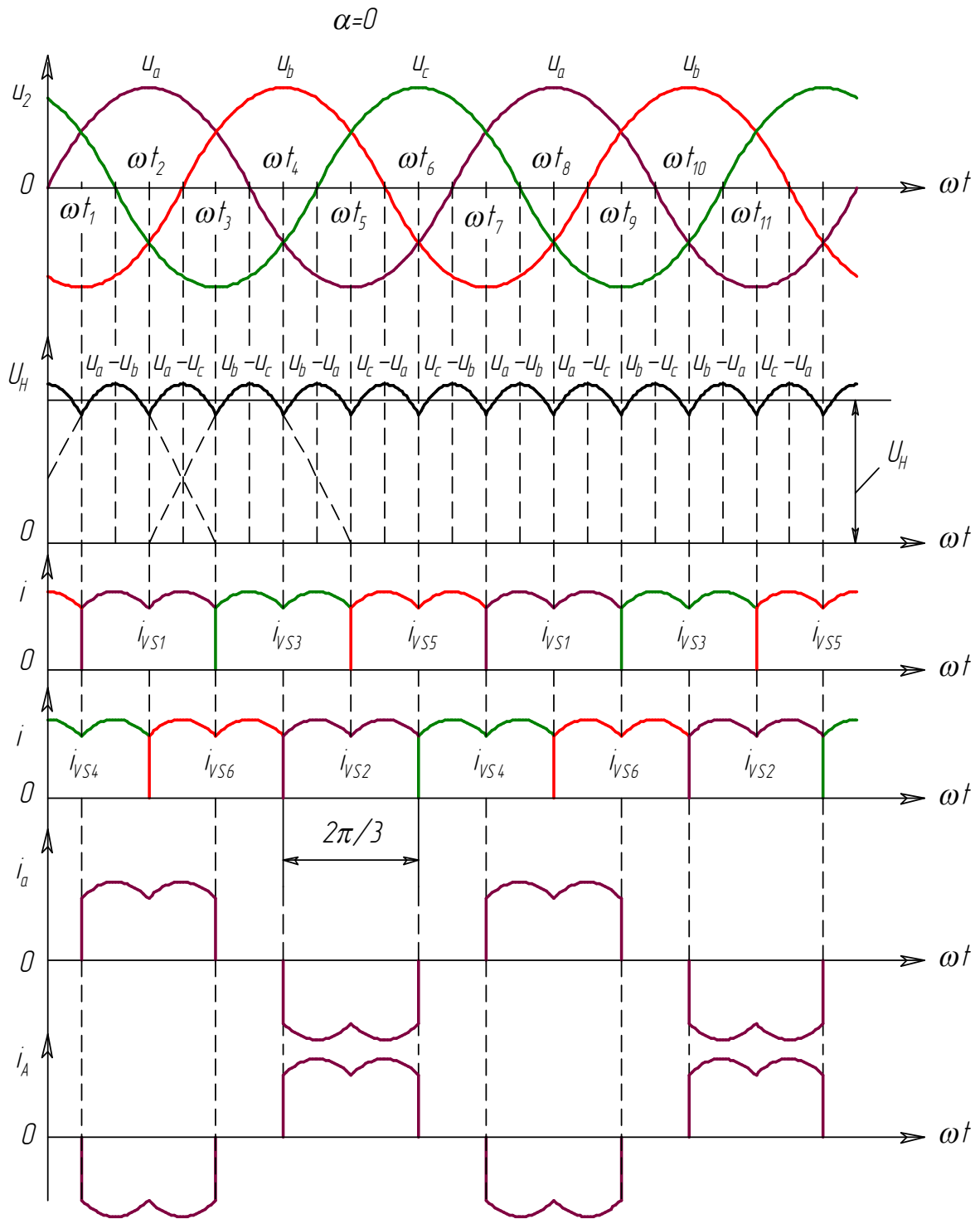


Рис. 3.52. Часові діаграми струмів і напруг при $\alpha=0$ трифазного мостового симетричного випрямляча при активному навантаженні

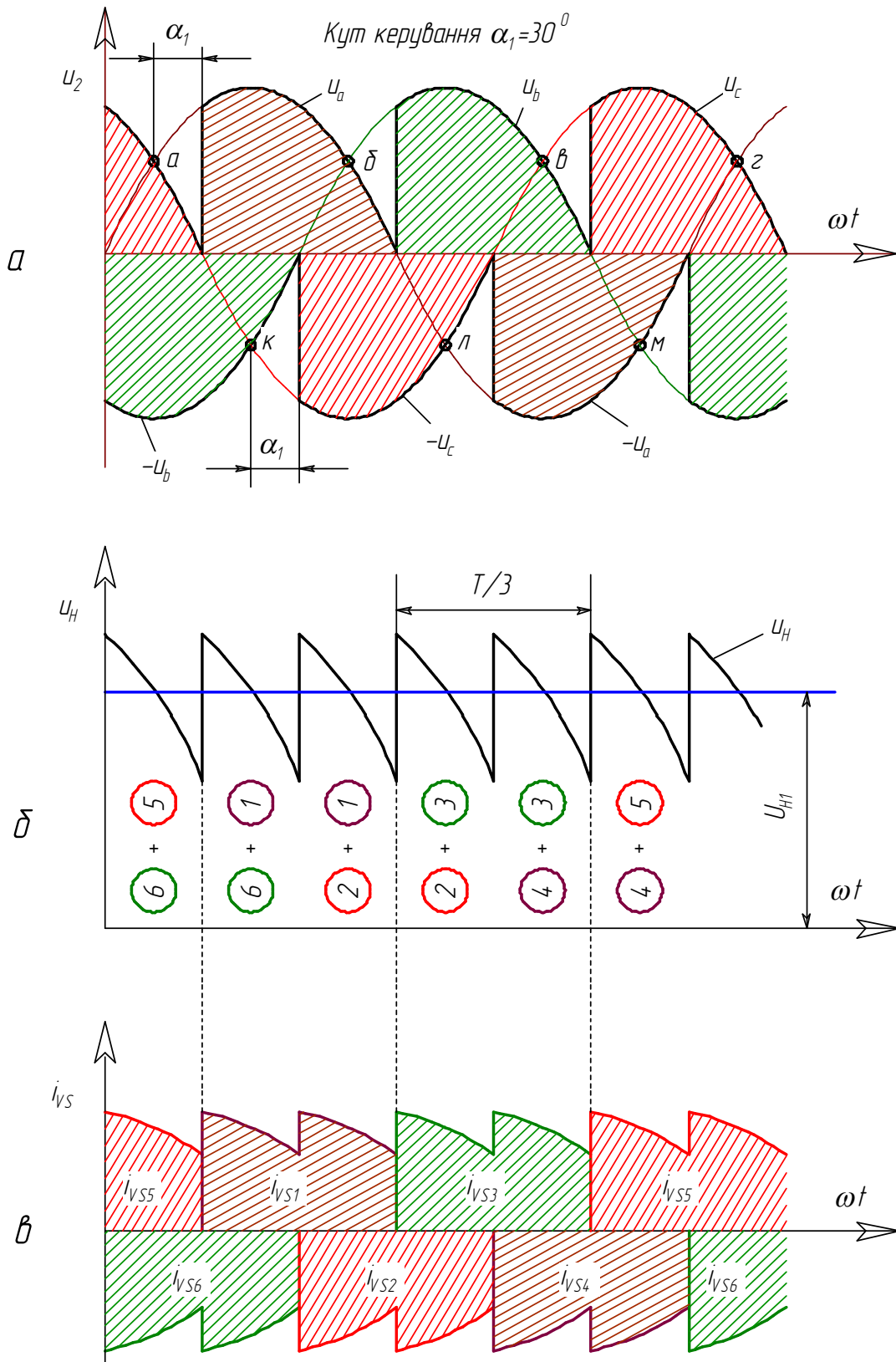


Рис. 3.53. Часові діаграми напруг і струмів трифазного мостового випрямляча при куті керування $\alpha = 30^\circ$:
 a – крива фазних напруг на тиристорах; b – напруга в навантаженні;
 c – струм в тиристорах

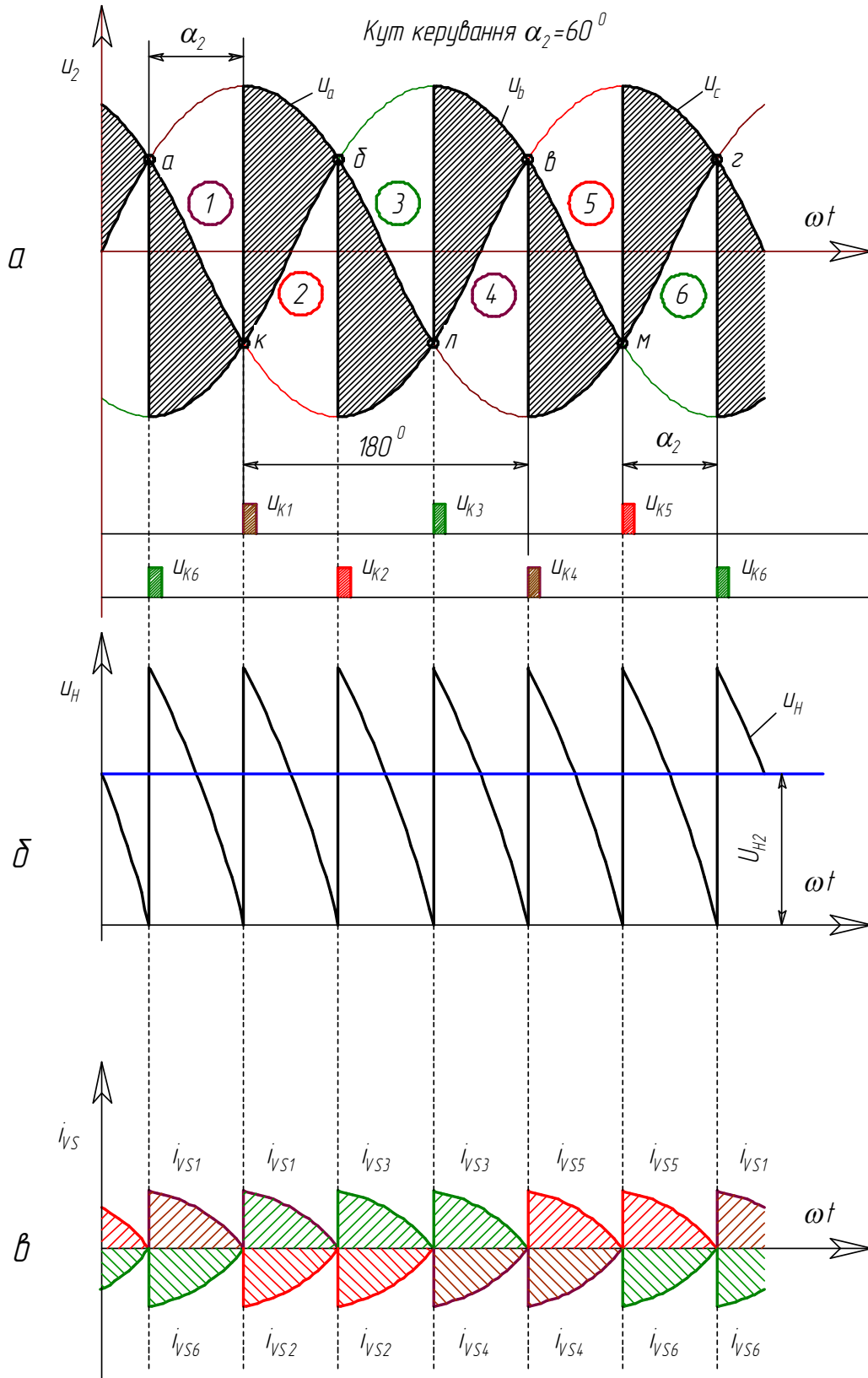


Рис. 3.54. Часові діаграми напруг і струмів трифазного мостового випрямляча при куті керування $\alpha=60^\circ$:
 a – крива фазних напруг на тиристорах; b – напруга в навантаженні;
 c – струм в тиристорах

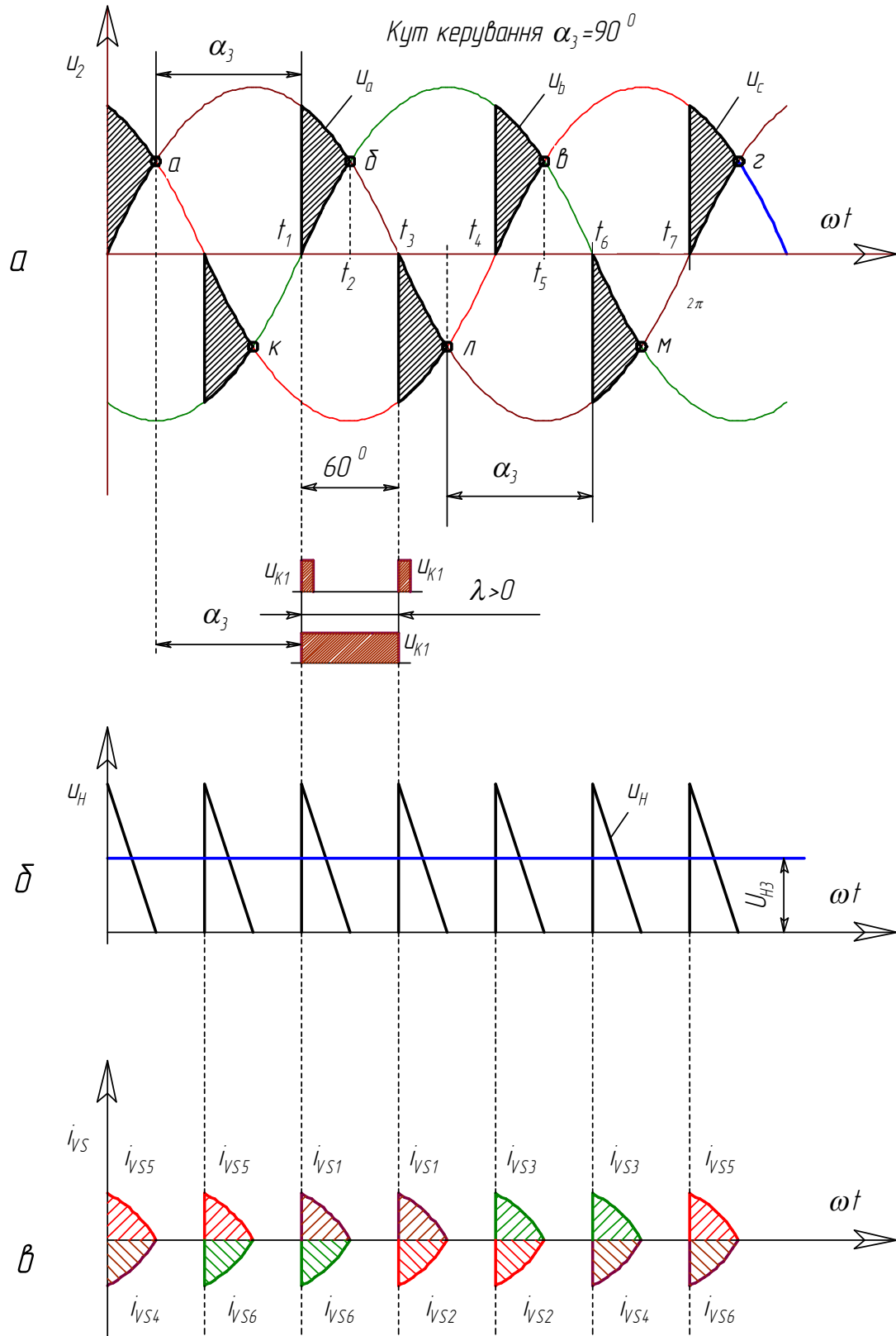
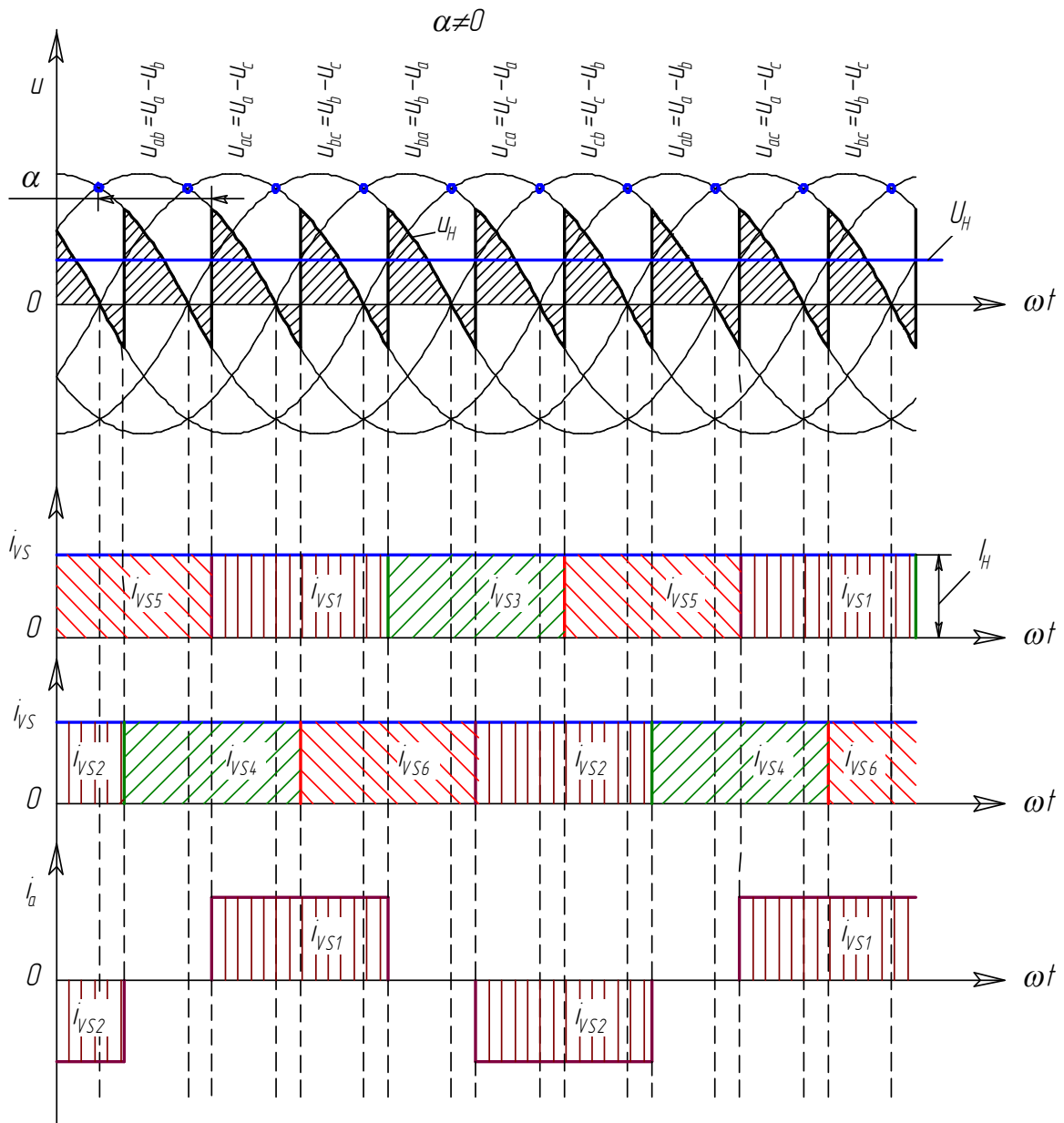


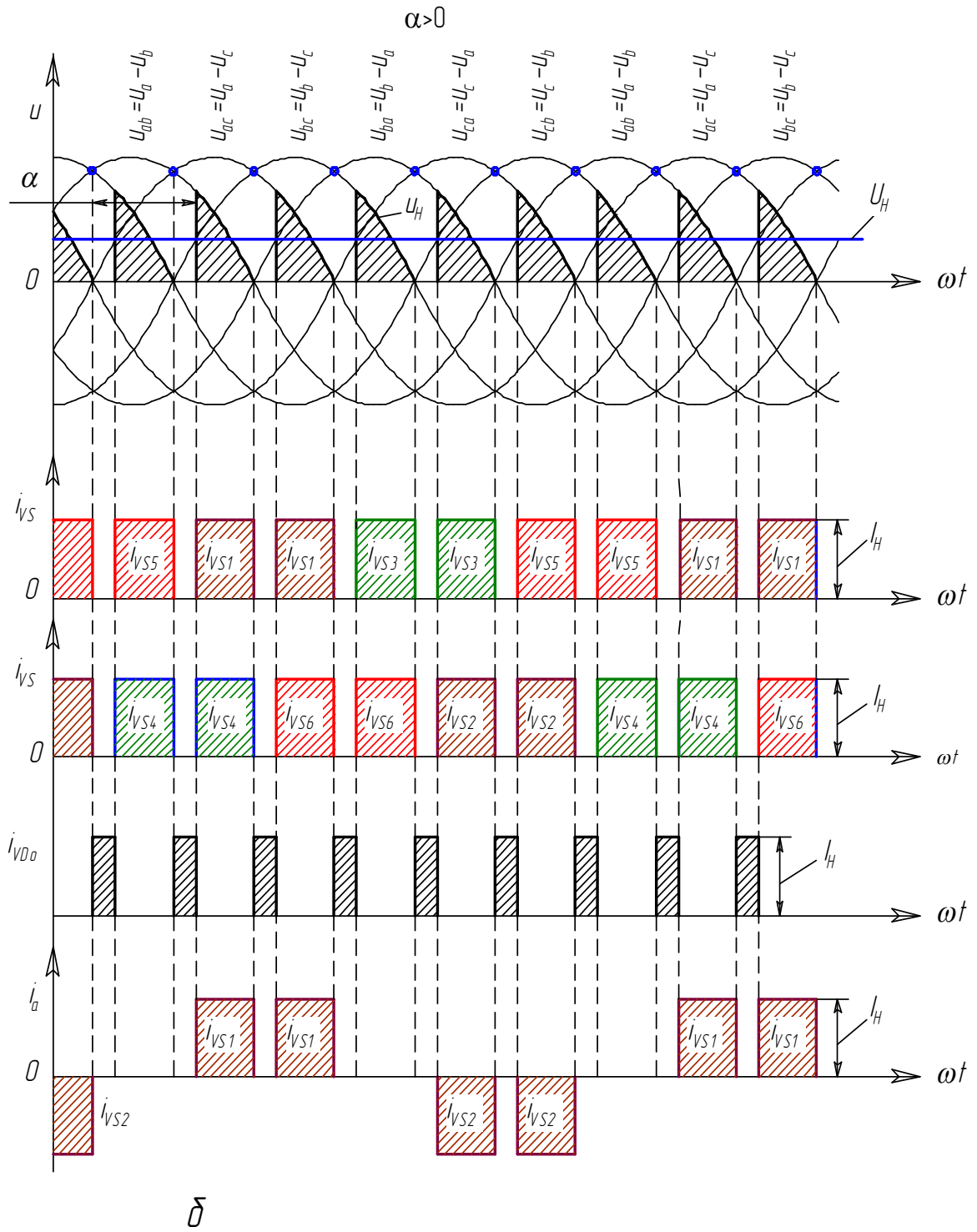
Рис. 3.55. Часові діаграми напруг і струмів трифазного мостового випрямляча при куті керування $\alpha = 90^\circ$:
 a – крива фазних напруг на тиристорах; b – напруга в навантаженні;
 v – струм в тиристорах



a

Рис. 3.56. Часові діаграми струмів і напруг трифазного мостового симетричного випрямляча при активно-індуктивному навантаженні ($\alpha > 0$; $L_H = \infty$; $L_A = 0$; $r_A = 0$):

a – без нульового діода; *б* – з нульовим діодом



вступає в роботу, струм може проходити тільки при умові, якщо одночасно відкриється (або вже відкритий) відповідний (суміжний за порядковим номером) тиристор анодної групи. В іншому випадку коло струму i_H не буде замкненим і черговий вступаючий в роботу тиристор не відкриється.

Кут $\alpha=60^0$ при активному навантаженні є *граничним* у *безперервному режимі* роботи випрямляча. При $\alpha>60^0$ і активному навантаженні в кривих напруги u_H і струму i_H з'являються інтервали з нульовим значенням, тобто настає переривистий режим (рис. 3.55, в).

Середнє значення випрямленої напруги, коли струм i_H переривчастий, визначається за виразом:

$$U_{H,\alpha} = U_{H,0}[1 + \cos(60 + \alpha)]. \quad (3.46)$$

При активно-індуктивному навантаженні ($L_H=\infty$; $L_A=0$; $r_A=0$) струм в колі навантаження ідеально згладжений, незмінний за величиною і безперервний у всьому діапазоні регулювання (рис. 3.56, а). При $\alpha>60^0$ в кривих випрямлених напруг, побудованих як різниця випрямлених напруг катодної і анодної груп тиристорів, появляються від'ємні ділянки.

В загальному вигляді для m_2 -фазного керованого випрямляча середнє значення випрямленої напруги $U_{H\alpha}$ при безперервному струмі можна визначити за рівнянням (3.34) шляхом інтегрування фазної напруги на інтервалі провідності $2\pi/m_2$, де m_2 визначається як добуток числа фаз на кількість півперіодів (для трифазного мостового випрямляча $m_2=6$):

$$U_{H\alpha} = \frac{m_2}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m_2} + \alpha}^{+\frac{\pi}{m_2} + \alpha} U_{2m} \cos(\omega t) d(\omega t) = \frac{m_2}{2\pi} U_{2m} [\sin(\frac{\pi}{m_2} + \alpha) + \sin(\frac{\pi}{m_2} - \alpha)] =$$

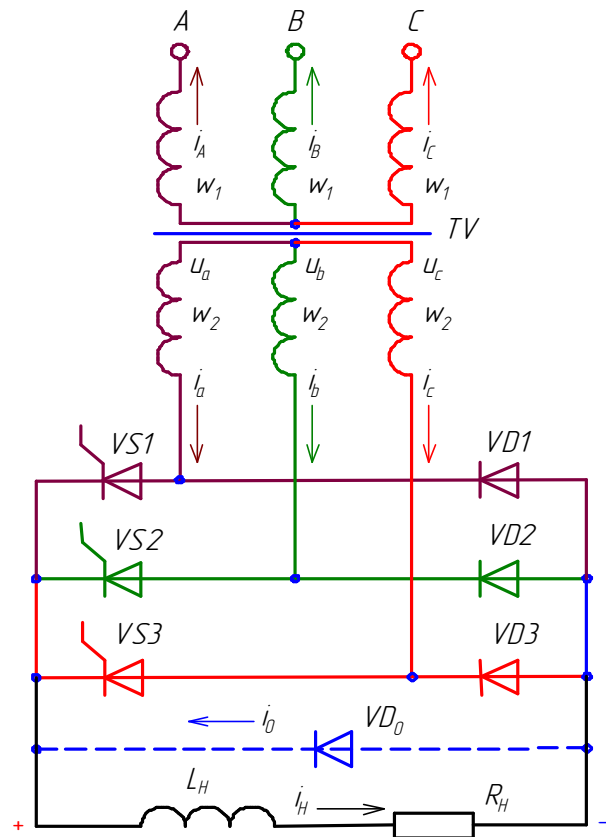
$$= \frac{\sqrt{2}}{\pi} m_2 U_2 \sin \frac{\pi}{m_2} \cos \alpha = U_{H,0} \cos \alpha, \quad (3.47)$$

де $U_{H,0} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} m_2 U_2 \sin \frac{\pi}{m_2}.$

Для підвищення коефіцієнта потужності в схему вводять нульовий діод VD_0 , який розпочинає роботу при $\alpha > 60^\circ$, тобто коли крива миттєвих значень випрямленої напруги змінює свій знак (рис. 3.56, б). Через нульовий діод замикається струм навантаження. Напруга на навантаженні в період роботи нульового діода рівна нулю, а трансформатор знеструмлюється і тому струм у вторинних обмотках трансформатора має розривний характер (рис. 3.56, б).

Трифазний мостовий випрямляч може бути виконаний і за несиметричною схемою (три тиристори $VS1$, $VS2$, $VS3$ і три діоди $VD1$, $VD2$, $VD3$, рис. 3.57. При збільшенні кута $\alpha \geq 60^\circ$ в кривій випрямленої напруги u_H на противагу симетричній мостовій схемі від'ємні ділянки не появляються (рис. 3.58).

Рис. 3.57. Електрична схема трифазного мостового несиметричного випрямляча



При переході додатної півхвилі напруги працюючого тиристора через нуль, наприклад $VS1$, він продовжує проводити струм з діодом $VD1$ тієї ж фази. Коло навантаження виявляється зашунтованим одночасно тиристором $VS1$ і діодом $VD1$. Напруга на навантаженні рівна нулю. Цей інтервал триває до початку роботи чергового тиристора $VS2$. В кривій випрямленої напруги появляються паузи від моменту переходу додатної півхвилі

живильної напруги через нуль до початку роботи чергового тиристора. При $\alpha=180^\circ$ тиристори повністю закриті і напруга на

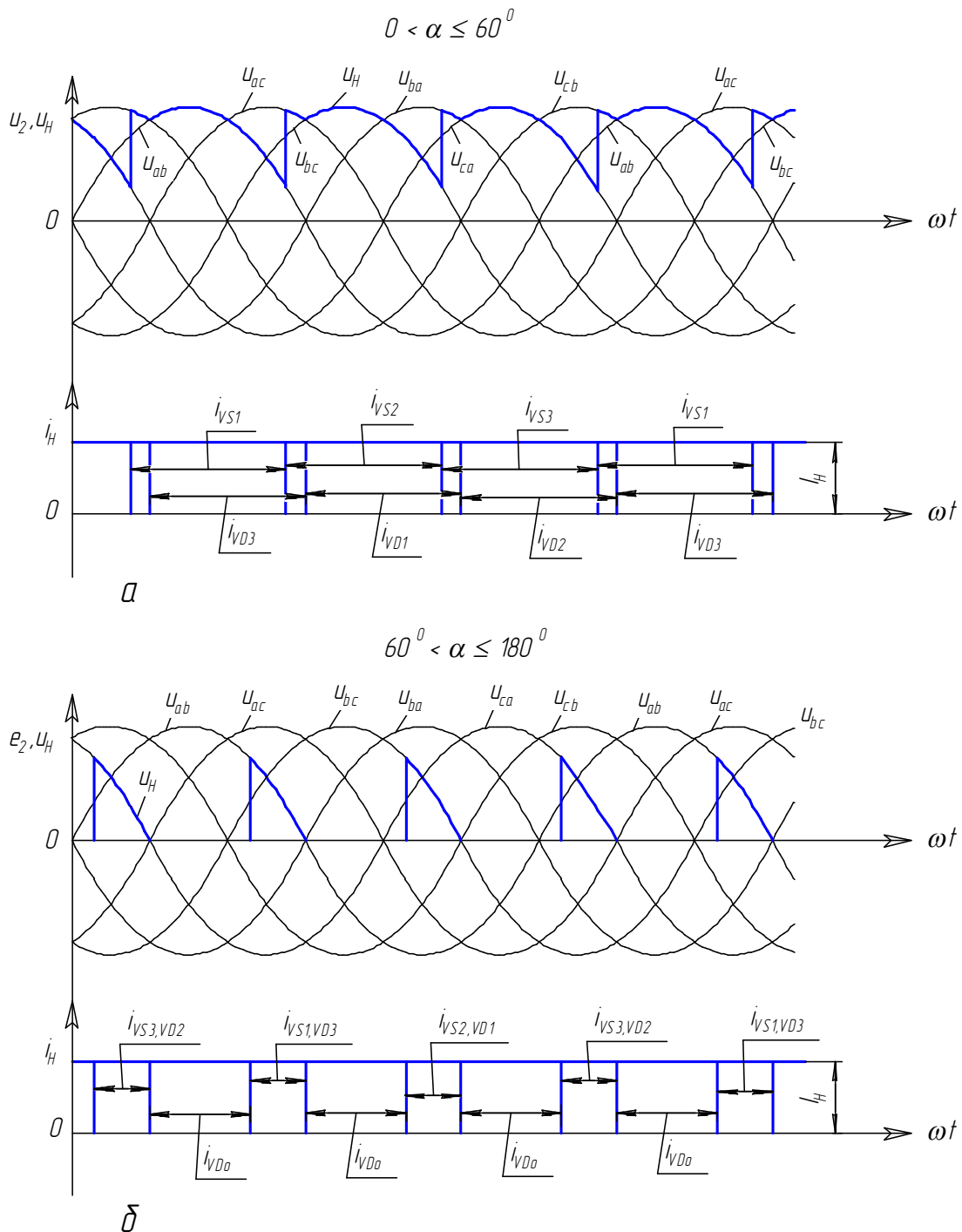


Рис. 3.58. Часові діаграми струмів і напруг трифазного мостового несиметричного випрямляча:

a – при активно-індуктивному навантаженні ($L_H=\infty$; $L_A=0$; $r_A=0$) без нульового діода; *б* – те ж з нульовим діодом

навантаженні дорівнює нулю. Середнє значення випрямленої напруги для всього діапазону зміни кута керування α визначається за виразом:

$$U_{H\alpha} = U_{H.0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (3.48)$$

Особливістю роботи схеми при активно-індуктивному навантаженні в діапазоні кута керування ($\pi/3 \leq \alpha \leq \pi$) є те, що при знятті керуючого сигналу не вдається забезпечити закривання всіх тиристорів. Закриваються два тиристора, а третій залишається відкритим за рахунок ЕРС самоіндукції навантаження і через нього проходить струм навантаження. Це приводить до зниження діапазону регулювання напруги і погіршенню використання тиристорів за струмом.

Для підвищення ефективності схеми в неї вводять нульовий діод V_{Do} , який шунтує навантаження, при цьому індуктивність навантаження розряджається через нього і не перешкоджає запиранню тиристорів. Якщо $\alpha \leq 60^\circ$, нульовий діод весь час закритий. На рис. 3.58, б наведені часові діаграми струмів і напруг в схемі з нульовим діодом.

3.2.3. Інвертори

Інвертором називають напівпровідниковий перетворювач, який перетворює постійний струм у змінний. В керованому випрямлячі можна створити режим роботи, при якому енергія буде передаватися від джерела постійного струму в мережу.

Умови для створення вказаного режиму:

- індуктивність навантаження велика;
- зворотний діод відсутній;
- напрямок ЕРС навантаження узгоджений з напрямком напруги на виході випрямляча.

Такі умови виникають в реверсивних керованих випрямлячах при регулюванні двигуна постійного струму по колу якоря.

При наявності в навантаженні свого джерела ЕРС на дільниці $90^\circ < \alpha < 180^\circ$ струм приймає значення

$$I_H = \frac{E - U_H}{R_H}, \quad (3.49)$$

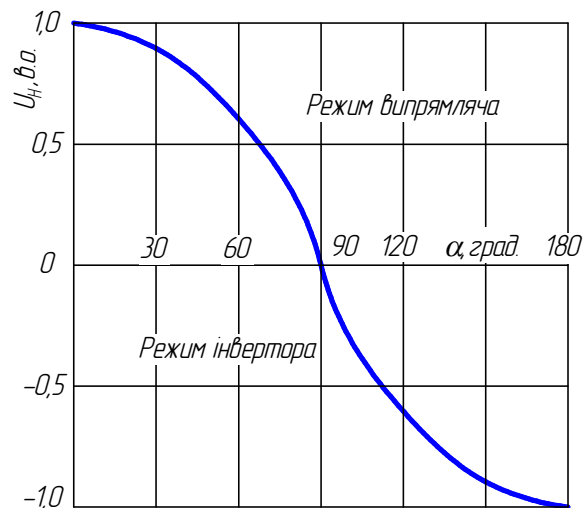
тобто струм протікає під дією ЕРС навантаження, переборюючи напругу U_H випрямляча. При цьому вентилі залишаються відкритими, оскільки струм через них проходить в провідному напрямку, а енергія передається від навантаження в мережу.

Розглянуті процеси в навантаженні з джерелом ЕРС відносяться до усталеного режиму. Подібні процеси можуть бути в перехідному режимі і при відсутності джерела ЕРС, коли кут α різко зростає (U_H зменшується і може стати від'ємним).

Режим роботи керованого випрямляча, коли струм навантаження проходить назустріч випрямленій напрузі під дією ЕРС індуктивного навантаження, називається *інверторним*. На рис. 3.59 показана залежність відносної середньої напруги на виході керованого випрямляча при наявності в колі навантаження індуктивності і ЕРС.

Рис. 3.59. Вихідна напруга керованого випрямляча

Інвертори, ведені (керовані) мережею, виконують за такою ж схемою, що й керовані випрямлячі (рис. 3.60, а).



Основні відмінності режиму інвертування від режиму випрямлення наступні.

1. В режимі випрямлення джерелом енергії є мережа змінного струму. Тому при $\alpha=0$ крива струму i_1 , споживаного від мережі, співпадає за фазою з напругою живлення u_1 . При $L_H=\infty$ і $x_{A1}=x_{A2}=0$ форма струму наближена до прямокутної (рис. 3.60, б). Тиристор $VS1$ відкритий при позитивній полярності u_{2-1} , а тиристор $VS2$ – при позитивній полярності u_{2-2} (рис. 3.60, в).

2. Енергія мережею споживається тоді, коли фазовий зсув струму i_1 відносно напруги u_1 дорівнює 180° (рис. 3.60, г). Це означає, що тиристори схеми в режимі інвертування повинні

знаходиться у відкритому стані при від'ємній полярності вторинних обмоток трансформатора: тиристор $VS2$ – при від'ємній полярності напруги u_{2-2} , а тиристор $VS1$ – при від'ємній полярності напруги u_{2-1} (рис. 3.60, δ). При такому режимі відкривання тиристорів здійснюється по чергове підключення вторинних обмоток трансформатора через дросель L_a до джерела постійного струму (рис. 3.60, a), внаслідок чого постійний струм перетворюється в змінний i_1 , а енергія передається в мережу.

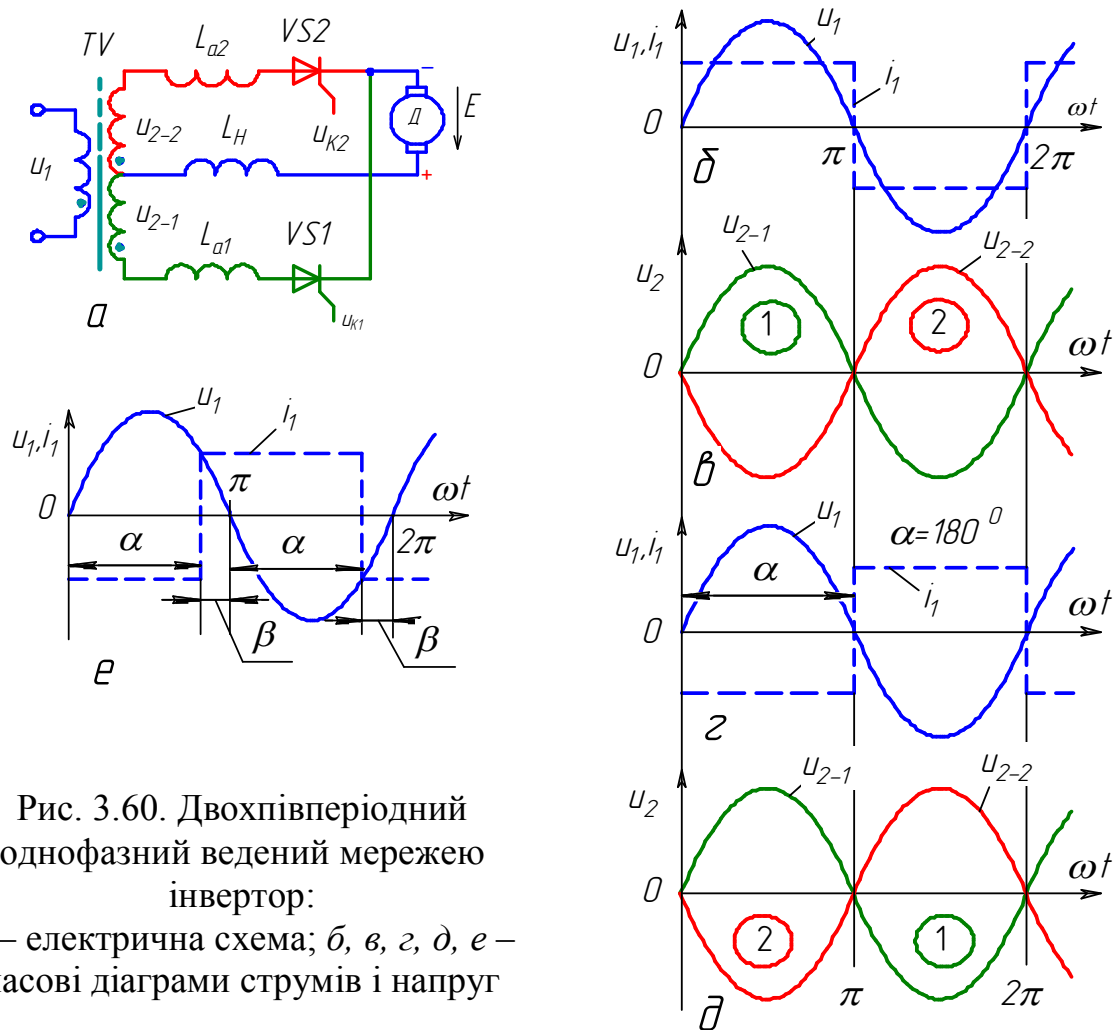


Рис. 3.60. Двохпівперіодний однофазний ведений мережею інвертор:

a – електрична схема; $b, в, г, д, e$ – часові діаграми струмів і напруг

Вказаному режиму відкривання тиристорів при інвертуванні відповідає значення кута керування $\alpha = \pi$, який відраховується в напрямку запізнення (рис. 3.60, $г$) відносно точок природного відкривання вентилів ($0, \pi, 2\pi$ і т.д.). Реальні значення кута α при роботі інвертора, виходячи з умови закривання тиристорів, повинні бути менші π на деякий кут β (рис. 3.60, e), тобто $\alpha = \pi - \beta$.

Якщо черговий тиристор відкривається при $\alpha=\pi$, то умова для закривання раніше відкритого тиристора не буде виконана, останній тиристор залишиться відкритим, створивши коротке замикання кола з послідовно увімкненою вторинною обмоткою трансформатора і джерелом постійного струму. Таке явище називається зривом інвертування або перекиданням інвертора.

Електромагнітні процеси в схемі однофазного веденого мережею інвертора з урахуванням комутаційних процесів показано на рис. 3.61.

На інтервалі $0-\alpha$ (рис. 3.61, *a*) працює тиристор $VS2$. Його анодний струм i_{VS2} (рис. 3.61, *d*) дорівнює струму в навантаженні I_H і проходить під дією електрорушійної сили E джерела постійного струму через вторинну обмотку трансформатора назустріч напрузі u_{2-2} . Півхвиля напруги від'ємної полярності визначає на цьому інтервалі напругу інвертора.

По закінченню інтервалу α з випередженням на кут β відносно точки π подачею керуючого імпульсу відкривається тиристор $VS1$. Через наявність реактивних опорів x_{A1} і x_{A2} в анодних колах тиристорів настає комутаційний процес переходу струму I_H з тиристора $VS2$ на тиристор $VS1$, тривалість якого визначається кутом γ . Цей процес проходить під дією струму в контурі з обома відкритими тиристорами. По закінченню комутації $i_{VS2}=0$, а $i_{VS1}=I_H$.

В подальшому процеси, що проходять в системі, пов'язані з чергуванням комутаційних інтервалів, коли струм проводять два тиристори, і інтервалів одиночної роботи тиристорів. У зв'язку з тим, що використовуються ділянки синусоїд u_{2-1} , u_{2-2} , які відповідають переважно від'ємним півхвилям, середнє значення напруги інвертора U_H має полярність, протилежну режиму випрямлення (рис. 3.61, *a*).

Крива напруги на тиристорі (рис. 3.57, *e*) визначається сумою напруг вторинних обмоток трансформатора:

$$\text{максимальна пряма напруга} \quad U_{PP.m} = 2\sqrt{2}U_2;$$

$$\text{максимальна зворотна напруга} \quad U_{3B.m} = 2\sqrt{2}U_2 \sin(\beta - \gamma),$$

де U_2 – діюче значення вторинної напруги трансформатора.

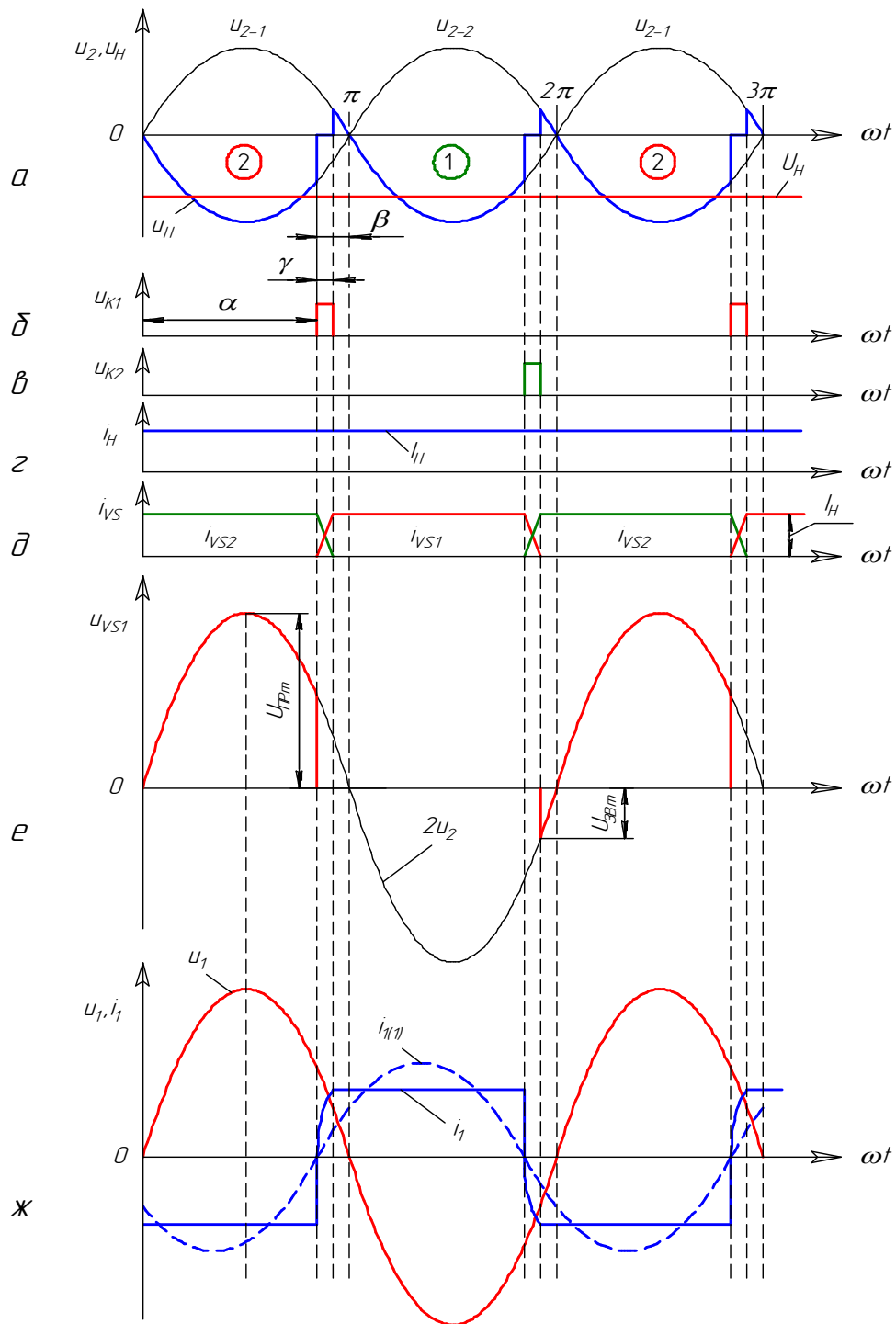


Рис. 3.61. Електромагнітні процеси в схемі веденого інвертора:
 a – криві вторинних напруг трансформатора; $b, в$ – сигнали керування тиристорами, відповідно $VS1$ і $VS2$; z – струм в наванта-женні; d – крива струму в провідних тиристорах; e – крива напруги на тиристорі; $ж$ – криві напруги мережі і струму, що віддається в мережу

Тривалість зворотної напруги на тиристорі, яка визначається кутом $\delta = \beta - \gamma$ або відповідним йому часом $t_{П.В} = \frac{\beta - \alpha}{2\pi f_1}$, не повинна бути меншою критичної величини $\delta_{KP} = 2\pi f_1 t_{ВИМ}$, необхідної для відновлення запираючих властивостей тиристора, де $t_{П.В}$ – паспортний час відновлення запираючих властивостей тиристора; f_1 – частота мережі живлення, $t_{ВИМ}$ – час вимикання тиристора.

Амплітуда струму, що віддається в мережу, визначається за виразом:

$$i_1 = I_H \frac{w_2}{w_1}, \quad (3.50)$$

де w_1, w_2 – кількість витків в первинній і вторинній обмотках трансформатора.

В електроприводі постійного струму широко використовують керовані реверсивні випрямлячі, побудовані на схемах з двома комплектами тиристорів. Такі схеми діляться на дві групи: перехресні і зустрічно-паралельні.

В перехресних схемах (рис. 3.62) силовий трансформатор має дві ізольовані групи вторинних обмоток, кожна з яких живить свою групу тиристорів. При цьому один перетворювач працює у випрямному режимі з кутами керування α , а другий – в інверсному режимі з кутами випередження β . При зміні полярності напруги в першому перетворювачі кути змінюються з α на β , а в другому – з β на α .

Зустрічно-паралельні схеми (рис. 3.62, б, в) мають одну групу вторинних обмоток силового трансформатора, які живлять дві випрямлювальні схеми $B1$ і $B2$, включені зустрічно.

При роботі реверсивних випрямлячів за схемою рис. 3.62, а, б з'являється додатковий контур (обмотки трансформатора і випрямлячі $B1$ і $B2$), по якому під дією різниці миттєвих значень ЕРС на виході двох груп тиристорів може проходити зрівнювальний струм, який викликає додаткові втрати в тиристорах і обмотках трансформатора. Для обмеження цього струму в схему перетворювачів вводять обмежувальні (зрівнювальні) реактори OP .

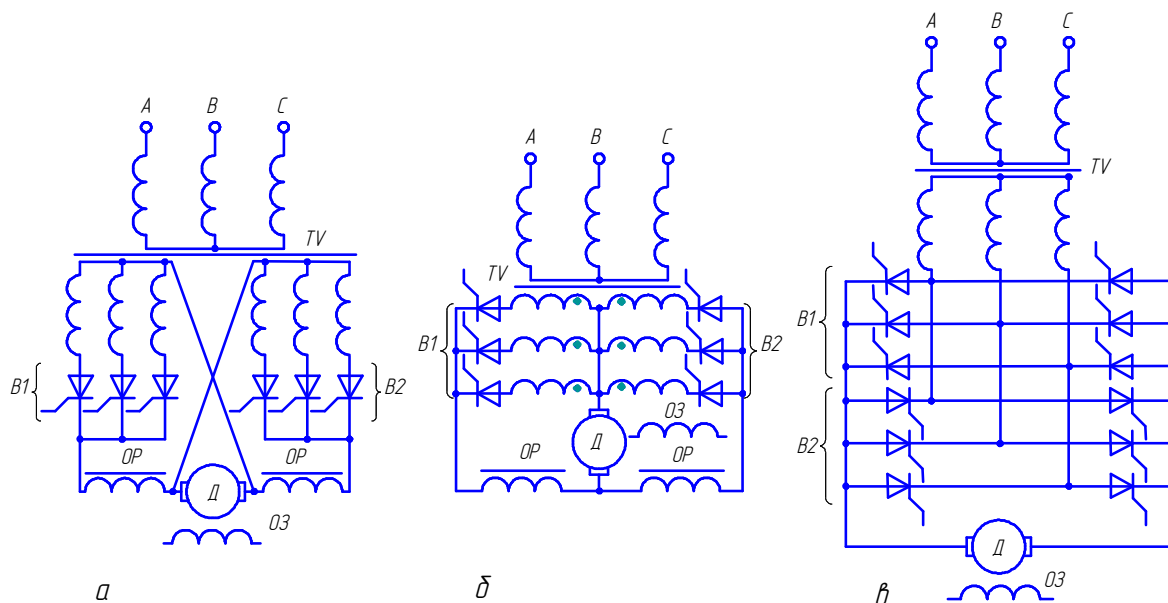


Рис. 3.62. Схеми реверсивних перетворювачів з двома комплектами тиристорів:

a – перехресна; *б* – зустрічно-паралельна з обмежувальним реактором;
в – зустрічно-паралельна без обмежувального реактора

Існує два способи керування вентильними групами *B1* і *B2* – спільне (узгоджене) і роздільне (неузгоджене). Оскільки тиристорні групи в зрівнювальному контурі увімкнені зустрічно-паралельно навантаженню, то повинна бути виконана умова:

$$U_{H1} = -U_{H2}, \quad (3.51)$$

де U_{H1} , U_{H2} – середнє значення напруг груп тиристорів.

Для виконання вказаної умови необхідно, щоб значення $\alpha_1(\alpha_2)$ було меншим 90° , а $\alpha_2(\alpha_1)$ більшим 90° . При спільному керуванні реверсивним випрямлячем рівність (3.51) можливо виконати при узгодженні кутів керування:

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 180^\circ.$$

Позбутись зрівнювальних струмів а значить, і необхідності обмежувальних реакторів, можна роздільним керуванням тиристорними групами. При роздільному керуванні керуючі імпульси подаються на ту групу тиристорів, яка в даний час повинна працювати. З непрацюючої групи керуючі імпульси зняті. Керуючі імпульси знімають в момент рівності нулю струму перетворювача, а подача імпульсів керування на тиристори

другої групи – після деякої паузи (5...10 мс). Запізнення в часі необхідно для зниження струму до нуля після спрацювання датчика, який здійснює контроль нуля струму навантаження і має, як правило, деяку нечутливість.

Узгоджене керування дозволяє отримати найкращі динамічні показники і тому використовується у високоточних приводах. Неузгоджене керування можна використати в електроприводах, до яких не висуваються жорсткі вимоги до динамічних показників. Роздільне керування доцільне в електроприводах, де допускається "мертвий" час порядку 5...10 с.

3.2.4. Енергетичні характеристики керованих випрямлячів

Енергетичні характеристики керованих випрямлячів визначаються наступними параметрами:

- середньою вихідною напругою на холостому ході, віднесеною до ефективної фазової напруги на вході $\left(\frac{U_{CEP}}{U_1} \right)$;
- кількістю пульсацій вихідної напруги на періоді частоти мережі (m);
- пульсацією вихідної напруги $\left(\frac{U_{CEP}}{U_{MAX}} \right)$;
- середнім і ефективним струмом тиристора, віднесеним до середнього струму навантаження $\left(\frac{I_{T,CEP}}{I_H} \right), \left(\frac{I_{T,EF}}{I_H} \right)$;
- встановленою потужністю трансформатора і повною споживаною потужністю із мережі, віднесеними до середньої потужності в навантаженні $\left(\frac{S_{TP}}{U_{CEP}I_{CEP}} \right), \left(\frac{S_1}{U_{CEP}I_{CEP}} \right)$.

Керовані випрямлячі негативно впливають на живильну мережу змінного струму. По-перше, вони споживають із мережі несинусоїдальний струм. По-друге, зсувають фазу споживаного струму відносно живильної напруги. Несинусоїдальність струму характеризується коефіцієнтом гармонік (THD – Total Harmonic Distorsion):

$$THD = \frac{\sqrt{I_{1(1)}^2 + I_{1(3)}^2 + \dots + I_{1(n)}^2}}{I_{1(1)}} = \frac{I_{\Sigma}}{I_{1(1)}}, \quad (3.52)$$

де $I_{1(1)} \dots I_{1(n)}$ – ефективні значення струму першої і наступних непарних гармонік; I_{Σ} – ефективний струм від всіх вищих гармонік.

Фазовий зсув залежить від кута керування керованим випрямлячем і несинусоїдальності споживаного струму.

Коефіцієнт потужності керованого випрямляча визначається так. Першу гармоніку розкладають на активну $I_{1A(1)}$ і реактивну $I_{1P(1)}$ складові. Якщо прийняти, що напруга мережі синусоїдальна, тоді окремі складові потужності для трифазних схем визначаються за виразами:

- повна потужність, споживана з мережі $S_1 = 3U_1 I_1$;
- повна потужність за першою гармонікою $S_{1(1)} = 3U_1 I_{1(1)}$;
- активна потужність за першою гармонікою
 $P_{1(1)} = 3U_1 I_{1A(1)} = 3U_1 I_{1(1)} \cos \varphi$;
- реактивна потужність за першою гармонікою
 $Q_{1(1)} = 3U_1 I_{1P(1)} = 3U_1 I_{1(1)} \sin \varphi$;
- потужність спотворення $D = 3U_1 I_{\Sigma}$.

Коефіцієнт потужності керованого випрямляча визначають за виразом:

$$\lambda_{KB} = \frac{S_{1(1)}}{S_1} \cos \alpha, \quad (3.53)$$

де α – кут керування тиристорами.

3.3. Імпульсні перетворювачі напруги

Перетворювачі, які шляхом імпульсного регулювання змінюють величину напруги на споживачі, називають імпульсними перетворювачами напруги. За допомогою імпульсного перетворювача джерело постійної чи змінної напруги періодично приєднується до навантаження. В результаті на виході перетворювача формуються імпульси напруги. Регулювання напруги на навантаженні можна здійснювати трьома способами:

- зміною інтервалу провідності ключа при постійній частоті перемикавання (широотно-імпульсний);
- зміною частоти перемикавання при постійному інтервалі провідності ключа (частотно-імпульсний);
- зміною частоти перемикавання і інтервалу провідності ключа (частотно-широотно-імпульсний).

Широотно-імпульсні перетворювачі (ШПІ) зазвичай використовуються в регульованих електроприводах постійного струму. ШПІ перетворює постійну нерегульовану напругу від джерела живлення в постійну регульовану напругу на виході. За будовою ШПІ можна розділити на одноплечові і мостові (двоплечові). Для керування перетворювачів використовують в основному три алгоритми:

- симетричний;
- несиметричний;
- почерговий.

Два останніх способи використовують тільки в мостових ШПІ.

3.3.1. Одноплечові широкоотно-імпульсні перетворювачі

Одноплечовий ШПІ з симетричним законом регулювання наведено на рис. 3.63.

Послідовність утворення комутаційних інтервалів і електромагнітних процесів в ШПІ при симетричному керуванні і активно-індуктивному навантаженні R_H , L_H з проти-ЕРС наступна. При ввімкненому транзисторі $VT1$ і вимкненому $VT2$ утворюється коло $+U_{Ж}$, $VT1$, L_H , R_H , E , $-U_{Ж}$ (рис. 3.63, б) для проходження струму навантаження i_{H1} . До навантаження в цьому інтервалі часу прикладається напруга живлення $U_{Ж}$, а струм збільшується від мінімального значення I_{MIN} до максимального $I_{МАКС}$ (рис. 3.64, б). Падіння напруги на транзисторі $VT1$ на цьому інтервалі дорівнює нулю, а струм транзистора рівний струму навантаження. На транзисторі $VT2$ напруга рівна $2U_{Ж}$. Ця напруга є зворотною для діода $VD2$, тому струм через нього рівний нулю.

При вмиканні транзистора $VT2$ і вимиканні $VT1$ внаслідок дії ЕРС індуктивності навантаження L_H виникає струм i_{H2} , який через діод $VD2$ проходить в тому ж напрямку, що й i_{H2} (рис. 3.63,

в). На цьому інтервалі падіння напруги на навантаженні змінює свій знак, а струм зменшується. До транзистора $VT1$ також прикладається напруга $2U_{Ж}$.

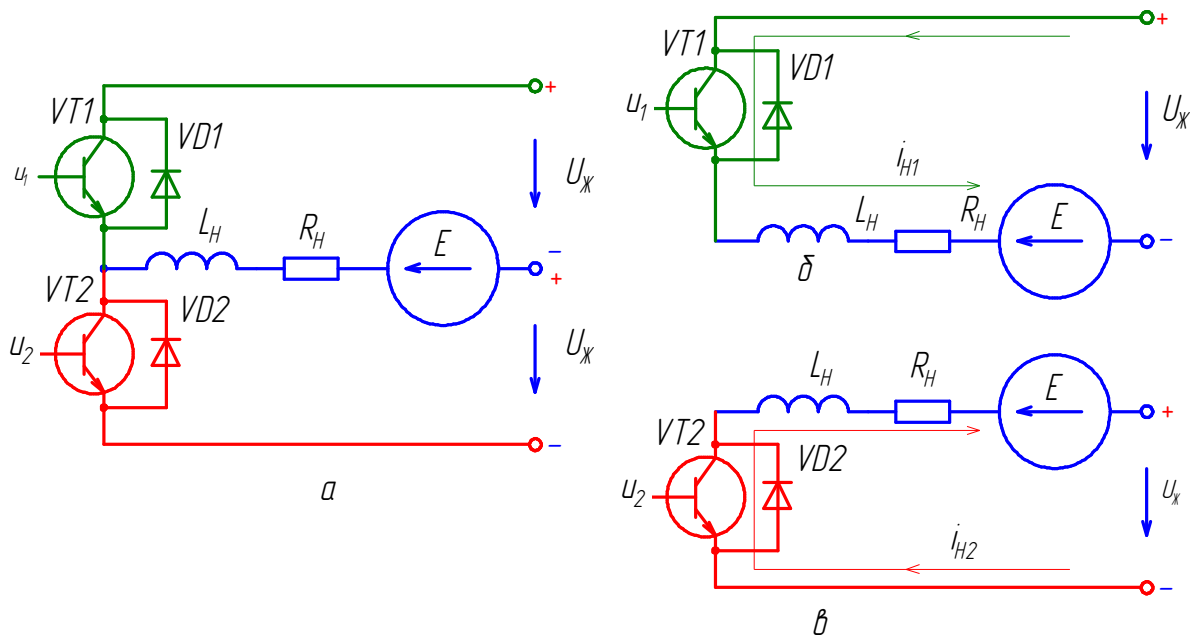


Рис. 3.63. Силова схема (а) та схеми заміщення (б, в) одноплечового моста

Якщо до початку інтервалу, що розглядається, в індуктивності навантаження накопичена достатня енергія, то такий стан кола збережеться до чергового перемикання транзисторного ключа. Якщо цієї енергії недостатньо, то струм може знизитись до нуля, а потім змінити напрямок під дією $U_{Ж}$ і ЕРС. В цьому випадку він переходить з діода $VD2$ на транзистор $VT2$.

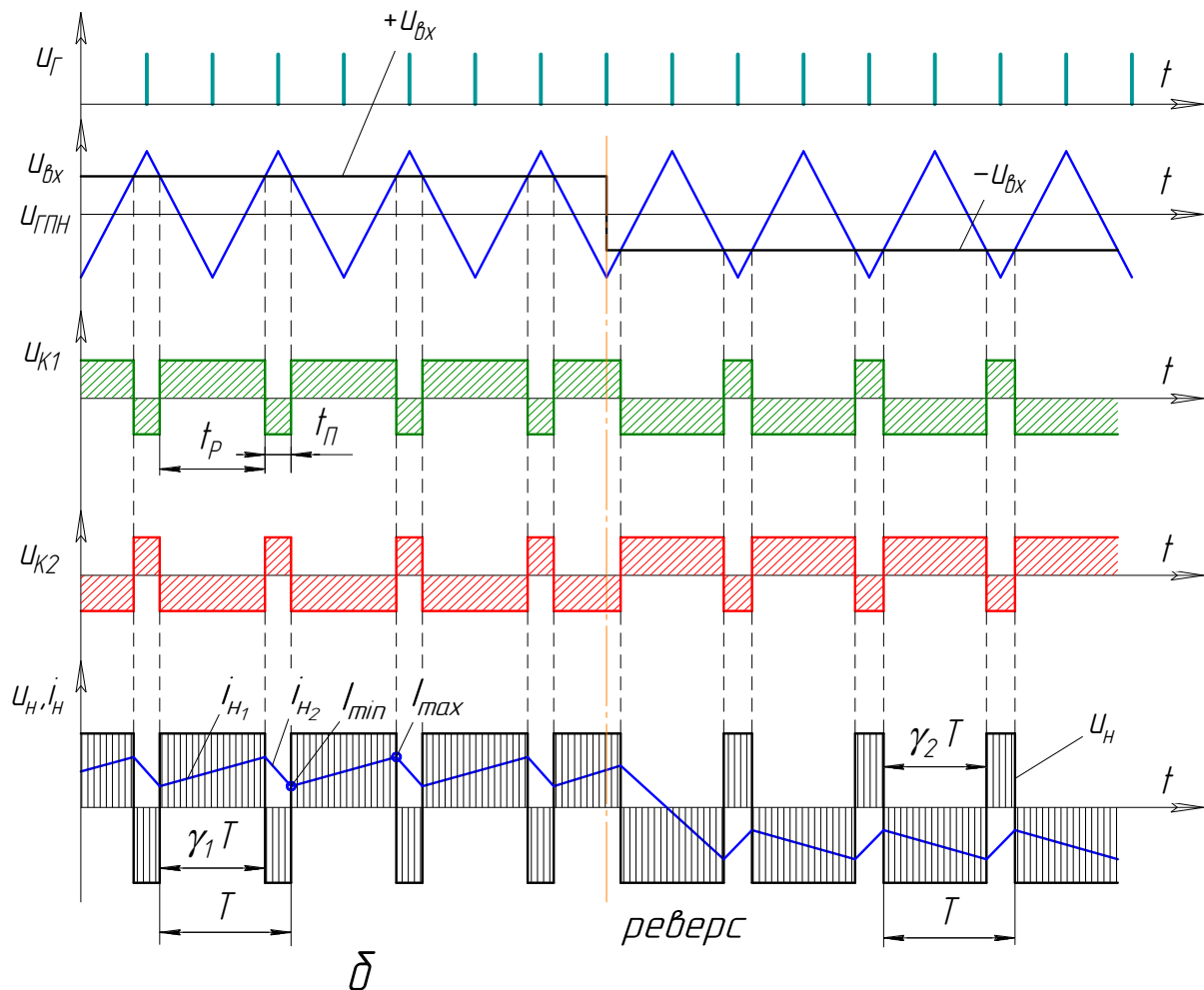
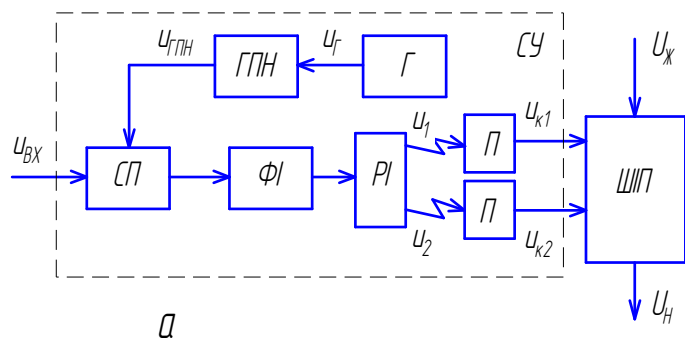
Таким чином реалізується два стани силової частини ШПД: один – коли $VT1$ ввімкнений, а $VT2$ вимкнений; другий – коли $VT1$ вимкнений, а $VT2$ ввімкнений. Тривалість цих станів відповідно рівні $t_P = \gamma T$ і $t_{II} = (1 - \gamma)T$, де γ – відносна тривалість першого стану; T – період вихідної напруги (напруги на навантаженні), який складається з часу роботи t_P та паузи t_{II} .

Величина γ змінюється в межах від 0 до 1 в.о. і визначається за виразом:

$$\gamma = \frac{t_P}{T} = \frac{t_P}{t_P + t_{II}}. \quad (3.54)$$

Рис. 3.64. Одноплечий транзисторний ШПІ з симетричним керуванням:

a – функціональна схема; *б* – осцилограми напруг керування (u_{BX} , $u_{ГПН}$), на транзисторних керуючих електродах (u_{K1} , u_{K2}) та осцилограми миттєвих значень напруги u_H і струму i_H навантаження



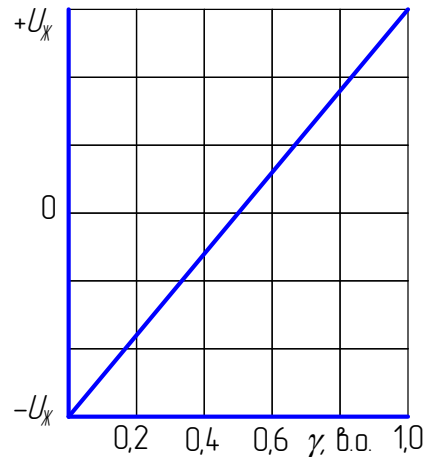
Таким чином можна вважати, що в схемі протягом одного періоду утворюються два знакозмінні комутаційні інтервали, схеми заміщення яких наведені на рис. 3.63, б, в. При симетричному законі керування формується *знакозмінна напруга на навантаженні*, середнє значення якої визначається за формулою:

$$U_H = \frac{1}{T} \int_0^{\gamma T} U_{ж} dt - \frac{1}{T} \int_{\gamma T}^T U_{ж} dt = (2\gamma - 1)U_{ж}. \quad (3.55)$$

Середнє значення напруги на навантаженні U_H дорівнює нулю при $\gamma_0 = 0,5$, при $\gamma > 0,5$ – додатне, при $\gamma < 0,5$ – від’ємне.

Регулювальна характеристика ШПІ при симетричному керуванні, наведена на рис. 3.65.

Рис. 3.65. Регулювальна характеристика ШПІ при симетричному керуванні



Функціональна схема управління (СУ), яка реалізує симетричне керування ШПІ, наведена на рис. 3.64, а, а осцилограми напруг і струмів – на рис. 3.64, б. Генератор пилкоподібної напруги (ГПН), синхронізований генератором імпульсів (Г), виробляє пилкоподібну напругу з періодом T . Схема порівняння (СП) являє собою релейний елемент, який перемикає з плюса на мінус і навпаки в момент рівності напруги на виході ГПН і напруги на вході u_{BX} . Для керування ШПІ розподільник імпульсів (РІ) має два виходи: один – прямий u_1 , другий – інверсний u_2 . Ці імпульси підсилюються (І), надходять на бази транзисторів, перший u_{K1} – на $VT1$, другий u_{K2} – на $VT2$, перемикаючи їх у протифазі.

Перевагою симетричного управління є простота реалізації і відсутність зони нечутливості в регулювальній характеристиці. Зазвичай такий спосіб управління використовують в малопотужних приводах постійного струму. Недоліком одноплечого ШПІ є необхідність джерела двополярної напруги та підвищена пульсація струму в якорі двигуна. Крім того, на закритих транзисторах формується подвійна напруга живлення $2U_{ж}$.

На рис. 3.66, а наведена схема нереверсивного імпульсного перетворювача постійної напруги з послідовним ключовим елементом, який не потребує двополярного джерела живлення.

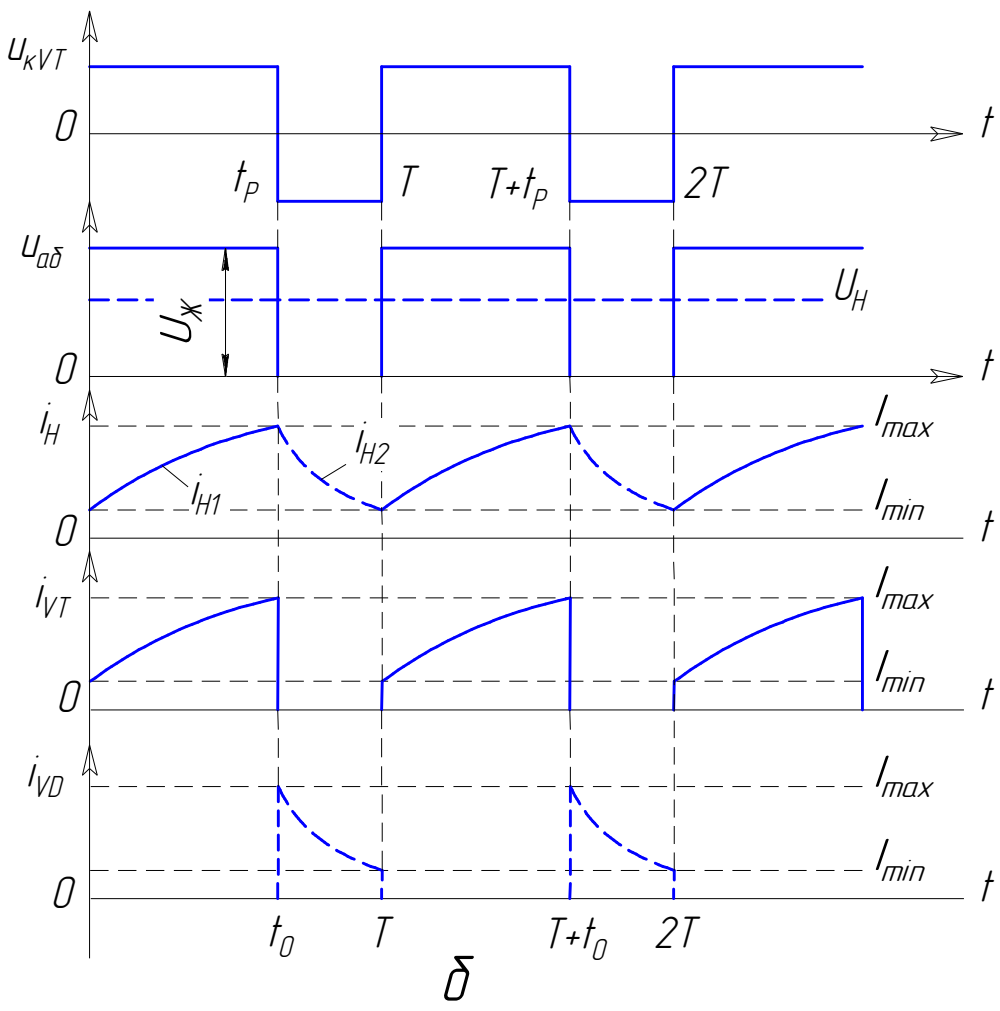
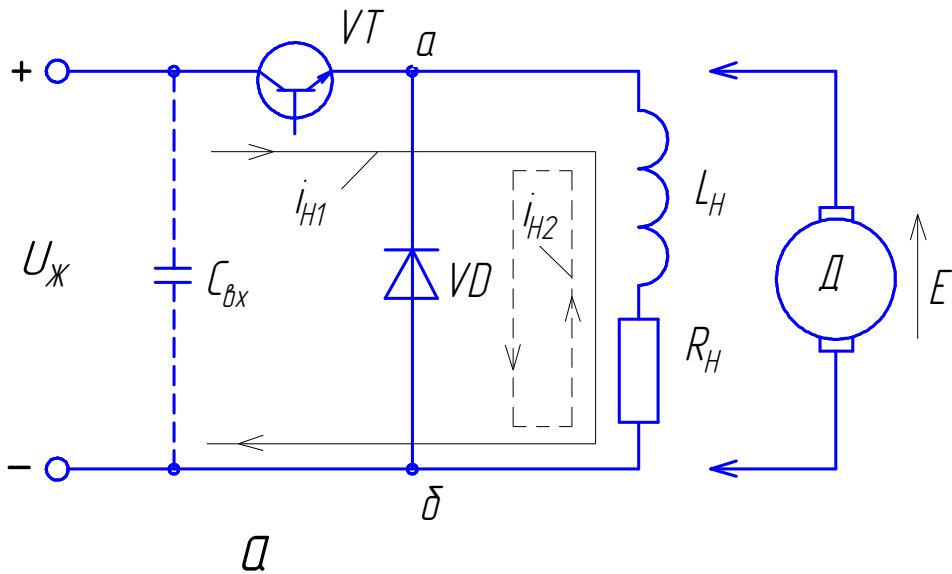


Рис. 3.66. Нереверсивний імпульсний перетворювач напруги з послідовним ключовим елементом:
 а – електрична схема; б – осцилограми струмів і напруг при активно-індуктивному навантаженні

Коли транзистор VT відкритий, струм надходить від джерела живлення (шлях струму i_{H1} показано суцільною лінією). При закритому транзисторі VT струм навантаження за рахунок ЕРС самоіндукції зберігає свій попередній напрямок, замикаючись через зворотний діод VD (шлях i_{H2} показано штриховою лінією).

У зв'язку з тим, що джерело живлення, як правило, має індуктивність, то для захисту транзистора від перенапруг, що виникають при розривах кола, на вході імпульсного перетворювача встановлюють фільтр низьких частот, основною ланкою якого є конденсатор C_{BX} .

Середнє значення вихідної напруги визначається за виразом:

$$U_H = \frac{1}{T} \int_0^{t_p} U_{Ж} dt = \frac{t_p}{T} U_{Ж} = \gamma U_{Ж}. \quad (3.56)$$

Змінюючи коефіцієнт заповнення імпульсу, можна на виході імпульсного перетворювача отримувати різні значення середньої напруги, менші за напругу джерела живлення.

Миттєві значення струму в навантаженні на інтервалах $0 \leq t \leq t_0$ і $t_0 \leq t \leq T$ (рис. 3.66, б) визначаються відповідними рівняннями:

$$i_{H1} = \frac{U_{Ж}}{r_H} \left(1 - \frac{1 - e^{-T/T_H} e^{t_p/T_H}}{1 - e^{-T/T_H}} e^{-t/T_H} \right); \quad (3.57)$$

$$i_{H2} = \frac{U_{Ж}}{r_H} \cdot \frac{1 - e^{-t_p/T_H}}{1 - e^{-T/T_H}} e^{-t/T_H}, \quad (3.58)$$

де $T_H = L_H / r_H$ – стала часу кола навантаження, с.

Максимальне значення струму транзистора VT визначається за виразом (3.57) при $t=t_0$:

$$I_{H.MAKC} = \frac{U_{Ж}}{r_H} \cdot \frac{1 - e^{-t_0/T_H}}{1 - e^{-T/T_H}}. \quad (3.59)$$

Середнє значення струму зворотного діода VD :

$$I_{СЕР.VD} = \frac{U_{Ж}}{r_H} \cdot \frac{T_H}{T} \cdot \frac{(1 - e^{-t_p/T_H})(1 - e^{-T/T_H} e^{t_p/T_H})}{1 - e^{-T/T_H}}. \quad (3.60)$$

Середнє значення струму в навантаженні:

$$I_H = \frac{U_{ж}}{r_H} \gamma. \quad (3.61)$$

Згідно (3.61) середнє значення струму в навантаженні не залежить ні від частоти перемикання транзистора, ні від постійної часу кола навантаження, а повністю визначається середнім значенням напруги, активним опором навантаження та відносною тривалістю імпульсу.

На рис. 3.67 для прикладу наведено електричну схему імпульсного перетворювача напруги з послідовним комутуючим (ключовим) елементом для живлення двигуна постійного струму з незалежним збудженням.

В схемі перетворювача можна виділити наступні функціональні блоки: стабілізований блок живлення схеми управління ($VD1, R1$), генератор імпульсів ($DA, VD2, VD3, R2, R3, C$), підсилювач постійного струму ($R4, VT1, VT2$), комутуючий елемент ($VT3$), RC -снаббер (R_D, C_D), зворотний діод VD_0 , двигун постійного струму D з обмоткою незалежного збудження $OЗД$.

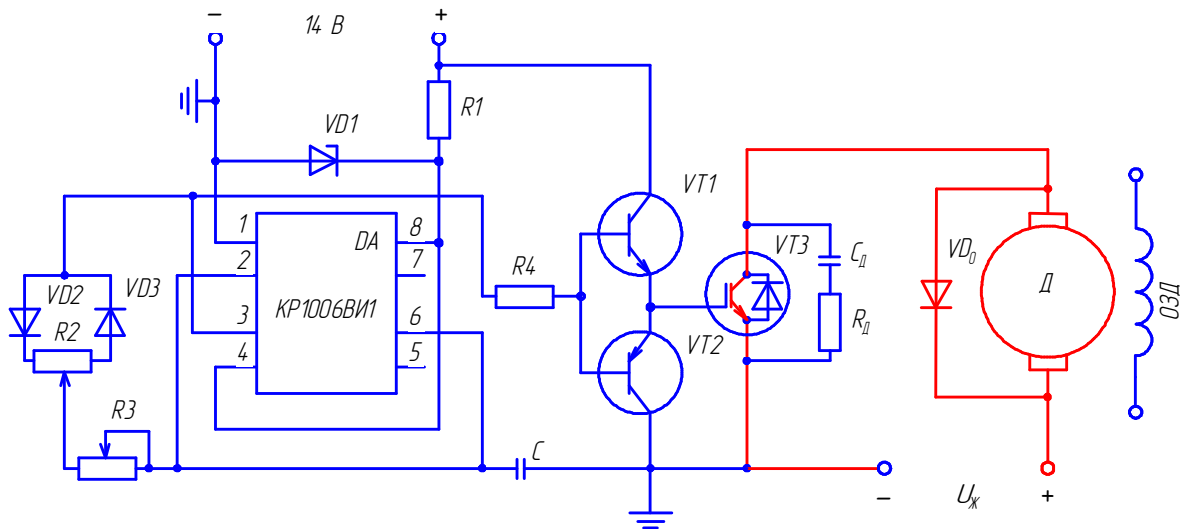


Рис. 3.67. Електрична схема імпульсного перетворювача напруги з послідовним комутуючим елементом

Генератор імпульсів регульованої частоти та шпаруватості імпульсів виконаний на основі таймера DA , який може формувати імпульси напруги тривалістю від 10 мкс до десятків хвилин. Такий таймер можна використовувати в генераторах імпульсів, широтно-імпульсних модуляторах, фазових

модуляторів, перетворювачів напруги, ключових і виконавчих пристроях тощо. Співвідношення імпульс/пауза регулюють потенціометром R_2 , а тривалість періоду (модулюючу частоту) – змінним резистором R_3 . Середнє значення вихідної напруги регулюється тривалістю імпульсів резистором R_2 при незмінній їх частоті.

При подачі живлення на схему керування перетворювача через діод VD_2 , ліву частину подільника напруги R_2 , резистор R_3 починає заряджатися конденсатор C . Одразу після подачі живлення на виході таймера DA з'являється напруга, яка через резистор R_4 подається до баз транзисторів VT_1 та VT_2 . При цьому транзистор VT_1 відкривається, а VT_2 знаходиться в закритому стані. Через відкритий транзистор VT_1 напруга додатної полярності подається на затвор транзистора VT_3 і відкриває його. Якір двигуна приєднується до джерела живлення $U_{Ж}$. Після зарядки конденсатора C до напруги $\frac{2}{3} U_{Ж}$ на виході таймера DA напруга зменшиться практично до нуля, транзистор VT_1 закриється а VT_2 відкриється. При цьому транзистор VT_3 закривається і двигун від'єднується від $U_{Ж}$. Струм навантаження за рахунок ЕРС самоіндукції якоря двигуна зберігає свій попередній напрям, замикаючись через зворотний діод VD_0 . Конденсатор C розряджається через резистор R_3 , праву частину потенціометра R_2 , діод VD_3 і внутрішній елемент таймера DA .

Для обмеження комутаційних викидів напруги на VT_3 та зменшення сумарних втрат в імпульсному перетворювачі в схему введено снаббер (демпфер) з послідовно ввімкнених конденсатора C_D і резистора R_D .

При роботі описаного імпульсного перетворювача напруги на активно-індуктивне навантаження (якір двигуна постійного струму) можливі два режими: режим безперервних струмів і режим переривчастих струмів якоря двигуна.

В режимі безперервних струмів (рис. 3.68, б) останній протягом всіх періодів не зменшується до нуля. Цей режим є основним. Миттєві значення струму навантаження i_{H1} та i_{H2} , максимальний струм транзистора $I_{H.МАКС}$ і середній струм зворотного діода $I_{СЕР.VD}$ описують відповідними виразами:

$$i_{H1} = \frac{U_{\text{ж}} - E}{r_H} - \frac{U_{\text{ж}}}{r_H} \left(1 - \frac{1 - e^{-T/T_H} e^{t_p/T_H}}{1 - e^{-T/T_H}} e^{-t/T_H} \right); \quad (3.62)$$

$$i_{H2} = -\frac{E}{r_H} + \frac{U_{\text{ж}}}{r_H} \cdot \frac{1 - e^{-t_p/T_H}}{1 - e^{-T/T_H}} e^{-t/T_H}; \quad (3.63)$$

$$I_{H.\text{МАКС}} = \frac{U_{\text{ж}}}{r_H} \cdot \frac{1 - e^{-t_p/T_H}}{1 - e^{-T/T_H}} - \frac{E}{r_H}; \quad (3.64)$$

$$I_{\text{СЕР.ВД}} = \frac{U_{\text{ж}}}{r_H} \cdot \frac{T_H}{T} \cdot \frac{(1 - e^{-t_p/T_H})(1 - e^{-T/T_H} e^{t_p/T_H})}{1 - e^{-T/T_H}} - \frac{E}{r_H} + \frac{E}{r_H} \gamma, \quad (3.65)$$

де $E = k\Phi\omega$ – ЕРС двигуна; k – конструктивний коефіцієнт; Φ – магнітний потік; ω – кутова швидкість двигуна.

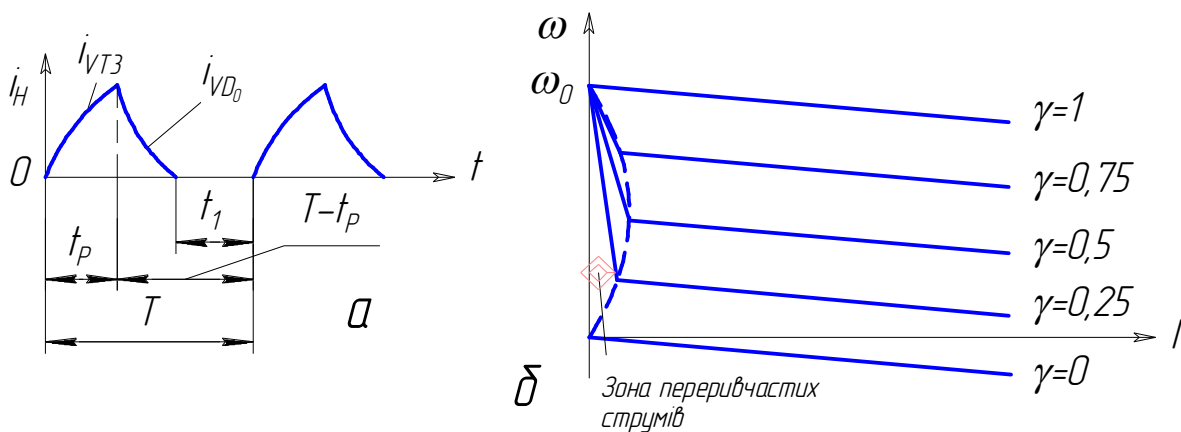


Рис. 3.68. До регулювання швидкості двигуна постійного струму з незалежним збудженням імпульсним способом:

a – діаграми зміни струму якоря i в колі шунтуючого діода; b – сімейство електромеханічних характеристик двигуна

Середнє значення струму в колі якоря двигуна:

$$I_H = \frac{U_{\text{ж}}\gamma - E}{r_H}. \quad (3.66)$$

Електромеханічна характеристика двигуна в режимі безперервних струмів описується рівнянням:

$$\omega = \frac{U_{\text{ж}}\gamma - I_H r_H}{k\Phi}. \quad (3.67)$$

Якщо в період, коли транзистор $VT3$ закритий (рис. 3.67), а струм якоря через діод VD_0 зменшується до нуля, на осцилограмі струму (рис. 3.68, *a*) з'являються паузи, струм стає переривчастим. Режим переривчастих струмів якоря виникає при дуже малих навантаженнях, коли період перемикання транзистора порівнянний з постійною часу кола навантаження, в даному випадку кола якоря двигуна.

Наближені граничні значення швидкості і струму визначаються залежностями:

$$\omega_{ГР} \approx U_{ж\gamma} \left(1 - \frac{1-\gamma}{2T_H} T \right); \quad (3.68)$$

$$I_{ГР} \approx I_{К.З} \frac{\gamma(1-\gamma)}{2T_H} T, \quad (3.69)$$

де $I_{К.З}$ – струм короткого замикання.

Для звуження зони переривчастих струмів необхідно збільшити T_H шляхом ввімкнення в коло якоря додаткової індуктивності або збільшення частоти комутації ключа $f_K = 1/T$. Постійну часу збільшують вмиканням в коло якоря дроселя, але це погіршує динамічні характеристики системи, яка стає більш інерційною. Збільшення частоти комутації обмежується для транзисторів (тиристорів) часом поновлення їх керуючих властивостей.

Максимальне значення струму якоря двигуна в цьому режимі:

$$I_{H.МАКС} = \frac{U_{ж} - E}{r_H} (1 - e^{-t_P/T_H}). \quad (3.70)$$

Середнє значення струму якоря:

$$I_H = \frac{U_{ж\gamma}}{r_H} - \frac{E}{r_H} \frac{t_1}{T}, \quad (3.71)$$

де $t_1 = T_H \ln \frac{U_{ж} e^{t_P/T_H}}{E}$ – ділянка часу, коли струм якоря дорівнює нулю.

Рівняння електромеханічної характеристики для режиму переривчастих струмів якоря:

$$\omega = \frac{t_P}{t_1} \omega_0 - \frac{I_H r_H}{k\Phi} \frac{t_1}{T}. \quad (3.72)$$

Із рівняння (3.72) видно, що електромеханічні (механічні) характеристики в режимі переривчастих струмів аналогічні характеристикам при регулюванні швидкості зміною активного опору в колі якоря двигуна, тобто всі характеристики мають однакову швидкість ідеального холостого ходу $\omega_0 = U_{ж}/k\Phi_H$.

В розглянутих вище схемах нереверсивних імпульсних перетворювачів напрямок струму навантаження змінити неможливо. Це не дозволяє забезпечити двосторонній обмін енергією між джерелом живлення і навантаженням, наприклад коли при роботі двигуна постійного струму виникає необхідність створення режиму двигуна і гальмівного режиму.

На рис. 3.69 наведена схема і часові діаграми струмів і напруг нереверсивного оборотного імпульсного перетворювача напруги при живленні двигуна постійного струму. В цьому перетворювачі транзистори $VT1$ і $VT2$ перемикаються в протифазі.

Перетворювач може працювати в декількох режимах.

При відкритому транзисторі $VT1$ і $U_{ж} > E$ енергія споживається від джерела живлення (на рис. 3.69, *a* напрямок струму навантаження показано суцільною лінією, що відповідає ділянкам $0-t_p$ і t_p-T на рис. 3.69, *z*).

При збільшенні E середнє значення струму навантаження зменшується і настає режим змінних струмів ($E \approx \gamma U_{ж}$). В кривій струму навантаження є чотири інтервали (рис. 3.69, *d*):

I – інтервал від 0 до t'_p , на якому енергія віддається навантаженням в джерело живлення через діод;

II – інтервал від t'_p до t_p , на якому енергія споживається від джерела живлення через транзистор $VT1$;

III – інтервал від t_p до t'_1 , на якому енергія розсіюється в активних опорах навантаження і діода $VD2$;

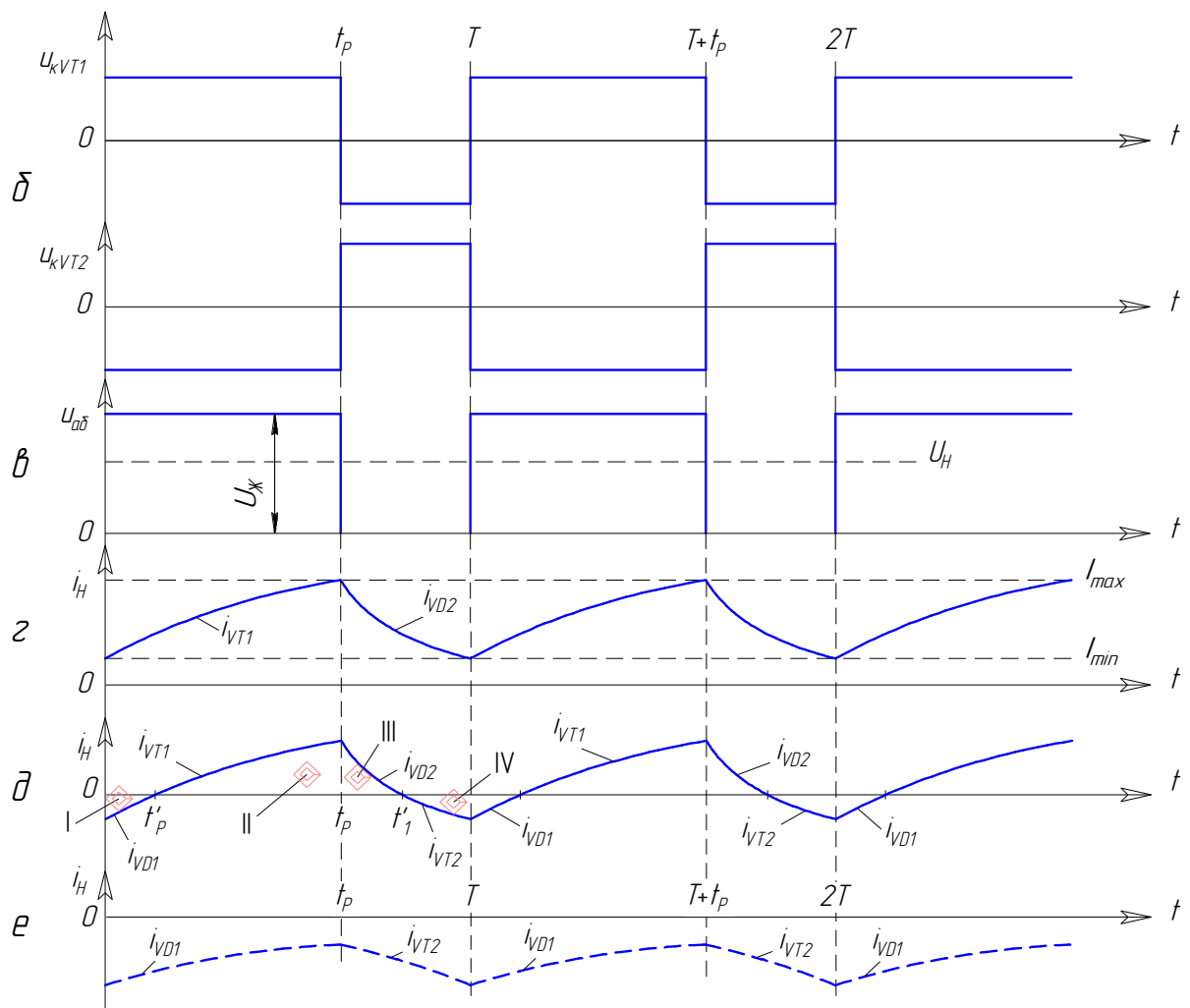
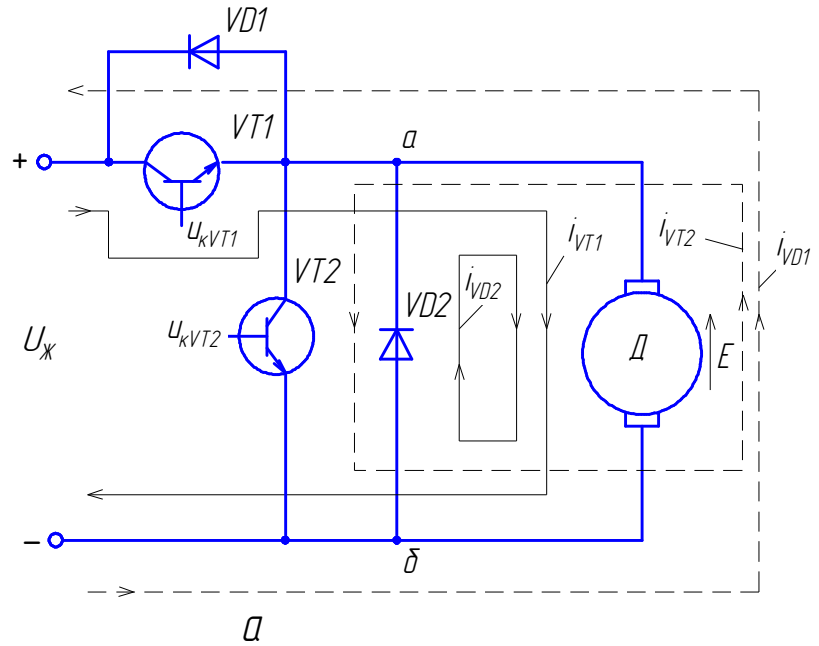
IV – інтервал від t'_1 до T , на якому енергія розсіюється в активних опорах навантаження і транзистора $VT2$.

Якщо при тому ж значенні γ швидкість обертання двигуна збільшиться і ЕРС двигуна стане більшою $\gamma U_{ж}$, то напрямок струму зміниться (на рис. 3.69, *a*, *e* показано штриховою лінією). При цьому, коли транзистор $VT2$ відкритий, енергія частково розсіюється в опорах якоря і транзистора $VT2$, частково накопичується в індуктивності якоря, а при закритому

транзисторі $VT2$ вона віддається в джерело живлення через діод $VD1$.

Рис. 3.69. Нереверсивний імпульсний перетворювач напруги з шунтуючим транзистором:

a – електрична схема; $b-e$ – часові діаграми струмів і напруг



Миттєві і середні значення струму навантаження визначаються аналогічно як і для схеми за рис. 3.66, а.

3.3.2. Мостові широтно-імпульсні перетворювачі

Силова частина мостового ШПП (рис. 3.70) складається з чотирьох транзисторних ключів $VT1-VT4$ із зворотними діодами $VD1-VD4$. У діагональ мосту, створеного транзисторними ключами, вмикається електродвигун з параметрами R_H , L_H та проти-ЕРС E . До клем "+" і "-" підводиться напруга від джерела живлення $U_{Ж}$.

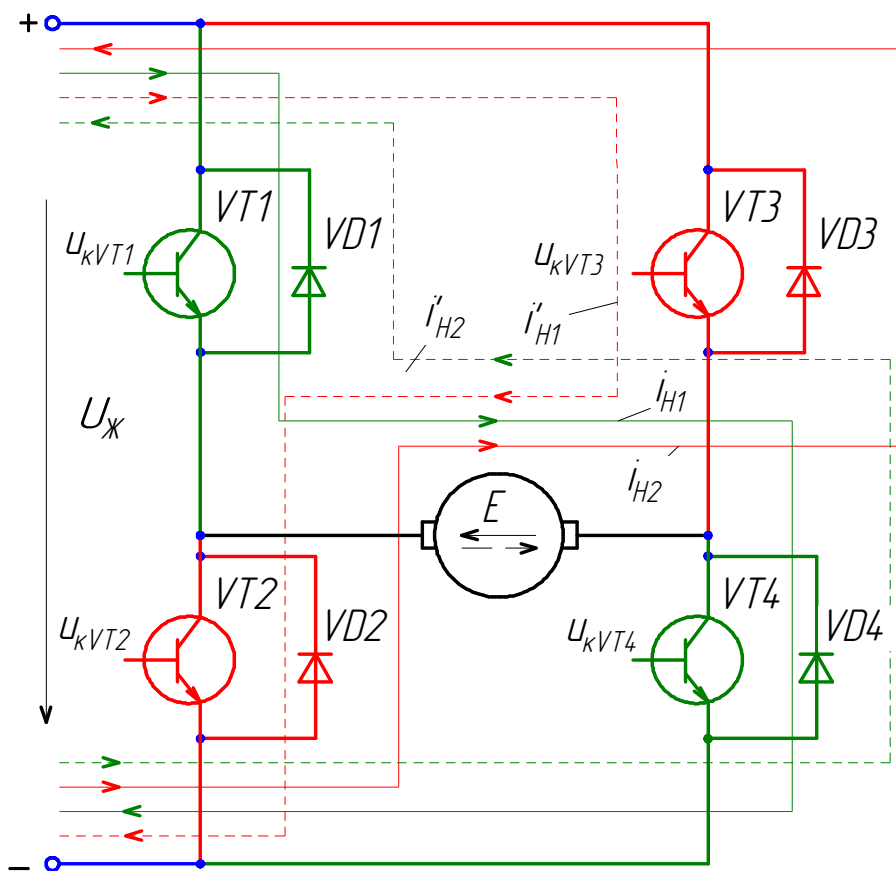


Рис. 3.70. Електрична схема мостового ШПП:

— — проходження струму при додатній напрузі на навантаженні ($\gamma > 0,5$);
 - - - - - — проходження струму при від'ємній напрузі на навантаженні ($\gamma < 0,5$);

При симетричному способі керування в стані перемикання знаходяться всі чотири транзисторні ключі мосту, а напруга на виході ШПП має вигляд прямокутних знакозмінних імпульсів

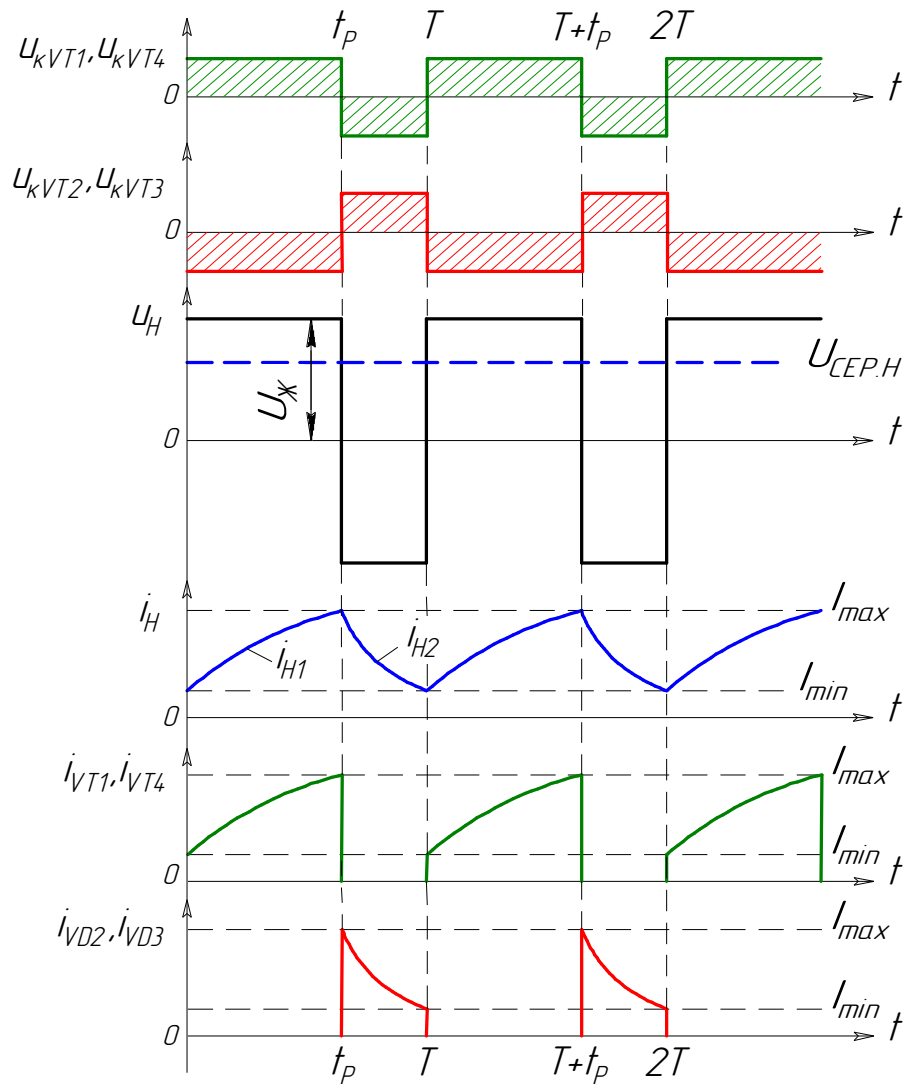


Рис. 3.71. Алгоритми роботи транзисторів, діаграми струмів і напруг при симетричному керуванні мостовим ШПІ

(рис. 3.71). Імпульси керування транзисторами (u_{kVT1} , u_{kVT2} , u_{kVT3} , u_{kVT4}) надходять одночасно на пару діагонально розміщених транзисторів, тобто відкритими можуть бути тільки два транзистори $VT1$ і $VT4$ чи $VT2$ і $VT3$. Коли відкриті транзистори $VT1$ і $VT4$ (інтервал $0 \leq t \leq t_p$), енергія через них споживається навантаженням від джерела живлення. При запиранні транзисторів $VT1$ і $VT4$ і відкриванні $VT2$ і $VT3$ (момент $t=t_p$) полярність напруги на навантаженні змінюється, а струм у навантаженні під дією ЕРС самоіндукції зберігає свій напрямок, замикаючись через діоди $VD2$, $VD3$ і джерело живлення. Тривалість станів перемикання регулюється вхідним сигналом u_{BX} (рис. 3.72, б):

$$t_{VT1,VT4} = t_p = \gamma T; \quad (3.73)$$

$$t_{VT2,VT3} = T - t_p = (1 - \gamma)T, \quad (3.74)$$

де $t_{VT1,VT4}$, $t_{VT2,VT3}$ – час роботи транзисторів відповідно $VT1$ і $VT4$, $VT2$ і $VT3$; T – період вихідної напруги; γ – відносна тривалість імпульсу.

При симетричному законі керування ШПІ на навантаженні формується знакозмінна напруга, середнє значення якої визначається за виразом (3.55).

Величина U_H , як і для одноплечового ШПІ з симетричним керуванням, дорівнює нулю при $\gamma_0 = 0,5$, при $\gamma > 0,5$ – додатна, при $\gamma < 0,5$ – від’ємна.

Середнє значення напруги на навантаженні при роботі на проти-ЕРС:

$$U_H = U_{ж}[2\gamma - 1 - (E/U_{ж})]. \quad (3.75)$$

Функціональна схема керування мостовим ШПІ за симетричним законом і часові діаграми наведені на рис. 3.72. Останні аналогічні діаграмам одноплечових ШПІ (рис. 3.64). Відмінність полягає в тому, що до закритого силового транзистора тут прикладається напруга живлення $U_{ж}$, а не подвійна $2U_{ж}$, як це має місце в одноплечовому ШПІ. Тому мостовий ШПІ є більш ефективний.

Функціональна схема управління мостовим ШПІ з симетричним керуванням аналогічна схемі керування одноплечовим ШПІ (рис. 3.64, *a*). Різниця полягає в тому, що керуючі імпульси поступають не на один, а на пару діагонально розміщених транзисторів (3.72, *a*).

Таким чином, із вище наведеного видно, що один недолік мостові ШПІ з симетричним способом керування все-таки мають – це наявність двополярної напруги на навантаженні.

Цей недолік усувається при несиметричному керуванні.

В цьому випадку періодично відкриваються в протифазі транзистори однієї стійки моста $VT3$ і $VT4$ (один відкритий, другий закритий і навпаки), а транзистори іншої стійки – $VT1$ постійно відкритий, а $VT2$ постійно закритий (рис. 3.72, *a*). При

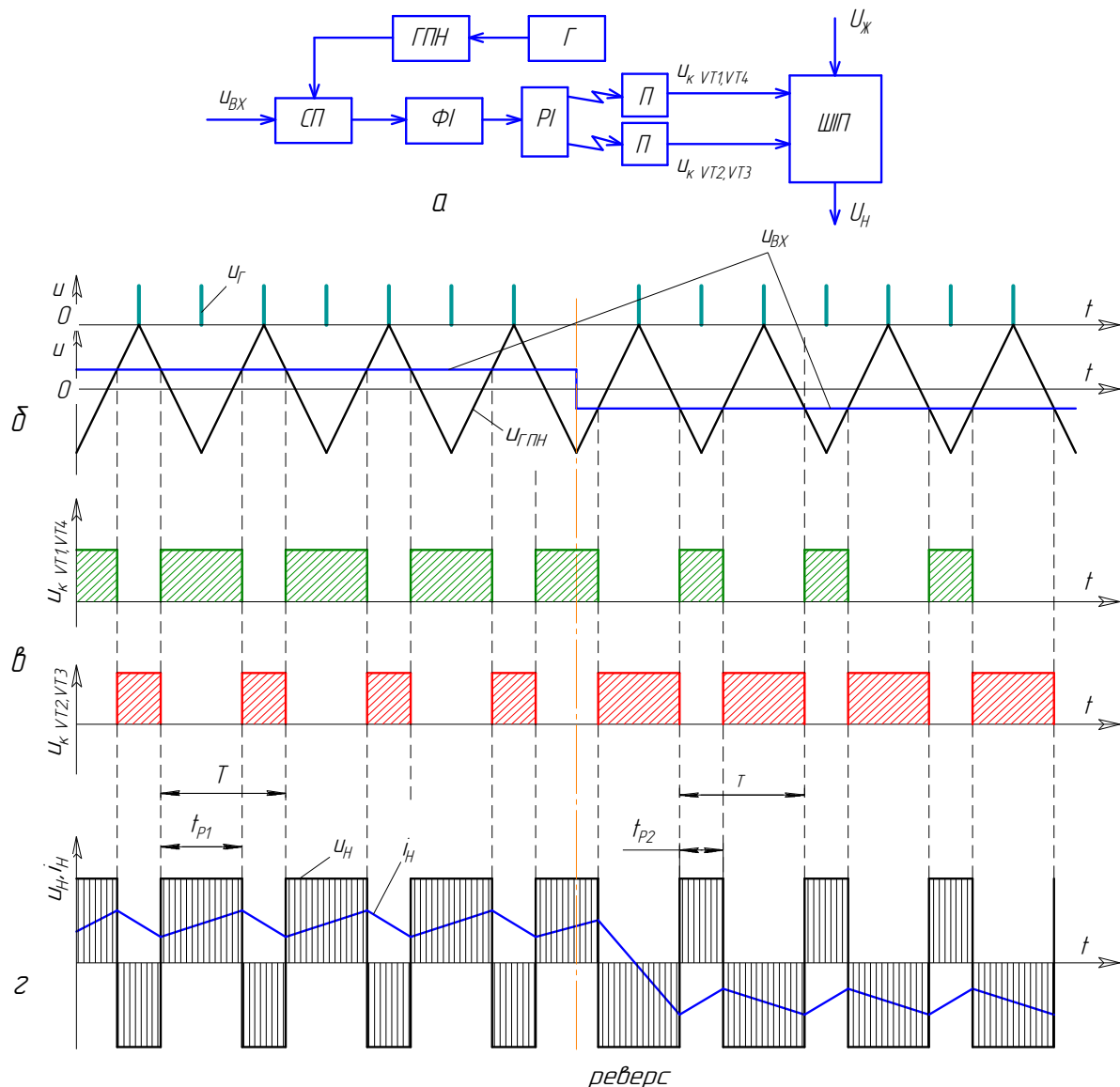


Рис. 3.72. Мостовий транзисторний ШП з симетричним керуванням:
a – функціональна схема; *б* – осцилограми напруг керування; *в* – осцилограми напруг на керуючих електродах транзисторів; *г* – осцилограми напруги і струму навантаження

другій полярності вхідного сигналу плечі міняються місцями: транзистори *VT1* і *VT2* періодично відкриваються в протифазі, транзистор *VT3* постійно закритий, а *VT4* – постійно відкритий. При цьому відбувається зміна полярності напруги на навантаженні. Осцилограми напруг на керуючих електродах транзисторів показано на рис. 3.73, *a*.

Транзисторні ключі *VT3* і *VT4* переключаються в протифазі і цим самим забезпечують проходження струму якоря

електромашини від проти-ЕДС двигуна. При цьому на виході ШП формуються однополярні імпульси. Середня напруга на виході дорівнює нулю, коли відносна тривалість відкритого транзистора $VT2$ або $VT4$ рівна $\gamma=0$.

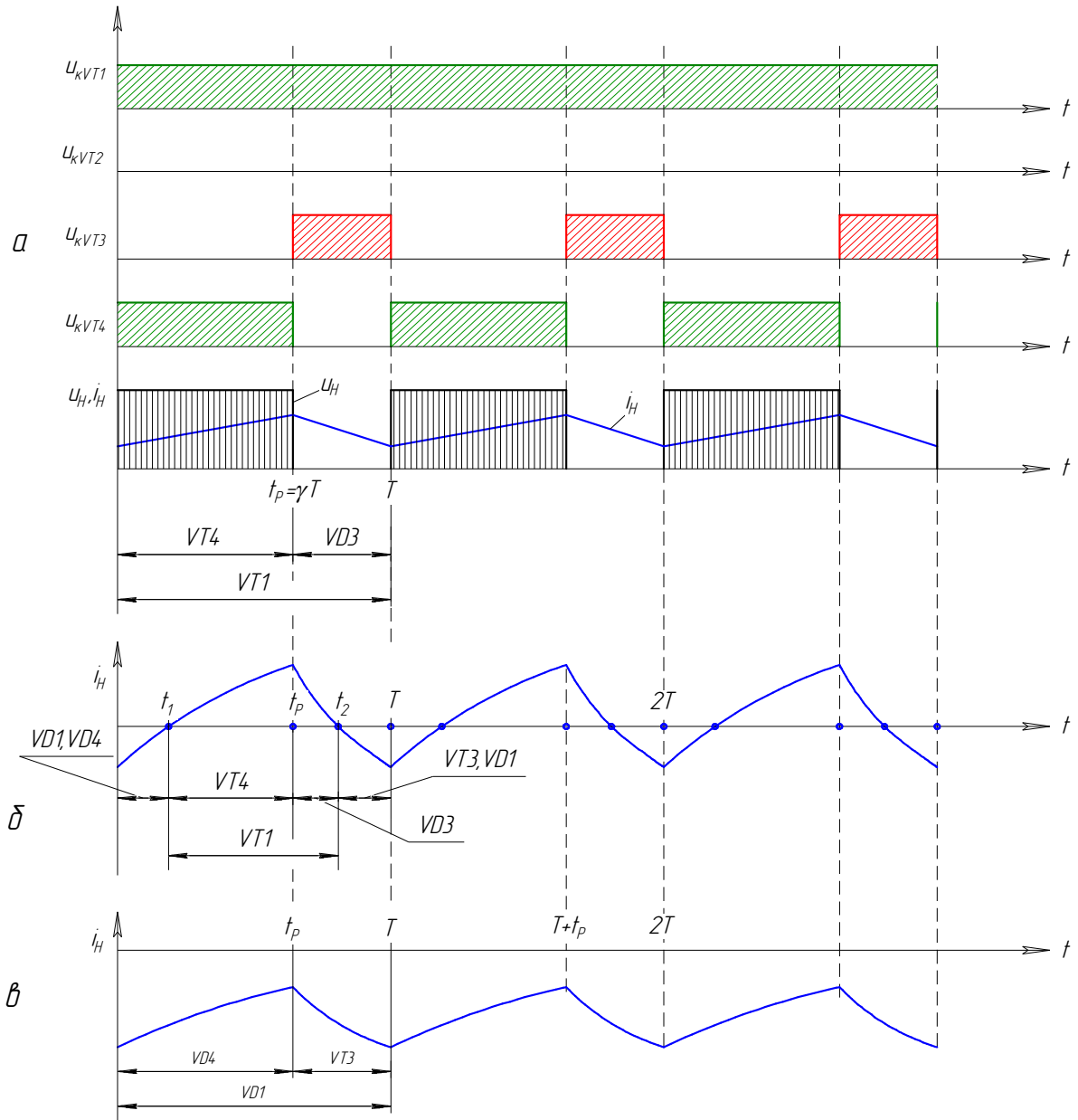


Рис. 3.73. Несиметричне керування транзисторами мостового ШП:
a – осцилограми напруг на керуючих електродах та напруги і струму при $E < \gamma U_{ж}$; **б** – осцилограма струму навантаження при $E \approx \gamma U_{ж}$; **в** – те ж, при $E > \gamma U_{ж}$

При активно-індуктивному навантаженні імпульсного перетворювача на інтервалі $0 \leq t \leq t_p$ струм споживається від

джерела живлення і проходить через транзистори $VT1$ і $VT4$. Коли транзистор $VT4$ закривається (момент часу t_p), тоді струм в навантаженні проходить через відкритий транзистор $VT1$ і зворотний діод $VD3$ (інтервал $t_p \leq t \leq T$).

Якщо навантаженням є двигун постійного струму, то при $E < \gamma U_{ж}$ енергія споживається від джерела живлення. Струм навантаження при цьому на інтервалі $0 \leq t \leq t_p$ проходить через транзистори $VT1$ і $VT4$, а на інтервалі $t_p \leq t \leq T$ – через транзистор $VT1$ і зворотний діод $VD3$ (рис. 3.73, а). Якщо при тому ж значенні γ швидкість двигуна зміниться і E стане більшим $\gamma U_{ж}$, то напрямок струму в навантаженні зміниться. Коли відкритий транзистор $VT3$, енергія в індуктивності якоря накопичується під дією проти-ЕРС, а при закриванні транзистора $VT3$ віддається в джерело через зворотні діоди $VD1$ і $VD4$ (рис. 3.73, в).

При $E \approx \gamma U_{ж}$ в схемі можливий режим змінних струмів в навантаженні: на інтервалі $0 \leq t \leq t_1$ струм проходить через зворотні діоди $VD1$ і $VD4$; на інтервалі $t_1 \leq t \leq t_p$ – через тиристри $VT1$ і $VT4$; на інтервалі $t_p \leq t \leq t_2$ – через транзистор $VT1$ і зворотний діод $VD3$ (рис. 3.73, б).

Недоліком даної схеми керування є те, що транзисторні ключі $VT1$ і $VT3$ (рис. 3.70) завантажені струмом більше, ніж $VT2$ і $VT4$.

Вказаний недолік усувається при почерговому керуванні, часові діаграми якого наведені на рис. 3.74. Тут при якому-завгодно знаку вхідного сигналу в стані перемикання знаходяться всі чотири транзисторних ключі моста, причому частота перемикання кожного із них у два рази менша частоти напруги на виході. Керуючі напруги транзисторних ключів однієї стійки моста $VT1$, $VT2$ та $VT3$, $VT4$ постійно знаходяться в протифазі. При цьому ключі перемикаються через період вихідної напруги T . Цим досягаються однакові умови роботи напівпровідникових приладів у мостовій схемі.

При деякому знаку вхідного сигналу керуючі імпульси $u_{кVT1}$, $u_{кVT4}$ тривалістю $t=(1+\gamma)T$ подаються на діагонально розміщені транзисторні ключі (рис. 3.74) із зсувом на півперіод комутації, а керуючі імпульси $u_{кVT2}$, $u_{кVT3}$ тривалістю $t=(1-\gamma)T$, також із зсувом на півперіод, подаються на транзистори протилежної діагоналі

(VT2, VT3). В цьому випадку на інтервалі γT навантаження приєднано до джерела живлення через діагонально розміщені ключі, а на інтервалі $(1-\gamma)T$ навантаження закорочено верхніми чи нижніми транзисторними ключами. При зміні знаку вхідного сигналу порядок керування діагональними ключами зміниться на протилежний.

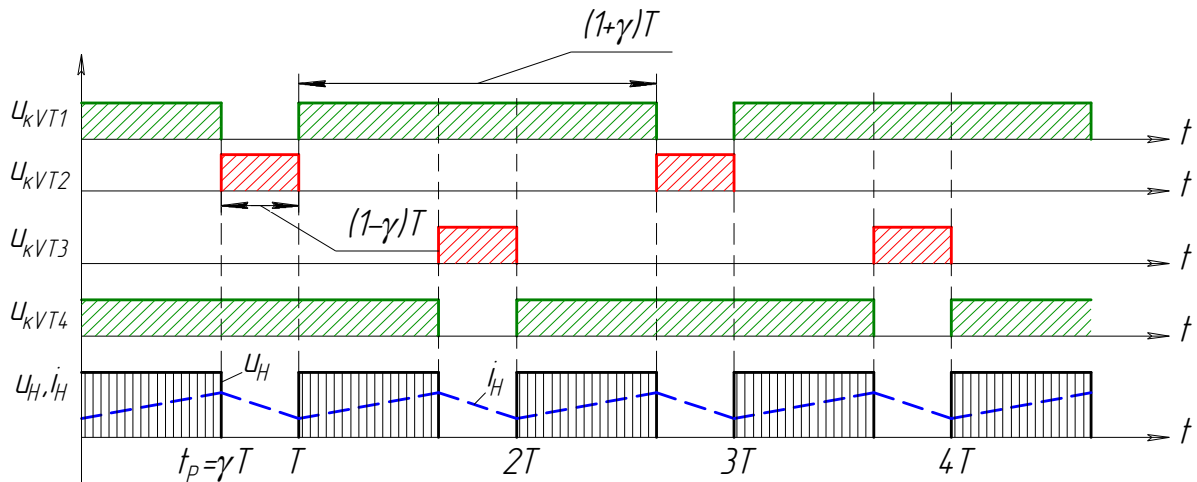


Рис. 3.74. Почергове керування транзисторами мостового ШПІ

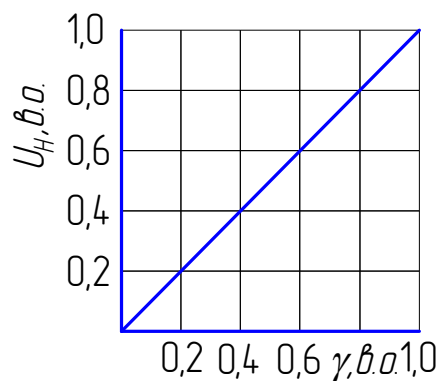
При несиметричному і почерговому керуванні на навантаженні формуються однополярні імпульси тривалістю $t_{imn} = \gamma T$, які пропорційні сигналу на вході.

Середнє значення вихідної напруги визначається за виразом:

$$U_H = \frac{1}{T} \int_0^{\gamma T} U_{ж} dt = \gamma U_{ж} . \quad (3.76)$$

Регульовальна характеристика ШПІ при несиметричному і почерговому керуванні наведена на рис. 3.75.

Рис. 3.75. Регульовальна характеристика ШПІ при несиметричному і почерговому керуванні



Функціональна схема керування транзисторним ШП при несиметричному керуванні складається з генератора імпульсів (Γ) (рис. 3.76, *a*), генератора пилоподібної напруги ($\GammaПН$), двох

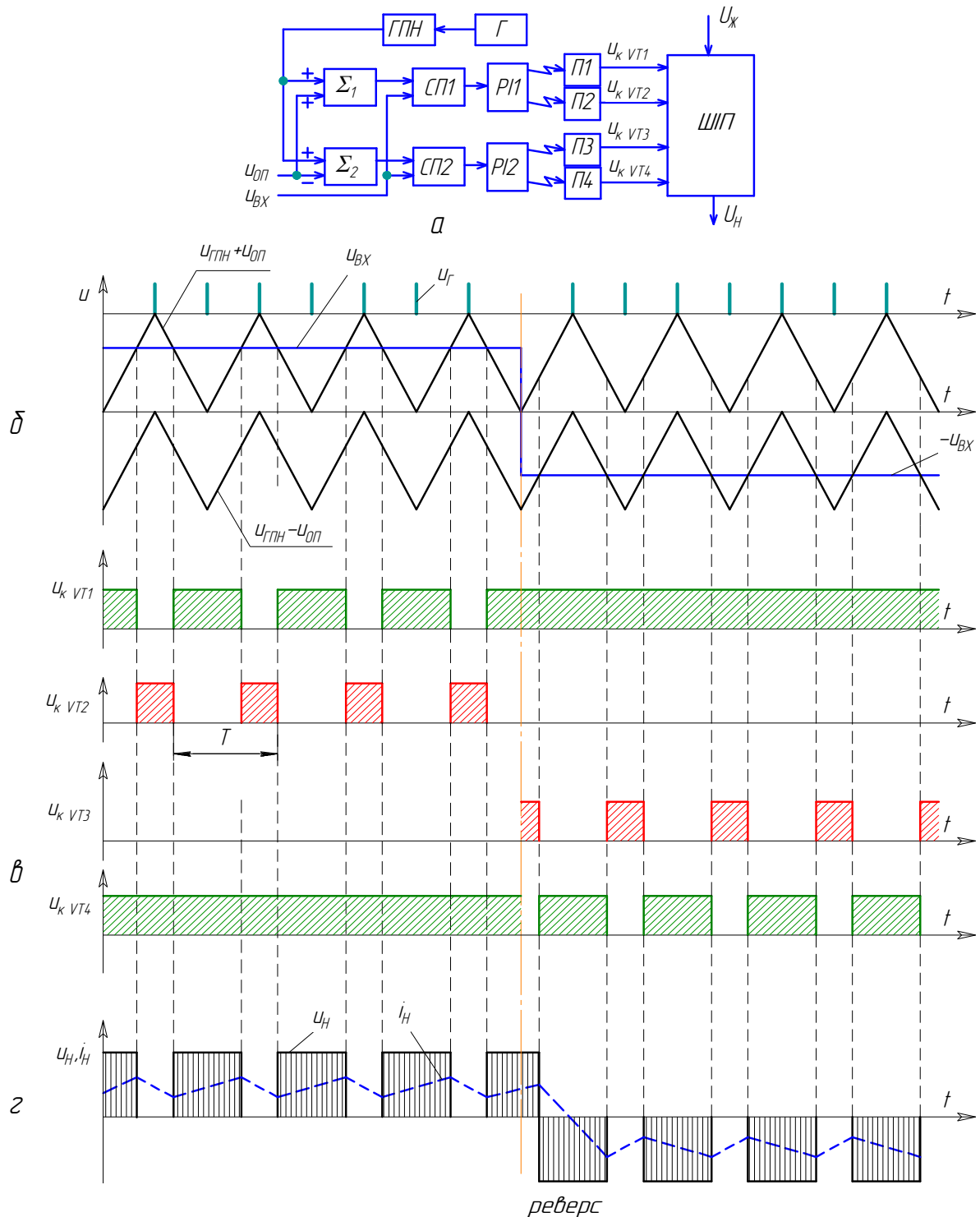


Рис. 3.76. Транзисторний ШП з несиметричним керуванням:
a – функціональна схема; *б* – осцилограми напруг керування; *в* – осцилограми напруг керуючих імпульсів на транзисторах; *г* – осцилограми напруги і струму навантаження

суматорів ($\Sigma 1$, $\Sigma 2$), двох схем порівняння ($СП1$, $СП2$), двох розподільників імпульсів ($PI1$, $PI2$) і двох підсилювачів ($П1$, $П2$).

На вході суматорів напруга з виходу $ГПН$ порівнюється з постійною опорною напругою $U_{оп}$, величина якої задається рівною максимальній напрузі на виході $ГПН$. У результаті з виходів суматорів на входи схем порівняння надходять зміщені на $U_{оп}$ пилкоподібні напруги (рис. 3.76, б). Схема порівняння $СП1$ з розподільником імпульсів $PI1$ та підсилювачами $П1$ і $П2$ керують перемиканням одного плеча мосту ($VT1$, $VT2$), а схема порівняння $СП2$ з $PI2$ і $П2$, $П3$ керують перемиканням другого плеча мосту ($VT3$, $VT4$) (рис. 3.70). В результаті при одній полярності вхідного сигналу перемикаються транзистори одного плеча, а в другому плечі один транзистор постійно відкритий, а другий закритий. При зміні полярності вхідного сигналу плечі міняються місцями і відповідно на виході імпульсного перетворювача формується напруга іншої полярності.

3.3.3. Енергетичні характеристики ШП

Рівняння електричної рівноваги при симетричному способі керування ШП і активно-індуктивному навантаженні з проти-ЕРС на комутаційних інтервалах мають вигляд:

$$U_{ж} = L_H \frac{di_H}{dt} + R_H i_H + E \text{ на інтервалі } nT < t < (n+1)\gamma T; \quad (3.77)$$

$$-U_{ж} = L_H \frac{di_H}{dt} + R_H i_H + E \text{ на інтервалі } (n+1)\gamma T < t < (n+1)T, \quad (3.78)$$

де $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ – цілі числа.

Рівняння (3.77) і (3.78) запишемо у відносних одиницях. Для цього ліву і праву частину поділимо на $U_{ж}$ і позначимо $I_K = \frac{U_{ж}}{R_H}$:

$$1 = T_H \frac{di_H^*}{dt} + i_H^* + E^* \text{ на інтервалі } nT < t < (n+1)\gamma T; \quad (3.79)$$

$$-1 = T_H \frac{di_H^*}{dt} + i_H^* + E^* \text{ на інтервалі } (n+1)\gamma T < t < (n+1)T, \quad (3.80)$$

де $i_H^* = i_H / I_K$ – відносний струм навантаження; $E^* = E / U_{ж}$ – відносна ЕРС навантаження; $T_H = L_H / R_H$ – стала часу навантаження.

При несиметричному і почерговому способах керування рівняння (3.79) і (3.80) матимуть вигляд:

$$1 = T_H \frac{di_H^*}{dt} + i_H^* + E^* \text{ на інтервалі } nT < t < (n+1)\gamma T; \quad (3.81)$$

$$0 = T_H \frac{di_H^*}{dt} + i_H^* + E^* \text{ на інтервалі } (n+1)\gamma T < t < (n+1)T. \quad (3.82)$$

Середня відносна напруга на виході ШПП визначається за рівняннями:

- при симетричному способі керування (двополярна напруга на навантаженні):

$$U_H^* = 2\gamma - 1; \quad (3.83)$$

- при несиметричному і почерговому керуванні (однополярна напруга на навантаженні):

$$U_H^* = \gamma. \quad (3.84)$$

Струм навантаження складається з середньої I_H і пульсуючої ΔI_H складових. Середній струм зумовлений середнім значенням напруги на навантаженні і величиною ЕРС:

- при двополярній напрузі на виході ШПП:

$$I_H^* = (2\gamma - 1) - E^*; \quad (3.85)$$

- при однополярній напрузі на виході:

$$I_H^* = \gamma - E^*. \quad (3.86)$$

Величину пульсуючої складової визначають шляхом розв'язку системи рівнянь (3.81) – (3.86). Узагальнений вираз ця складова має вигляд:

$$\Delta I_H^* = \frac{(1 - E^* - I_H^*)\gamma \frac{T}{T_H}}{2 - \gamma \frac{T}{T_H}}. \quad (3.87)$$

Середні і ефективні струми в силових транзистора ($I_{TP.CEP}^*$, I_{TP}^*), діодах ($I_{D.CEP}^*$, I_D^*) і в джерелі живлення ($I_{Ж.CEP}^*$, $I_{Ж}^*$) можна визначити за спрощеними виразами (табл. 3.1), якщо прийняти,

що миттєве значення струму навантаження змінюється за законом:

$$i_H^* = (I_H^* - \Delta I_H^*) + \frac{2\Delta I_H^*}{\gamma T} t \text{ при } nT < t < (n+1)\gamma T; \quad (3.88)$$

$$i_H^* = (I_H^* + \Delta I_H^*) + \frac{2\Delta I_H^*}{\gamma T} t \text{ при } (n+1)\gamma T < t < (n+1)T. \quad (3.89)$$

3.1. Розрахункові формули для визначення відносних значень струму в різних ланках ШПІ

I_H^*	$I_{TP.CEP}^*$	I_{TP}^*	$I_{D.CEP}^*$	I_D^*	$I_{Ж.CEP}^*$	$I_{Ж}^*$
Несиметричне керування (однополярна напруга на навантаженні)						
$\gamma - E^*$	$\gamma(\gamma - E^*)$	$\sqrt{\gamma}(\gamma - E^*)$	$(1 - \gamma)(\gamma - E^*)$	$\sqrt{1 - \gamma}(\gamma - E^*)$	$\gamma(\gamma - E^*)$	$\sqrt{\gamma}(\gamma - E^*)$
Симетричне керування (двополярна напруга на навантаженні)						
$2\gamma - 1 - E^*$	$\gamma(2\gamma - 1 - E^*)$	$\sqrt{\gamma}(2\gamma - 1 - E^*)$	$(1 - \gamma) \times$ $\times (2\gamma - 1 - E^*)$	$\sqrt{1 - \gamma} \times$ $\times (2\gamma - 1 - E^*)$	$(2\gamma - 1) \times$ $\times (2\gamma - 1 - E^*)$	$\sqrt{2\gamma - 1} \times$ $\times (2\gamma - 1 - E^*)$

Для струмів, зазначених в табл. 3.1, потужність на навантаженні P_H , споживану потужність від джерела живлення $P_{Ж}$ та втрати в транзисторах ΔP_{TP} і діодах ΔP_D , визначають за виразами:

$$P_H = I_H U_H; P_{Ж} = U_{Ж} I_{Ж.CEP};$$

$$\Delta P_{TP} = U_{TP.0} I_{TP.CEP} + I_{TH.CEP}^2 R_{TP}; \Delta P_D = U_{D.0} I_{D.CEP} + I_D^2 R_D. \quad (3.90)$$

3.4. Автономні інвертори

Автономними інверторами в силовій перетворювальній техніці називають пристрої, які перетворюють постійний струм в змінний з регульованою частотою і напругою.

Область використання автономних інверторів:

- живлення споживачів змінним струмом в умовах, де єдиним джерелом енергії є акумуляторні батареї;

-електротранспорт, що живиться від контактної мережі чи іншого джерела постійного струму, де в якості тягових електродвигунів використовуються асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором;

-регульований електропривод з асинхронними і синхронними двигунами.

За будовою автономні інвертори поділяються на однофазні і багатофазні, інвертори напруги і інвертори струму. Основою побудови багатофазних інверторів є однофазні одноплечові і двоплечові (мостові) схеми.

3.4.1. Однофазні автономні інвертори

Одноплечовий однофазний інвертор. Силовий блок однофазного одноплечового інвертора подібний аналогічному силовому блоку ШПП (рис. 3.63, *a*), різниця полягає тільки в алгоритмі управління силовими транзисторними ключами. Якщо в схемі управління ШПП з симетричним законом управління на вхід подавати не постійну, а змінну напругу з частотою f , то в навантаженні буде формуватися імпульсна напруга, в якій гармоніка з частотою f буде найбільше вираженою. Гармонійний склад вихідної напруги, а відповідно і гармоніка частоти f у значній мірі залежить від форми вхідної напруги.

На рис. 3.77 наведено алгоритм формування напруги на навантаженні. Функціональна схема управління, яка реалізує закон з прямокутною вхідною напругою аналогічна для ШПП (рис. 3.64, *a*), але при цьому, як вже говорилося раніше, на вхід схеми управління подається змінна напруга $u_{ВХ}$, її ще називають модулююча $u_{МОД}$ або генеруюча напруга прямокутної форми.

Зазвичай схеми керування автономними інверторами будують так, щоб частота ГПН (рис. 3.77, *a*) була більшою за частоту напруги на вході не менше ніж на порядок.

За аналогією з радіотехнічними пристроями частота ГПН називається несучою $f_{НЕС}$, частота вхідної напруги – модулюючою $f_{МОД}$, а сама вхідна напруга називається модулююча. Амплітуда і частота цієї напруги задає частоту і напругу основної гармоніки на виході автономного інвертора.

Амплітуда першої гармоніки, яка дорівнює частоті вхідного сигналу, визначається коефіцієнтом модуляції m , тобто відношенням амплітуди пілкоподібної напруги до амплітуди вхідного сигналу:

$$m = \frac{U_{ГПН.МАКС}}{U_{ВХ.МАКС}}. \quad (3.91)$$

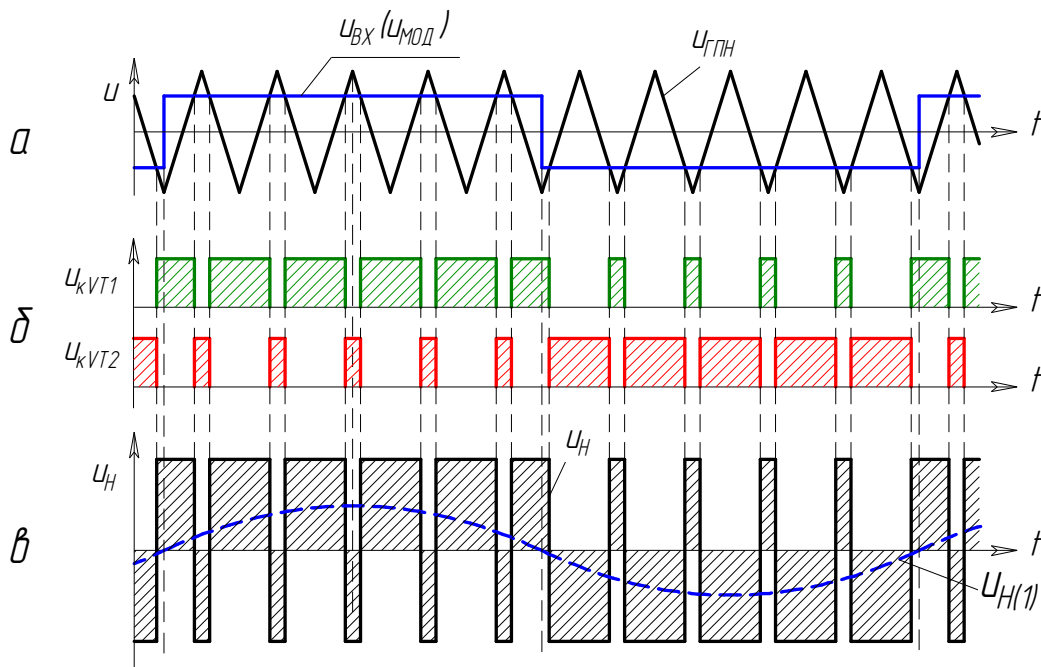


Рис. 3.77. Спосіб формування змінної напруги на виході одноплечого однофазного інвертора при прямокутній формі модулюючої напруги: *а* – осцилограма напруги ГПН (несучої) і напруги на вході (генеруючої); *б* – сигнали управління транзисторами; *в* – форма вихідної напруги і її першої гармоніки

Розглянута модуляція називається широтно-імпульсним регулюванням або ШІР-модуляцією. Напругу на виході інвертора при ШІР-модуляції можна виразити рядом Фур'є:

$$u_{ВИХ} = \frac{4mU_{Ж}}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots + \frac{1}{\nu} \sin \nu\omega t \right), \quad (3.92)$$

де $1, 2, 3, \dots, \nu$ – порядковий номер гармонік вихідної напруги.

Як видно з рівняння (3.92) в складі вихідної напруги присутні тільки непарні гармоніки. Гармонійний склад вихідної напруги характеризується спектром, який показує залежність відносних

амплітуд гармонік від частоти $\frac{U_{m(v)}}{U_{m(1)}} = f(v\omega)$. Струм навантаження залежить від параметрів навантаження, яке характеризується відносною постійною часу τ_H :

$$\tau_H = \frac{\omega L_H}{R_H}. \quad (3.93)$$

При активному навантаженні струм має такий же гармонійний склад, як і напруга. При активно-індуктивному навантаженні вищі гармоніки суттєво подавлені.

З виробництвом потужних швидкодіючих транзисторів (IGBT, MOSFET) широке розповсюдження отримали інші способи широтно-імпульсної модуляції. Найбільш поширеним є спосіб з синусоїдальною широтно-імпульсною модуляцією. При цьому модулююча напруга має форму синусоїди. Формування вихідної напруги автономного інвертора при синусоїдальній ШІМ наведено на рис. 3.78.

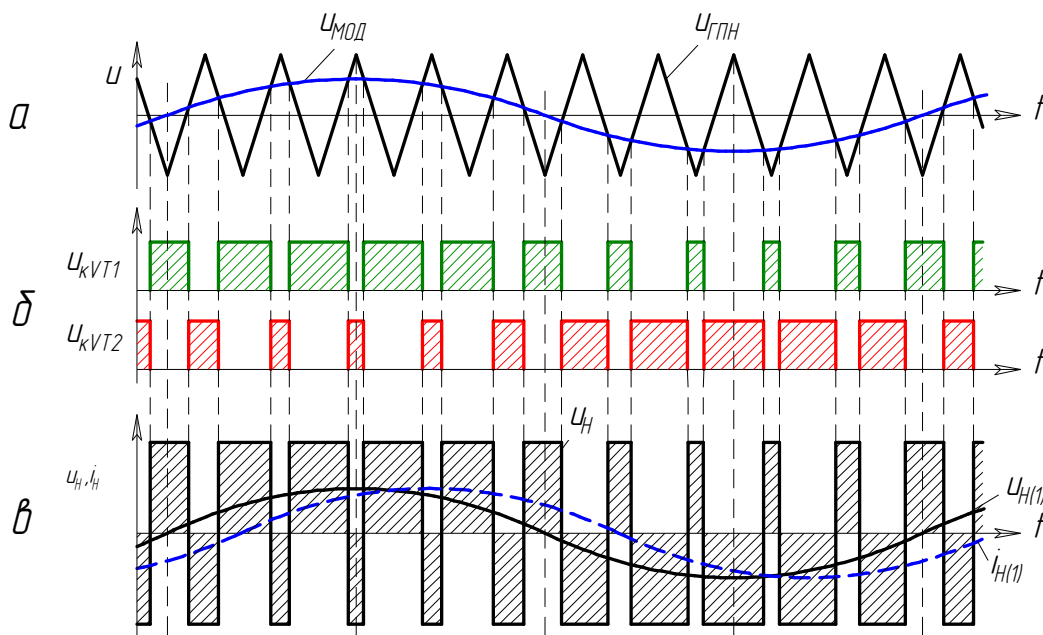


Рис. 3.78. Принцип формування вихідної напруги при синусоїдальній ШІМ:

a – осцилограма напруги ГПН і модулюючої напруги на вході; *б* – сигнали управління транзисторами; *в* – форми вихідної напруги u_H та її першої гармоніки $u_{H(1)}$ і першої гармоніки вихідного струму $i_{H(1)}$

Аналіз спектру вихідної напруги інвертора з синусоїдальним ШІМ показує, що найближча до першої вища гармоніка зсунута на частоту несучої напруги. При роботі автономного інвертора на активно-індуктивне навантаження струм цієї гармоніки на два порядки менший струму першої гармоніки. Тому при синусоїдальному ШІМ вищі гармоніки можна не враховувати, вважаючи, що інвертор є генератором синусоїдальної напруги.

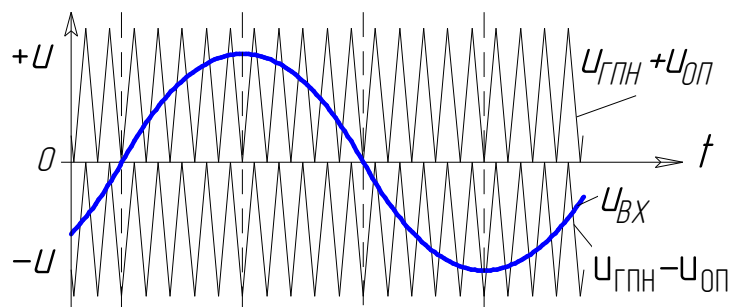
Частота вихідної напруги рівна частоті модулюючої напруги ($f_{\text{МОД}}$), а амплітуда визначається коефіцієнтом модуляції

$$m = \frac{U_{\text{ГПН.МАКС}}}{U_{\text{МОД.МАКС}}}.$$

Мостовий однофазний інвертор. Силова частина інвертора аналогічна силовій частині мостового ШІП (рис. 3.70). Мостовий інвертор реалізує не тільки симетричний спосіб управління, а й несиметричний (див. п. 3.3.2). Алгоритм симетричного управління подібний алгоритму, наведеному на рис. 3.71. Відмінність полягає тільки в тому, що на входи керування транзисторами подається змінна модулююча напруга.

При несиметричному управлінні мостовий інвертор, як і ШІП, реагує на знак модулюючої напруги. При одному знаку (наприклад, додатному) перемикаються транзистори одного плеча (наприклад, $VT1$ і $VT2$), а в іншому плечі один транзистор (наприклад, $VT3$) весь час відкритий, другий ($VT4$) закритий. При від'ємному знаку модулюючої напруги плечі міняються місцями. Описаний алгоритм роботи управління реалізується так, як і в ШІП (рис. 3.76). Часові діаграми напруг керування мостовим інвертором при синусоїдальній ШІМ наведені на рис. 3.79. Згідно діаграми, транзистори одного плеча перемикаються при додатній півхвилі, а другого – при від'ємній.

Рис. 3.79. Часові діаграми напруг керування мостовим інвертором з синусоїдальним ШІМ



3.4.2. Трифазні автономні інвертори

Для керування трифазними машинами змінного струму в електроприводі в якості силових регуляторів використовують транзисторні, головним чином на біполярних транзисторах з ізольованим затвором IGBT, перетворювачі частоти, схема якого показана на рис. 3.80. Силова частина перетворювача складається з вхідного випрямляча, ланки постійного струму, інвертора та системи керування. Вхідний випрямляч виконаний за схемою Ларіонова. Випрямляч приєднаний до ланки постійного струму, яка складається з термісторів R_{t1} і R_{t2} та електролітичних конденсаторів великої ємності $C1$ і $C2$. Термістори з від'ємним температурним коефіцієнтом призначені для обмеження зарядного струму при вмиканні перетворювача. В холодному стані термістори мають великий опір. Після вмикання перетворювача в мережу струм, що протікає через термістори, розігріває їх, внаслідок чого вони різко зменшують свій опір. Таким чином термістори обмежують зарядний струм конденсаторів, а в процесі роботи практично не впливають на величину напруги конденсаторів.

Конденсатори $C1$ і $C2$ згладжують напругу ланки постійного струму, фільтрують споживаний з мережі струм, забезпечують повернення реактивної енергії двигуна при вимиканні інвертора та при перехідних процесах і забезпечують повернення енергії при динамічному гальмуванні двигуна M . Резистори $R2$ і $R3$, увімкнені паралельно кожному конденсатору, зрівнюють їх заряд.

До виходу ланки постійного струму приєднано трифазний інвертор напруги, який складається з трьох півмостів на транзисторах $VT1$ – $VT6$ та гальмівного ключа на транзисторі VT_0 зі зворотним діодом VD_0 . До гальмівного ключа при необхідності приєднують гальмівний резистор, який буде розсіювати енергію в режимі рекуперативного гальмування двигуна.

Зворотні діоди $VD1$ – $VD6$ служать для передачі енергії від двигуна до джерела живлення. Ці діоди проводять завжди, коли напрям струму є протилежним до напрямку вхідної напруги інвертора. Таким чином, інвертор напруги дає можливість для двостороннього протікання як енергії, так і струму.

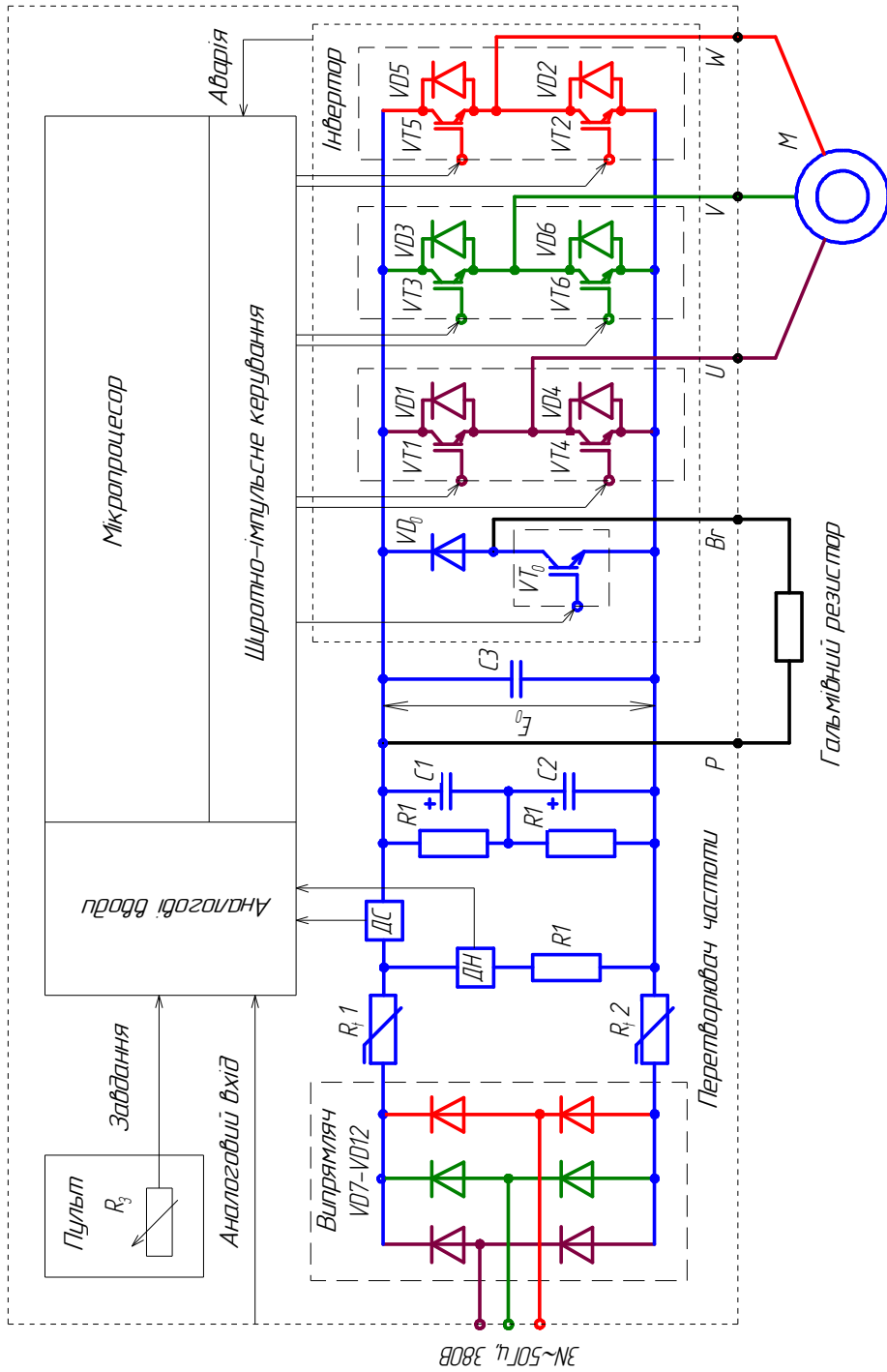


Рис. 3.80. Схема перетворювача частоти на транзисторах IGBT для гальмування із скиданням енергії на резисторі

Через велику частоту комутації ключів інвертора (до 16 кГц) між додатною та від'ємною шинами ланки постійного струму виникають великі перенапруги з частотою вільних коливань в кілька МГц. Для захисту силового модулю від пробою до його затискачів приєднано так званий снабберний конденсатор малої ємності $C3$. Індуктивність цього конденсатора в десятки разів менша індуктивності електролітичних конденсаторів, що дозволяє ефективно боротися з перенапругами.

Керування інвертором здійснюється від мікропроцесора шляхом широтно-імпульсної модуляції напруги. Транзистори інвертора працюють у ключовому режимі. Якщо шпаруватість імпульсу ключа змінювати за синусоїдним законом, то так же буде змінюватися і середнє значення напруги фази в періоді.

На входи мікропроцесора подаються аналогові сигнали задавача, зовнішніх керуючих пристроїв, величин напруги та струму випрямляча (датчики $ДН$ і $ДС$), аварійного стану інверторів і ін.

В частотно-керованих приводах на основі асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором статорні обмотки машини вмикають по схемі "зірка" або "трикутник" і застосовують скалярне та векторне керування.

При скалярному керуванні амплітуду і частоту прикладеної до двигуна напруги змінюють за певним зарані заданим законом в залежності від характеру навантаження. Скалярне керування дозволяє одержувати діапазон регулювання швидкості обертання до 40:1.

Векторне керування забезпечує безпосереднє керування крутним моментом двигуна. Крутий момент визначається струмом статора, який створює магнітне поле збудження. При безпосередньому керуванні моментом необхідно крім амплітуди змінювати і фазу струму статора, тобто вектор струму. Цим і обумовлений термін «векторне керування».

Для керування вектором струму, а, значить, положенням магнітного потоку статора відносно обертового ротора, необхідно знати точне положення ротора в який-завгодно момент часу. Для цього застосовують або виносні датчики положення ротора, або положення ротора розраховують за параметрами двигуна (за струмом і напругою статорних обмоток).

Електропривод без датчика положення ротора дешевший, але векторне керування при цьому вимагає великого об'єму і високої швидкості обчислень від мікропроцесора перетворювача частоти.

Векторне керування з датчиком зворотного зв'язку за швидкістю обертання забезпечує діапазон регулювання до 1000:1 і більше, точність регулювання швидкості – соті долі процента, точність по моменту – одиниці проценту.

В даний час відома велика кількість різних способів керування силовими транзисторними ключами. Всі інвертори в залежності від структури силової ланки діляться на два класи: інвертори з постійною структурою силової ланки та із змінною структурою силової ланки. В схемах з незмінною структурою силової ланки управляючі сигнали завжди одночасно подаються на три силових ключі, в схемах із змінною структурою силової ланки число ключів, на які подаються управляючі сигнали, може бути менше трьох.

Найпростіший спосіб керування при незмінній структурі силової ланки – це спосіб, в якому формування і регулювання вихідної напруги інвертора відбувається при незмінній тривалості провідності транзистора на протязі $\psi = 180^\circ$ (рис. 3.81). Тут протягом $1/6$ періоду вихідної напруги (період повторюваності $T_{ПВТ}$) ввімкнені три транзистори. Послідовність вмикання транзисторів в роботу відповідає порядку їх нумерації при відносному фазовому зсуві на 60° . Транзистори, які відносяться до однієї фази, наприклад $VT1$ і $VT4$ фази А, не можуть бути відкриті або закриті одночасно. В який-завгодно момент часу одночасно проводять струм три транзистори, два із яких відносяться до якоїсь однієї (катодної чи анодної) групи, тобто $VT1-VT2-VT3$, $VT2-VT3-VT4$, $VT3-VT4-VT5$, $VT4-VT5-VT6$, $VT5-VT6-VT1$, $VT6-VT1-VT2$ і т.д.

Алгоритм керування описаного інвертора і криві лінійних і фазних напруг на виході перетворювача наведено на рис. 3.81.

Лінійна напруга формується імпульсами амплітудою E_0 змінної полярності довжиною 120° , розділених паузою в 60° . Напруги U_{AB} , U_{BC} , U_{CA} зсунуті по фазі на кут 120° . Імпульси напруг з амплітудою E_0 додатної чи від'ємної полярності створюються відкритими навхрест лежачими транзисторами двох

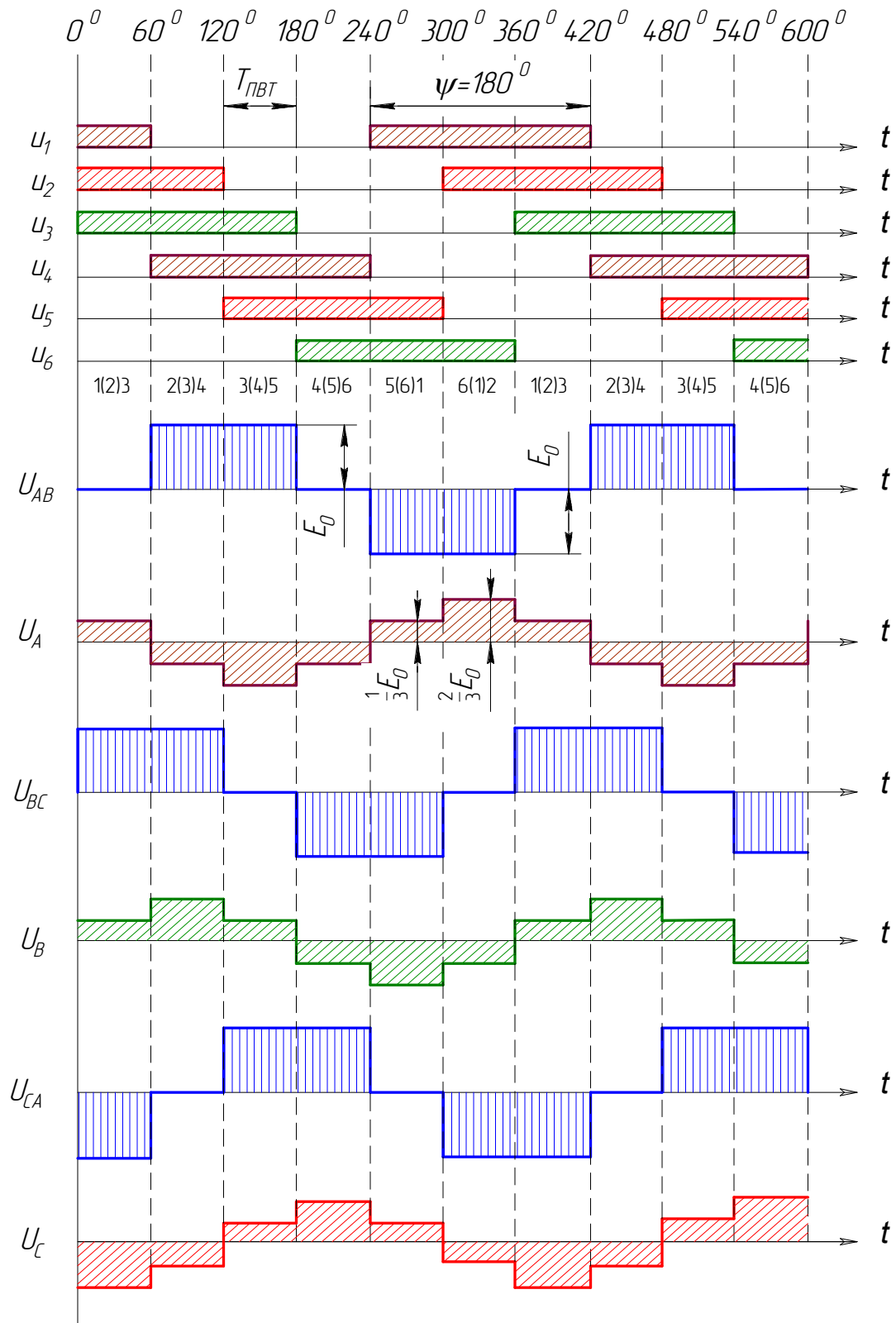


Рис. 3.81. Алгоритм керування АІН з інтервалом провідності транзисторів $\psi = 180^\circ$:

E_0 – напруга джерела живлення; u_1, u_2, u_3, u_4 – напруга керування на транзисторах; U_{AB}, U_{BC}, U_{CA} – лінійна напруга; U_A, U_B, U_C – фазна напруга

фаз, які визначають лінійну напругу, що розглядається. Так, наприклад, в кривій U_{AB} (рис. 3.81) імпульси напруги додатної полярності створюються при відкритих транзисторах $VT3$ і $VT4$, а від'ємної – при відкритих $VT1$ і $VT6$. Інтервали пауз в кривих лінійної напруги формуються відкритими транзисторами спільної групи (катодної чи анодної) двох фаз. В напрузі U_{AB} інтервали пауз створюють одночасно відкриті транзистори $VT1$ і $VT3$ або $VT4$ і $VT6$.

Фазні напруги U_A , U_B , U_C , мають вигляд ступінчатої кривої із значеннями $\frac{1}{3}E_0$ і $\frac{2}{3}E_0$ (рис. 3.81). Це визначається тим, що в кожний момент часу одночасно проводять струм три транзистори інвертора, які вмикають навантаження в фазах Z_A , Z_B , Z_C (рис. 3.82) на напругу джерела живлення E_0 таким чином, що два з них, наприклад Z_A і Z_B на інтервалі $0-60^\circ$ вмикаються паралельно між собою і послідовно з третім навантаженням Z_C . В умовах рівності опору $Z_A = Z_B = Z_C$ напруга фаз, навантаження яких увімкнено паралельно, дорівнює $\frac{1}{3}E_0$, а напруга фази, навантаження якої увімкнено послідовно, дорівнює $\frac{2}{3}E_0$. Фазні напруги мають взаємний фазовий зсув в 120° .

Форма кривої вихідної напруги інвертора задовільна для живлення асинхронних двигунів. В ній відсутні парні гармоніки, а також гармоніки, кратні трьом.

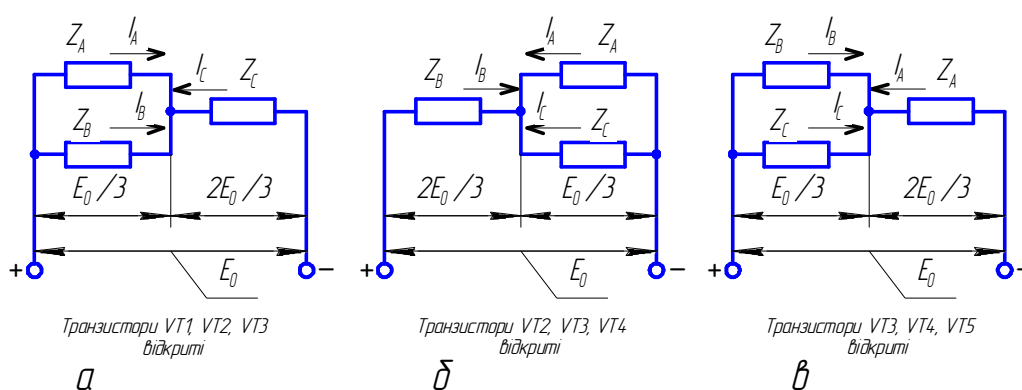


Рис. 3.82. Схема з'єднання навантаження:

a – на інтервалі $0-60^\circ$; b – на інтервалі $60-120^\circ$; v – на інтервалі $120-180^\circ$

Найпростішими способами управління транзисторними ключами, при яких змінюється структура силової ланки

інвертора, є способи з $\psi=120^0$ і $\psi=150^0$. Послідовність управління транзисторними ключами при $\psi=120^0$ наступна: 1-2, 2-3, 3-4, 4-5, 5-6, 6-1, 1-2. При $\psi=150^0$ транзисторні ключі перемикаються в наступній послідовності: 1-2, 1-2-3, 2-3, 2-3-4, 3-4, 3-4-5, 4-5, 4-5-6, 5-6, 5-6-1, 6-1, 6-1-2, 1-2, 1-2-3.

Загальним недоліком описаних способів керування є необхідність використання керованого випрямляча для регулювання напруги на виході інвертора, оскільки на інтервалі 30^0 стан транзисторів змінюється один раз, тобто не створюється шпаруватість імпульсів вихідної напруги.

Аналіз складних способів управління автономним інвертором здійснюють, користуючись поняттям результуючого (просторового) вектора. Просторові вектори напруги \vec{u}_s і струму \vec{i}_s на виході інвертора визначаються рівняннями:

$$\vec{u}_s = \frac{2}{3}(u_A + \bar{a}u_B + \bar{a}^2u_C); \quad \vec{i}_s = \frac{2}{3}(i_A + \bar{a}i_B + \bar{a}^2i_C), \quad (3.94)$$

де u_A, u_B, u_C – трифазна симетрична система напруг статора; i_A, i_B, i_C – трифазна симетрична система струмів статора; \bar{a} – вектор, який враховує просторове зміщення обмоток.

$$i_A = I_m \cos \omega t; \quad i_B = I_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}); \quad i_C = I_m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}); \quad (3.95)$$

$$\bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}; \quad \bar{a}^2 = e^{-j\frac{2\pi}{3}}. \quad (3.96)$$

При управлінні з $\psi=180^0$ і з'єднанні обмоток електродвигуна змінного струму зіркою вектор напруги має значення:

$$\vec{u}_s = \frac{2}{3}E_0 e^{j\frac{\pi}{3}(l-1)}, \quad (3.97)$$

де l – номер інтервалу (цілі числа 1, 2, 3, ...).

Із рівняння (3.97) видно, що просторовий вектор статорної напруги постійний на інтервалі і стрибкоподібно змінює фазу при перемиканні з інтервалу на інтервал. При управлінні з $\psi=180^0$ на періоді вихідної напруги автономного інвертора напруги розміщується шість періодів повторюваності $T_{ПВТ}$, кожному із

яких відповідає відповідна комбінація ввімкнених напівпровідникових елементів і положення просторового вектора \vec{u}_s .

На рис. 3.83 наведено зображення векторів напруги \vec{u}_s і струму \vec{i}_s на виході інвертора для загального випадку індуктивно-активного навантаження. Номери в квадратних дужках відповідають тим транзисторам, на які подані відкриваючі сигнали. При цьому кожній комбінації відповідає своє положення вектора \vec{u}_s , яке позначене цифрами 1-6.

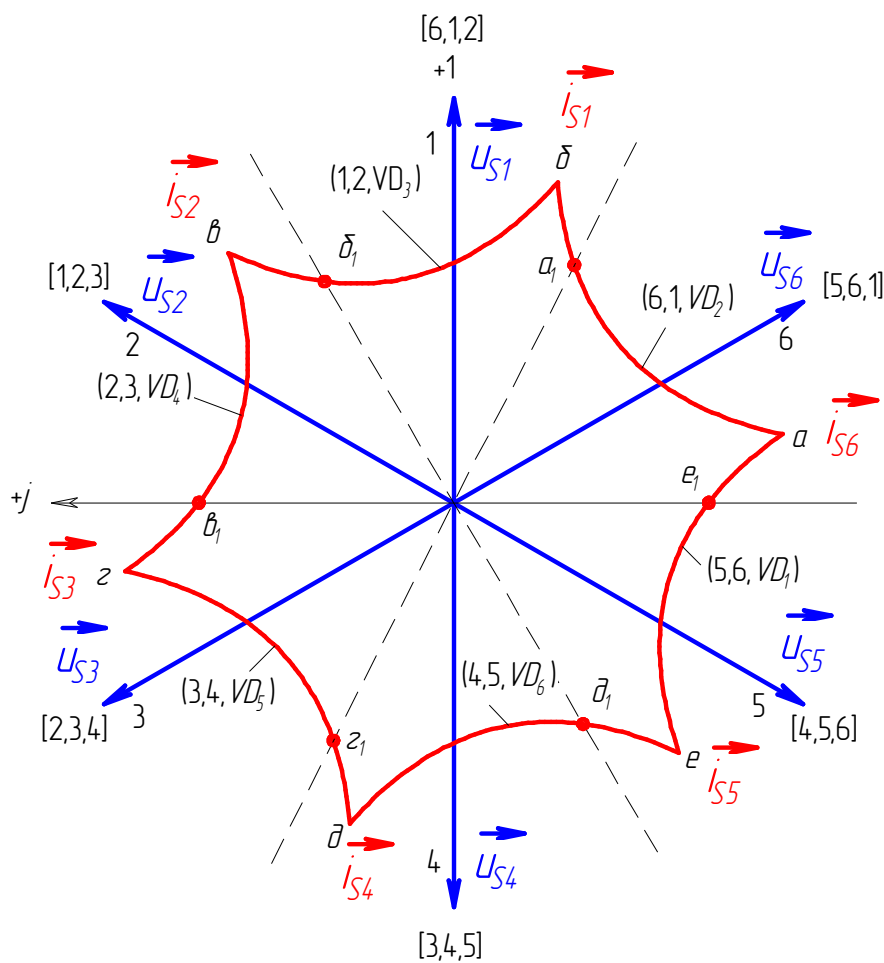


Рис. 3.83. Просторові вектори напруги і струму на виході автономного інвертора напруги

Годограф вектора струму \vec{i}_s при цьому має форму кривої **a-b-c-d-e**. В круглих дужках відмічені транзистори інвертора, які проводять струм. Так, при вмиканні VT_6, VT_1, VT_2 вектор \vec{u}_s

займе положення 1, а вектор \vec{i}_s розпочне переміщуватися із положення \mathbf{a} в положення \mathbf{b} . До перетину годографа вектора \vec{i}_s з прямою, яка відстає на $\pi/6$ від вектора \vec{u}_s , тобто до точки \mathbf{a}_1 , струм пропускають транзистори $VT6$, $VT1$ і зворотний діод $VD2$, а в момент, який відповідає точці \mathbf{a}_1 , струм в фазній обмотці C двигуна змінює напрямок, діод $VD2$ запирається і провідними стають транзистори $VT6$, $VT1$, $VT2$. Тривалість вказаних двох станів силового кола інвертора залежить від постійної часу навантаження:

$$\tau_H = L_H / R_H. \quad (3.98)$$

При збільшенні постійної часу навантаження збільшується тривалість стану (6, 1, $VD2$). При певному значенні τ_H на цьому інтервалі можливе невмикання транзистора $VT2$.

Для докладнішої класифікації схем керування інвертором використовують такі величини:

- модуль результуючого вектора $u_s = \text{mod}(\vec{u}_s)$;
- середній модуль результуючого вектора $u_{s.CEP} = \gamma \text{mod}(\vec{u}_s)$;
- відносна тривалість стану, при якому обмотки машини змінного струму під'єднані до джерела живлення $\gamma = t_1 / T_0$;
- відносна тривалість стану, при якому обмотки закорочені через анодні чи катодні транзисторні ключі, $1 - \gamma = t_2 / T_0$;
- період напруги несучої частоти на виході інвертора T_0 ;
- фаза результуючого вектора

$$\varphi_U = \text{arctg}(\vec{u}_s) = \frac{\pi}{3}(l-1); \quad (3.99)$$

- середня фаза результуючого вектора

$$\varphi_{CEP} = \text{arctg} \sqrt{\frac{3(T_0 - t_1)}{T_0 + t_2}}. \quad (3.100)$$

Зміна середньої фази результуючого вектора досягається багатократними перемикаваннями двох транзисторів однієї фази, наприклад $VT3$ та $VT6$, протягом періоду повторюваності $T_{ПВТ}$. При цьому результуючий вектор напруги переміщується між

двома сусідніми фіксованими положеннями. Із цих двох фіксованих положень вектора \vec{u}_s , які віддалені один від іншого на $\pi/3$ радіан, шляхом його багатократного переміщення із одного положення в інше і назад на основі принципу геометричного додавання можна отримати яке-завгодно проміжне положення шляхом зміни часу знаходження вектора в одному і іншому положенні. Фазовий зсув між проміжним і початковим положенням вектора і є середня фаза результуючого вектора.

Способи регулювання параметрів результуючого вектора \vec{u}_s поділяють на чотири групи:

1 – регулювання модуля результуючого вектора (регулювання напруги на вході інвертора при кутах $\psi=120^0$, $\psi=150^0$ або $\psi=180^0$);

2 – регулювання середнього модуля результуючого вектора у схемах з широтно-імпульсним регулюванням вихідної напруги і несучої частоти;

3 – регулювання модуля і середньої фази результуючого вектора (регулювання напруги на вході інвертора із спеціальним управлінням, яке покращує гармонічний склад вихідної напруги);

4 – регулювання середнього модуля і середньої фази результуючого вектора у схемах з широтно-імпульсною модуляцією за синусоїдальним, трикутним та іншими законами управління, які покращують гармонічний склад вихідної напруги.

Як зазначено вище, всі інвертори в залежності від структури силової ланки поділяють на два класи:

I клас – інвертори з постійною структурою силової ланки.

II клас – інвертори зі змінною структурою силової ланки. Виходячи з цього інвертори шифрують цифрами, перша з яких (римська) відповідає класу, а друга (арабська) – групі схем.

До типу I-1 відносяться автономні інвертори напруги з $\psi=180^0$ і регулюванням напруги на вході (рис. 3.81).

До типу II-1 відносяться інвертори з $\psi=120^0$ і $\psi=150^0$ також з регулюванням напруги на вході. В таких інверторах у вихідному каскаді створюються кола, які замикаються тільки через діоди зворотного мосту з односторонньою провідністю. Структура вихідної ланки такого інвертора буде залежати від напрямку

струму в цих колах. В свою чергу момент зміни струму в тому чи іншому колі схеми залежить від характеру навантаження. Тому форми вихідної напруги при $\psi=120^\circ$ і $\alpha=150^\circ$ також залежать від характеру навантаження. При $\psi=120^\circ$ структура силової ланки залишається незмінною, якщо $\cos\varphi_H \leq 0,55$. Форма напруги на навантаженні в цьому випадку аналогічна формі з $\psi=180^\circ$ (рис. 3.81).

До типу П-2 відносяться інвертори з широтно-імпульсним регулюванням на основній і несучій частоті. Часові діаграми напруг керування на транзисторах $VT1-VT6$ (рис. 3.80) та напруги на виході інвертора при широтно-імпульсному регулюванні на основній частоті наведені на рис. 3.84.

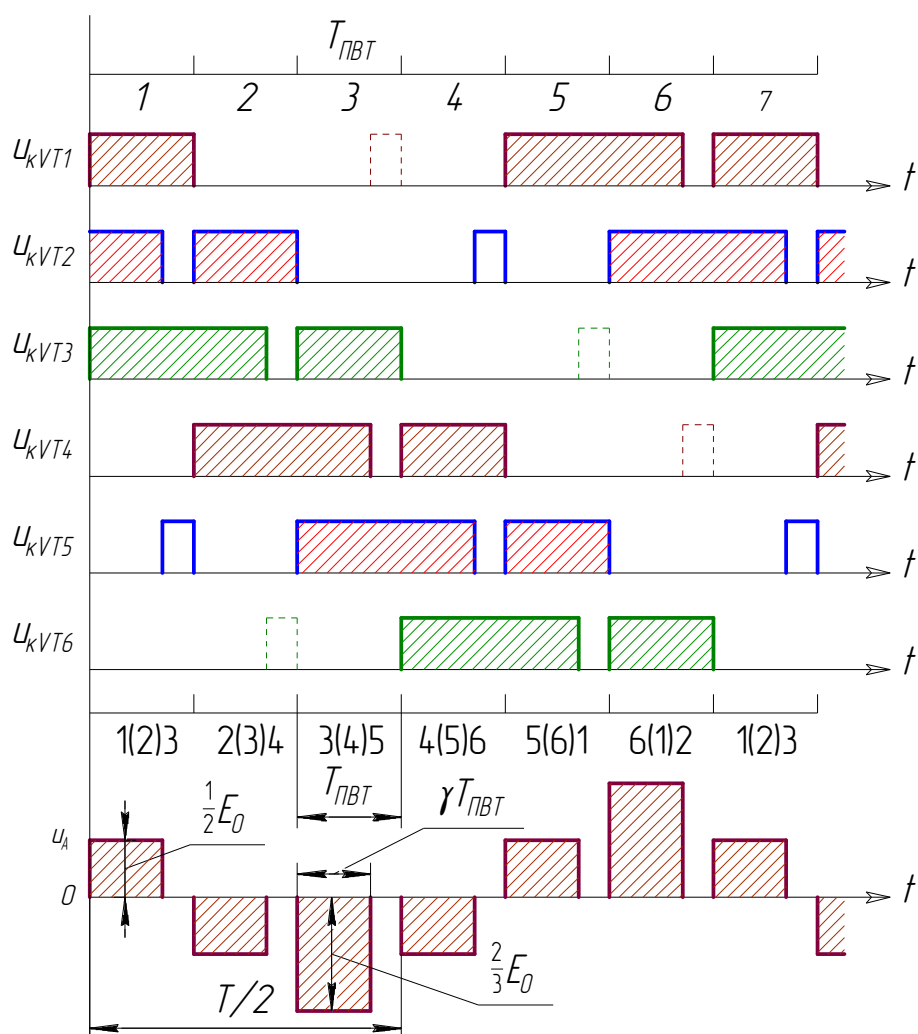


Рис. 3.84. Управління автономним інвертором напруги при широтно-імпульсному регулюванні на основній частоті

Протягом кожного періоду повторюваності $T_{ПВТ}$ для підключення навантаження до джерела живлення відкривають три транзистори (наприклад VT_1 , VT_2 , VT_3); для відключення навантаження від джерела один із них закривають. Причому закривається той транзистор, який відключає всю групу анодних чи катодних транзисторів. Так, для відключення навантаження при відкритих транзисторах VT_1 , VT_2 , VT_3 закривається транзистор VT_2 , а при відкритих транзисторах VT_2 , VT_3 , VT_4 – транзистор VT_3 і т.д. Такий спосіб називається *алгоритмом одиночного перемикавання*.

Широтно-імпульсне регулювання напруги на виході інвертора і алгоритм одиночного перемикавання здійснюється зміною відносної тривалості γ підключення навантаження до джерела живлення. Можливий і другий спосіб широтно-імпульсного регулювання на основній частоті, коли в паузі між імпульсами закриваються два транзистора однієї групи (*алгоритм групового перемикавання*). Наприклад, при відкритих транзисторах VT_1 , VT_2 , VT_3 для створення паузи в напрузі на навантаженні закриваються VT_1 і VT_3 .

При груповому перемиканні пауза в напрузі на навантаженні створюється в тому випадку, коли до моменту закривання двох транзисторів однієї групи струм змінить свій знак. Це можливо при малих значеннях постійної часу навантаження τ_H . Якщо значення τ_H велике і до моменту закривання транзисторів струм не змінить свій знак, то паузу у вихідній напрузі сформувати неможливо. З рис. 3.83 видно, що регулювання напруги на виході автономного інвертора напруги можливе доти, доки миттєва різниця фаз між зображуваними векторами напруги і струму знаходиться в межах $\varphi = \varphi_U - \varphi_I < \pi/6$.

Система керування в алгоритмі одиночного перемикавання здатна формувати паузу у вихідній напрузі інвертора при всяких значеннях τ_H , але в електроприводах при переході асинхронного двигуна в генераторний режим з віддачею енергії в джерело живлення ні групове перемикавання, ні одиночне не формують паузу у вихідній напрузі, тому переваги алгоритму одиночного перемикавання проявляються тільки в режимі споживання енергії асинхронним електродвигуном.

Розглянуті способи перемикавання не дозволяють реалізувати постійну силову структуру, що є суттєвим недоліком в роботі автономного інвертора.

При реалізації постійної структури інвертора (тип П-1) відмічені недоліки усуваються. Для цього потрібне додаткове перемикавання транзисторів в кожній фазній групі. Приклад такого управління для алгоритму одиночного перемикавання наведено на рис. 3.84 пунктирними лініями. Тут при закриванні транзистора $VT2$ відкривається транзистор $VT5$, при закриванні транзистора $VT3$ відкривається транзистор $VT6$ і т.д.

При широтно-імпульсному регулюванні на основній частоті гармонічний склад вихідної напруги і струму різко погіршується в області малих напруг і частот. Для виключення цього небажаного явища використовують широтно-імпульсне регулювання на несучій частоті. В цьому випадку протягом періоду повторюваності $T_{ПВТ}$ декілька разів з періодом $T_0=1/f_{НЕС}$ відбувається вмикання і вимикання одного із транзисторів (рис. 3.85).

Внаслідок цього обмотки двигуна підключаються до джерела живлення на інтервалі γT_0 , а на інтервалі $(1-\gamma)T_0$ вони відключені і закорочені. На рис. 3.85 наведений випадок для $T_{ПВТ}=2T_0$. Гармонічний склад вихідної напруги при широтно-імпульсному регулюванні на несучій частоті покращується при малих значеннях γ із збільшенням кратності:

$$k = \frac{T_{ПВТ}}{T_0} = \frac{f_{НЕС}}{f_{ПВТ}} = \frac{6f_{НЕС}}{f_{МОД}} \quad (3.101)$$

Покращення гармонічного складу вихідної напруги здійснюється при широтно-імпульсній модуляції. Суть цього способу пояснюється на рис. 3.86, де наведено закони управління транзисторами і вихідна напруга на фазі "А".

В інтервалі від 0 до $2\pi/3$ на керуючий електрод транзистора (наприклад $VT1$) подається постійний відкриваючий сигнал, а в інтервалі від $2\pi/3$ до π – 4-х імпульсний широтно-модулюючий сигнал, причому тривалість імпульсів лінійно спадає. Аналогічні сигнали, але з відповідним фазовим зсувом, подаються на керуючі електроди решти транзисторів. При такому способі

управління сигнали подаються по чергово то на два, то на три транзистори. В цьому випадку змінюється силова структура силового кола, тобто інвертор відноситься до типу П-3.

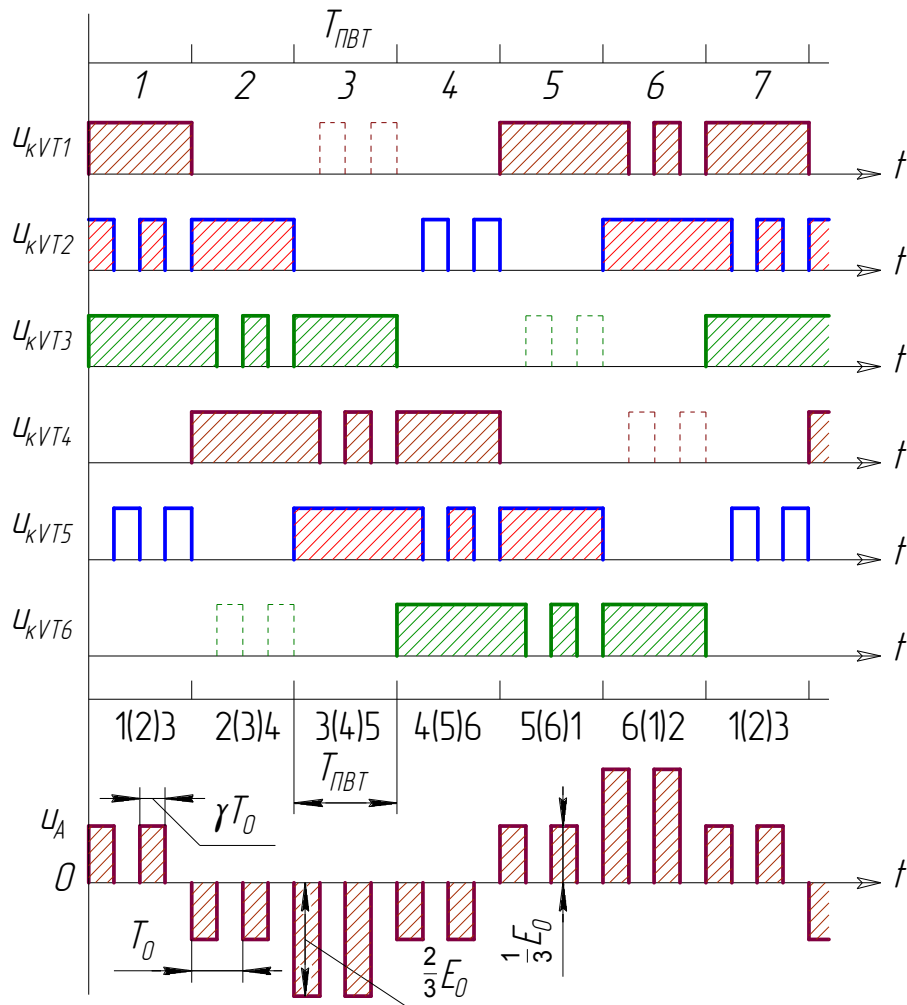


Рис. 3.85. Управління автономним інвертором напруги при широтно-імпульсному регулюванні на несучій частоті

При закриванні транзистора $VT1$ зображуючий вектор \vec{u}_s переходить із положення 2 в положення 3 (див. рис. 3.83). Протягом імпульсу 1 (рис. 3.86) транзистор $VT1$ відкритий, тому $t_1 = T_0$ і за рис. 3.76 маємо $\varphi_{СЕР} = 0$. Три чверті періоду імпульсу 2 транзистор $VT1$ відкритий, а чверть періоду закритий.

Виходячи з цього

$$t_2 = \frac{3}{4}T_0, \quad \varphi_{СЕР} = \arctg(\sqrt{3/7}) = 14^\circ.$$

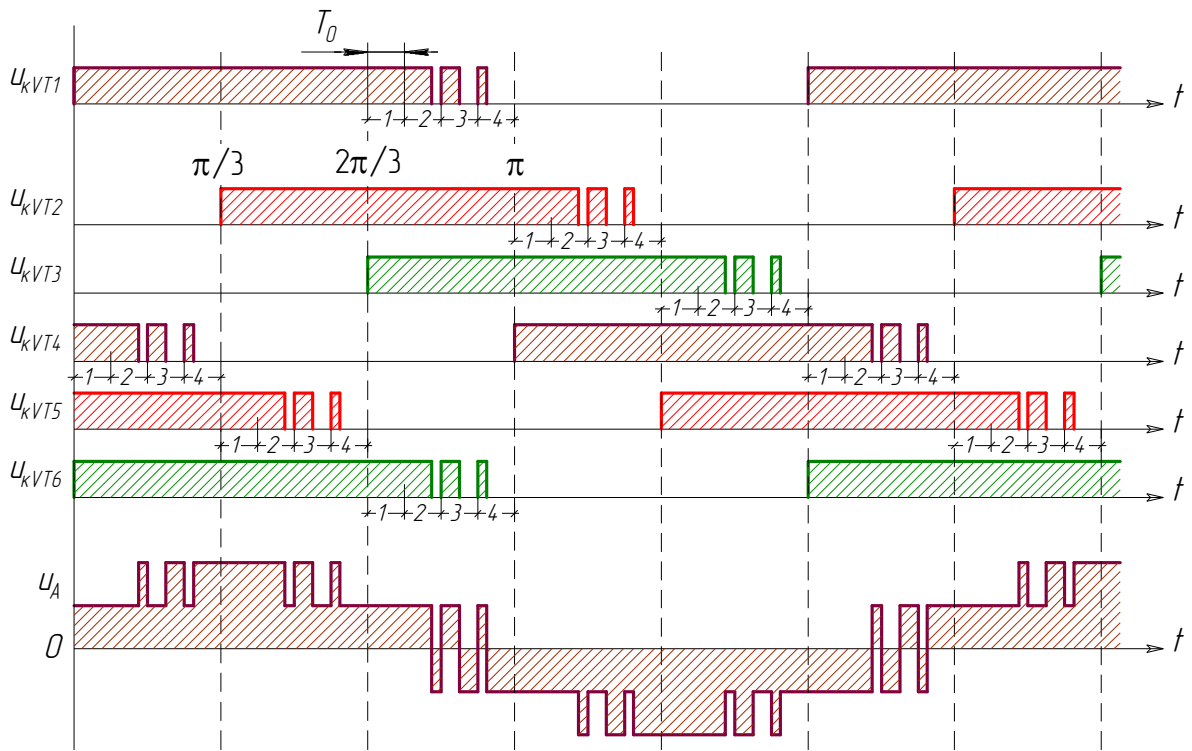


Рис. 3.86. Управління автономним інвертором напруги при широтно-імпульсній модуляції на несучій частоті

Тривалість імпульсу 3 буде $t_3 = \frac{T_0}{2}$, а четвертого $t_4 = \frac{T_0}{4}$. При цьому середня фаза зображуючого вектора напруги приймає послідовно значення $0, 14^\circ, 30^\circ, 46^\circ$.

Таким чином, зображуючий вектор \vec{u}_s , переміщуючись між положенням 2 і 3 (рис. 3.83), займає проміжне положення, яке відрізняється одне від другого середньою фазою. Чим більше проміжних положень, тим ближча до синусоїди напруга на виході інвертора.

Для створення схеми інвертора з постійною структурою (тип П-3) необхідно після закриття чергового транзистора відкривати інший транзистор тієї ж фазної групи. Так, при закриванні транзистора $VT1$ необхідно відкрити транзистор $VT4$. При цьому електромагнітні процеси не будуть залежати від коефіцієнта потужності навантаження.

Нині у зв'язку з великими успіхами в технології виготовлення силових транзисторів розпочали широко

використовувати алгоритми управління з синусоїдальною широтно-імпульсною модуляцією.

Функціональна схема ШІМ в АІН для однієї фази наведена на рис. 3.87, а. Генератор пилкоподібної напруги (ГПН) генерує напругу пилкоподібної форми високої частоти. Схема порівняння

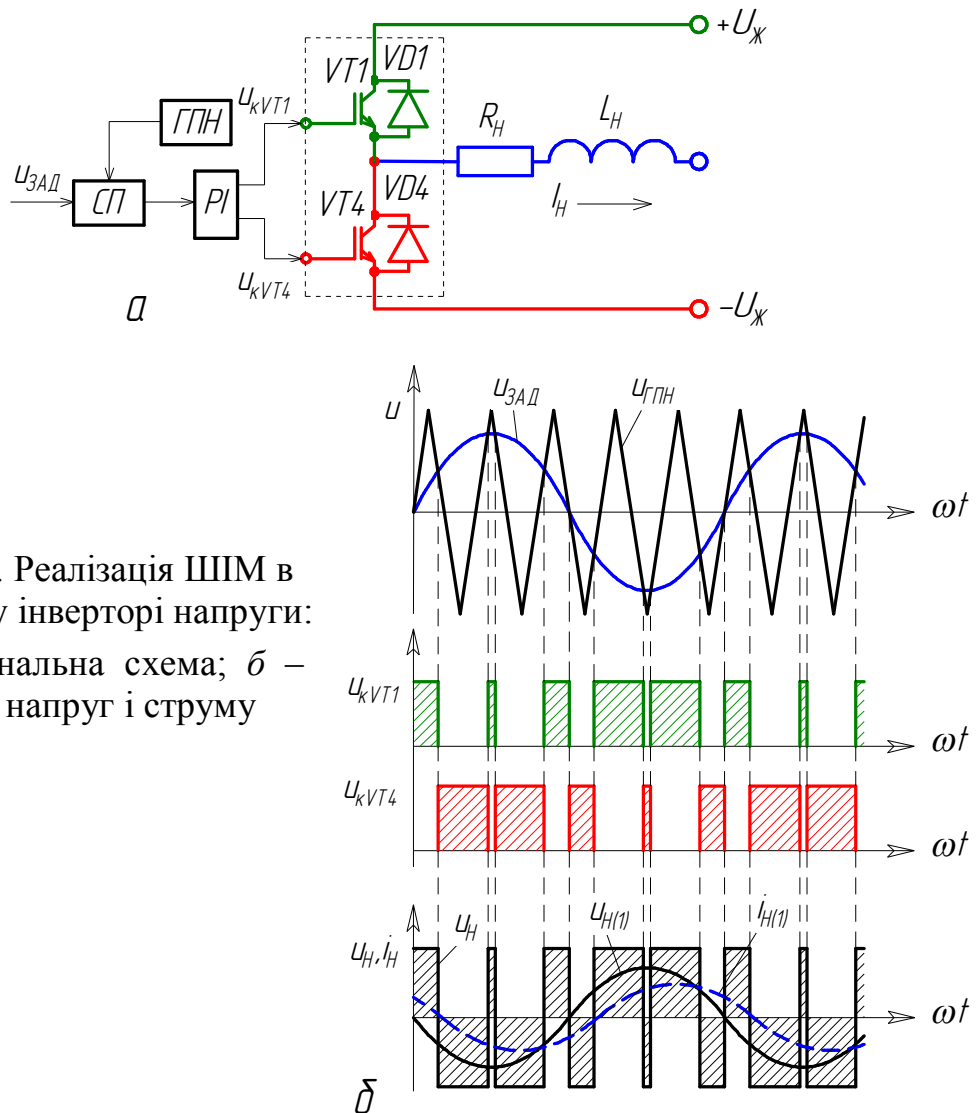


Рис. 3.87. Реалізація ШІМ в автономному інверторі напруги: а – функціональна схема; б – осцилограми напруг і струму

(СП) порівнює пилкоподібну напругу з синусоїдальною напругою, частота і величина якої задається задавачем $u_{\text{зад}}$. Розподільник імпульсів (PI) подає керуючі сигнали на транзистори $VT1$ і $VT4$. Основною особливістю АІН є те, що напруга на виході не залежить від навантаження і визначається лише черговістю комутації транзисторів інвертора. Досягається це введенням шунтуючих діодів $VD1$ і $VD4$ для проведення індуктивного струму навантаження і вмиканням конденсатора $C3$

(див. рис. 3.80) для замикання кола цього струму. В результаті АН має жорстку зовнішню характеристику, тобто при зміні навантаження напруга АН практично не змінюється.

Формування вихідної напруги АН при синусоїдальній ШІМ зображено на рис. 3.87, б. Там же зображена перша гармоніка вихідної напруги і пунктиром – перша гармоніка вихідного струму.

Часто автономний інвертор будують таким чином, щоб він мав властивості джерела струму. В цьому випадку використовують замкнутий спосіб реалізації ШІМ (рис. 3.88). Тобто за рахунок від'ємного зворотного зв'язку за струмом і релейного елемента PE струм в навантаженні пульсує навколо заданого значення. Амплітуда і частота пульсацій визначається параметрами R_H і L_H активно-індуктивного навантаження і шириною петлі гістерезису релейного елемента. Такий спосіб ШІМ називають «струмовим коридором», а інвертор є джерелом струму.

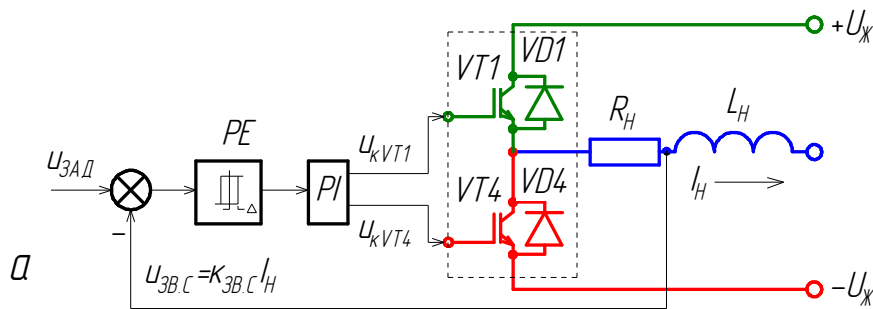
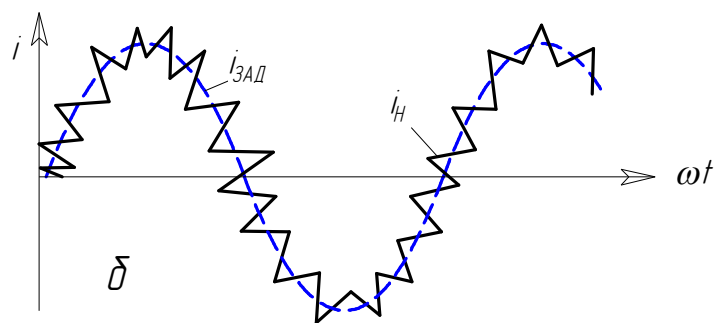


Рис. 3.88. Принцип формування "струмового коридору" в інверторі струму:

а – принципіальна схема АІС; б – осцилограма струмів на навантаженні I_H та задавача $i_{ЗАД}$



Пристрої управління інверторами повинні реалізувати спосіб, який забезпечував би дві основні вимоги, які висуваються до системи перетворювач-машина змінного струму:

- мінімальні втрати в двигуні і мінімальні пульсації моменту, що зумовлені діями поля першої і вищих гармонік;
- мінімальні втрати в елементах перетворювача.

Ці вимоги суперечливі, оскільки для покращення роботи електродвигуна несучу частоту необхідно збільшувати, а для зменшення втрат у перетворювачі її необхідно зменшувати. Крім того, двосторонній енергетичний зв'язок вимагає додаткових перемикачів в перетворювачі. Компроміс у виконанні вказаних вимог знаходиться на основі аналізу електромагнітних процесів.

3.4.3. Гармонічний склад вихідної напруги трифазного інвертора

Регульовальна характеристика і спектральний склад вихідної напруги трифазного інвертора залежить від коефіцієнта модуляції і форми модулюючої напруги.

В спектрі вихідної напруги інвертора відсутні всі парні гармоніки і гармоніки кратні трьом. Сам спектр визначається алгоритмом управління. При управлінні автономним інвертором за законом $\psi=180^\circ$ амплітуди гармонічних складових в фазній напрузі визначаються за виразом:

$$U_{mv} = \frac{2}{v\pi} U_{ж}, \quad (3.102)$$

де U_{mv} – амплітуда v -тої гармоніки; $v=6n\pm 1$; $n=0, 1, 2, 3\dots$; $U_{ж}$ – напруга джерела живлення.

Відношення амплітуд гармонічного складу фазної напруги до амплітуди першої гармоніки дорівнює:

$$\frac{U_{mv}}{U_{m1}} = \frac{1}{v}. \quad (3.103)$$

Із рівняння (3.103) витікає, що при простому алгоритмі управління гармонічний склад постійний. У вихідній напрузі найбільше виражені п'ята і сьома гармоніки. При широтно-імпульсному регулюванні на основній частоті повторюваності $f_{ПВТ}$ (рис. 3.84) відношення амплітуд гармонічних складових фазної напруги до амплітуди першої гармоніки має вигляд:

$$\frac{U_{mv}}{U_{m1}} = \frac{1 \sin(v\pi\gamma/6)}{v \sin(\pi\gamma/6)} \quad (3.104)$$

На рис. 3.89 наведені залежності відносних амплітуд гармонік від відносної тривалості управління γ , з яких видно, що в процесі регулювання при зменшенні вихідної напруги 5-а, 7-а, 11-а і 13-а гармоніки наближуються до основної. Це приводить до спотворення форми напруги та струму і в свою чергу до збільшення втрат від вищих гармонік.

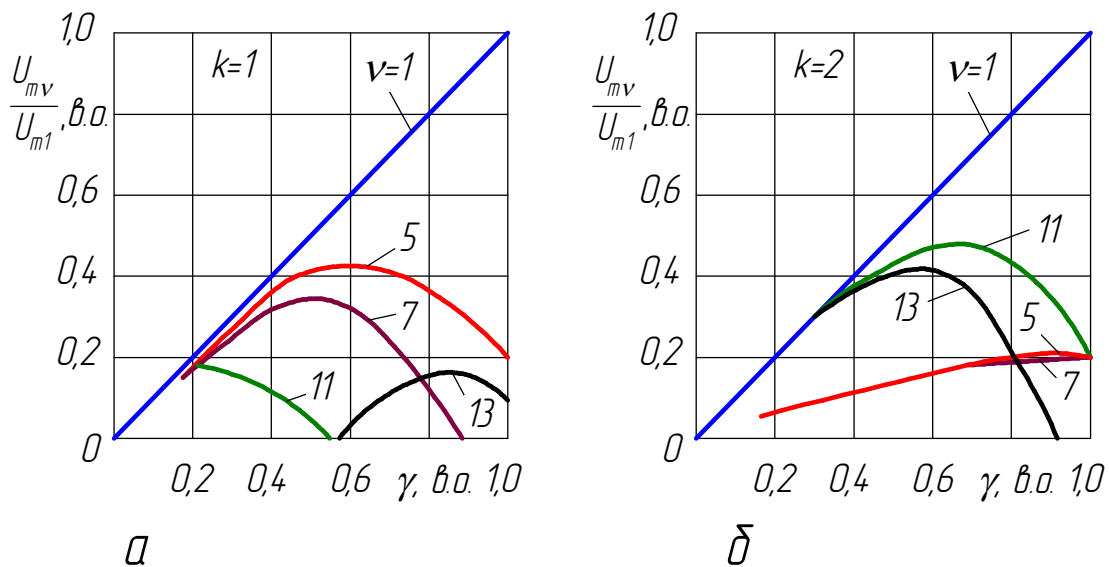


Рис. 3.89. Гармонічний склад вихідної напруги автономного інвертора напруги з широтно-імпульсним регулюванням:

a – регулювання на основній частоті ($k=1$); *б* – регулювання на несучій частоті ($k=2$)

Деяке покращення гармонічного складу досягається за рахунок широтно-імпульсного регулювання на несучій частоті (рис. 3.85). В цьому випадку відношення амплітуд гармонічних складових фазної напруги до амплітуди першої гармоніки має вигляд:

$$\frac{U_{mv}}{U_{m1}} = \frac{1 \sin(v\pi\gamma/6k)}{v \sin(\pi\gamma/6k)} \quad (3.105)$$

де k – кратність несучої частоти до модулюючої, визначається за рівнянням (3.101).

З наведеного вище витікає, що для монотонного зменшення v -гармоніки при зменшенні γ необхідно виконувати умову $\frac{v}{k} < 3$.

При $k=1$ для жодної із вищих гармонік ця умова не виконується. При $k=2$ умова виконується тільки для п'ятої гармоніки, при $k=3$ – для п'ятої і сьомої гармонік і т.д.

На рис. 3.89, б наведені залежності відносних амплітуд гармонік від відносної тривалості управління γ для $k=2$.

При широтно-імпульсній модуляції розрахунок спектра вихідної напруги інвертора є складною задачею, яка може бути вирішена з використанням комп'ютерного моделювання. На гармонічний склад вихідної напруги тут впливають відношення несучої частоти до частоти модуляції, закон зміни модулюючої напруги і коефіцієнт модуляції.

3.4.4. Основні характеристики інверторів

Основними характеристиками інверторів є:

- регульовальна характеристика – залежність вихідної напруги інвертора від напруги керування (коефіцієнта модуляції);
- зовнішня (навантажувальна) характеристика інвертора – залежність напруги на навантаженні від струму навантаження;
- спектральні характеристики напруги і струму в колі змінного струму;
- енергетичні характеристики:
 - ✓ залежності струму в джерелі живлення і в напівпровідникових елементах інвертора від струму навантаження;
 - ✓ залежності потужності, споживаної від джерела живлення, і потужності втрат в напівпровідникових елементах інвертора від потужності навантаження.

Питання для самоконтролю

1. Приведіть класифікацію напівпровідникових діодів за призначенням.
2. Нарисуйте вольт-амперну характеристику діода.
3. Як позначаються на схемах напівпровідникові діоди?

4. Як вмикають напівпровідникові діоди в електричне коло?
5. Приведіть класифікацію тиристорів.
6. Наведіть умовні графічні позначення тиристорів різних типів.
7. Які умови відкриття тиристора?
8. Назвіть способи відкриття тиристора.
9. Наведіть вольт-амперну характеристику тиристора.
10. Вкажіть особливості роботи повнокерованого тиристора.
11. Назвіть основні параметри тиристора.
12. Наведіть умовне графічне позначення транзистора.
13. В яких режимах може працювати транзистор?
14. Чому біполярний транзистор називають приладом, що керується струмом, а не напругою?
15. Поясніть роботу транзистора в ключовому режимі.
16. Приведіть умовні графічні позначення польових транзисторів.
17. Поясніть принцип дії польового транзистора з ізольованим затвором.
18. Вкажіть особливості біполярного транзистора з ізольованим затвором.
19. Вкажіть способи захисту транзисторів від пробою.
20. Поясніть принцип роботи однофазної мостової схеми випрямлення і схеми з нульовим (середнім) виводом.
21. Що таке регулювальна характеристика випрямляча?
22. Порівняйте мостову схему випрямляча зі схемою з нульовим (середнім) виводом.
23. Вкажіть три характерних кути керування трифазним мостовим симетричним випрямлячем.
24. Вкажіть особливості несиметричного мостового випрямляча.
25. З якою метою в схему випрямляча вводять зворотний діод?
26. Для чого призначений інвертор?
27. Поясніть роботу двопівперіодного однофазного інвертора, веденого мережею.
28. Наведіть силові електричні схеми реверсивних перетворювачів.

29. Як обмежують зрівнювальні струми в реверсивних випрямлячах?
30. Назвіть основні енергетичні характеристики керованих випрямлячів.
31. Для чого призначені імпульсні перетворювачі напруги?
32. Які бувають способи керування широтно-імпульсними перетворювачами?
33. Поясніть роботу одноплечового широтно-імпульсного перетворювача (ШПІ).
34. Приведіть функціональну схему з симетричним керуванням транзисторним ШПІ та поясніть її роботу.
35. Наведіть осцилограми напруг керування на транзисторних керуючих електродах та осцилограми миттєвих значень напруги та струму навантаження.
36. Поясніть роботу мостового ШПІ.
37. Вкажіть особливості несиметричного та почергового керування ШПІ.
38. Для чого призначені автономні інвертори?
39. Вкажіть область використання автономних інверторів.
40. Поясніть роботу одноплечового однофазного інвертора.
41. Поясніть формування трифазної напруги на виході автономного інвертора при симетричному керуванні.
42. За діаграмою просторових векторів напруги і струму поясніть, що таке середня фаза результуючого вектора?
43. Поясніть, в чому відмінність широтно-імпульсного регулювання (ШІР) від широтно-імпульсної модуляції (ШІМ)?
44. Чим відрізняється автономний інвертор напруги (АІН) від автономного інвертора струму (АІС)?
45. Наведіть принципіальну схему АІС та осцилограми струмів на навантаженні та задавачі.

4. РЕГУЛЬОВАНИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Основою регульованого електропривода є двигун постійного струму (ДПС), який має обмотку якоря і обмотку збудження. Для створення сприятливих умов комутації і компенсації реакції якоря в коло якоря вмикають обмотку додаткових полюсів, а у двигунів великої потужності і компенсаційну обмотку. Як відомо, додаткові обмотки призначені для усунення спотворення основного магнітного потоку, спричиненого реакцією якоря. Тому вони безпосередньо у процесі електромеханічного перетворення участі не беруть. Їх параметри враховуються тільки при визначенні повних опорів та індуктивностей якірного кола.

В залежності від підключення обмотки збудження двигуни бувають незалежного, послідовного і змішаного збудження. Двигуни із змішаним і послідовним збудженням, як правило, використовуються в розімкнених системах електропривода. Двигуни з незалежним збудження є основою замкнених систем регульованого електропривода і найширше використовуються в масових тиристорних електроприводах постійного струму.

Двигуни постійного струму мають більші пускові моменти, витримують більші перевантаження, ніж двигуни змінного струму. Недоліками цих двигунів є їх висока вартість і низька надійність колекторно-щіткового вузла.

4.1. Математичний опис електродвигунів постійного струму

4.1.1. Двигуни постійного струму незалежного збудження

На рис. 4.1 наведено спрощену схему вмикання двигуна постійного струму з незалежним збудженням.

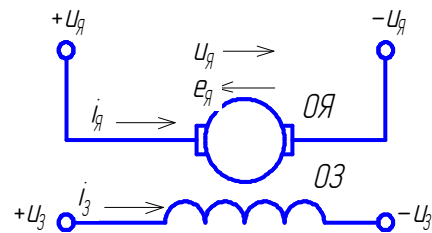
Двигун розглядається як електромеханічний перетворювач електричної енергії в механічну. На основі рівняння електричної рівноваги електричної машини і основного рівняння руху електропривода, відомих з курсу "Основи електропривода", складаємо систему рівнянь, якими описуються електромагнітні і електромеханічні процеси в двигуні:

$$\left. \begin{aligned}
 u_3 &= L_3 \frac{di_3}{dt} + R_3 i_3; \\
 u_{я} &= L_{я} \frac{di_{я}}{dt} + R_{я} i_{я} + e_{я}; \\
 J \frac{d\omega}{dt} &= m - m_C; \\
 k\Phi &= k_{\phi} i_3; \\
 e_{я} &= k\Phi \omega; \\
 m &= i_{я} k\Phi,
 \end{aligned} \right\} \quad (4.1)$$

де $u_{я}$, u_3 – миттєві значення напруг, прикладених до якірного кола і обмотки збудження; $e_{я}$ – ЕРС якоря двигуна; $L_{я}$, L_3 – індуктивності обмотки якоря і обмотки збудження; $R_{я}$, R_3 – активні опори обмоток якоря і обмотки збудження; $i_{я}$, i_3 – миттєві значення струму в колі якоря і в обмотці збудження; k – конструктивний коефіцієнт, який залежить від параметрів обмотки якоря; k_{ϕ} – коефіцієнт пропорційності, що відповідає лінійній частині кривої намагнічування; ω – кутова швидкість; J – зведений до вала електродвигуна момент інерції системи "електродвигун-робоча машина"; Φ – магнітний потік; m , m_C – миттєві значення електромагнітного моменту двигуна та моменту опору робочої машини.

Рис. 4.1. Схема вмикання двигуна постійного струму незалежного збудження:

$i_{я}$ і i_3 – струми якоря і обмотки збудження двигуна; $e_{я}$ – ЕРС якоря, $u_{я}$ – напруга джерела живлення якоря двигуна; u_3 – напруга джерела живлення обмотки збудження; ОЯ – обмотка якоря; ОЗ – обмотка збудження



Для аналізу динамічних процесів систему рівнянь (4.1) записують у операторній формі:

$$\left. \begin{aligned}
 u_3 &= \frac{R_3}{k_{\phi}} (T_3 p + 1) k\Phi; \\
 u_{я} &= R_{я} (T_{я} p + 1) i_{я} + k\Phi \omega; \\
 J\omega p &= i_{я} k\Phi - m_C,
 \end{aligned} \right\} \quad (4.2)$$

де $T_{\text{я}} = L_{\text{я}} / R_{\text{я}}$ – електромагнітна постійна часу якорного кола;
 $T_3 = L_3 / R_3$ – електромагнітна постійна часу обмотки збудження;
 p – оператор Лапласа.

Структурна схема електромеханічного перетворювача енергії, яка відповідає системі рівнянь (4.2), наведена на рис. 4.2. На схемі показано два канали управління при живленні від джерела напруги – канал управління полем двигуна, на який діє керуюча напруга u_3 , і канал управління по колу якоря з керуючою дією $u_{\text{я}}$. Із схеми витікає, що при відсутності реакції якоря процеси в колі збудження проходять незалежно від процесів в якорному колі, а процеси в якорному колі залежать від змінювання магнітного потоку двигуна Φ .

Коло збудження двигуна являє собою аперіодичну ланку з постійною часу T_3 . При відсутності додаткових резисторів у двигунів потужністю від одного до декількох тисяч кіловат постійна часу кола збудження знаходиться в межах $T_3 = 0,2 \div 5$ с, причому із збільшенням потужності двигуна вона різко збільшується.

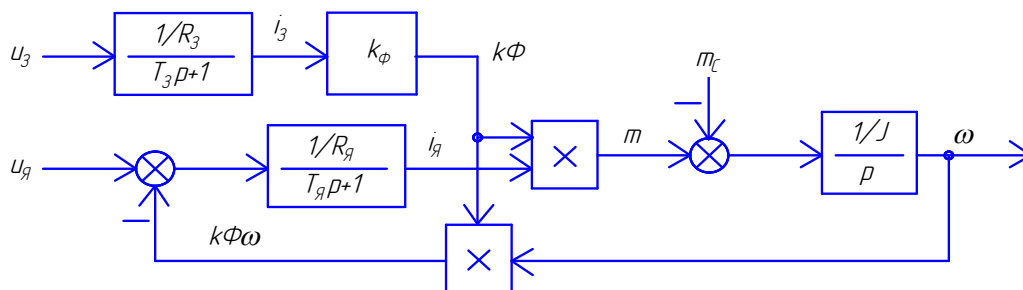


Рис. 4.2. Структурна схема двигуна постійного струму незалежного збудження

Змінювання магнітного потоку збудження двигуна вносить нелінійність в математичний опис процесів перетворення енергії навіть при ненасиченій магнітній системі, тому для аналізу динамічних процесів електропривода постійного струму використовують комп'ютерне моделювання.

У двигунах постійного струму з паралельним збудженням обмотка якоря і обмотка збудження підключені паралельно до одного джерела живлення, тобто $u_{\text{я}} = u_3 = u$. В цьому випадку

система рівнянь має вигляд (4.3), а структурна схема наведена на рис. 4.3.

$$\left. \begin{aligned} u &= \frac{R_3}{k_\Phi} (T_3 p + 1) k\Phi; \\ u &= R_\gamma (T_\gamma p + 1) i_\gamma + k\Phi \omega; \\ J\omega p &= i_\gamma k\Phi - m_c, \end{aligned} \right\} \quad (4.3)$$

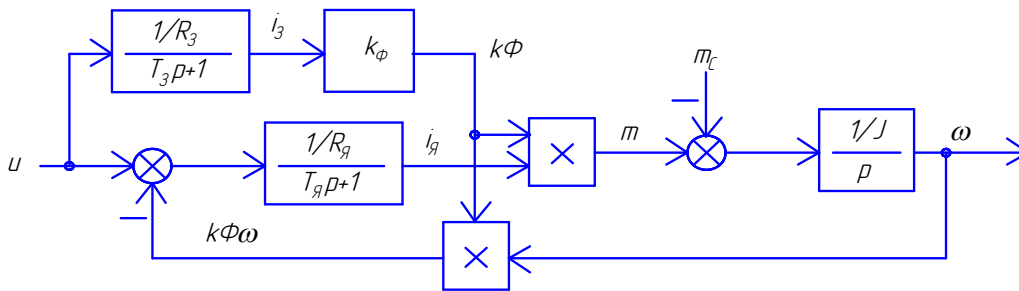


Рис. 4.3. Структурна схема двигуна постійного струму паралельного збудження

Сучасні двигуни постійного струму при номінальних режимах працюють з насиченою магнітною системою, тобто магнітний потік приблизно лінійно залежить від струму збудження при $i_3 < I_{3.H}$, а при $i_3 \geq I_{3.H}$ магнітний потік практично не змінюється:

$$k\Phi \approx k_\Phi i_3 \quad \text{при} \quad i_3 < I_{3.H};$$

$$k\Phi_H \approx k_\Phi i_3 \approx const \quad \text{при} \quad i_3 \geq I_{3.H}. \quad (4.4)$$

Величину $k\Phi_H$ визначають за каталожними даними двигуна:

$$k\Phi_H = \frac{U_H - I_{\gamma.H} R_\gamma}{\omega_H}, \quad (4.5)$$

де Φ_H – номінальний магнітний потік; $U_{\gamma.H}$ – номінальна напруга двигуна; $I_{\gamma.H}$ – номінальний струм двигуна; ω_H – номінальна кутова швидкість обертання вала двигуна; $k\Phi_H$ – коефіцієнт ЕРС.

Оскільки коефіцієнт k безрозмірний і залежить тільки від конструктивних параметрів двигуна, то для спрощення добуток $k\Phi$ далі будемо називати магнітним потоком.

Коефіцієнт пропорційності k_Φ магнітного потоку струмові при ненасиченій магнітній системі наближено визначають за рівнянням:

$$k_\Phi \approx k\Phi_H / I_{3.H}. \quad (4.6)$$

Перше рівняння в системі (4.3) зв'язує магнітний потік з напругою живлення обмотки збудження. Оскільки двигун з незалежним збудженням зазвичай працює з постійним магнітним потоком $\Phi = \Phi_H = const$, то після заміни система рівнянь (4.3) прийме вигляд:

$$\left. \begin{aligned} u_{\text{я}} &= R_{\text{я}}(T_{\text{я}}p + 1)i_{\text{я}} + k\Phi_H\omega; \\ J\omega p &= i_{\text{я}}k\Phi_H - m_c. \end{aligned} \right\} \quad (4.7)$$

Цим рівнянням відповідає структурна схема двигуна, наведена на рис. 4.4.

Зі схеми рис. 4.4 видно, що якірне коло описується аперіодичною ланкою з постійною часу $T_{\text{я}}$, яка для двигунів середньої і великої потужності знаходиться в межах $T_{\text{я}} = 0,02 \div 0,1$ с, причому більше значення відповідає некомпенсованим або тихохідним двигунам великої потужності.

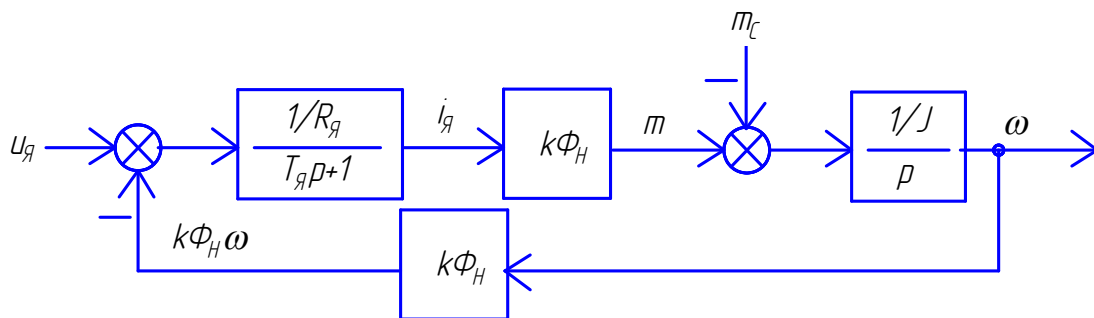


Рис. 4.4. Структурна схема двигуна постійного струму незалежного збудження при номінальному магнітному потоці

Наведені аналітичні рівняння призначені для розрахунку електропривода в абсолютних (іменованих) одиницях. Для побудови універсальних кривих, спрощення аналітичного виразу процесів, що виникають у приводі, порівнювання і оцінювання варіантів розрахунків використовують рівняння у відносних одиницях. Відносну величину визначають як відношення абсолютного її значення до базового.

В якості базових одиниць для двигуна постійного струму незалежного збудження прийняті номінальні величини змінних двигуна, крім поточної швидкості, для якої за базову величину взято швидкість ідеально холостого ходу ω_0 :

$$U_{3.H}, U_{Я.H}, I_{Я.H}, I_{3.H}, \Phi_H, M_H = k\Phi_H \frac{U_{Я.H}}{R_{Я}}, \omega_0 = \frac{U_{Я.H}}{k\Phi_H}.$$

Система рівнянь (4.2), виражена у відносних одиницях, матиме вигляд:

$$\left. \begin{aligned} u_3^* &= (T_3 p + 1)\Phi^*; \\ u_{Я}^* &= R_{Я}^*(T_{Я} p + 1)i_{Я}^* + \Phi^* \omega^*; \\ k_I T_M \omega^* p &= i_{Я}^* \Phi^* - m_C^*, \end{aligned} \right\} \quad (4.8)$$

де $k_I = I_{К.З}/I_{Я.H}$ – відношення струму короткого замикання (пускового) до номінального; T_M – електромеханічна постійна часу.

Система рівнянь (4.8) отримана шляхом ділення правої та лівої частини першого рівняння на $U_{3.H}$, другого – на $U_{Я.H}$, третього – на M_H з врахуванням наступних співвідношень:

$$\begin{aligned} u_3^* &= \frac{u_3}{U_{3.H}}; \quad u_{Я}^* = \frac{u_{Я}}{U_{Я.H}}; \quad i_3^* = \frac{i_3}{I_{3.H}}; \quad \Phi^* = \frac{k\Phi}{k\Phi_H} = \frac{k_{\Phi} i_3}{k_{\Phi} I_{3.H}} = i_3^*, \quad i_{Я}^* = \frac{i_{Я}}{I_{Я.H}}, \\ U_{Я.H} &= I_{Я.H} R_H; \quad R_{Я}^* = \frac{R_{Я}}{R_H}; \quad \omega^* = \frac{\omega}{\omega_0}; \quad \omega_0 = \frac{U_{Я.H}}{k\Phi_H}; \quad m_C^* = \frac{m_C}{M_H}; \quad m^* = \frac{m}{M_H}; \\ M_H &= k\Phi_H I_{Я.H}; \quad m = i_{Я} k\Phi; \quad T_M = \frac{J}{\beta} = \frac{J\omega_0}{M_{К.З}}; \quad M_H = \frac{M_{К.З}}{k_I}, \end{aligned}$$

де R_H – номінальний опір двигуна, тобто такий опір, який при нерухомому якорі і номінальній напрузі обмежує струм в якорі до номінального значення; $M_{К.З}$ – момент короткого замикання (пусковий момент).

Система рівнянь (4.8) при номінальному магнітному потоці матиме вигляд:

$$\left. \begin{aligned} u_{Я}^* &= R_{Я}^*(T_{Я} p + 1)i_{Я}^* + \omega^*; \\ k_I T_M \omega^* p &= i_{Я}^* - m_C^*. \end{aligned} \right\} \quad (4.9)$$

Структурні схеми двигуна за рівняннями (4.8) при регульованому магнітному потоці та номінальному за рівняннями (4.9) наведені на рис. 4.5.

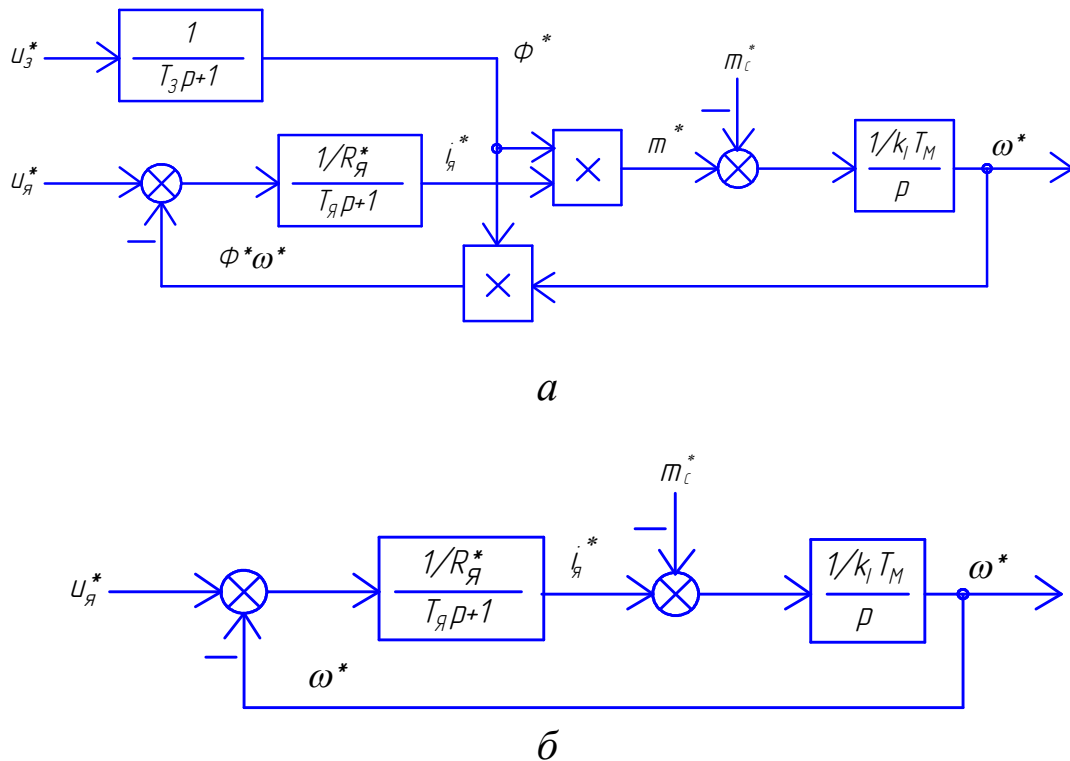


Рис. 4.5. Структурна схема двигуна постійного струму незалежного збудження для розрахунку параметрів у відносних одиницях: *а* – з регульованим магнітним потоком; *б* – з номінальним магнітним потоком

Параметри двигуна визначають за його каталоговими даними або наближено розраховують за наведеними нижче рівняннями.

Індуктивність обмотки якоря:

$$L_{\text{я}} \approx \frac{30U_{\text{я.н}}C_{\text{X}}}{\pi p_{\text{п}} n_{\text{н}} I_{\text{я.н}}}, \quad (4.10)$$

де C_{X} – емпіричний коефіцієнт (0,1 – для машин з компенсаційною обмоткою, 0,4 – для машин без компенсаційної обмотки); $p_{\text{п}}$ – кількість пар полюсів; $n_{\text{н}}$ – номінальна частота обертання якоря двигуна.

Індуктивність обмотки збудження:

$$L_3 \approx (2 \div 5) \frac{L_{\text{я}} R_3}{R_{\text{я}}}. \quad (4.11)$$

Опір обмотки якоря:

$$R_{\text{я}} \approx 0,5(1 - \eta_H) \frac{U_{\text{я.н.}}}{I_{\text{я.н.}}}, \quad (4.12)$$

де η_H – номінальний коефіцієнт корисної дії двигуна.

Значення томота інерції якоря беруть з каталога або наближено визначають за рівнянням:

$$J_{\text{я}} \approx \frac{(5 \div 10) L_{\text{я}} P_H^2}{R_{\text{я}}^2 \omega_H^2 I_{\text{я.н.}}^2}, \quad (4.13)$$

де P_H – номінальна потужність двигуна.

Номінальна кутова швидкість:

$$\omega_H = \frac{\pi n_H}{30}. \quad (4.14)$$

Електромеханічна постійна часу:

$$T_M = \frac{J R_{\text{я}} \omega_H^2}{(U_{\text{я.н.}} - I_{\text{я.н.}} R_{\text{я}})^2} \quad \text{або} \quad T_M = \frac{J R_{\text{я}} \omega_H^2 I_{\text{я.н.}}^2}{P_H^2}. \quad (4.15)$$

4.1.2. Двигуни постійного струму послідовного збудження

Принципальна схема вмикання двигуна постійного струму послідовного збудження наведена на рис. 4.6. Обмотка збудження ввімкнена послідовно з обмоткою якоря, тому магнітний потік двигуна Φ залежить від сили струму в колі якоря i , тобто змінюється із зміною навантаження. Залежність між струмом збудження і магнітним потоком (крива намагнічування) має нелінійний характер і не має точного аналітичного виразу. Система рівнянь, які описують роботу двигуна послідовного збудження, має вигляд:

$$\left. \begin{aligned} u &= (L_{\text{я}} + L_3) \frac{di}{dt} + (R_{\text{я}} + R_3)i + e_{\text{я}}; \\ J \frac{d\omega}{dt} &= m - m_c; \\ k\Phi &= \frac{e_{\text{я}}}{\omega} = f(i); \\ m &= i_{\text{я}} k\Phi, \end{aligned} \right\} \quad (4.16)$$

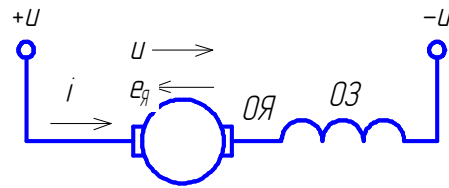
де i – струм якірного кола.

Після заміни система (4.16) в операторній формі має вигляд:

$$\left. \begin{aligned} u &= (R_{\text{я}} + R_3)(T_E p + 1)i + \omega f(i); \\ J\omega p &= if(i) - m_c, \end{aligned} \right\} \quad (4.17)$$

де $T_E = \frac{L_{\text{я}} + L_3}{R_{\text{я}} + R_3}$ – електромагнітна постійна часу якірного кола.

Рис. 4.6. Схема вмикання двигуна постійного струму послідовного збудження



Структурна схема двигуна постійного струму послідовного збудження за рівняннями (4.17) наведена на рис. 4.7. На відміну від структурної схеми двигуна з незалежним збудженням (рис. 4.3) в неї введено нелінійну ланку для кривої намагнічування двигуна $k\Phi = f(i)$.

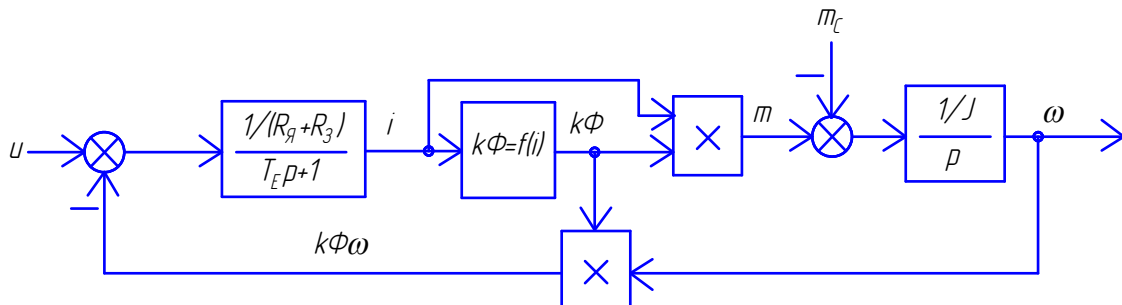


Рис. 4.7. Структурна схема двигуна постійного струму послідовного збудження

При розрахунках природних і штучних електромеханічних і механічних характеристик користуються наведеними в каталогах універсальними характеристиками або у відносних $\omega^* = f(I^*)$ і $M^* = f(I^*)$ (рис. 4.8), або в іменованих $n = f(I)$ та $M = f(I)$ одиницях.

В практичних розрахунках характеристик двигунів більш доцільно виразити магнітний потік не у веберах, а пропорційною величиною – ЕРС якоря, яка генерується при обертанні його із швидкістю 1 радіан в секунду [В/(рад/с)].

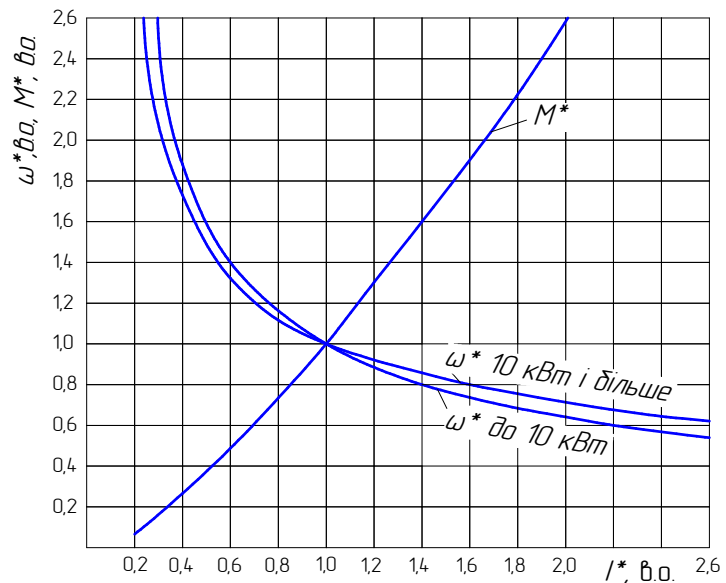
Із виразу для ЕРС якоря

$$e_{я} = k\Phi\omega$$

отримаємо:

$$\left(\frac{e_{я}}{\omega}\right) = k\Phi.$$

Рис. 4.8. Універсальні характеристики двигунів постійного струму послідовного збудження типу МП і ДП



За базову величину потоку $\left(\frac{e_{я}}{\omega}\right)$ приймаємо величину $\frac{U_H}{\omega_H}$, тобто такий потік, який при номінальній швидкості обертання створює в якорі ЕРС, що дорівнює номінальній напрузі двигуна.

Звідси витікає, що одиниця величини $\left(\frac{e_{я}}{\omega}\right)$ відповідає потоку більшому, ніж номінальний, оскільки номінальний потік створює при номінальній швидкості обертання ЕРС, яка менша за напругу мережі на величину падіння напруги в колі двигуна.

Виразимо $\left(\frac{e_{Я}}{\omega}\right)$ у відносних одиницях:

$$\left(\frac{e_{Я}}{\omega}\right)^* = \frac{\left(\frac{e_{Я}}{\omega}\right)}{\left(\frac{U_H}{\omega_H}\right)} = \frac{\frac{e_{Я}}{\omega}}{\frac{U_H}{\omega_H}} = \frac{e_{Я}^*}{\omega^*}. \quad (4.18)$$

З рівняння (4.18) видно, що відносна величина потоку $\left(\frac{e_{Я}}{\omega}\right)^*$ дорівнює відносній ЕРС, поділеній на відносну швидкість обертання двигуна.

Розрахунок залежності $\left(\frac{e_{Я}^*}{\omega^*}\right) = f(i^*)$ проводиться наступним чином. Задаємо декількома послідовними значеннями струму двигуна і для них знаходимо $e_{Я}^*$:

$$e_{Я}^* = U_H^* - i^* R_{ДВ}^* = 1 - i^* R_{ДВ}^*, \quad (4.19)$$

де $R_{ДВ}^* = R_{Я}^* + R_3^*$ – внутрішній опір двигуна, в.о.

Для прийнятих значень струму із універсальної характеристики (рис. 4.8) визначаємо ω^* . Діленням $e_{Я}^*$ на ω^* знаходимо шукану відносну величину $\left(\frac{e_{Я}^*}{\omega^*}\right)$ для прийнятих струмів збудження. За отриманими розрахунками можна побудувати криву, аналітичний опис якої визначають за допомогою комп'ютерних розрахункових програм.

Необхідно окремо відзначити, що залежність $\left(\frac{e_{Я}^*}{\omega^*}\right) = f(i^*)$ є кривою фактично існуючого магнітного потоку з урахуванням реакції якоря, оскільки для її розрахунку приймалися величини ω^* для різних значень i^* з реальної характеристики двигуна. Крива ж намагнічування, як відомо, дає зміну магнітного потоку полюсів в залежності від струму збудження при відсутності струму в якорі.

Ввівши базові значення змінних U_H , $\frac{U_H}{\omega_H}$, ω_H , I_H , M_H і врахувавши співвідношення

$$\left(\frac{e_{Я}}{\omega}\right)^* = \frac{\left(\frac{e_{Я}}{\omega}\right)}{\left(\frac{U_{H}}{\omega_{H}}\right)} = \frac{k\Phi}{\left(\frac{U_{H}}{\omega_{H}}\right)} = \Phi^*(1-R_{ДВ}^*) = f(i^*), \quad i^* = \frac{i}{I_{H}}, \quad u^* = \frac{u}{U_{H}}, \quad U_{H} = I_{H}R_{H};$$

$$R_{ДВ}^* = R_{Я}^* + R_{3}^* = \frac{R_{Я} + R_{3}}{R_{H}}; \quad \omega^* = \frac{\omega}{\omega_{H}}; \quad m_{C}^* = \frac{m_{C}}{M_{H}}; \quad m^* = \frac{m}{M_{H}}; \quad M_{H} = k\Phi_{H}I_{H};$$

$$m = ik\Phi; \quad T_{M} = \frac{J\omega_{H}}{M_{H}},$$

запишемо систему рівнянь (4.17) у відносних одиницях:

$$\left. \begin{aligned} u^* &= (R_{Я}^* + R_{3}^*)(T_{E}p + 1)i^* + f(i^*)\omega^*; \\ T_{M}\omega^*p &= \frac{f(i^*)}{1-R_{ДВ}^*}i^* - m_{C}^*. \end{aligned} \right\} \quad (4.20)$$

У даному випадку електромеханічна стала часу T_{M} – це час, за який система з моментом інерції J розганяється до швидкості ω_{H} під дією номінального моменту двигуна M_{H} .

Структурна схема двигуна постійного струму за рівняннями (4.20) наведена на рис. 4.9.

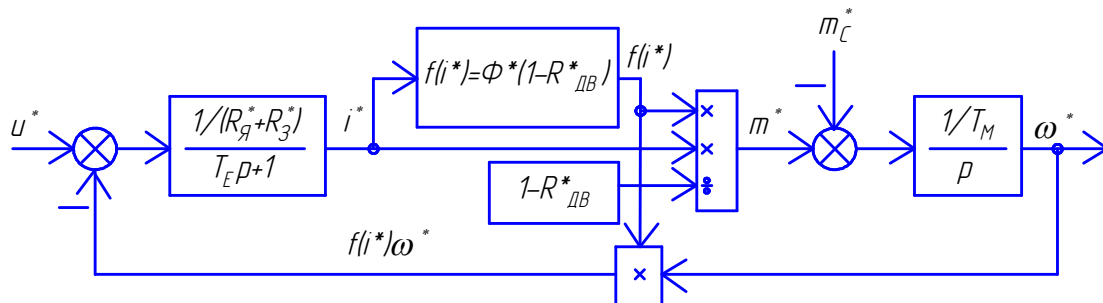


Рис. 4.9. Структурна схема двигуна постійного струму послідовного збудження у відносних одиницях

Приклад 4.1. Для двигуна постійного струму послідовного збудження типу ДП-21, $P_{H} = 5,5$ кВт, $U_{H} = 220$ В, $R_{Я_{20}} = 0,531$ Ом, $R_{3_{20}} = 0,0275$ Ом, $n_{H} = 1200$ об/хв, $p_{П} = 2$, $\eta_{H} = 0,76$, $J = 0,125$ кг·м², $m = 190$ кг визначити параметри структурної схеми.

Розв'язок.

1. Номінальний струм двигуна:

$$I_H = \frac{P_H}{U_H \eta_H} = \frac{5500}{220 \cdot 0,76} = 33 \text{ А.}$$

2. Опори обмотки якоря і обмотки збудження, приведені до робочої температури 75 °С:

$$R_{я_{75}} = R_{я_{20}} \frac{235 + 75}{235 + t_1} = 0,531 \frac{235 + 75}{235 + 20} = 0,646 \text{ Ом};$$

$$R_{з_{75}} = R_{з_{20}} \frac{235 + 75}{235 + t_1} = 0,0275 \frac{235 + 75}{235 + 20} = 0,033 \text{ Ом},$$

де t_1 – температура обмотки в холодному стані, $t_1 = 20$ °С.

3. Провідність якірного кола:

$$\frac{1}{R_я + R_з} = \frac{1}{0,646 + 0,033} = 1,473 \text{ Ом}^{-1}.$$

4. Індуктивність обмотки якоря за рівнянням (4.10):

$$L_я \approx \frac{30 \cdot 220 \cdot 0,4}{3,14 \cdot 2 \cdot 1200 \cdot 33} = 0,011 \text{ Гн.}$$

5. Індуктивність обмотки збудження за рівнянням (4.11):

$$L_з \approx (2 \div 5) \frac{0,011 \cdot 0,0275}{0,531} = 0,0015 \text{ Гн.}$$

6. Електромагнітна постійна часу якірного кола:

$$T_E = \frac{L_я + L_з}{R_я + R_з} = \frac{0,011 + 0,0015}{0,646 + 0,033} = 0,018 \text{ с.}$$

7. Номінальна кутова швидкість якоря:

$$\omega_H = \frac{\pi n_H}{30} = \frac{3,14 \cdot 1200}{30} = 125,6 \text{ рад/с.}$$

8. Величина, обернена моменту інерції:

$$1/J = 1/0,125 = 8 \text{ 1/(кг}\cdot\text{м}^2\text{)}.$$

9. За рівняннями (4.18) і (4.19) та універсальними характеристиками двигуна (рис. 4.8) розраховуємо криву намагнічування (табл. 4.1). За результатами розрахунку будуюмо

криву намагнічування (рис. 4.10) і визначаємо її аналітичну залежність.

4.1. Розрахункові дані для побудови кривої намагнічування

i		ω		$i(R_{я}+R_{з})$	$e_{я}=U_{H}-i(R_{я}+R_{з})$	$e_{я}/\omega$	
в.о.	А	в.о.	рад/с	В	В	В/(рад/с)	в.о.
0,3	9,9	2,28	286,4	5,5	214,5	0,749	0,428
0,4	13,2	1,75	219,8	6,8	213,2	0,970	0,554
0,6	19,8	1,28	160,8	11,1	208,9	1,299	0,742
0,8	26,4	1,10	138,2	14,7	205,3	1,486	0,849
1,0	33,0	1,00	125,6	18,4	201,6	1,605	0,917
1,2	39,6	0,92	115,6	22,1	197,9	1,712	0,978
1,6	52,8	0,81	101,7	29,5	190,5	1,873	1,070
2,0	66,0	0,72	90,4	36,9	183,1	2,025	1,157

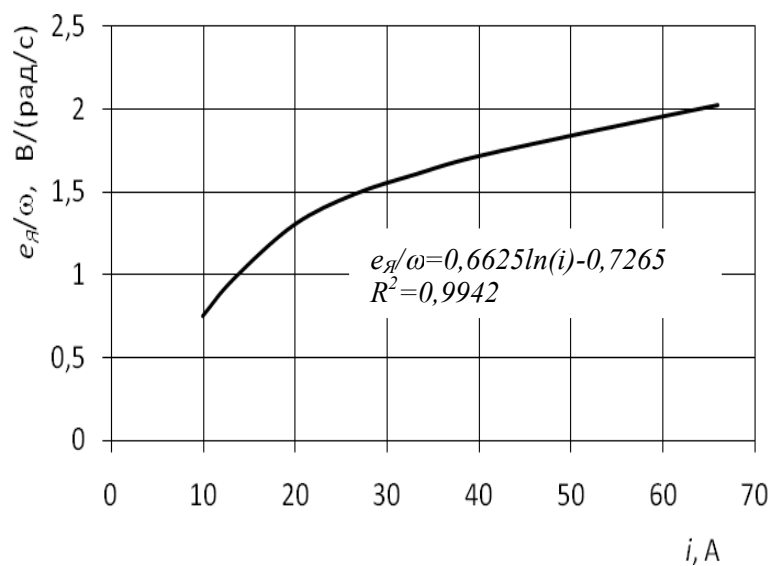


Рис. 4.10. Крива намагнічування ДПС послідовного збудження типу ДП-21:

R^2 – величина достовірності апроксимації

Структурна схема двигуна постійного струму послідовного збудження за проведеними розрахунками наведена на рис. 4.11.

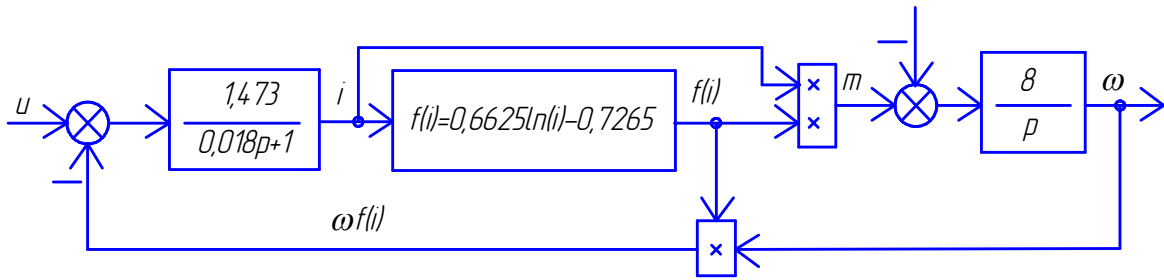


Рис. 4.11. Структурна схема ДПС типу ДП-21

4.1.3. Двигун постійного струму змішаного збудження

Двигун постійного струму змішаного збудження (рис. 4.12, а) має дві обмотки збудження – паралельну (ОЗП_р) і послідовну (ОЗП_с) – магнітні потоки яких додаються (рис. 4.12. б), тобто $k\Phi = k\Phi_{\text{ОЗПр}} + k\Phi_{\text{ОЗПс}}$. Величини магнітних потоків обох обмоток при номінальному струмі зазвичай рівнозначні.

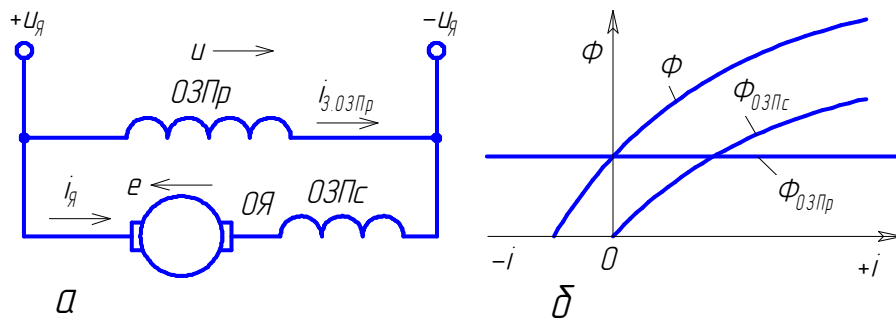


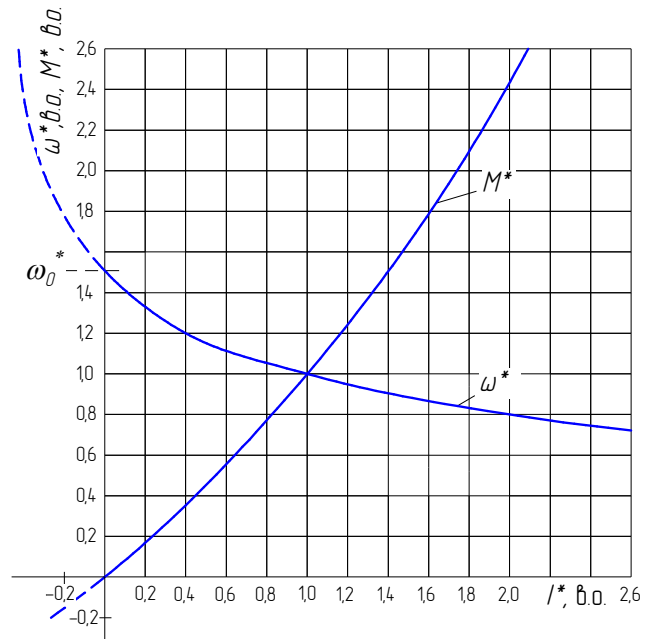
Рис. 4.12. Схема вмикання (а) і характеристика намагнічування (б) двигуна постійного струму змішаного збудження

На рис. 4.13 наведені природні характеристики для серії двигунів змішаного збудження типу МП у відносних одиницях.

В протизагу двигуну послідовного збудження двигун змішаного збудження має кінцеве значення швидкості ідеального холостого ходу ω_0 , яка створюється при нульовому навантаженні за рахунок магнітного потоку паралельної обмотки збудження $\Phi_{\text{ОЗПр}}$:

$$\omega_0 = \frac{U_H}{k\Phi_{H,\text{ОЗПр}}} \quad (4.21)$$

Рис. 4.13. Універсальні характеристики ДПС змішаного збудження типу МП



Номинальний сумарний магнітний потік двигуна визначається за виразом:

$$k\Phi_H = k\Phi_{H.O3Пp} + k\Phi_{H.O3Пc} . \quad (4.22)$$

Величину потоку, який створюється тільки паралельною обмоткою збудження, легко знайти за швидкістю ідеального холостого ходу, визначеною з універсальної характеристики:

$$k\Phi_{H.O3Пp} = \frac{U_H}{\omega_0} \quad \text{або} \quad (k\Phi_{H.O3Пp})^* = \frac{1}{\omega_0^*} , \quad (4.23)$$

де $\omega_0^* = \frac{\omega_0}{\omega_H}$ – кутова швидкість ідеального холостого ходу двигуна у відносних одиницях.

За аналогією з двигуном послідовного збудження загальний магнітний потік двигуна визначається за виразом:

$$(k\Phi)^* = \left(\frac{e_{Я}}{\omega} \right)^* = \frac{1 - i_{Я}^* (R_{Я}^* + R_{O3Пc}^*)}{\omega^*} , \quad (4.24)$$

де $\omega^* = \frac{\omega}{\omega_H}$ – поточна кутова швидкість у відносних одиницях.

Підставивши (4.23) і (4.24) в рівняння (4.21), визначимо магнітний потік, що створюється обмоткою послідовного збудження:

$$(k\Phi_{OЗПс})^* = \frac{1 - i_{Я}^*(R_{Я}^* + R_{OЗПс}^*)}{\omega^*} - \frac{1}{\omega_0^*}. \quad (4.25)$$

При номінальному навантаженні двигуна $i_{Я.Н}^* = 1$, $\omega_H^* = 1$ рівняння (4.25) прийме вигляд:

$$(k\Phi_{H.OЗПс})^* = 1 - (R_{Я}^* + R_{OЗПс}^*) - \frac{1}{\omega_0^*} = \frac{\omega_0^* - 1}{\omega_0^*} - (R_{Я}^* + R_{OЗПс}^*). \quad (4.26)$$

Згідно з рівнянням (4.23) і універсальною характеристикою $\omega^* = f(i_{Я}^*)$ (рис. 4.13) частка магнітного потоку, створеного обмоткою паралельного збудження від загального потоку машини складає $(k\Phi_{H.OЗПр})^* = 1/1,5 = 0,667$ одиниць, а з урахуванням того, що загальний номінальний магнітний потік менший одиниці на величину $(R_{Я}^* + R_{OЗПс}^*)$, (рівняння 4.24), то частка $(k\Phi_{H.OЗПр})^*$ ще більша, і чим більша, тим за своїми властивостями двигун із змішаним збудженням буде ближчим до двигуна незалежного збудження. І навпаки, при малому магнітному потоці обмотки паралельного (незалежного) збудження, цей двигун не має суттєвих відмінностей від двигуна з послідовним збудженням. Як правило, обмотку паралельного (незалежного) збудження двигуна із змішаним збудженням розраховують на створення такого магнітного потоку, який би при ідеальному холостому ході дорівнював $k\Phi_{H.OЗПр} = (0,7 \div 0,85)k\Phi_H$. При цьому швидкість ідеального холостого ходу знаходиться в межах:

$$\omega_0 = (1,3 \div 1,6)\omega_H. \quad (4.27)$$

Така властивість двигуна змішаного збудження дає можливість отримувати достатньо ефективне динамічне гальмування при потоці однієї паралельної (незалежної) обмотки збудження без підживлення послідовною обмоткою, що дозволяє зекономити на обладнанні, резисторах і зменшити втрати енергії.

Рівняння, що описують роботу двигуна змішаного збудження при номінальному магнітному потоці паралельної обмотки, мають вигляд:

$$\left. \begin{aligned}
 u &= (L_{я} + L_{ОЗПс}) \frac{di_{я}}{dt} + (R_{я} + R_{ОЗПс}) i_{я} + e_{я}; \\
 J \frac{d\omega}{dt} &= m - m_c; \\
 k\Phi &= k\Phi_{Н.ОЗПр} + k\Phi_{ОЗПс} = k\Phi_{Н.ОЗПр} + f_{ОЗПс}(i_{я}); \\
 e_{я} &= [k\Phi_{Н.ОЗПр} + f_{ОЗПс}(i_{я})] \omega; \\
 m &= i_{я} k\Phi
 \end{aligned} \right\} (4.28)$$

де $L_{ОЗПр}$, $L_{ОЗПс}$ – індуктивність відповідно паралельної та послідовної обмоток збудження; $\Phi_{ОЗПр}$, $\Phi_{ОЗПс}$ – магнітні потоки, створені відповідно паралельною та послідовною обмотками збудження; $f_{ОЗПс}(i_{я})$ – залежність магнітного потоку в послідовній обмотці збудження від струму навантаження.

Після нескладних перетворень рівняння (4.28) приведемо до вигляду:

$$\left. \begin{aligned}
 u &= (R_{я} + R_{ОЗПс})(T_E p + 1) i_{я} + [k\Phi_{Н.ОЗПр} + f_{ОЗПс}(i_{я})] \omega; \\
 J \omega p &= i_{я} [k\Phi_{Н.ОЗПр} + f_{ОЗПс}(i_{я})] - m_c,
 \end{aligned} \right\} (4.29)$$

де $T_E = \frac{L_{я} + L_{ОЗПс}}{R_{я} + R_{ОЗПс}}$ – електромагнітна стала часу якірного кола.

Структурна схема двигуна постійного струму змішаного збудження за рівняннями (4.29) наведена на рис. 4.14.

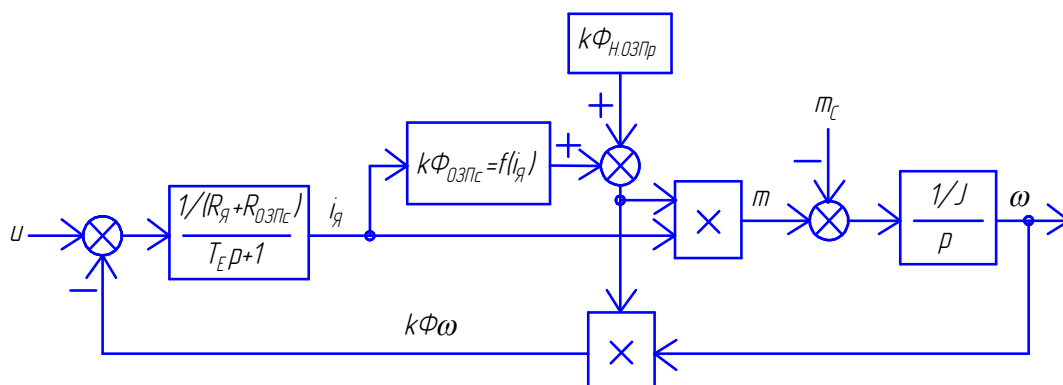


Рис. 4.14. Структурна схема двигуна постійного струму змішаного збудження

Залежність магнітного потоку $f(i_{я}^*)$, що створюється обома обмотками збудження, визначається за універсальною

характеристикою аналогічно описаній методиці для двигуна послідовного збудження. У відносних одиницях ця залежність має вигляд:

$$f(i_{я}^*) = \left(\frac{e_{я}}{\omega} \right)^* = \Phi^* [1 - (R_{я}^* + R_{ОЗПс}^*)]. \quad (4.30)$$

Система рівнянь (4.29) у відносних одиницях:

$$\left. \begin{aligned} u^* &= (R_{я}^* + R_{ОЗПс}^*)(T_E p + 1)i_{я}^* + f(i_{я}^*)\omega^*; \\ T_M \omega^* p &= \frac{f(i_{я}^*)}{1 - (R_{я}^* + R_{ОЗПс}^*)} i_{я}^* - m_c^*. \end{aligned} \right\} \quad (4.31)$$

Структурна схема двигуна за рівняннями (4.31) наведена на рис. 4.15. В якості базових одиниць для двигуна постійного струму змішаного збудження прийняті номінальні величини змінних двигуна:

$$U_H, I_{я.н} = I_{н.ОЗПс}, k\Phi_H = \frac{e_{я.н}}{\omega_H} = \frac{U_H - I_{я.н}(R_{я} + R_{ОЗПс})}{\omega_H}, M_H = k\Phi_H I_{я.н}, \omega_H.$$

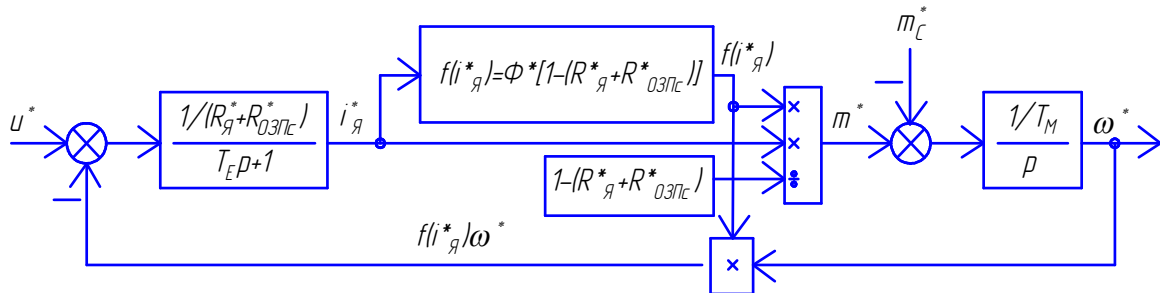


Рис. 4.15. Структурна схема двигуна постійного струму змішаного збудження у відносних одиницях

Система рівнянь (4.31) отримана із системи (4.29) шляхом ділення правої і лівої частини першого рівняння на U_H , а другого – на M_H , і з врахуванням наступних співвідношень:

$$u^* = \frac{u}{U_H}; \quad i_{я}^* = i_{ОЗПс}^* = \frac{i_{я}}{I_{я.н}}, \quad U_H = I_{я.н} R_H; \quad R_{я}^* + R_{ОЗПс}^* = \frac{R_{я} + R_{ОЗПс}}{R_H}; \quad \omega^* = \frac{\omega}{\omega_H};$$

$$m_c^* = \frac{m_c}{M_H}; \quad m = \frac{m}{M_H}; \quad m = i_{я} k\Phi; \quad T_M = \frac{J\omega_H}{M_H}.$$

Розглянуті рівняння аналізують роботу двигуна змішаного збудження при номінальній напрузі живлення. При довільній же

напрузі обмотки паралельного збудження приєднують до незалежного джерела живлення (рис. 4.16). В систему рівнянь (4.28) вводять рівняння, що описує перехідні процеси в обмотці незалежного збудження. Тоді система (4.28) прийме вигляд:

$$\left. \begin{aligned} u_{OZH} &= L_{OZH} \frac{di_{OZH}}{dt} + R_{OZH} i_{OZH}; \\ u &= (L_{Я} + L_{OЗПс}) \frac{di_{Я}}{dt} + (R_{Я} + R_{OЗПс}) i_{Я} + e_{Я}; \\ J \frac{d\omega}{dt} &= m - m_C; \\ k\Phi &= k\Phi_{OZH} + k\Phi_{OЗПс} = k\Phi_{OZH} + f_{OЗПс}(i_{Я}); \\ e_{Я} &= [k\Phi_{OZH} + f_{OЗПс}(i_{Я})]\omega; \\ m &= i_{Я} k\Phi, \end{aligned} \right\} \quad (4.32)$$

де величини з індексом *OZH* (L_{OZH} , Φ_{OZH} і т.д.) відносяться до обмотки незалежного збудження.

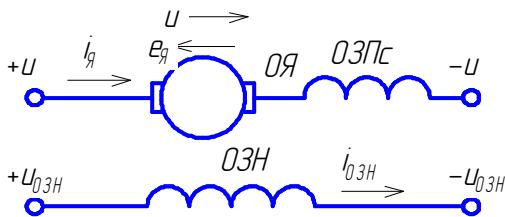


Рис. 4.16. Схема вмикання ДПС змішаного збудження

Після нескладних перетворень рівняння (4.32) приведемо до вигляду:

$$\left. \begin{aligned} u_{OZH} &= R_{OZH} (T_{OZH} p + 1) i_{OZH}; \\ u &= (R_{Я} + R_{OЗПс}) (T_E p + 1) i_{Я} + [k\Phi_{OZH} + f_{OЗПс}(i_{Я})]\omega; \\ J\omega p &= i_{Я} [k\Phi_{OZH} + f_{OЗПс}(i_{Я})] - m_C, \end{aligned} \right\} \quad (4.33)$$

де $T_{OZH} = \frac{L_{OZH}}{R_{OZH}}$ – електромагнітна стала часу обмотки незалежного збудження.

Система рівнянь (4.33) у відносних одиницях має вигляд:

$$\left. \begin{aligned} u_{OZH}^* &= (T_{OZH} p + 1) i_{OZH}^*; \\ u^* &= (R_{Я}^* + R_{OЗПс}^*) (T_E p + 1) i_{Я}^* + [i_{OZH}^* / \omega_{0,ПР}^* + f_{OЗПс}(i_{Я}^*)]\omega^*; \\ T_M \omega^* p &= \frac{i_{OZH}^* / \omega_{0,ПР}^* + f_{OЗПс}(i_{Я}^*)}{1 - (R_{Я}^* + R_{OЗПс}^*)} i_{Я}^* - m_C^*, \end{aligned} \right\} \quad (4.34)$$

де $\omega_{0,ПР}^*$ – швидкість ідеального холостого ходу, отримана з універсальної природної характеристики у відносних одиницях.

За базові одиниці для обмотки незалежного збудження прийняті номінальні величини змінних двигуна:

$$U_{H.O3H}; I_{H.O3H}; k\Phi_{H.O3H} = k_{\Phi.O3H} I_{H.O3H}; k\Phi_{O3H} = k_{\Phi.O3H} i_{O3H}.$$

Система рівнянь (4.34) отримана із системи рівняння (4.33) шляхом ділення правої і лівої частини першого рівняння на $U_{H.O3H}$, другого – на U_H , а третього – на M_H з врахуванням наступних співвідношень:

$$u_{O3H}^* = \frac{u_{O3H}}{U_{H.O3H}}; i_{O3H}^* = \frac{i_{O3H}}{I_{H.O3H}}; (k\Phi_{H.O3H})^* = \frac{1}{\omega_0^*}; (k\Phi_{O3H})^* = \frac{i_{O3H}^*}{\omega_0^*}; \omega_0^* = \frac{\omega_0}{\omega_H},$$

де $(k\Phi_{H.O3H})^*$, $(k\Phi_{O3H})^*$ – магнітний потік, який створює незалежна обмотка збудження відповідно при номінальному значенні струму збудження та відмінному від номінального у відносних одиницях.

Структурна схема двигуна постійного струму змішаного збудження за рівняннями (4.34) наведена на рис. 4.17.

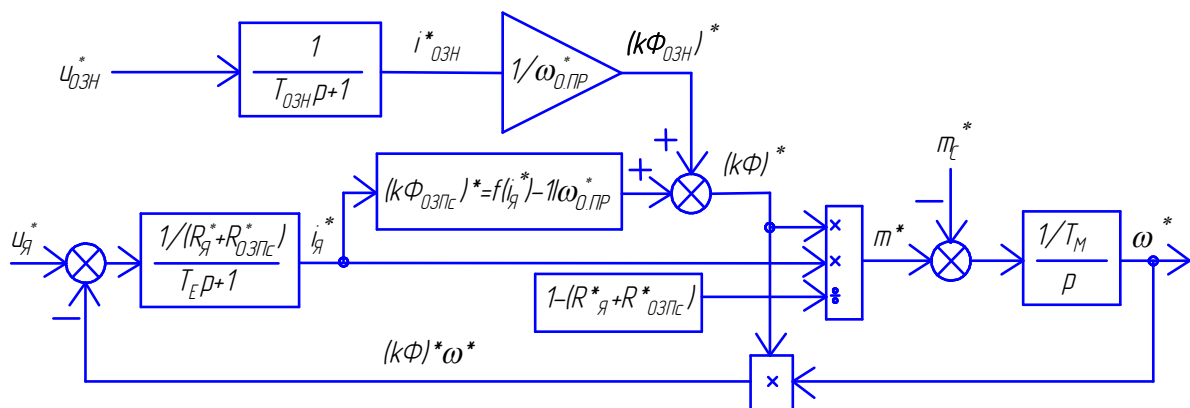


Рис. 4.17. Структурна схема двигуна постійного струму змішаного збудження у відносних одиницях при величині струму обмотки незалежного збудження, відмінному від номінального

Для його аналізу за універсальною характеристикою (рис. 4.13) залежність магнітного потоку послідовної обмотки збудження від струму якоря визначають як різницю між повним

магнітним потоком двигуна (рівняння 4.24) і номінальним потоком незалежної обмотки збудження (рівняння 4.23).

4.2. Регульована система керований перетворювач – двигун

Керуючим впливом для двигунів постійного струму є напруга на якорі. Для зміни напруги використовують керовані джерела живлення – машинні генератори постійної напруги, тиристорні (керовані випрямлячі) та транзисторні (імпульсні перетворювачі) регулятори напруги. Особливість керованих перетворювачів полягає в тому, що їх потужність близька до потужності двигуна, тоді як потужність мережі зазвичай значно більша потужності двигуна. У зв'язку з цим характеристики і параметри перетворювача в значній мірі впливають на роботу електропривода.

4.2.1. Система генератор – двигун (Г–Д)

В системі Г–Д найчастіше використовують двигуни постійного струму незалежного збудження (рис. 4.18, *a*).

Напруга до якоря двигуна $M1$ підводиться від електромашинного генератора G , який приводиться в рух двигуном змінного струму $M2$. В коло якорів машин $M1$ і G увімкнено обмотки додаткових полюсів $ДПД$ і $ДПГ$ та компенсаційні обмотки $КОД$ і $КОГ$ двигуна і генератора. Двигун $M1$ приводить в рух робочу машину PM . Обмотка збудження генератора $ОЗГ$ живиться від тиристорного збудника $ТЗ$. Струм збудження до машини $M1$ подається від джерела з постійною напругою $U_{з.ном}$. При необхідності керування полем двигуна $M1$ його обмотку збудження $ОЗД$ приєднують до індивідуального регульованого джерела живлення.

Для приводу генератора G використовують асинхронний або синхронний двигуни. Механічна характеристика асинхронного двигуна (крива 1, рис. 4.18, *б*) має обмежену статичну жорсткість. При зміні навантаження $M1$ його швидкість, а значить і швидкість генератора ω_G , змінюється. Змінюється також ЕРС, що викликає додаткову зміну швидкості двигуна $M1$. Цей недолік усувається при використанні синхронного двигуна (пряма 2, рис.

4.18, б). Але в динамічних режимах швидкість агрегату в незначних межах змінюється через обмежену динамічну жорсткість механічної характеристики синхронного двигуна (характеристика 3, рис. 4.18, б).

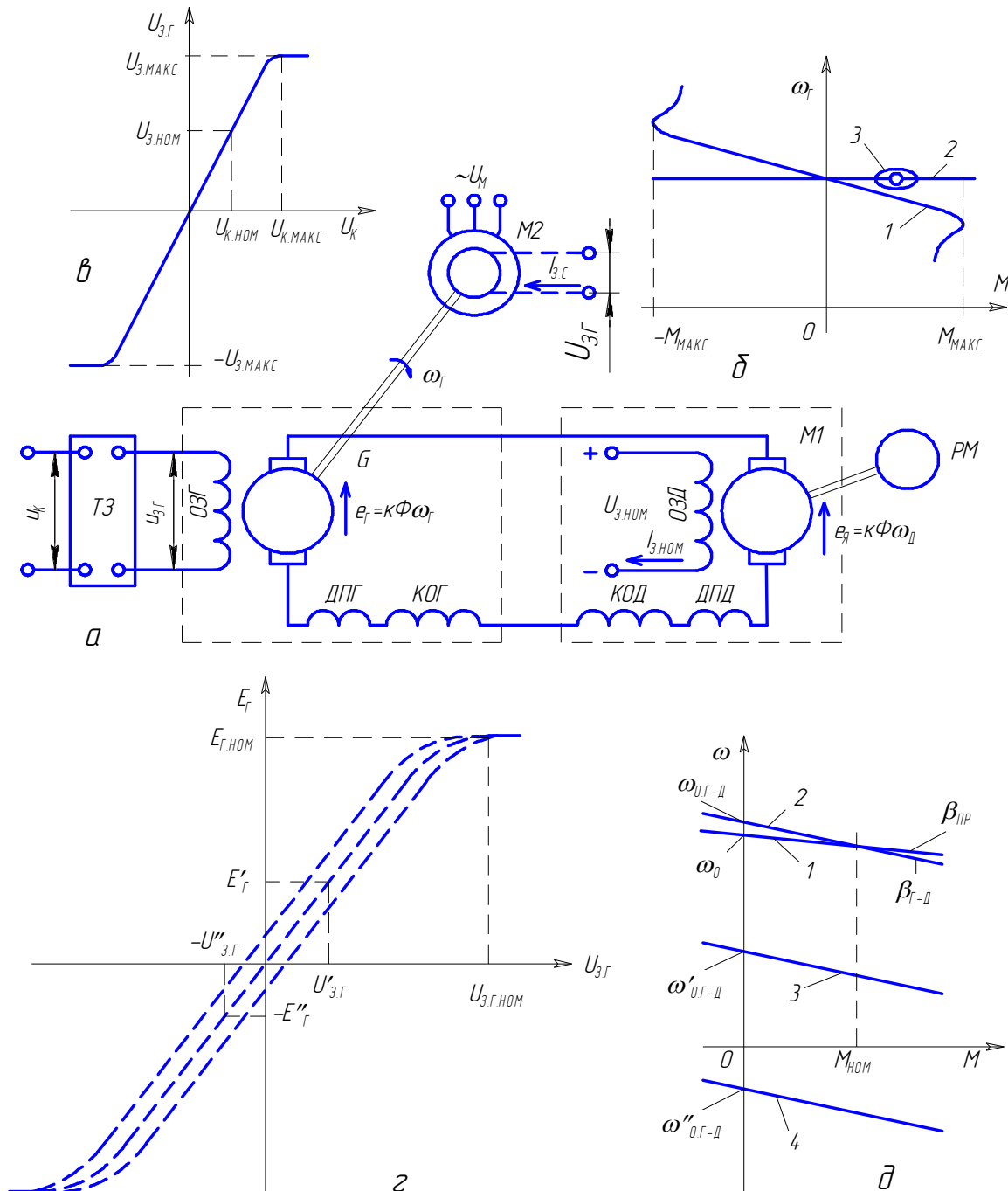


Рис. 4.18. Схема (а) і характеристики (б-д) системи Г-Д

Для керування напругою збудження генератора $u_{3Г}$ в сучасних системах використовують тиристорний збудник, який

має високу швидкодiю i великий коефiцiєнт пiдсилення, що сягає сотень тисяч. Вхiдним впливом є керуюча напруга u_K , вихiдним – напруга на обмотцi збудження генератора (напруга задатчика) $u_{3.Г}$. Характеристика вхiд-вихiд тиристорного збудника нелiнійна (рис. 4.18, в). Лiнiйну частину характеристики можна представити залежнiстю:

$$u_{3.Г} = k_{ТЗ}u_K, \quad (4.35)$$

де $k_{ТЗ}$ – коефiцiєнт пiдсилення тиристорного збудника.

iнерцiйнiсть тиристорного збудника обумовлена запiзненням у процесi керування тиристорами i наявнiстю фiльтрiв у колi керування. Тиристорний збудник є аперiодичною ланкою iз сталою часу $T_{ТЗ} \approx 0,01$ с, рiвняння якої має вигляд:

$$k_{ТЗ}u_K = u_{3.Г}(T_{ТЗ}p + 1). \quad (4.36)$$

Основним елементом енергетичної системи керування є генератор G , який через наявнiсть зони насичення у кривiй намагнiчування та наявнiсть гiстерезису має нелiнiйну залежнiсть ЕРС вiд напруги на обмотцi збудження (рис. 4.18, з). При визначеннi основних динамiчних властивостей системи Г–Д гiстерезисом можна знехтувати, а лiнiйну частину характеристики можна описати залежнiстю:

$$k_{Г}u_{3.Г} = e_{Г}(T_{Г}p + 1), \quad (4.37)$$

де $k_{Г}$ – коефiцiєнт передачі генератора, $k_{Г} = e_{Г} / u_{3.Г}$ при $\omega_{Г} = \text{const}$; $T_{Г} = L_{3.Г} / R_{3.Г}$ – стала часу генератора, $T_{Г} \approx 1 \div 3$ с; $L_{3.Г}$, $R_{3.Г}$ – вiдповiдно iндуктивнiсть i активний опiр обмотки збудження генератора.

Рiвняння електричної рiвноваги у якiрному колi системи Г–Д має вигляд:

$$e_{Г} - e_{Д} = i_{Я}R_{Я\Sigma} + L_{Я\Sigma} \frac{di_{Я}}{dt}, \quad (4.38)$$

де $R_{Я\Sigma} = R_{Я.Г} + R_{Я.Д}$ – сумарний опiр кола якоря системи Г–Д; $L_{Я\Sigma} = L_{Я.Г} + L_{Я.Д}$ – сумарна iндуктивнiсть якiрного кола системи Г–Д; $e_{Д}$ – проти-ЕРС двигуна.

Рiвняння (4.38) запишемо в операторному виглядi:

$$e_{\Gamma} - k_{\text{Д}}\Phi_{\text{Д}}\omega = R_{\text{Я}\Sigma}(T_{\text{Я}\Sigma}p + 1)i_{\text{Я}}, \quad (4.39)$$

де $k_{\text{Д}}\Phi_{\text{Д}}$ – коефіцієнт ЕРС двигуна; $T_{\text{Я}\Sigma} = L_{\text{Я}\Sigma} / R_{\text{Я}\Sigma}$ – стала часу якірного кола системи Г–Д.

Розділивши ліву і праву частину рівняння (4.39) на $k_{\text{Д}}\Phi_{\text{Д}}$ і використавши залежність $i_{\text{Я}} = \frac{M}{k_{\text{Д}}\Phi_{\text{Д}}}$, отримаємо рівняння механічної характеристики у системі Г–Д:

$$\frac{e_{\Gamma}}{k_{\text{Д}}\Phi_{\text{Д}}} - \omega = \frac{R_{\text{Я}\Sigma}}{(k_{\text{Д}}\Phi_{\text{Д}})^2}(T_{\text{Я}\Sigma}p + 1)M. \quad (4.40)$$

Але $\frac{e_{\Gamma}}{k_{\text{Д}}\Phi_{\text{Д}}} = \omega_0$ – швидкість ідеального холостого ходу двигуна у системі Г–Д; а $\frac{(k_{\text{Д}}\Phi_{\text{Д}})^2}{R_{\text{Я}\Sigma}} = \beta_{\text{Г-Д}}$ – модуль статичної жорсткості механічної характеристики. Тоді після нескладних перетворень рівняння (4.40) одержимо:

$$(T_{\text{Я}\Sigma}p + 1)M = \beta_{\text{Г-Д}}(\omega_0 - \omega). \quad (4.41)$$

Аналізуючи рівняння (4.41), можна зробити висновок, що механічна характеристика системи Г–Д є лінійною і аналогічною характеристиці двигуна при живленні його від мережі. Якщо прийняти, що $R_{\text{Я.Д}} \approx R_{\text{Я.Г}}$, $L_{\text{Я.Д}} \approx L_{\text{Я.Г}}$, то $R_{\text{Я}\Sigma} \approx 2R_{\text{Я.Д}}$, $L_{\text{Я}\Sigma} \approx 2L_{\text{Я.Д}}$. Тобто жорсткість механічної характеристики двигуна у системі Г–Д вдвічі менша, ніж природної. Але електромеханічна стала часу якірного кола не змінюється ($T_{\text{Я}\Sigma} = 2L_{\text{Я.Д}} / 2LR_{\text{Я.Д}} = T_{\text{Я}}$).

Статичні механічні характеристики двигуна у системі Г–Д наведені на рис. 4.18, д. Із графіка видно, що для забезпечення номінального режиму роботи двигуна ($\omega = \omega_{\text{Н}}$, $M = M_{\text{Н}}$) швидкість $\omega_{0,\text{Г-Д}}$ у системі Г–Д (характеристика 2, рис. 4.18, д) повинна бути більшою, ніж швидкість ідеального холостого ходу двигуна ω_0 на природній характеристиці (характеристика 1) при живленні від мережі. При цьому:

$$E_{\text{Н.Г}} = E_{\text{Н.Д}} + I_{\text{Н}}R_{\text{Я}\Sigma} = e_{\text{Н.Д}} + I_{\text{Н}}R_{\text{Я.Д}} + I_{\text{Н}}R_{\text{Я.Г}} = U_{\text{Н}} + I_{\text{Н}}R_{\text{Я.Г}}. \quad (4.42)$$

Отже, номінальна ЕРС генератора $E_{\text{Н.Г}}$ повинна перевищувати номінальну напругу двигуна $U_{\text{Н}}$ на величину

падіння напруги на якорі генератора при номінальному струмі $\Delta U_{я.Г} = I_H R_{я.Г}$.

Враховуючи викладене вище, можна записати систему рівнянь, що описують динаміку роботи системи Г–Д:

$$\left. \begin{aligned} k_{ТЗ} u_K &= u_{3.Г} (T_{ТЗ} p + 1); \\ k_{Г} u_{3.Г} &= e_{Г} (T_{Г} p + 1); \\ e_{Г} - k_{Д} \Phi_{Д} \omega &= R_{я\Sigma} (T_{я\Sigma} p + 1) i_{я}; \\ J \omega p &= k_{Д} \Phi_{Д} i_{я} - m_{С}. \end{aligned} \right\} \quad (4.43)$$

Структурна схема за рівняннями (4.43) наведена на рис. 4.19, а. Враховуючи, що $T_{ТЗ} \ll T_{Г}$, можна прийняти $T_{ТЗ} = 0$. Тоді система рівнянь (4.43) прийме вигляд:

$$\left. \begin{aligned} k'_{Г} u_K &= e_{Г} (T_{Г} p + 1); \\ e_{Г} - k_{Д} \Phi_{Д} \omega &= R_{я\Sigma} (T_{я\Sigma} p + 1) i_{я}; \\ J \omega p &= k_{Д} \Phi_{Д} i_{я} - m_{С}, \end{aligned} \right\} \quad (4.44)$$

де $k'_{Г} = k_{ТЗ} k_{Г}$ – коефіцієнт передачі системи Г–Д.

Структурна схема за рівняннями (4.44) наведена на рис. 4.19, б.

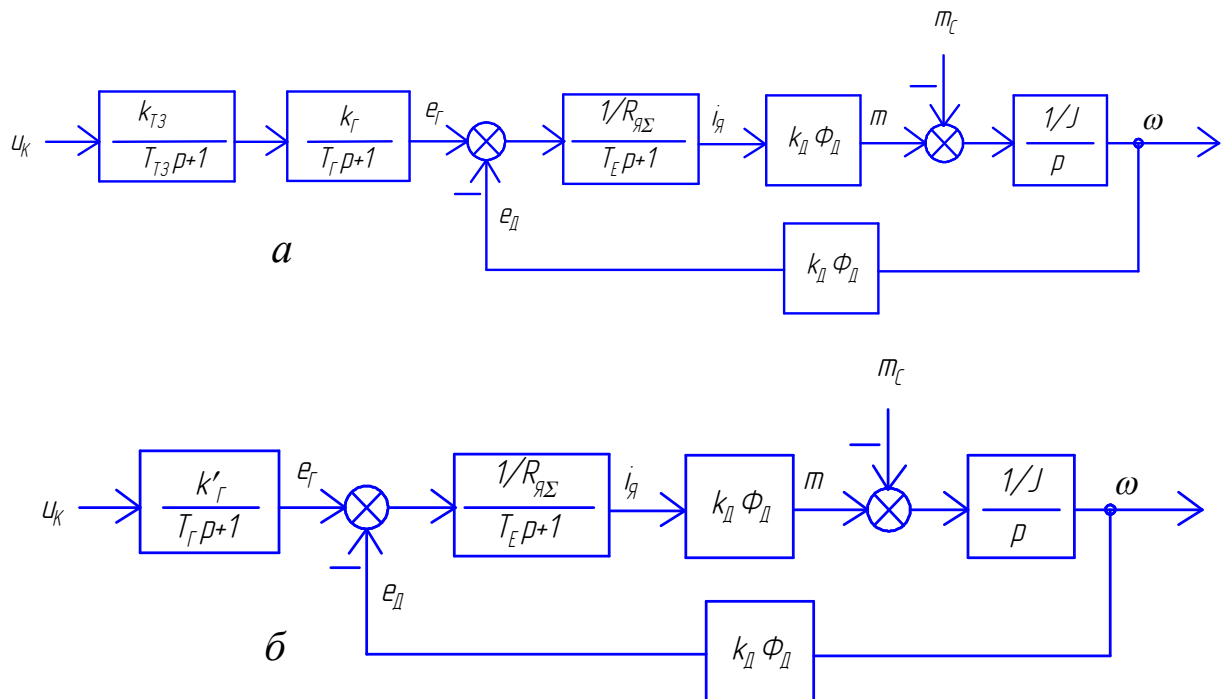


Рис. 4.19. Структурна схема розімкненої системи Г–Д з урахуванням (а) та без урахування (б) інерційності тиристорного збудника

Таким чином, розімкнена система Г–Д за динамічними властивостями відрізняється від розімкненої електромеханічної системи "мережа–двигун" наявністю послідовно включеної аперіодичної ланки з великою сталою часу T_G .

Способи підвищення швидкодії системи Г–Д

Перехідний процес у обмотці збудження генератора описується рівнянням:

$$u_{3.G} = I_{3.G} R_{3.G} + L_{3.G} \frac{di_{3.G}}{dt}. \quad (4.45)$$

Розділимо рівняння на $R_{3.G}$:

$$\frac{u_{3.G}}{R_{3.G}} = i_{3.G} + \frac{L_{3.G}}{R_{3.G}} \frac{di_{3.G}}{dt}. \quad (4.46)$$

Таким чином, електромеханічні процеси в обмотці збудження описуються лінійним диференціальним рівнянням першого порядку, розв'язком якого є:

$$dt = \frac{T_G di_{3.G}}{\frac{u_{3.G}}{R_{3.G}} - i_{3.G}}, \quad (4.47)$$

де $T_G = \frac{L_{3.G}}{R_{3.G}}$ – стала часу обмотки збудження генератора.

Проінтегрувавши вираз, отримаємо:

$$t = -T_G \ln \left(\frac{u_{3.G}}{R_{3.G}} - i_{3.G} \right) + K. \quad (4.48)$$

Сталу інтегрування K знаходимо із початкових умов при $t=0$:

$$K = T_G \ln \left(\frac{u_{3.G}}{R_{3.G}} - i_{3.G.поч} \right). \quad (4.49)$$

Підставивши значення K у попередній вираз, знайдемо:

$$t = -T_G \ln \left(\frac{\frac{u_{3.G}}{R_{3.G}} - i_{3.G}}{\frac{u_{3.G}}{R_{3.G}} - i_{3.G.поч}} \right). \quad (4.50)$$

Після потенціювання вираз матиме вигляд:

$$e^{-\frac{t}{T_G}} = \frac{\frac{u_{3.G}}{R_{3.G}} - i_{3.G}}{\frac{u_{3.G}}{R_{3.G}} - i_{3.G.Поч}}. \quad (4.51)$$

Розв'яжемо рівняння (4.51) відносно $i_{3.G}$:

$$i_{3.G} = \frac{u_{3.G}}{R_{3.G}}(1 - e^{-\frac{t}{T_G}}) + i_{3.G.Поч} e^{-\frac{t}{T_G}}. \quad (4.52)$$

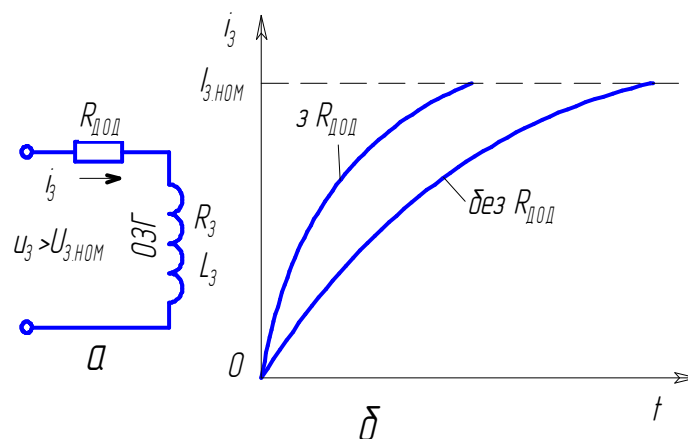
З урахуванням початкових умов при $i_{3.G.Поч}=0$ отримаємо рівняння перехідного процесу в обмотці збудження генератора:

$$i_{3.G} = \frac{u_{3.G}}{R_{3.G}}(1 - e^{-\frac{t}{T_G}}). \quad (4.53)$$

Для підвищення швидкодії процесу необхідно зменшити час досягнення струмом номінального значення. Із виразу (4.53) видно, що цього можна досягти двома способами: зменшенням сталої часу T_G або збільшенням напруги живлення обмотки збудження $u_{3.G}$ (форсування перехідних процесів).

Зменшення сталої часу T_G . Для цього в коло обмотки збудження генератора вводять додатковий опір $R_{Дод}$ (рис. 4.20, а), а щоб отримати номінальний струм збудження прикладають напругу, більшу за $U_{3.G.НОМ}$. При цьому $T_G = L_{3.G} / (R_{3.G} + R_{Дод})$.

Рис. 4.20. Зменшення сталої часу T_G :
а – електрична схема вмикання; б – перехідний процес



Форсування перехідних процесів. Суть форсування полягає в тому, що на обмотку збудження спочатку подають підвищену

напругу, а потім після досягнення струмом номінального значення зменшують її до номінальної.

Коефіцієнт форсування визначається співвідношенням:

$$\alpha_{\phi} = \frac{U_{3.Г.МАКС}}{U_{3.Г.НОМ}}. \quad (4.54)$$

Час досягнення струмом $i_{3.Г}$ значення $I_{3.Г.НОМ}$ при форсуванні можна визначити за рівнянням (4.53), якщо в нього підставити $u_{3.Г} = \alpha_{\phi} U_{3.Г.НОМ}$, $i_{3.Г} = I_{3.Г.НОМ}$, $t = t_{3.Ф}$:

$$I_{3.Г.НОМ} = \frac{\alpha_{\phi} U_{3.Г.НОМ}}{R_{3.Г}} \left(1 - e^{-\frac{t_{3.Ф}}{T_{Г}}}\right), \quad (4.55)$$

де $t_{3.Ф}$ – час досягнення струмом збудження номінального значення при форсуванні.

Враховуючи, що $I_{3.Г.НОМ} R_{3.Г} = U_{3.Г.НОМ}$, отримаємо:

$$t_{3.Ф} = T_{Г} \ln \left(\frac{\alpha_{\phi}}{\alpha_{\phi} - 1} \right). \quad (4.56)$$

Відношення

$$k_{E.Ф} = t_3 / t_{3.Ф} \quad (4.57)$$

називається *коефіцієнтом ефективності форсування*, де t_3 – час досягнення струмом збудження номінального значення без форсування, с.

Якщо тривалість перехідного процесу ($t_{3.ПОТР}$) задана з технологічних міркувань, то із виразу (4.56) можна знайти коефіцієнт форсування $\alpha_{\phi.ПОТР}$:

$$\alpha_{\phi.ПОТР} = \frac{1}{1 - e^{-\frac{t_{3.ПОТР}}{T_{Г}}}}. \quad (4.58)$$

Теоретично, збільшуючи α_{ϕ} , можна до нуля скоротити тривалість перехідного процесу в обмотці збудження. На практиці величину коефіцієнта форсування обмежує потужність збудника, яка дорівнює:

$$P_{ТЗ.ПОТР} = \alpha_{\phi.ПОТР} P_{ТЗ.НОМ}. \quad (4.59)$$

Для тиристорних збудників із економічних міркувань приймають $\alpha_{\phi} \leq 8$.

На рис. 4.21 показані схеми форсування перехідного процесу в обмотці збудження та відповідні графіки перехідних процесів. Спочатку додатковий опір $R_{\text{Дод}} = (\alpha_{\phi} - 1)R_{3.Г}$ зашунтовано контактом реле напруги KV , яке включено на якір генератора, а на обмотку збудження $O3Г$ (рис. 4.21, а) подається підвищена напруга $\alpha_{\phi}U_{H.3}$. При досягненні $e_{Г}$, а відповідно і i_3 , номінальних значень реле KV спрацьовує і розмикає свій контакт. Напруга, прикладена до обмотки збудження, стрибком зменшується від $\alpha_{\phi}U_{H.3}$ до $U_{H.3}$, і тим самим форсування знімається.

На рис. 4.21, б показано схему зняття форсування за допомогою затримуючого зворотного зв'язку за ЕРС генератора (або напруги) з використанням діода VD як порогового елемента. Доки $e_{Г} < U_{\text{ПОР}}$ то і $U_{3.3} = 0$. При цьому на виході тиристорного збудника буде напруга $\alpha_{\phi}U_{H.3}$, завдяки чому скорочується час перехідного процесу в обмотці збудження генератора. Коли ЕРС генератора та струм його збудження досягнуть значень, близьких до номінальних (в даному випадку $i_3 = 0,8I_{H.3}$), діод VD відкривається, і зворотний зв'язок починає діяти. Напруга на виході тиристорного збудника зменшується, тому що $U_{BX} = U_K - U_{3.3}$. відповідно зменшується і $i_{3.Г}$ до $U_{3.Г.НОМ}$, чим знімається форсування.

Переваги системи Г–Д: неспотворена порівняно з тиристорними системами форма напруги, що подається на двигун; плавне керування електроприводом у всіх чотирьох квадрантах механічних характеристик; невелике споживання реактивної потужності навіть при асинхронному привідному двигуні; при використанні привідного синхронного двигуна шляхом регулювання струму збудження можна забезпечити роботу електропривода з $\cos\phi = 1$ або з випереджуючим $\cos\phi$ для компенсації реактивної потужності, яка споживається іншими установками.

Недоліки системи Г–Д: значна інерційність; великі маса, вартість та габаритні розміри системи, відносно низький ККД ($\eta_{Г-Д} = \eta_{ПД}\eta_{Г}\eta_{Д}$), високий рівень шуму.

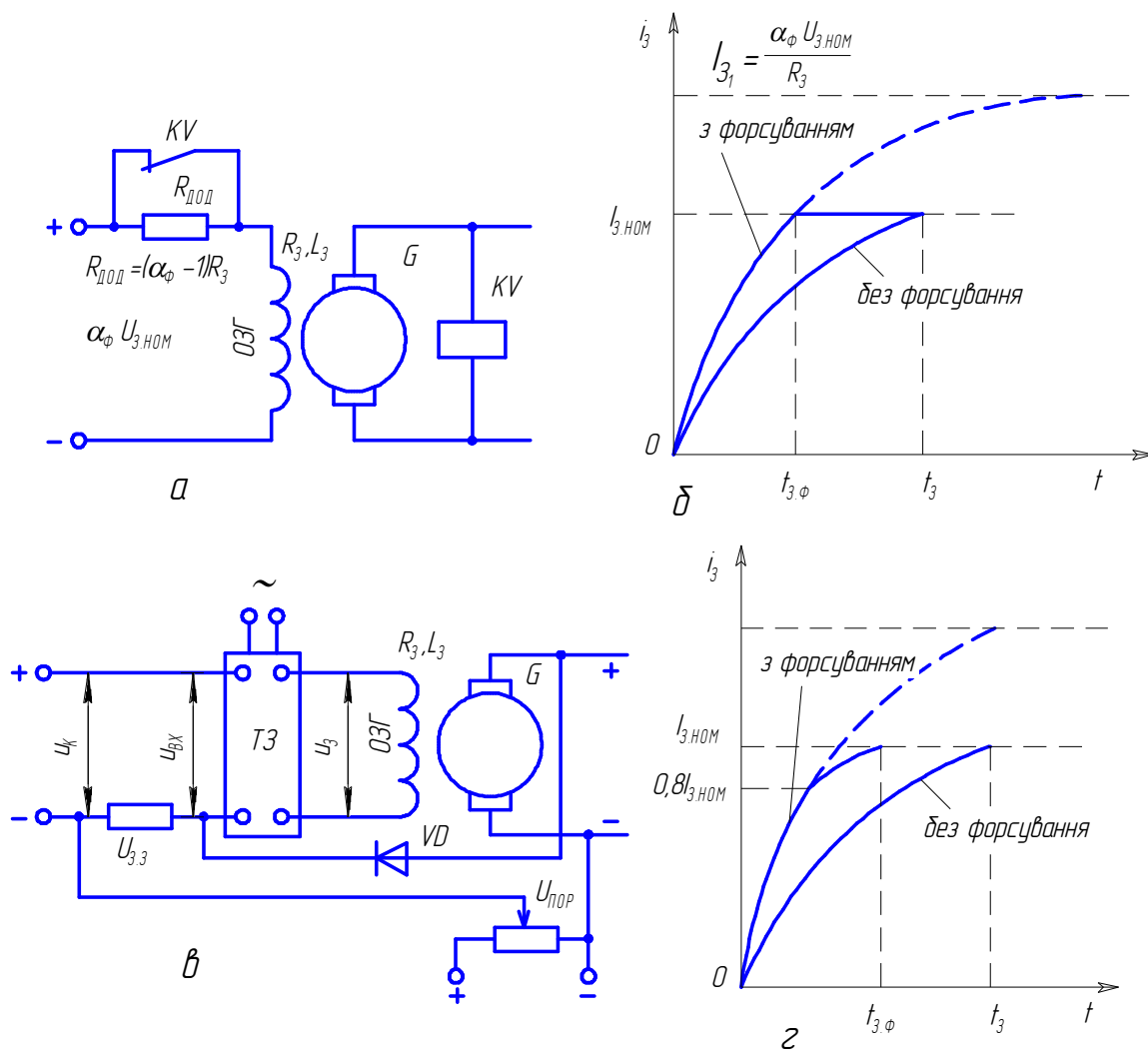


Рис. 4.21. До форсування перехідних процесів в ОЗГ:

a, б – живлення обмотки збудження від мережі та характеристика перехідних процесів; *в, г* – живлення від тиристорного збудника та характеристика перехідних процесів

Приклад 4.2. Визначити коефіцієнт ефективності форсування системи Г–Д та потужність відповідного тиристорного збудника, якщо $t_3 \approx 5T_G$, $P_{H.T3} = 1$ кВт; $\alpha_\phi = 2; 8$.

Розв'язок.

1. Визначаємо за рівнянням (4.53) час перехідного процесу з форсуванням при $\alpha_\phi = 2$ і $\alpha_\phi = 8$:

$$t_{3,\phi 2} = T_r \ln\left(\frac{2}{2-1}\right) = 0,693T_r.$$

$$t_{3,\phi 8} = T_r \ln\left(\frac{8}{8-1}\right) = 0,134T_r.$$

2. За рівняння (4.54) знаходимо коефіцієнт ефективності:

$$k_{E,\phi 2} = \frac{5T_r}{0,639T_r} = 7,8.$$

$$k_{E,\phi 8} = \frac{5T_r}{0,134T_r} = 37,3.$$

3. Необхідна потужність тиристорного збудника (рівняння 4.59):

$$P_{ТЗ.ПОТР2} = 2 \cdot 1 = 2 \text{ кВт.}$$

$$P_{ТЗ.ПОТР8} = 8 \cdot 1 = 8 \text{ кВт.}$$

4.2.2. Система тиристорний перетворювач напруги (керований випрямляч) – двигун (ТПН–Д)

Для живлення двигунів постійного струму найчастіше використовують тиристорний перетворювач, який перетворює напругу змінного струму у регульовану напругу постійного струму. Схема системи ТПН–Д наведена на рис. 4.22, а. Двигун *M* підключено до виходу ТПН. Для зменшення пульсацій струму в якірне коло двигуна часто вмикають дросель *ДР*. Значення електрорушійної сили перетворювача $e_{П}$ залежить від величини керуючої напруги u_K .

Зовнішня характеристика тиристорного перетворювача напруги $e_{П} = f(u_K)$ близька до лінійної при безперервному струмі навантаження (крива 1 на рис.4.22, б). При роздільному керуванні реверсивного тиристорного перетворювача в області малих навантажень струм є переривчастим. Якщо $u_K = 0$ і $\alpha = 90^\circ$, середнє значення $E_{П}$ не дорівнює нулю і збільшується в міру зменшення інтервалу провідності. При $I_A = 0$ та $\omega = 0$ залежність $e_{П} = f(u_K)$ набуває вигляд кривих 2 і 3.

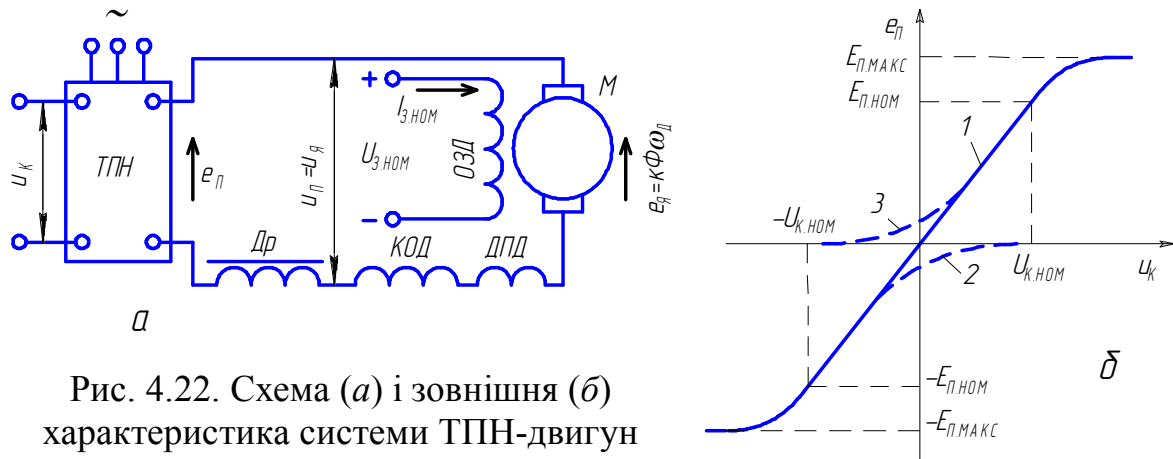


Рис. 4.22. Схема (а) і зовнішня (б) характеристика системи ТПН-двигун

Вентильні перетворювачі напруги залежно від характеру протікання струму можуть працювати в таких режимах: неперервний, граничний і переривчастий. У зоні неперервного режиму струм якірного кола в часі не дорівнює нулю.

При розрахунку кіл випрямленого струму вентильний перетворювач зображують еквівалентною схемою (рис. 4.23), в якій є основне джерело ЕРС E_{Π} , активний опір трансформатора R_{TP} , опір вентилів, що обтікаються струмом, R_B , опір дроселя $R_{ДР}$, комутаційний опір R_K , опір якоря $R_{Я}$, ЕРС якоря E , джерело ЕРС ΔU_B , що зображає втрати напруги на тиристорах в період пропускання струму, та ідеальний вентиль IV , опір якого у прямому напрямку дорівнює нулю, а у зворотному – нескінченно великий.

Рівняння ЕРС кола живлення двигуна згідно другого закону Кіргофа описується виразом:

$$E_{\Pi} - \Delta U_B - E = (R_{TP} + R_B + R_{ДР} + R_K + R_{Я})I_{Я}. \quad (4.60)$$

Звідси рівняння характеристик двигуна: електромеханічної:

$$\omega = \frac{E_{\Pi} \cos \alpha - \Delta U_B - R_{Я\Sigma} I_{Я}}{k\Phi_H}; \quad (4.61)$$

механічної:

$$\omega = \frac{E_{\Pi} \cos \alpha - \Delta U_B}{k\Phi_H} - \frac{R_{Я\Sigma}}{(k\Phi_H)^2} M, \quad (4.62)$$

де $R_{Я\Sigma} = R_{TP} + R_B + R_{ДР} + R_K + R_{Я}$.

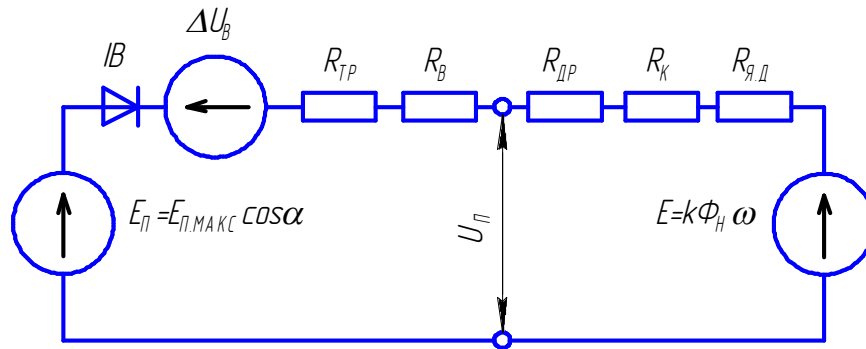


Рис. 4.23. Еквівалентна схема живлення двигуна постійного струму від статичного перетворювача

При зміні кута керування тиристорами α в межах від 0 до $\pi/2$ значення E змінюється від E_{MAXC} до 0. Таким чином, характеристики за рівняннями (4.61) і (4.62) є прямими лініями, паралельними одна одній (рис. 4.24), які на осі ординат відсікають відрізки, що відповідають швидкості ідеального холостого ходу:

$$\omega_0 = \frac{E_{\pi, \text{MAXC}} \cos \alpha - \Delta U_B}{k\Phi_H}. \quad (4.63)$$

Жорсткість характеристик двигуна у системі ТПН-Д дещо менша за жорсткість характеристик у системі Г-Д через наявність в колі якоря опорів трансформатора та реактора.

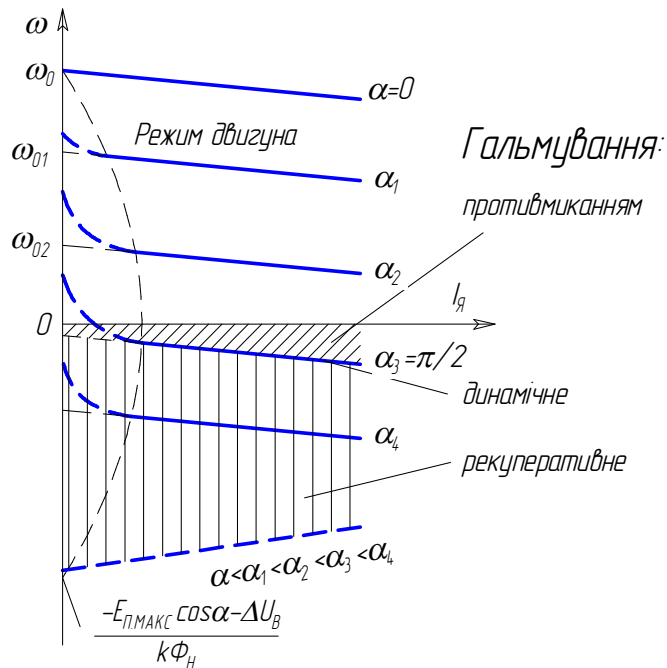
В зоні неперервних струмів двигун постійного струму незалежного збудження може працювати в режимі *двигуна* (зона обмежена осями координат і електромеханічною характеристикою при $\alpha=0$ (рис. 4.24), в режимі *гальмування противмиканням* (зона з похилою штриховкою, обмежена початком координат, віссю абсцис і характеристикою при $\alpha=\pi/2$ і лінією граничного інвертування) і *динамічного гальмування* (лінія при $\alpha=\pi/2$).

Граничний режим характеризується відсутністю зони комутації, оскільки на початку і в кінці періоду провідності відсутнє перекриття вентилів у процесі комутації, але інтервалів нульового струму нема. Величину граничного струму визначають за залежністю:

$$I_{H.ГР} = \frac{E_{П.МАКС}}{x_H + x_{CP}} \left(1 - \frac{\pi}{m} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{m} \right) \sin \alpha, \quad (4.64)$$

де x_H, x_{CP} – відповідно приведені індуктивні опори навантаження разом з реактором і фази перетворювача (трансформатора).

Рис. 4.24. Електромеханічні характеристики ДПС НЗ при живленні якорного кола від ТПН



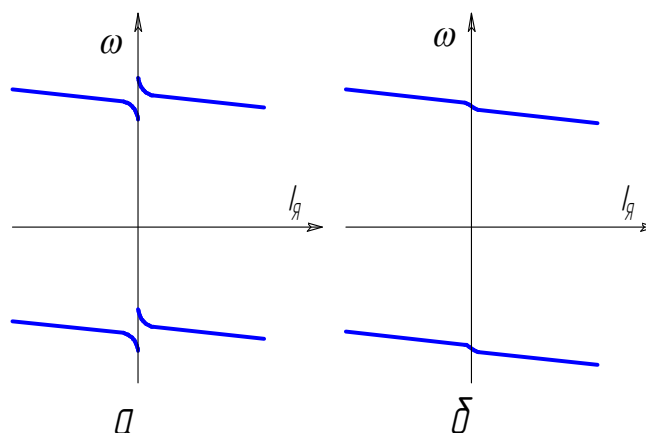
Геометричним місцем точок залежності (4.64) є дуга еліпса (рис. 4.24).

Якщо струм якоря стає менше граничного, то при кінцевих значеннях індуктивності згладжуючого дроселя та певних кутах керування тиристорами двигун працює в зоні переривчастих струмів. При цьому струм якоря стає пульсуючим з нульовими інтервалами. У режимі переривчастих струмів жорсткість електромеханічних і механічних характеристик знижується, а самі характеристики нелінійні. Пояснюється це тим, що ЕРС самоіндукції при малих струмах у колі якоря мала і недостатня для постійного підтримання струму в якорному колі. Внаслідок цього випрямлена напруга на затискачах перетворювача зростає, а, значить, зростає також швидкість ідеального холостого ходу двигуна. В цій зоні аналітичний опис процесу занадто складний. У приводах середньої і великої потужності зона переривчастих струмів незначна і при розімкненій схемі регулювання швидкості нею можна знехтувати. В замкнених системах регулювання зі зворотними зв'язками за струмом робота привода в зоні

переривчатих струмів не забезпечує заданих параметрів, оскільки зворотні зв'язки при цьому практично не діють.

Рис. 4.25. Електромеханічні характеристики системи ТПН-Д:

a – реверсивний перетворювач напруги з роздільним керуванням; *б* – те ж з узгодженим керуванням



При спільному керуванні комплектами перетворювачів реверсивного ТПН і лінійному узгодженні кутів керування обома комплектами тиристорів електромеханічні (механічні) характеристики є лінійними залежностями (рис. 4.25, б). При цьому режим переривистих струмів майже зникає внаслідок дії реакторів. В разі роздільного керування комплектами перетворювачів один із них одержує сигнали керування, а другий – ні. Тоді зрівнювальний струм між комплектами відсутній, оскільки один із них "закритий". При цьому з'являється переривчастий режим і тому електромеханічні (механічні) характеристики в зоні малих струмів нелінійні (рис. 4.25, а).

Тиристорний перетворювач являє собою інерційну систему. Інерційність зумовлена наявністю фільтрів та запізненням вмикання тиристорів і для лінеаризованої характеристики описується рівнянням аперіодичної ланки:

$$e_{\Pi}(T_{\Pi}p + 1) = k_{\Pi}u_K, \quad (4.65)$$

де e_{Π} – електрорушійна сила ТПН; T_{Π} – стала часу ТПН (як правило невелика і приймається $T_{\Pi}=0,01$ с); p – оператор Лапласа; k_{Π} – коефіцієнт підсилення ТПН за напругою; u_K – поточне значення керуючої напруги.

Коефіцієнт підсилення ТПН визначається за формулою:

$$k_{\Pi\Pi} = \frac{U_{\Pi.\max}}{U_{K.\max}}, \quad (4.66)$$

де $U_{\Pi.max}$ – максимальна напруга на виході ТПН; $U_{К.max}$ – максимальне значення керуючої напруги, яка зазвичай дорівнює 10 В.

Рівняння електричної рівноваги якірного кола двигуна має вигляд:

$$e_{\Pi} = e_{я} + R_{я\Sigma} i_{я} + L_{я\Sigma} \frac{di_{я}}{dt}, \quad (4.67)$$

де $e_{я}$ – ЕРС двигуна; $L_{я\Sigma} = L_{яД} + L_{ТР} + L_{ДР}$ – сумарна індуктивність якірного кола системи ТПН-Д (рис. 4.22); $L_{яД}$, $L_{ТР}$, $L_{ДР}$ – відповідно індуктивності двигуна, трансформатора і згладжувального дроселя; $i_{я}$ – поточне значення струму якірного кола; t – час.

З урахуванням того, що

$$e_{Д} = k\Phi_{H}\omega, \quad \omega_0 = e_{\Pi} / k\Phi_{H}, \quad \beta_{\Pi-Д} = k^2\Phi_{H}^2 / R_{я\Sigma}, \quad m = k\Phi_{H}i_{я},$$

$$k\Phi_{H} = \frac{U_{ДН} - I_{яН}R_{яД}}{\omega_{H}}, \quad \omega = \frac{\pi n}{30},$$

одержимо системи рівнянь динамічних характеристик:

а) електромеханічної:

$$\left. \begin{aligned} e_{\Pi}(T_{\Pi}p + 1) &= k_{\Pi}u_{К}; \\ R_{я\Sigma}(T_{я\Sigma}p + 1)i_{я} &= e_{\Pi} - k\Phi_{H}\omega; \\ T_{M}\beta_{\Pi-Д}\omega p &= (i_{я} - i_{C})k\Phi_{H}. \end{aligned} \right\} \quad (4.68)$$

б) механічної:

$$\left. \begin{aligned} \omega_0(T_{\Pi}p + 1) &= K'_{\Pi}u_{К}; \\ m(T_{я\Sigma}p + 1) &= \beta_{\Pi-Д}(\omega_0 - \omega); \\ T_{M}\beta_{\Pi-Д}\omega p &= m - m_{C}, \end{aligned} \right\} \quad (4.69)$$

де $\beta_{\Pi-Д}$ – жорсткість електромеханічної характеристики в системі ТПН-Д; $T_{я\Sigma} = L_{я\Sigma} / R_{я\Sigma}$ – стала часу кола якоря; T_{M} – електромеханічна стала часу привода; $K'_{\Pi} = K_{\Pi} / k\Phi_{H}$ – коефіцієнт підсилення за напругою для механічної характеристики.

На рис. 4.26 наведені структурні схеми, що відповідають системам рівнянь (4.68) та (4.69).

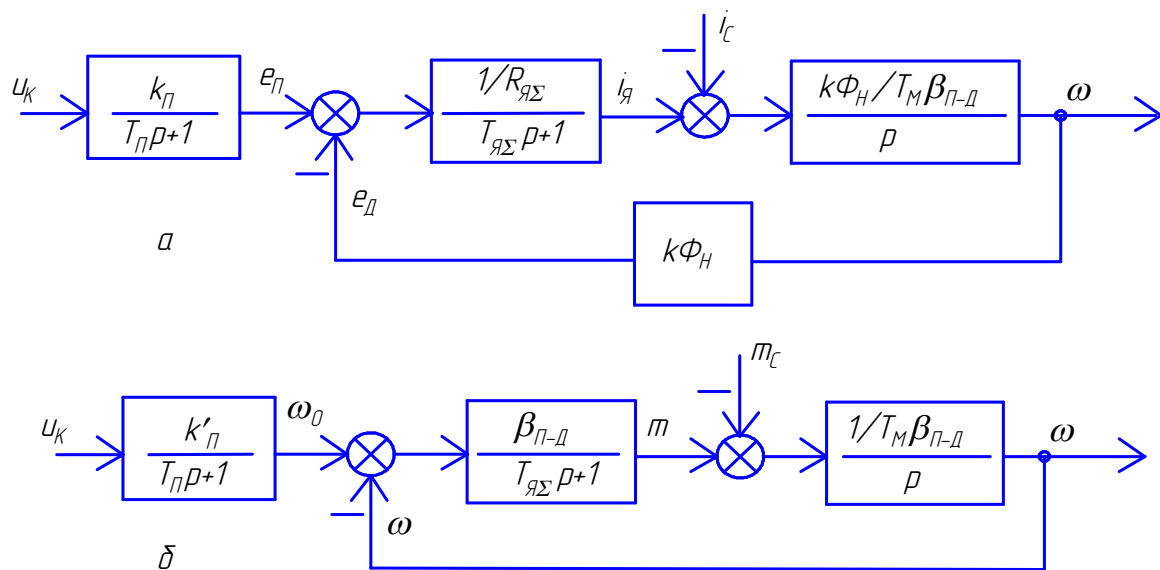


Рис. 4.26. Структурні схеми розімкненої системи ТПН – Д при виділенні струму (а) та моменту (б) як проміжних координат

Наведені структурні схеми показують, що динамічні властивості ТПН–Д аналогічні властивостям системи Г–Д. Основна відмінність полягає в тому, що $T_{ТПН}$ значно менша $T_{Г}$.

Перевагами системи ТПН-Д над системою Г-Д є:

- високі швидкодія і коефіцієнт корисної дії;
- відсутність обертових електромеханічних елементів.

До недоліків системи ТПН-Д відносять:

- спотворення форми споживаного з мережі струму;
- низький $\cos \varphi$;
- складність системи, особливо при великих потужностях.

Приклад 4.3. Для режиму неперервного струму визначити параметри структурних схем (рис. 4.26) електропривода системи ТПН–Д з такими даними:

а) тиристорний перетворювач напруги: $U_{н.п} = 220$ В; $U_{к.н} = 10$ В; номінальна фазна напруга трансформатора $U_{2н} = 220$ В; номінальний струм фази трансформатора $I_{2н} = 27$ А; напруга короткого замикання $u_{к.з}\% = 5,5\%$; опір вторинної обмотки трансформатора $R_{Тр} = 0,02$ Ом; $m=3$, $n=1$ (перетворювач виконаний за трифазною нульовою схемою випрямлення);

падіння напруги на випрямлячі $\Delta U_B = 2$ В; стала часу ТПН $T_{ПН} = 0,015$ с.

б) двигун: 2ПН160ЛГУХЛ4; $U_H = 220$ В; $P_H = 6,3$ кВт; $I_H = 35$ А; $n_H = 1000$ об/хв; $R_{Я\Sigma ДВ} = 0,595$ Ом; $L_{Я\Sigma ДВ} = 8,7$ мГн; $J_{\Sigma} = 0,41$ кг·м².

в) згладжувальний дросель: $L_{ДР} = 48$ мГн; $R_{ДР} = 0,065$ Ом.
Значення всіх опорів вказані для нагрітих обмоток.

Розв'язок.

1. Реактивний опір фази трансформатора:

$$x_{TP} = \frac{U_{2H} u_{K3} \%}{100 I_{2H}} = \frac{220 \cdot 5,5}{100 \cdot 27} = 0,45 \text{ Ом.}$$

2. Сумарний опір якірного кола:

$$R_{Я\Sigma} = 1,1 \left(\frac{m x_{TP}}{2\pi} + R_{TP} + R_{ДР} + \frac{n \Delta U_B}{I_H} + R_{Я\Sigma ДВ} \right) =$$
$$= 1,1 \left(\frac{3 \cdot 0,45}{2 \cdot 3,14} + 0,02 + 0,065 + \frac{1 \cdot 2}{35} + 0,595 \right) = 1,04 \text{ Ом.}$$

Тут коефіцієнт 1,1 враховує опір з'єднувальних проводів, кабелів і шин.

3. Номінальна швидкість обертання двигуна:

$$\omega_H = \frac{\pi n_H}{30} = \frac{3,14 \cdot 1000}{30} = 104,7 \text{ рад/с.}$$

4. Коефіцієнт ЕРС двигуна:

$$k\Phi_H = \frac{U_H - I_H R_{Я\Sigma ДВ}}{\omega_H} = \frac{220 - 35 \cdot 0,595}{104,7} = 1,9 \text{ В·с/рад.}$$

5. Модуль жорсткості природної механічної характеристики системи ТПН–Д:

$$\beta_{П-Д} = (k\Phi_H)^2 / R_{Я\Sigma} = 1,9^2 / 1,04 = 3,47 \text{ Н·м·с.}$$

6. Сумарна індуктивність якірного кола:

$$L_{Я\Sigma} = L_{ДР} + L_{Я\Sigma ДВ} = 0,048 + 0,0087 = 0,0567 \text{ Гн.}$$

7. Електромеханічна стала часу:

$$T_M = J_\Sigma / \beta_{П-Д} = 0,41/3,47 = 0,118 \text{ с.}$$

8. Електромагнітна стала часу:

$$T_{Я\Sigma} = L_{Я\Sigma} / R_{Я\Sigma} = 0,0567/1,04 = 0,054 \text{ с.}$$

9. Коефіцієнт підсилення ТПН:

$$k_{П} = \frac{U_{П.МАКС}}{U_{К.МАКС}} = \frac{220}{10} = 22.$$

Вказане у вихідних даних значення $T_{П} = 0,015 \text{ с}$ і отримані розрахунками $R_{Я\Sigma}$, $T_{Я\Sigma}$, T_M , $k\Phi_H$, $\beta_{П-Д}$ і $k_{П}$ повністю визначають параметри структурних схем електропривода, наведених на рис. 4.26.

4.3. Автоматичне регулювання моменту (струму) в системі ТПН – Д

Автоматичне регулювання (обмеження) струму і моменту в системі ТПН–Д досягається введенням зворотного зв'язку за струмом двигуна (рис. 4.27).

Давачем струму в системі можуть бути шунт $R_{Ш}$, обмотка додаткових полюсів або компенсаційна обмотка двигуна, датчик Холла.

Згідно структурної схеми електропривода (рис. 4.27, б) можна записати наступну систему рівнянь електромеханічної характеристики:

$$\left. \begin{aligned} e_{П}(T_{П}p + 1) &= k_{П}(u_{3.C} - k_{3B.C}i_{Я}); \\ R_{Я\Sigma}(T_{Я\Sigma}p + 1)i_{Я} &= e_{П} - k\Phi_H\omega, \end{aligned} \right\} \quad (4.70)$$

де $u_{3.C}$ – задаючий сигнал струму; $k_{3B.C}$ – коефіцієнт зворотного зв'язку за струмом.

Після перетворень рівнянь (4.70) одержимо рівняння динамічних електромеханічної і механічної характеристик електропривода:

$$\omega = \frac{k_{П}u_{3.C}}{k\Phi_H(T_{П}p + 1)} - \frac{R_{Я\Sigma}(T_{П}p + 1)(T_{Я\Sigma}p + 1) + k_{3B.C}k_{П}}{k\Phi_H(T_{П}p + 1)}i_{Я}. \quad (4.71)$$

$$\omega = \frac{k_{\Pi} u_{3.C}}{\kappa \Phi_H (T_{\Pi} p + 1)} - \frac{R_{\Sigma} (T_{\Pi} p + 1)(T_{\Sigma} p + 1) + k_{3B.C} k_{\Pi} m}{(\kappa \Phi_H)^2 (T_{\Pi} p + 1)} \quad (4.72)$$

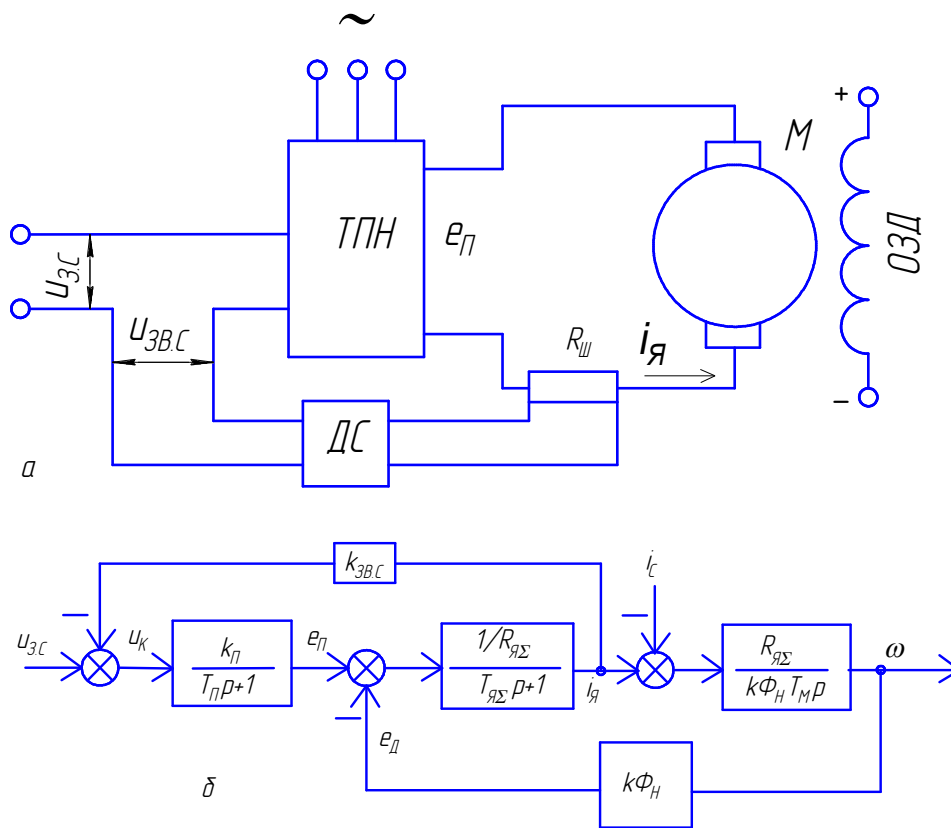


Рис. 4.27. Принципіальна (а) та структурна (б) схеми електропривода в системі ТПН – Д з від'ємним зворотним зв'язком за струмом:

$u_{3.C}$ – задаючий сигнал струму; $u_{3B.C}$ – сигнал зворотного зв'язку за струмом; e_{Π} – ЕРС тиристорного перетворювача напруги; ТПН – тиристорний перетворювач напруги; ДС – давач струму; $R_{\text{ш}}$ – шунт; М – двигун; ОЗД – обмотка збудження двигуна

Для більш зручного аналізу електропривода з регулюванням моменту рівняння (4.72) запишемо у вигляді залежності моменту від швидкості:

$$m = \frac{\kappa \Phi_H k_{\Pi} u_{3.C}}{R_{\Sigma} (T_{\Pi} p + 1)(T_{\Sigma} p + 1) + k_{3B.C} k_{\Pi}} - \frac{(\kappa \Phi_H)^2 (T_{\Pi} p + 1)}{R_{\Sigma} (T_{\Pi} p + 1)(T_{\Sigma} p + 1) + k_{3B.C} k_{\Pi}} \omega. \quad (4.73)$$

При $p=0$ рівняння (4.71) і (4.73) являють собою рівняння статичних електромеханічної і механічної характеристик:

$$\omega = \frac{k_{\Pi} u_{3.C}}{\kappa \Phi_H} - \frac{R_{\Sigma} + k_{3B.C} k_{\Pi}}{\kappa \Phi_H} I_{\text{я}}. \quad (4.74)$$

$$M = M_{K.3} - \beta_{П-Д.C} \omega = \beta_{П-Д.C} (\omega_{0.C} - \omega), \quad (4.75)$$

де $M_{K.3} = \frac{\kappa \Phi_H k_{\Pi} u_{3.C}}{R_{Я\Sigma} + k_{3B.C} k_{\Pi}}$ – момент короткого замикання;

$\beta_{П-Д.C} = \frac{\beta}{(1 + k_{3B.C} k_{\Pi} / R_{Я\Sigma})}$ – модуль статичної жорсткості системи

ТПН-Д з від'ємним зворотним зв'язком за струмом; $\omega_{0.C} = \frac{k_{\Pi} u_{3.C}}{\kappa \Phi_H}$ –

швидкість ідеального холостого ходу в системі із зворотним

зв'язком за струмом; $\beta_{П-Д} = \frac{(\kappa \Phi_H)^2}{R_{Я\Sigma}}$ – модуль статичної жорсткості

розімкненої системи ТПН-Д.

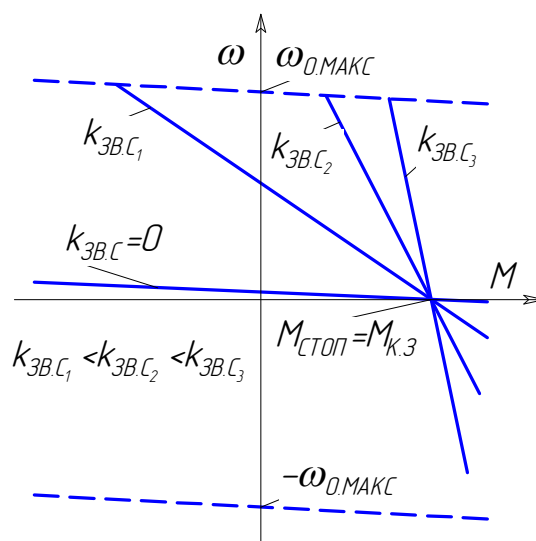
Щоб отримати $M_{K.3}$ (при $k_{3B.C}=0$), необхідно подати на вхід системи невелику задаючу напругу:

$$u_{3.C} = \frac{M_{K.3} (R_{Я\Sigma} + k_{3B.C} k_{\Pi})}{\kappa \Phi_H k_{\Pi}} = \frac{\kappa \Phi_H I_{Я.К.3} (R_{Я\Sigma} + k_{3B.C} k_{\Pi})}{\kappa \Phi_H k_{\Pi}} = I_{Я.К.3} \left(\frac{R_{Я\Sigma}}{k_{\Pi}} + k_{3B.C} \right). \quad (4.76)$$

При $m=M_{K.3}$ ЕРС перетворювача чисельно дорівнює спаду напруги на сумарному опорі кола якоря. Збільшення $k_{3B.C}$ приводить до збільшення $u_{3.C}$ і e_{Π} при холостому ході.

На рис. 4.28 побудовано сімейство механічних характеристик, які проходять через точку $M_{K.3}$.

Рис. 4.28. Механічні характеристики при автоматичному регулюванні моменту із зворотним від'ємним зв'язком за струмом



З рисунка 4.28 видно, що:

- діапазон зміни швидкості обмежується зверху і знизу механічними характеристиками розімкненої системи з координатами $\omega_{0.МАКС}$ і $-\omega_{0.МАКС}$, які відповідають $e_{II} = \pm E_{II.МАКС}$;
- із збільшенням $k_{ЗВ.С}$ зменшується жорсткість механічних характеристик і при необмеженому збільшенні $k_{ЗВ.С}$ жорсткість механічних характеристик прямує до нуля.

Для автоматичного регулювання струму і моменту в ряді випадків використовують нелінійний зворотний зв'язок за струмом (зв'язок із відсічкою). Цей зворотний зв'язок починає діяти при струмі якоря двигуна, який перевищує струм відсічки (рис. 4.29). Наведена функціональна схема відрізняється від схеми, яку подано на рис. 4.27, наявністю вузла струмової відсічки з характеристикою $u'_{ЗВ.С} = f(u_{ЗВ.С})$. Доки сигнал $u_{ЗВ.С} = k_{ЗВ.С} i_{Я}$, який знімається з резистора R_{III} , не перевищує певної заданої опорної напруги $U_{ОП}$, напруга $u'_{ЗВ.С}$ дорівнює нулю. При $u_{ЗВ.С} > U_{ОП}$ на виході вузла струмової відсічки з'являється сигнал від'ємного зворотного зв'язку $u'_{ЗВ.С}$, який надходить на вхід системи. Значення $U_{ОП}$ визначається найменшим струмом якоря (струмом відсічки $I_{ВІДС}$), з якого починається його регулювання.

Змінюючи задаючий сигнал $u_{З.С}$, отримують сімейство електромеханічних (механічних) характеристик з різною швидкістю ідеального холостого ходу, які паралельні між собою (рис. 4.29, б). Рівняння характеристики на ділянці I при відсутності зворотного зв'язку аналогічні рівнянням (4.74) і (4.75) розімкненої системи керування.

Рівняння статичної електромеханічної (механічної) характеристик для ділянки II, на якій здійснюється регулювання струму і моменту з відсічкою за струмом, отримують заміною в (4.74) струму $I_{Я}$ на різницю $I_{Я} - I_{ВІДС}$:

$$\omega = \frac{k_{II} u_{З.С}}{k \Phi_H} - \frac{R_{Я\Sigma} + k_{ЗВ.С} k_{II}}{k \Phi_H} (I_{Я} - I_{ВІДС}). \quad (4.77)$$

Описана система дає можливість застопорити двигун, не вимикаючи його від джерела живлення. Струм стопоріння (струм короткого замикання) можна знайти із виразу (4.77) при $\omega = 0$:

$$I_{\text{СТОП}} = I_{\text{ВДС}} + \frac{k_{\text{П}} u_{3.С}}{R_{\text{ЯΣ}} + k_{3В.С} k_{\text{П}}} \quad (4.78)$$

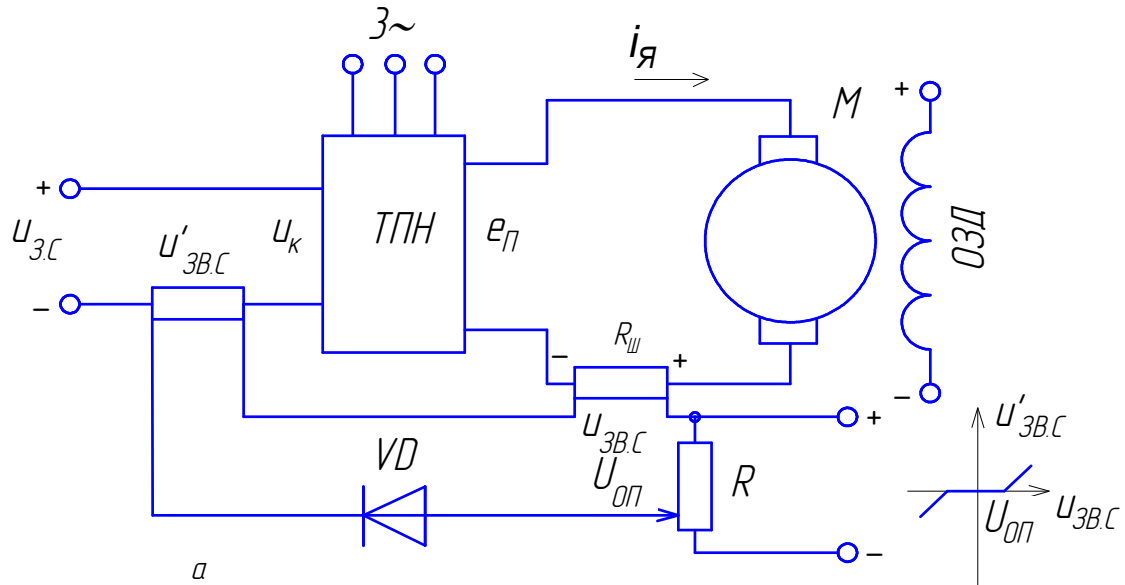
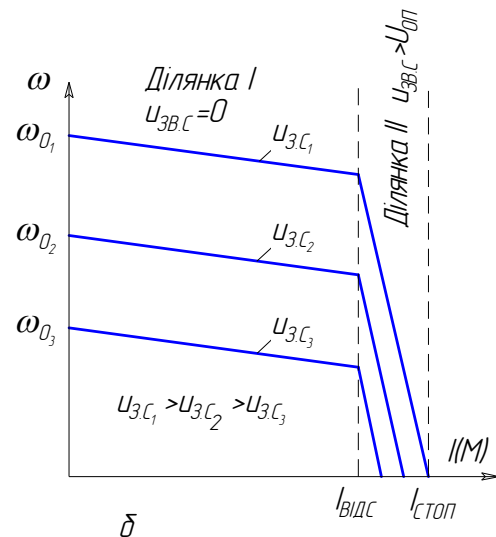


Рис. 4.29. Система ТПН – Д з відсічкою за струмом:
 а – функціональна схема; б – електромеханічні характеристики



При відомому (заданому) значенні $I_{\text{ВДС}}$ струм $I_{\text{СТОП}}$ визначається величиною $k_{3В.С}$. Із рівняння (4.78) видно, що зі збільшенням добутку $k_{3В.С} k_{\text{П}}$ жорсткість характеристики зменшується, а точність регулювання струму і моменту збільшується. При необмеженому збільшенні добутку $k_{3В.С} k_{\text{П}}$ характеристики наближаються до вертикальних ліній.

Схема з відсічкою за струмом забезпечує захист двигуна від перевантажень у статичних і динамічних режимах. Її використовують у приводах механізмів, що працюють з різко

змінним навантаженням або на упор. Характеристики, які формуються такими схемами, називають екскаваторними.

Для покращення ефективності регульованих електроприводів часто в системах керування використовують комбіноване регулювання. Зокрема при регулюванні струму (моменту) з від'ємним зворотним зв'язком за струмом використовують додатково додатній зворотний зв'язок за швидкістю (рис. 4.30).

Давачем швидкості є тахогенератор постійного струму BR . Статична електромеханічна характеристика такої системи описується рівняннями:

$$\left. \begin{aligned} k_{\Pi}(u_{3.C} - k_{3B.C}I_{я} + k_{3B.Ш}\omega) &= E_{\Pi}; \\ E_{\Pi} &= k\Phi_H\omega + R_{я\Sigma}I_{я}, \end{aligned} \right\} \quad (4.79)$$

де $k_{3B.Ш}$ – коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю.

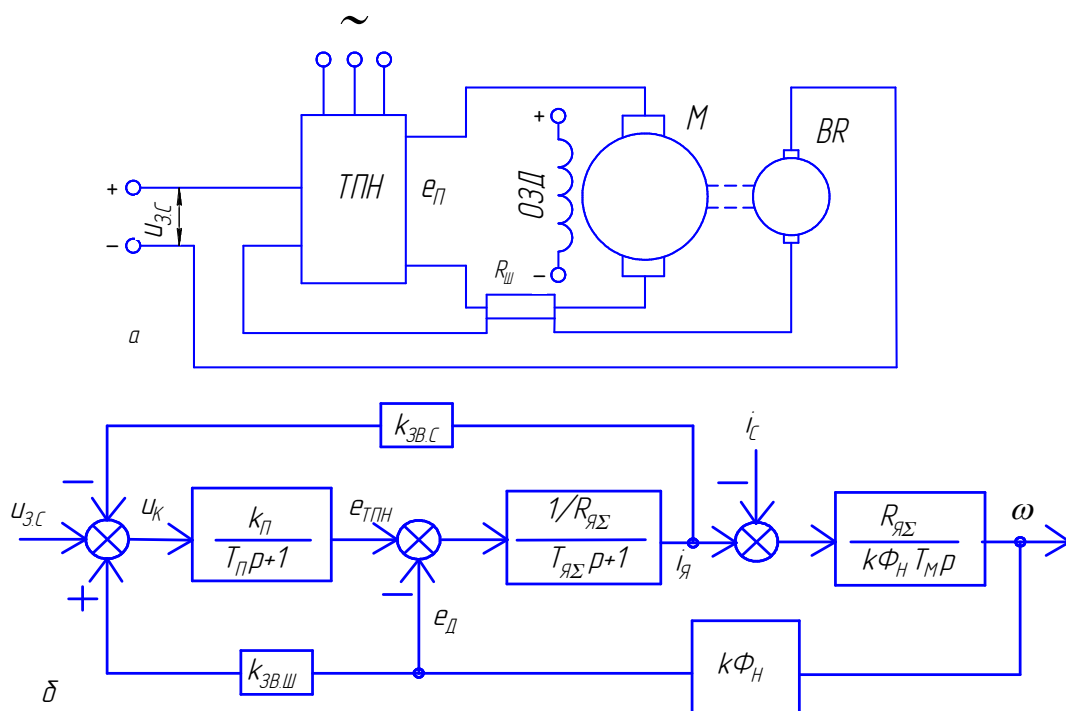


Рис. 4.30. Схема електропривода з комбінованим регулюванням струму (моменту) двигуна:

a – принципова; b – структурна

З урахуванням того, що при $\Phi = \Phi_H = \text{const}$ $M = k\Phi_H I_{я}$, після нескладних перетворень рівнянь (4.79) одержимо вирази для

статичних електромеханічної і механічної характеристик двигуна в замкненій системі з комбінованим регулюванням:

$$\omega = \frac{k_{\Pi} u_{3.C}}{k\Phi_H + k_{\Pi} k_{3B.Ш}} - \frac{R_{\Sigma} + k_{3B.C} k_{\Pi}}{k\Phi_H + k_{3B.Ш} k_{\Pi}} I_{Я}; \quad (4.80)$$

$$M = \frac{k\Phi_H k_{\Pi} u_{3.C}}{R_{\Sigma} + k_{\Pi} k_{3B.C}} - \frac{k\Phi_H (k\Phi_H - k_{\Pi} k_{3B.Ш})}{R_{\Sigma} + k_{\Pi} k_{3B.C}} \omega. \quad (4.81)$$

Модуль статичної жорсткості механічної характеристики залежить від коефіцієнта додатного зворотного зв'язку за швидкістю:

$$\beta'_{П-Д.С} = \frac{k\Phi_H (k\Phi_H - k_{\Pi} k_{3B.Ш})}{R_{\Sigma} + k_{\Pi} k_{3B.C}}. \quad (4.82)$$

При збільшенні коефіцієнта $k_{3B.Ш}$ жорсткість характеристики $\beta'_{П-Д.С}$ швидко знижується (рис. 4.31) до нуля при критичному значенні $k_{3B.Ш.КР} = k\Phi_H / k_{\Pi}$.

Подальше збільшення $k_{3B.Ш}$ призводить до зміни знаку жорсткості механічних характеристик. При критичному значенні коефіцієнта додатного зворотного зв'язку за швидкістю $k_{3B.Ш.КР}$ статична похибка, зумовлена зміною швидкості, дорівнює нулю.

Ефективним засобом формування перехідних процесів із заданою якістю є принцип послідовної корекції, або так званого підпорядкованого керування координат електропривода (див. розділ 2). В регульованих електроприводах, які працюють за цим принципом, можливе роздільне регулювання змінних, роздільна настройка контурів, корекція перехідних процесів у кожному контурі.

В більшості систем підпорядкованого керування контур регулювання струму (моменту) є внутрішнім. З нього починають розрахунок і настройку всієї системи ТПН–Д. Принципіальну

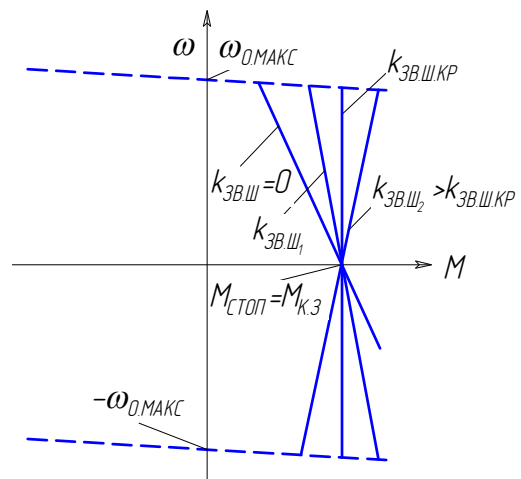


Рис. 4.31. Механічні характеристики при автоматичному комбінованому регулюванні моменту (струму)

схему такого контуру регулювання подано на рис. 4.32. У схемі на вхід тиристорного перетворювача напруги ТПН ввімкнено регулятор моменту PM з передаточною функцією $W_{P.M}(p)$. Тип і параметри регулятора, а також параметри входів і зворотних зв'язків підсилювача визначають при розрахунку настройки регулятора. Для підсилення сигналу зворотного зв'язку за струмом якоря в схемі використовується давач струму $ДС$.

При нерухомому якорі, коли зворотний зв'язок за ЕРС двигуна не діє, структурна схема контуру регулювання струму (моменту) має вигляд рис. 4.33, а.

До складу контуру регулювання, який умовно розглядається як об'єкт регулювання, входять ТПН, коло якоря двигуна і $ДС$. Тиристорний перетворювач напруги являє собою ланку з коефіцієнтом передачі $k_{П}$ і сталою часу $T_{П}$, яка враховує запізнення τ_3 та інерційність системи імпульсно-фазового керування T_{ϕ} . Через малі значення вказаних величин їх можна віднести до некомпенсованих інерційностей контуру T_{μ} :

$$T_{\mu} = \tau_3 + T_{\phi} = T_{П}. \quad (4.83)$$

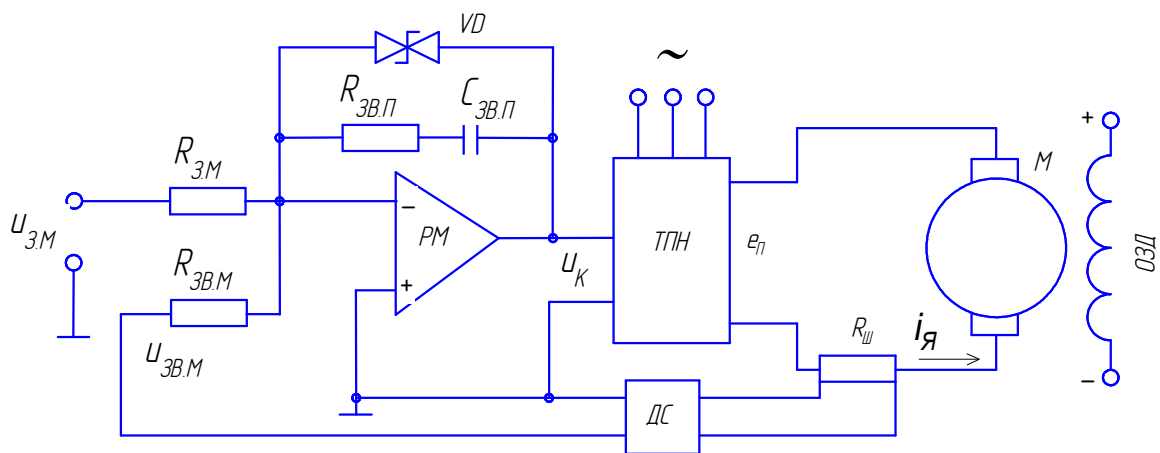


Рис. 4.32. Принципіальна схема підпорядкованого регулювання контуру струму (моменту) в системі ТПН–Д:

$u_{3.M}$ – задаючий сигнал моменту (струму); $u_{3B.M}$ – сигнал зворотного зв'язку за моментом (струмом); u_K – сигнал керування ТПН; $R_{3.M}$, $R_{3B.M}$, $R_{3B.П}$ – опори відповідно в контурі задавача моменту, входного зворотного зв'язку за моментом, зворотного зв'язку регулятора моменту PM ; $C_{3B.П}$ – ємність контуру зворотного зв'язку PM ; $R_{ш}$ – шунт; VD – стабілітрон; $ДС$ – давач струму

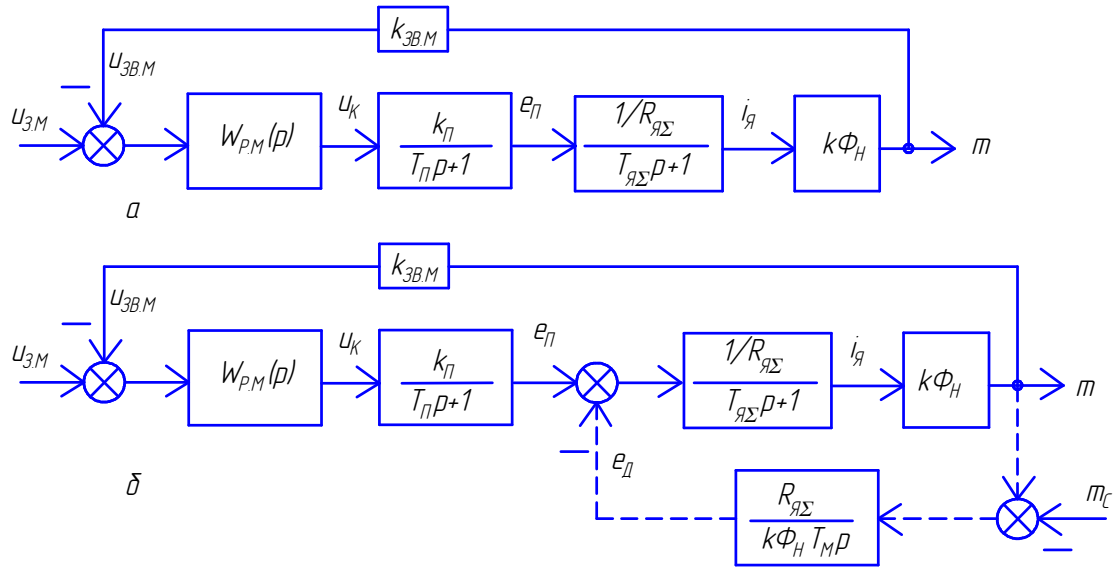


Рис. 4.33. Структурна схема підпорядкованого регулювання контуру струму (моменту) в системі ТПН–Д при нерухомому (а) і рухомому (б) якорі

Некомпенсовану постійну часу для тиристорного перетворювача напруги можна визначити за виразом:

$$T_{\mu} = \frac{1}{mf}, \quad (4.84)$$

де m – коефіцієнт, який характеризує конструкцію перетворювача напруги і визначається як добуток кількості фаз на кількість півперіодів в одному періоді струму живлення; f – частота струму мережі.

Коло якоря двигуна являє собою аперіодичну ланку з коефіцієнтом передачі $1/R_{\text{я}\Sigma}$ і великою сталою часу $T_{\text{я}\Sigma}$.

Давач струму ДС є підсилювальною ланкою з коефіцієнтом передачі:

$$k_{3B.C} = k\Phi_H k_{3B.M}, \quad (4.85)$$

де $k_{3B.M}$ – коефіцієнт зворотного зв'язку за моментом.

Отже, контур регулювання включає одну ланку з великою сталою часу $T_{\text{я}\Sigma}$ і одну ланку з малою сталою часу $T_{\Pi} = T_{\mu}$.

Зазвичай регулятор моменту (струму) налаштовують на технічний оптимум. При технічному оптимумі згідно теорії

автоматичного керування необхідно, щоб передаточна функція розімкненого контуру мала вигляд:

$$W_{PO3.M}(p) = \frac{1/k_{3B.M}}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p+1)}. \quad (4.86)$$

У відповідності з рис. 4.33, *a* передаточна функція об'єкта регулювання:

$$W_{O.P.M}(p) = \frac{k\Phi_H k_{\Pi} / R_{\Sigma}}{(T_{\Sigma}p+1)(T_{\mu}p+1)}. \quad (4.87)$$

Передаточна функція регулятора є результатом ділення (4.86) на (4.87):

$$\begin{aligned} W_{P.M}(p) &= \frac{W_{PO3.M}(p)}{W_{O.P.M}(p)} = \frac{1/k_{3B.M}}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p+1)} \frac{(T_{\Sigma}p+1)(T_{\mu}p+1)}{k\Phi_H k_{\Pi} / R_{\Sigma}} = \\ &= \frac{T_{\Sigma}p+1}{k_{3B.C} k_{\Pi} 2T_{\mu}p / R_{\Sigma}} = \frac{T_{\Sigma}p+1}{T_{M2}p}, \end{aligned} \quad (4.88)$$

де $T_{M2} = k_{3B.C} k_{\Pi} 2T_{\mu} / R_{\Sigma}$ – стала часу регулятора.

Таким чином, регулятором моменту є *III*-регулятор з коефіцієнтами:

- інтегрального підсилення

$$k_{i.M} = \frac{1}{T_{M2}}; \quad (4.89)$$

- пропорційного підсилення

$$k_{\Pi.M} = \frac{T_{\Sigma}}{T_{M2}}. \quad (4.90)$$

Передаточна функція замкненого контуру регулювання моменту:

$$W_{3AM.M}(p) = \frac{W_{PO3.M}(p)}{1+k_{3B.M}W_{PO3.M}(p)} = \frac{1/k_{3B.M}}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p+1)+1}. \quad (4.91)$$

Викладений метод настройки контуру моменту (струму) можна зберегти і для обертового якоря, коли появляється вплив ЕРС двигуна (на структурній схемі рис. 4.33, *б* показано пунктирною лінією). Це зумовлено тим, що ЕРС двигуна, яка для контуру є збурюючою дією, в цьому випадку мало впливає на властивості електропривода.

Приклад 4.4. Розрахувати параметри уніфікованого контуру регулювання струму системи ТПН–Д. Дані системи взяті з прикладу 4.3. В якірне коло ввімкнено шунт $R_{Ш}=1,57 \cdot 10^{-3}$ Ом. Коефіцієнт підсилення давача струму $\kappa_{ДС}=100$. Допустима кратність пускового струму $\lambda_I=2$. Схема регулятора струму наведена на рис. 4.34. а.

Розв'язок.

При $\Phi=\Phi_H=\text{const}$ у двигуна з незалежним збудженням $m=\kappa\Phi_H i_{я}$, тому практично для регулювання моменту використовують жорсткий від'ємний зворотний зв'язок за струмом якоря. Функціональна і структурні схеми електропривода наведені на рис. 4.33.

1. Необхідна для настройки на технічний оптимум передаточна функція розімкненого контуру:

$$W_{\text{роз.с}}(p) = \frac{1/k_{ЗВ.С}}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p+1)}.$$

2. Передаточна функція об'єкта регулювання:

$$W_{\text{о.р.с}}(p) = \frac{k_{\Pi} / R_{Я\Sigma}}{(T_{Я\Sigma}p+1)(T_{\mu}p+1)}.$$

3. Передаточна функція регулятора струму:

$$W_{\text{р.с}}(p) = \frac{W_{\text{роз.с}}(p)}{W_{\text{о.р.с}}(p)} = \frac{(T_{Я\Sigma}p+1)}{T_{C2}p},$$

де $T_{C2}=\kappa_{ЗВ.С}k_{\Pi}2T_{\mu}/R_{Я\Sigma}$.

4. Коефіцієнт зворотного зв'язку за струмом $k_{ЗВ.С}$ можна визначити за максимальною напругою завдання струму і максимальним (пусковим) струмом двигуна:

$$k_{ЗВ.С} = \frac{U_{3.С.МАКС}}{\lambda_I I_H} = \frac{10}{2 \cdot 35} = 0,143 \text{ В/А}.$$

5. Постійна кола зворотного зв'язку регулятора:

$$T_{Я\Sigma} = R_{ЗВ.П}C_{ЗВ.П}.$$

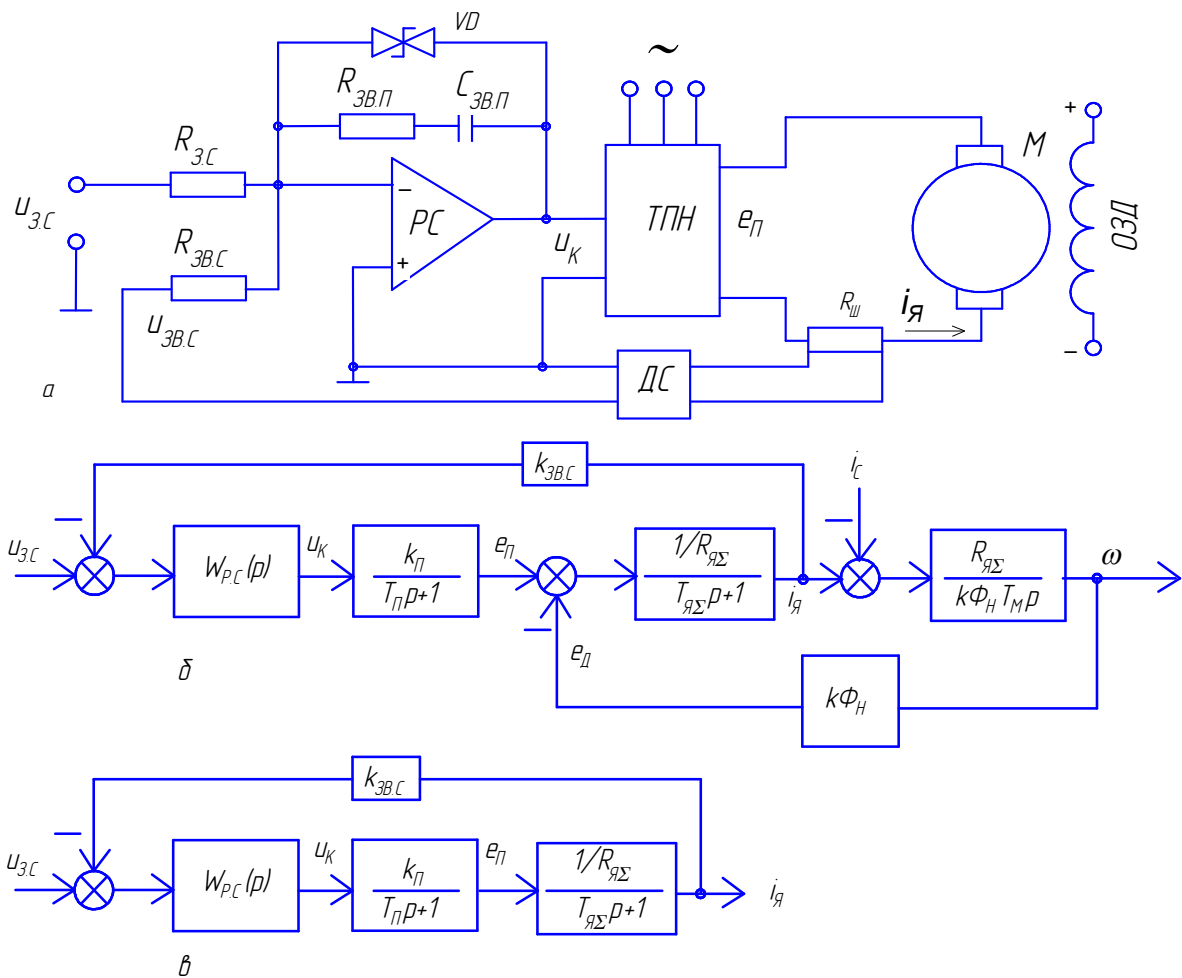


Рис. 4.34. Схема електропривода постійного струму з уніфікованим контуром регулювання струму якоря:

а – функціональна; *б* – повна структурна;
в – спрощена структурна

6. Задаємо $R_{ЗВ.П} = 20$ кОм і визначаємо ємність конденсатора:

$$C_{ЗВ.П} = T_{ЯΣ} / R_{ЗВ.П} = 0,054 / 20 \cdot 10^3 = 2,7 \text{ мкФ.}$$

7. Стала інтегрування:

$$T_{C2} = k_{ЗВ.С} k_{П} 2T_{\mu} / R_{ЯΣ} = 0,143 \cdot 22 \cdot 2 \cdot 0,015 / 1,04 = 0,09 \text{ с.}$$

8. Опір $R_{З.С}$ визначаємо за рівнянням:

$$R_{З.С} = T_{C2} / C_{ЗВ.П} = 0,09 / 2,7 \cdot 10^{-6} = 33 \cdot 10^3 \text{ Ом.}$$

9. Для визначення $R_{З.С}$ необхідно виразити $k_{ЗВ.С}$ через параметри регулятора та кола зворотного зв'язку за струмом:

$$k_{3B.C} = u_{3B.C} / i_{Я},$$

де $u_{3B.C} = u'_{3B.C} \frac{R_{3.C}}{R_{3B.C}} = i_{Я} R_{Ш} k_{ДС} \frac{R_{3.C}}{R_{3B.C}}$; $u_{3B.C}, u'_{3B.C}$ – відповідно приведена і фактична напруги зворотного зв'язку за струмом.

$$k_{3B.C} = R_{Ш} k_{ДС} R_{3.C} / R_{3B.C}.$$

$$R_{3B.C} = R_{Ш} k_{ДС} R_{3.C} / k_{3B.C} = 0,00157 \cdot 100 \cdot 33 / 0,143 = 36 \text{ кОм.}$$

10. Коефіцієнти регулятора струму:

коефіцієнт інтегрального підсилення

$$k_{i.c} = 1 / T_{C2} = 1 / 0,09 = 11;$$

коефіцієнт пропорційного підсилення

$$k_{П.C} = R_{3B.П} / R_{3.C} = T_{ЯΣ} / T_{C2} = 0,054 / 0,09 = 0,6.$$

11. Передаточна функція регулятора струму з врахуванням обчислених даних:

$$W_{P.C}(p) = \frac{T_{ЯΣ} p + 1}{T_{C2} p} = \frac{0,054 p + 1}{0,09 p}.$$

4.4. Автоматичне регулювання швидкості в системі ТПН – Д

Автоматичне регулювання швидкості в системі ТПН–Д проводиться за принципом зворотного зв'язку, який дає змогу здійснювати контроль відхилення регульованого параметра від заданого значення (рис. 4.35 та 4.37).

На рис. 4.35 зображена функціональна схема системи автоматичного регулювання кутової швидкості з жорстким від'ємним зв'язком за напругою якоря. На вхід перетворювача напруги ТПН подається напруга керування u_K , яка є різницею задаючої напруги $u_{3.Ш}$ і напруги зворотного зв'язку за напругою якоря $u_{3B.H}$. При збільшенні навантаження на двигун збільшується струм якірної кола, що призводить до збільшення втрати напруги на ТПН і, як наслідок, до зменшення напруги зворотного від'ємного зв'язку, що знімається з резистора R . При цьому на вході ТПН напруга u_K збільшується, внаслідок чого підвищується

ЕРС e_{Π} на виході. При зменшенні навантаження на двигун процес формується в зворотному порядку. Отже, при зміні навантаження на двигун M напруга на його затискачах підтримується автоматично в заданих межах.

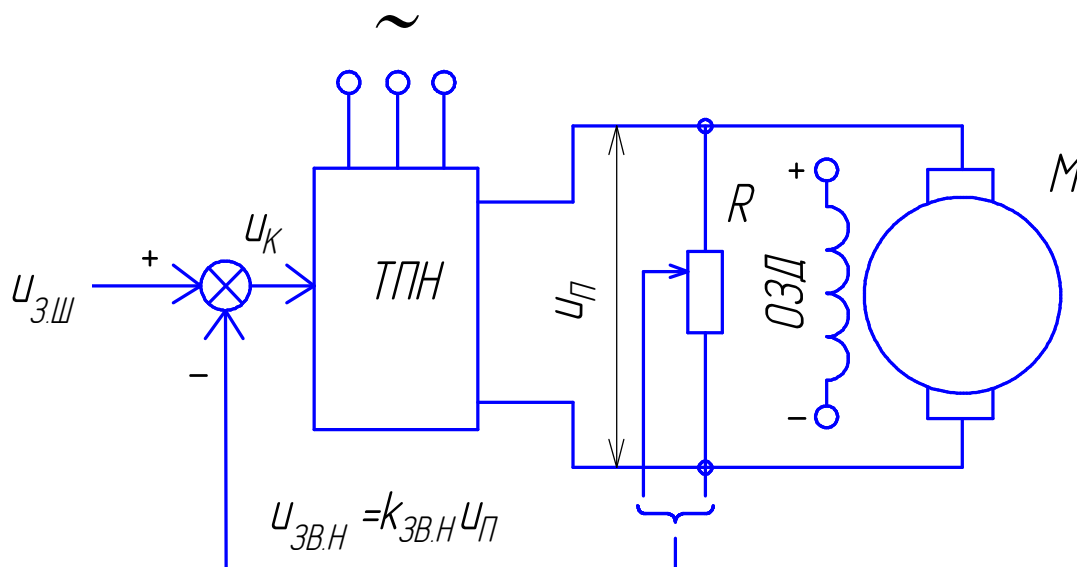


Рис. 4.35. Функціональна схема системи ТПН-Д автоматичного керування швидкості з жорстким від'ємним зв'язком за напругою якоря

Відповідно до функціональної схеми (рис. 4.35) рівняння (4.68) можна записати так:

$$\left. \begin{aligned} k_{\Pi}(u_{3.ш} - k_{зв.н}u_{\Pi}) &= (T_{\Pi}p + 1)u_{\Pi}; \\ u_{\Pi} - k\Phi_H\omega &= R_{\Sigma}(T_{\Sigma}p + 1)i_{\Sigma}, \end{aligned} \right\} \quad (4.92)$$

де $u_{\Pi} = e_{\Pi} - i_{\Sigma}R_{\Pi}$ – напруга на виході ТПН (напруга на якорі); $k_{зв.н}$ – коефіцієнт зворотного зв'язку за напругою якоря; $R_{\Sigma} = R_{\Sigma} + R_{\Pi}$ – сумарний опір якорного кола, який складається з опору обмотки якоря та еквівалентного опору ТПН.

Розв'язавши систему рівнянь (4.92) відносно ω , отримаємо вираз:

$$\omega = \frac{u_{3.ш}k_{\Pi} - k_{зв.н}k_{\Pi}u_{\Pi}}{k\Phi_H(T_{\Pi}p + 1)} - \frac{(R_{\Sigma} + R_{\Pi})(T_{\Sigma}p + 1)}{k\Phi_H}i_{\Sigma}. \quad (4.93)$$

Із рівняння (4.93) при $p=0$, зробивши заміну виразу $\frac{k_{3B.H}k_{\Pi}u_{\Pi}}{\kappa\Phi_H}$ виразом $k_{3B.H}k_{\Pi}(\omega + \frac{i_{Я}R_{Я}}{\kappa\Phi_H})$ та нескладні перетворення, одержимо рівняння статичних характеристик електромеханічної:

$$\omega = \frac{u_{3.Ш}k_{\Pi}}{\kappa\Phi_H(1+k_{3B.H}k_{\Pi})} - \frac{R_{\Pi} + R_{Я}(1+k_{3B.H}k_{\Pi})}{\kappa\Phi_H(1+k_{3B.H}k_{\Pi})} I_{Я}; \quad (4.94)$$

механічної:

$$\omega = \frac{u_{3.Ш}k_{\Pi}}{\kappa\Phi_H(1+k_{3B.H}k_{\Pi})} - \frac{R_{\Pi} + R_{Я}(1+k_{3B.H}k_{\Pi})}{(\kappa\Phi_H)^2(1+k_{3B.H}k_{\Pi})} M. \quad (4.95)$$

Як видно із (4.94), (4.95) замкнена система регулювання частоти обертання з жорстким від'ємним зв'язком за напругою в приводах постійного струму незалежного збудження дає можливість за допомогою задаючого сигналу $u_{3.Ш}$ одержати будь-яке значення швидкості ідеального холостого ходу в межах від ω_{01} до нуля (рис. 4.36). Якщо двигун працює в розімкненій системі від перетворювача напруги, то характеристика 2 має меншу жорсткість, ніж природна характеристика 1. Зменшення жорсткості пояснюється впливом еквівалентного опору перетворювача напруги. Коефіцієнт підсилення замкненої системи $k_{3B.H}k_{\Pi}$ більший нуля. При цьому має місце співвідношення

$$\frac{R_{\Pi}}{1+k_{3B.H}k_{\Pi}} < R_{\Pi}.$$

Отже, при збільшенні коефіцієнта підсилення $k_{3B.H}k_{\Pi}$ жорсткість характеристики збільшується. Граничне значення жорсткості характеристики замкненої системи наближається до природної 1 (рис. 4.36), що має місце при $k_{3B.H}k_{\Pi} \rightarrow \infty$. Це означає, що замкнена система регулювання частоти обертання з від'ємним зворотним зв'язком за напругою якоря може забезпечити повну компенсацію втрати напруги в ТПН, тобто напруга на виході перетворювача може підтримуватись незмінною.

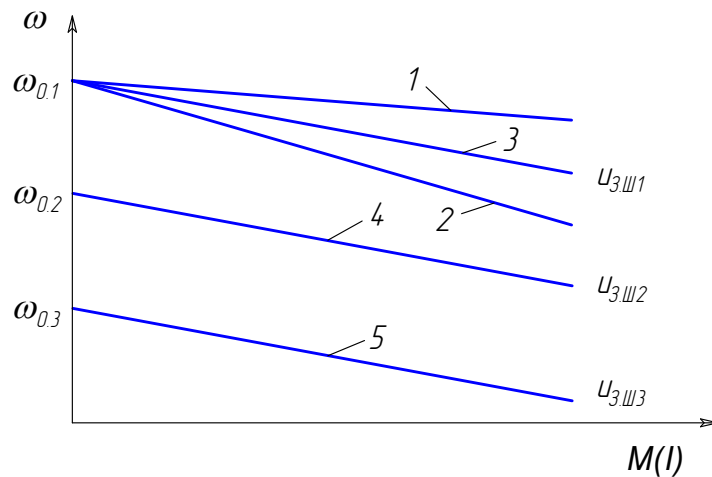


Рис. 4.36. Механічні (електромеханічні) характеристики замкненої системи з від'ємним зворотним зв'язком за напругою:

1 – природна характеристика двигуна; 2 – штучна характеристика в розімкненій системі; 3, 4, 5 – характеристики замкненої системи при різних значеннях задаючого сигналу ($u_{3ш1} > u_{3ш2} > u_{3ш3}$)

Функціональна схема замкненої системи автоматичного керування кутової швидкості з від'ємним зворотним зв'язком за швидкістю зображена на рис. 4.37. Згідно схеми задаюча напруга $u_{3ш}$ порівнюється з сигналом від'ємного зворотного зв'язку за швидкістю, а їх різниця у вигляді сигналу розузгодження подається на вхід ТПН, що зумовлює появу ЕРС e_{π} відповідної величини.

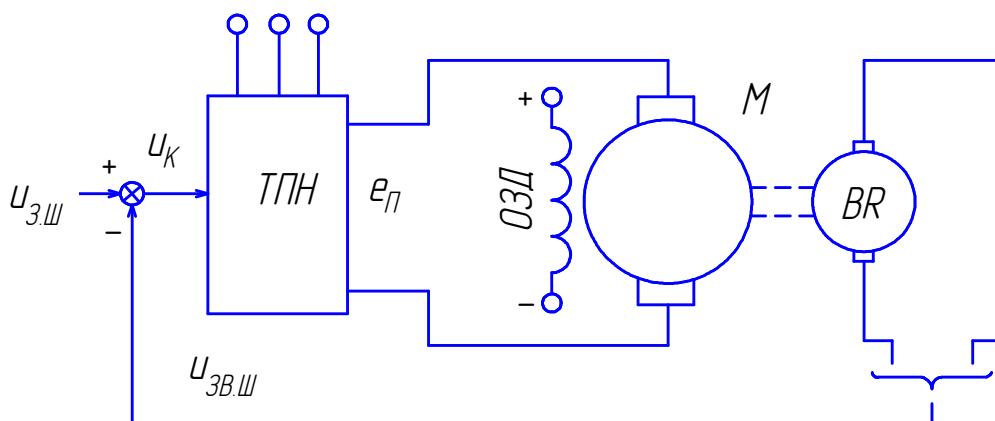


Рис. 4.37. Функціональна схема системи ТПН–Д з від'ємним зворотним зв'язком за швидкістю

Відповідно до структурної схеми (рис. 4.38) можна записати систему рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} k_{\Pi}(u_{3.ш} - k_{3B.ш}\omega) &= (T_{\Pi}p + 1)e_{\Pi}; \\ e_{\Pi} - \kappa\Phi_H\omega &= R_{я\Sigma}(T_{я\Sigma}p + 1)i_{я}, \end{aligned} \right\} \quad (4.96)$$

де $k_{3B.ш}$ – коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю.

Після нескладних перетворень системи рівнянь (4.96) одержимо вирази для динамічних електромеханічної і механічної характеристик двигуна в замкненій системі з регулюванням швидкості:

$$\omega = \frac{k_{\Pi}u_{3.ш}}{\kappa\Phi_H(T_{\Pi}p + 1) + k_{\Pi}k_{3B.ш}} - \frac{R_{я\Sigma}(T_{\Pi}p + 1)(T_{я\Sigma}p + 1)}{\kappa\Phi_H(T_{\Pi}p + 1) + k_{3B.ш}k_{\Pi}} i_{я}; \quad (4.97)$$

$$\omega = \frac{k_{\Pi}u_{3.ш}}{\kappa\Phi_H(T_{\Pi}p + 1) + k_{\Pi}k_{3B.ш}} - \frac{R_{я\Sigma}(T_{\Pi}p + 1)(T_{я\Sigma}p + 1)}{(\kappa\Phi_H)^2(T_{\Pi}p + 1) + \kappa\Phi_H k_{3B.ш}k_{\Pi}} m. \quad (4.98)$$

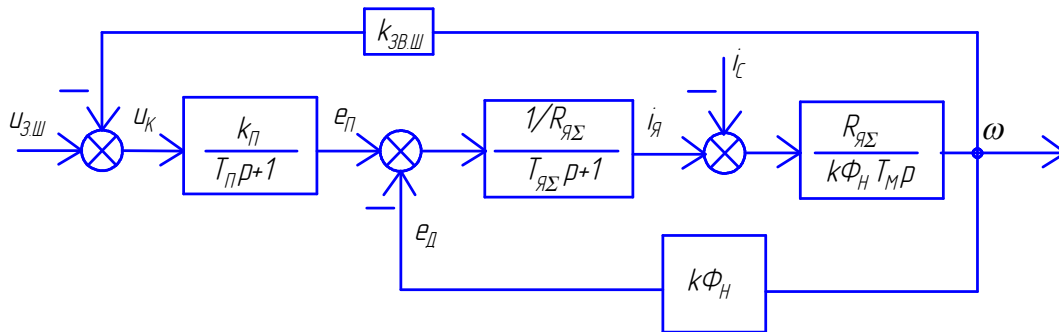


Рис. 4.38. Структурна схема регулювання швидкості в системі ТПН – Д з від'ємним зворотним зв'язком за швидкістю

Статичні характеристики отримують при $p=0$:

електромеханічну

$$\omega = \frac{k_{\Pi}u_{3.ш}}{\kappa\Phi_H + k_{\Pi}k_{3B.ш}} - \frac{R_{я\Sigma}}{\kappa\Phi_H + k_{3B.ш}k_{\Pi}} I_{я}; \quad (4.99)$$

механічну

$$\begin{aligned} \omega &= \frac{k_{\Pi}u_{3.ш}}{\kappa\Phi_H + k_{\Pi}k_{3B.ш}} - \frac{R_{я\Sigma}}{(\kappa\Phi_H)^2 + \kappa\Phi_H k_{3B.ш}k_{\Pi}} M = \\ &= \frac{k_{\Pi}u_{3.ш}}{\kappa\Phi_H(1 + k_{ш})} - \frac{R_{я\Sigma}}{(\kappa\Phi_H)^2(1 + k_{ш})} M, \end{aligned} \quad (4.100)$$

де $k_{ш} = \frac{k_{\Pi}k_{3B.ш}}{\kappa\Phi_H}$ – коефіцієнт підсилення системи.

Аналізуючи статичні характеристики, можна порівняти перепади швидкості:

- в розімкненій системі:

$$\Delta\omega_p = \frac{R_{я\Sigma}}{k\Phi_H} I_{я};$$

- в замкненій системі:

$$\Delta\omega_3 = \frac{R_{я\Sigma}}{k\Phi_H(1+k_{ш})} I_{я} = \frac{\Delta\omega_p}{1+k_{ш}}.$$

Порівняння перепадів швидкостей дає змогу встановити, що збільшення коефіцієнта від'ємного зворотного зв'язку за швидкістю $k_{зв.ш}$, а відповідно і $k_{ш}$, за інших рівних умов призводить до зменшення швидкості ідеального холостого ходу і до збільшення жорсткості механічних характеристик. При збільшенні $k_{ш}$ перепад швидкості в замкненій системі $\Delta\omega_3$ зменшується і при $k_{ш} \rightarrow \infty$ $\Delta\omega_3 \rightarrow 0$, тобто характеристика стає абсолютно жорсткою.

Вираз динамічної жорсткості механічної характеристики електропривода в замкненій системі можна одержати з рівняння (4.98), якщо прийняти $u_{з.ш}=0$:

$$\beta_d = -\frac{\beta + \beta_{зв.ш} / (T_{п}p + 1)}{T_{я\Sigma}p + 1}, \quad (4.101)$$

де $\beta_{зв.ш} = k\Phi_H k_{п} k_{зв.ш} / R_{я\Sigma}$ – складова модуля статичної жорсткості, яка зумовлена дією від'ємного зворотного зв'язку за швидкістю; β – модуль статичної жорсткості розімкненої системи.

Рівняння (4.101) можна записати у вигляді:

$$\beta_d = -\frac{\beta_{замкн.ш} / (T_{п.е}p + 1)}{(T_{п}p + 1)(T_{я\Sigma}p + 1)}, \quad (4.102)$$

де $T_{п.е} = \frac{\beta}{\beta + \beta_{зв.ш}} T_{п} = T_{п} / k_{ж}$ – еквівалентна стала часу тиристорного перетворювача напруги в замкненій системі; $\beta_{замкн.ш} = \beta + \beta_{зв.ш}$ – модуль статичної жорсткості у замкненій за швидкістю системі; $k_{ж} = \beta_{замкн.ш} / \beta$ – коефіцієнт збільшення модуля жорсткості в замкненій системі порівняно з розімкненою.

Модуль статичної жорсткості у замкненій за швидкістю системі залежить як від дії внутрішніх зв'язків ЕРС двигуна, так і від дії зовнішнього зв'язку за швидкістю:

$$\beta_{\text{ЗАМКН.Ш}} = \beta + \beta_{\text{ЗВ.Ш}} = (k\Phi_H)^2 / R_{\text{Я}\Sigma} + k\Phi_H k_{\text{П}} k_{\text{ЗВ.Ш}} / R_{\text{Я}\Sigma}. \quad (4.103)$$

Таким чином, в розглянутій системі при збільшенні коефіцієнта зворотного зв'язку за швидкістю можна добитися будь-якого збільшення жорсткості статичної і відповідно динамічної характеристик.

Аналіз показників даного електропривода показує, що збільшення жорсткості характеристик електропривода спричиняє погіршення його динамічних властивостей, зокрема збільшується коливальність електропривода, обмежується можливість одержання високої точності регулювання. Для уникнення цього використовують пристрої компенсації збурення, зумовленого навантаженням, зокрема додатково вводять додатний зворотний зв'язок за струмом (моментом) $k_{\text{ЗВ.С}}$.

Структурна схема комбінованої системи регулювання швидкості наведена на рис. 4.39.

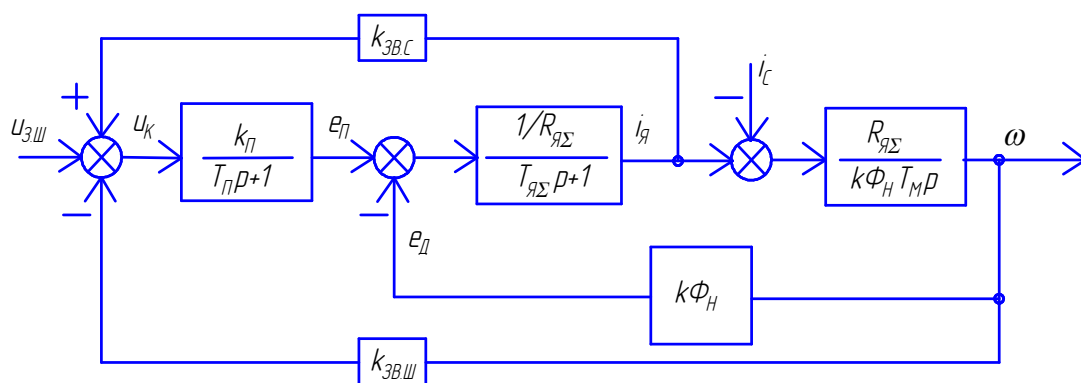


Рис. 4.39. Структурна схема комбінованої системи регулювання швидкості

Згідно з цією схемою система рівнянь має вигляд:

$$\left. \begin{aligned} k_{\text{П}}(u_{\text{ЗШ}} + k_{\text{ЗВ.С}}i_{\text{Я}} - k_{\text{ЗВ.Ш}}\omega) &= (T_{\text{П}}p + 1)e_{\text{П}}; \\ e_{\text{П}} - k\Phi_H\omega &= R_{\text{Я}\Sigma}(T_{\text{Я}\Sigma} + 1)i_{\text{Я}}. \end{aligned} \right\} \quad (4.104)$$

Рівняння динамічних електромеханічної та механічної характеристик записують так:

$$\omega = \frac{k_{\Pi} u_{3.Ш}}{\kappa \Phi_H (T_{\Pi} p + 1) + k_{\Pi} k_{3B.Ш}} - \frac{R_{Я\Sigma} (T_{\Pi} p + 1)(T_{Я\Sigma} p + 1) - k_{3B.C} k_{\Pi}}{\kappa \Phi_H (T_{\Pi} p + 1) + k_{3B.Ш} k_{\Pi}} i_{Я}; \quad (4.105)$$

$$\omega = \frac{k_{\Pi} u_{3.Ш}}{\kappa \Phi_H (T_{\Pi} p + 1) + k_{\Pi} k_{3B.Ш}} - \frac{R_{Я\Sigma} (T_{\Pi} p + 1)(T_{Я\Sigma} p + 1) - k_{3B.C} k_{\Pi}}{(\kappa \Phi_H)^2 (T_{\Pi} p + 1) + \kappa \Phi_H k_{3B.Ш} k_{\Pi}} m. \quad (4.106)$$

При $p=0$ рівняння (4.106) є рівнянням статичної механічної характеристики:

$$\omega = \frac{k_{\Pi} u_{3.Ш}}{\kappa \Phi_H + k_{\Pi} k_{3B.Ш}} - \frac{R_{Я\Sigma} - k_{3B.C} k_{\Pi}}{\kappa \Phi_H (\kappa \Phi_H + k_{3B.Ш} k_{\Pi})} M. \quad (4.107)$$

Приймаючи у рівнянні (4.106) $u_{3.Ш}=0$, одержимо вираз для динамічної жорсткості механічної характеристики електропривода в замкненій системі:

$$\beta_d = - \frac{\beta_{3AMKH.Ш} / (T_{\Pi.E} p + 1)}{(T_{\Pi} p + 1)(T_{Я\Sigma} p + 1) - k_{\Pi} k_{3B.C} / R_{Я\Sigma}}. \quad (4.108)$$

Із рівняння (4.108) видно, що при збільшенні коефіцієнта додатного зворотного зв'язку за струмом підвищується модуль статичної жорсткості в замкненій системі, причому при $k_{\Pi} k_{3B.C} = R_{Я\Sigma}$ модуль статичної жорсткості збільшується до нескінченності.

Для регулювання швидкості з високою точністю виникає необхідність одночасного регулювання моменту (струму). При цьому використовують системи підпорядкованого керування, які дають можливість створювати уніфіковані електроприводи з певними стандартними настройками.

Структурна схема система ТПН–Д, у якій крім контуру регулювання швидкості з регулятором швидкості $PШ$ є ще й підпорядкований контур регулювання струму KPC , наведена на рис. 4.40, а.

В структурній схемі враховано передаточну функцію замкненого контуру регулювання струму (4.91) та регулятора швидкості з передаточною функцією $W_{P.Ш}(p)$. Об'єкт регулювання швидкості складається із замкненого контуру регулювання струму та механічної частини електропривода, передаточна функція якого має вигляд:

$$W_{O.P.Ш} = \frac{1/k_{3B.C}}{a_c T_{\mu} p (T_{\mu} p + 1) + 1} \cdot \frac{R_{Я\Sigma}}{\kappa \Phi_H T_M p}, \quad (4.109)$$

де $a_C = T_{ЗВ.С}/T_\mu$ – співвідношення сталих часу контуру струму.

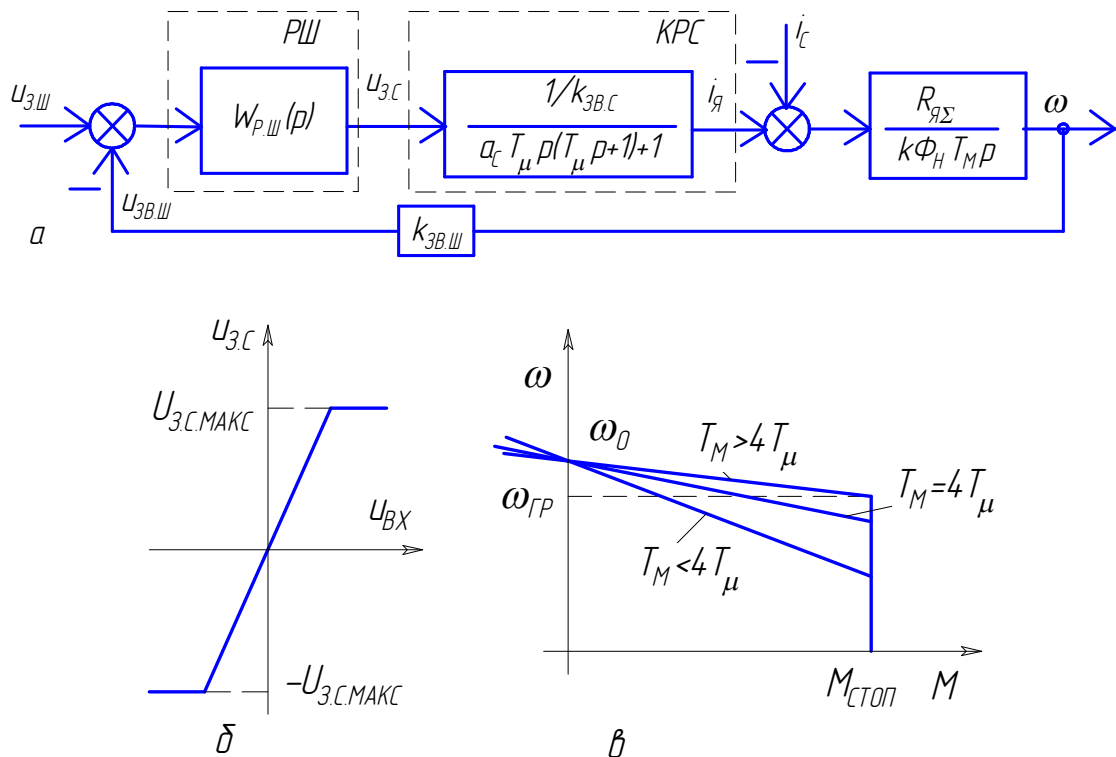


Рис. 4.40. Структурна схема та характеристики контуру регулювання швидкості системи ТПН–Д, налаштованого на технічний оптимум:

a – структурна схема; *б* – характеристика вхід-вихід П-регулятора з обмеженням; *в* – механічні характеристики при різних співвідношеннях сталих T_M та T_μ

4.4.1. Налаштування регулятора швидкості на технічний оптимум

Контур струму зазвичай налаштовується на технічний оптимум ($a_C = 2$), при якому мінімальний час регулювання $t_p = 4,7 T_\mu$ досягається при невеликому перерегулюванні, що складає 5% $I_{З.А.Д.}$. Якщо потрібно обмежити перерегулювання допустимим значенням чи коливальність контуру при високій швидкодії перехідного процесу, значення a_C вибирають в межах $a_C = 1 \div 4$.

Спростивши знаменник рівняння (4.109) і знехтувавши членом з p^2 , отримаємо:

$$W_{O.P.Ш} \approx \frac{1/k_{ЗВ.C}}{a_C T_\mu p + 1} \cdot \frac{R_{Я\Sigma}}{\kappa \Phi_H T_M p}. \quad (4.110)$$

Згідно теорії автоматичного керування для настройки на технічний оптимум контур регулювання швидкості повинен мати розімкнену передаточну функцію:

$$W_{РОЗ.Ш} = \frac{1/k_{ЗВ.Ш}}{a_{Ш} a_C T_\mu p (a_C T_\mu p + 1)}, \quad (4.111)$$

де $a_{Ш} = T_{ЗВ.Ш}/T_\mu$ – співвідношення сталих контуру швидкості.

Передаточна функція регулятора швидкості:

$$W_{P.Ш} = \frac{W_{РОЗ.Ш}}{W_{O.P.Ш}} = \frac{k_{ЗВ.C} T_M \kappa \Phi_H}{R_{Я\Sigma} k_{ЗВ.Ш} a_{Ш} a_C T_\mu} = k_{П.Ш}. \quad (4.112)$$

Згідно (4.112) для заданої системи потрібен П-регулятор швидкості з коефіцієнтом підсилення $k_{П.Ш}$.

Оскільки вихідна напруга регулятора швидкості є сигналом завдання струму $u_{З.C}$ для підпорядкованого контуру, необхідно обмежити максимальне значення $U_{З.C.МАКС}$, виходячи з необхідного стопорного струму (струму короткого замикання):

$$U_{З.C.МАКС} = I_{СТОП} k_{ЗВ.C}. \quad (4.113)$$

Характеристика $u_{З.C} = f(u_{ВХ})$ регулятора швидкості, що відповідає даній умові, наведена на рис. 4.40, б.

Передаточна функція замкненої системи:

$$W_{ЗАМ.Ш}(p) = \frac{W_{РОЗ.Ш}(p)}{1 + k_{ЗВ.Ш} W_{РОЗ.Ш}(p)} = \frac{1/k_{ЗВ.Ш}}{a_{Ш} a_C T_\mu p (a_C T_\mu p + 1) + 1}. \quad (4.114)$$

Найчастіше використовується стандартне настроювання на технічний оптимум з вибором $a_C = a_{Ш} = 2$, при цьому:

$$W_{ЗАМ.Ш}(p) = \frac{1/k_{ЗВ.Ш}}{4T_\mu p (2T_\mu p + 1) + 1}. \quad (4.115)$$

Рівняння статичної механічної характеристики можна отримати із структурної схеми системи електропривода при $p=0$:

$$\omega = \frac{u_{З.Ш}}{k_{ЗВ.Ш}} - \frac{4T_\mu R_{Я\Sigma}}{(\kappa \Phi_H)^2 T_M} M. \quad (4.116)$$

Це рівняння справедливе в межах лінійної частини характеристики регулятора швидкості, тобто при $(u_{3.C} - k_{3B.C}\omega)k_{P.Ш} \leq U_{3.C.МАКС}$.

Механічні характеристики двигуна в розглянутій системі електропривода для різних співвідношень сталих часу T_M і T_μ наведені на рис. 4.40, в. При $T_M=4T_\mu$ модуль жорсткості механічної характеристики в замкненій системі залишається таким же, як і в розімкненій.

4.4.2. Налаштування регулятора швидкості на симетричний оптимум

Точність регулювання швидкості в замкненій системі потужних електроприводів з невеликим приведеним моментом інерції ($T_M < 4T_\mu$) може бути нижчою, ніж у розімкненій. В цьому випадку використовують ПІ-регулятор швидкості, а контур настроюють на симетричний оптимум.

Необхідна передаточна функція розімкненого контуру швидкості при настроюванні на симетричний оптимум:

$$W_{РОЗ.Ш} = \frac{1/k_{3B.Ш}}{4T_\mu p(2T_\mu p + 1)} \frac{1 + 8T_\mu p}{8T_\mu p}. \quad (4.117)$$

Передаточна функція об'єкту регулювання після відкидання члена, який містить p^2 , має вигляд:

$$W_{О.Р.Ш} \approx \frac{1/k_{3B.C}}{2T_\mu p + 1} \cdot \frac{R_{Я\Sigma}}{k\Phi_H T_M p}. \quad (4.118)$$

Передаточна функція ПІ-регулятора швидкості:

$$\begin{aligned} W_{P.Ш}(p) &= \frac{W_{РОЗ.Ш}}{W_{О.Р.Ш}} = \frac{k_{3B.C} T_M k\Phi_H}{R_{Я\Sigma} k_{3B.Ш}} \frac{1 + 8T_\mu p}{32T_\mu^2 p} = \\ &= \frac{k_{3B.C} T_M k\Phi_H + k_{3B.C} T_M k\Phi_H 8T_\mu p}{R_{Я\Sigma} k_{3B.Ш} 32T_\mu^2 p} = \frac{T_{Ш1} p + 1}{T_{Ш2} p}, \end{aligned} \quad (4.119)$$

де $T_{Ш1} = 8T_\mu$; $T_{Ш2} = \frac{32T_\mu^2 R_{Я\Sigma} k_{3B.Ш}}{k_{3B.C} T_M k\Phi_H}$.

Передаточна функція замкненого контуру регулювання швидкості:

$$W_{\text{ЗАМ.Ш}}(p) = \frac{(1/k_{\text{ЗВ.Ш}})(8T_{\mu}p+1)}{64T_{\mu}^3p^3 + 32T_{\mu}^2p^2 + 8T_{\mu}p+1}. \quad (4.120)$$

Приклад 4.5. Доповнити систему регулювання струму, розраховану в прикладі 4.4, контуром регулювання швидкості, налаштованим на технічний оптимум. Розрахувати параметри регулятора, побудувати електромеханічні характеристики, які відповідають двом значенням сигналу задання швидкості $u_{\text{З.Ш}} = U_{\text{З.Ш.МАКС}}$ і $u_{\text{З.Ш}} = 0,5U_{\text{З.Ш.МАКС}}$, визначити необхідну максимальну ЕРС тиристорного перетворювача напруги.

Дані для розрахунку: максимальна швидкість ідеального холостого ходу $\omega_{0.3.Ш.МАКС} = 121,6$ 1/с; відповідний їй сигнал завдання швидкості $U_{\text{З.Ш.МАКС}} = 10$ В; коефіцієнт ЕРС тахогенератора $k_{\text{ТГ}} = 0,6$ В·с, струм стопоріння $I_{\text{СТОП}} = 70$ А.

Розв'язок.

Принципальна схема системи ТПН–Д з підпорядкованим керуванням струму і зовнішнім контуром регулювання швидкості наведена на рис. 4.41. Структурна схема контуру регулювання швидкості при настройці струмового контуру на технічний оптимум ($a_C = 2$) наведена на рис. 4,40, а.

1. За рівнянням (4.112) визначаємо коефіцієнт підсилення регулятора швидкості при $a_C = a_{\text{Ш}} = 2$:

$$k_{\text{П.Ш}} = \frac{k_{\text{ЗВ.С}} T_M k \Phi_H}{R_{\text{ЯС}} k_{\text{ЗВ.Ш}} a_{\text{Ш}} a_C T_{\mu}} = \frac{0,143 \cdot 0,118 \cdot 1,9}{1,04 \cdot 0,082 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 0,015} = 6,3,$$

де $k_{\text{ЗВ.Ш}} = U_{\text{З.Ш.МАКС}} / \omega_{0.3.Ш.МАКС} = 10 / 121,6 = 0,082$.

2. Попередньо задаємось опором $R_{\text{ЗВ.П.Ш}} = 100$ кОм і визначаємо опір $R_{\text{З.Ш}}$:

$$R_{\text{З.Ш}} = R_{\text{ЗВ.П.Ш}} / k_{\text{П.Ш}} = 100 / 6,3 = 15,87 \text{ кОм.}$$

3. Визначаємо ЕРС тахогенератора при

$$\omega = \omega_{0.3.Ш.МАКС} = 121,6 \text{ рад/с:}$$

$$E_{\text{ТГ.МАКС}} = k_{\text{ТГ}} \omega_{0.3.Ш.МАКС} = 0,6 \cdot 121,6 = 73 \text{ В.}$$

4. Уточнене значення опору $R_{ЗВ.Ш}$:

$$R_{ЗВ.Ш} = R_{З.Ш} E_{ТГ.МАКС} / U_{З.Ш.МАКС} = 15,87 \cdot 73 / 10 = 115,85 \text{ кОм.}$$

5. Максимальна напруга завдання струму

$$U_{З.С.МАКС} = k_{ЗВ.С} I_{СТОП} = 0,143 \cdot 70 = 10 \text{ В.}$$

Якщо найближча стандартна напруга стабілітрона VD $U_{СТАБ} \neq U_{З.С.МАКС}$, необхідно скорегувати опір задаючого входу регулятора струму:

$$R_{ЗВ.С} = R_{З.С} U_{СТАБ} / U_{З.С.МАКС}. \quad (4.121)$$

6. Замінивши в рівнянні (4.116) механічної характеристики момент струмом ($M = k\Phi_H I_Y$), одержимо рівняння електромеханічної характеристики:

$$\omega = \frac{u_{З.Ш}}{k_{ЗВ.Ш}} - \frac{4T_\mu R_{Я\Sigma}}{k\Phi_H T_M} I_Y = \frac{u_{З.Ш}}{0,082} - \frac{4 \cdot 0,015 \cdot 1,04}{1,9 \cdot 0,118} I_Y = 12,2u_{З.Ш} - 0,278I_Y.$$

7. При $u_{З.Ш} = U_{З.Ш.МАКС} = 10 \text{ В}$ $\omega = 122 - 0,278I_Y$.

8. При $u_{З.Ш} = 0,5U_{З.Ш.МАКС} = 5 \text{ В}$ $\omega = 61 - 0,2I_Y$.

9. Швидкість, при якій $I_Y = I_{СТОП}$ при $u_{З.Ш} = 10 \text{ В}$:

$$\omega_{ГР} = 122 - 0,278 \cdot 70 = 103 \text{ рад/с.}$$

10. Модуль жорсткості статичної механічної характеристики:

$$\beta_{З.С} = \frac{(k\Phi_H)^2 T_M}{4T_\mu R_{Я\Sigma}} = \frac{1,9^2 \cdot 0,118}{4 \cdot 0,015 \cdot 1,04} = 6,83 \text{ Н}\cdot\text{м}\cdot\text{с.}$$

При $\omega \leq \omega_{ГР}$ $I_Y = I_{СТОП}$, відповідно $\beta_{З.С} = 0$.

11. Максимальна ЕРС тиристорного перетворювача напруги $E_{П.МАКС}$, яка відповідає $\omega = \omega_{ГР}$ і $I_Y = I_{СТОП}$:

$$E_{П.МАКС} = k\Phi_H \omega_{ГР} + I_{СТОП} R_{Я\Sigma} = 1,9 \cdot 103 + 70 \cdot 1,04 = 268 \text{ В,}$$

де $k\Phi_H = 1,9 \text{ В}\cdot\text{с/рад}$ (див. приклад 4.3).

Електромеханічна характеристика, яка відповідає $E_{П} = E_{П.МАКС} = 268 \text{ В}$:

$$\omega = \frac{E_{П.МАКС}}{k\Phi_H} - \frac{R_{Я\Sigma}}{k\Phi_H} I_Y = \frac{268}{1,9} - \frac{1,04}{1,9} I_Y = 141 - 0,547I_Y.$$

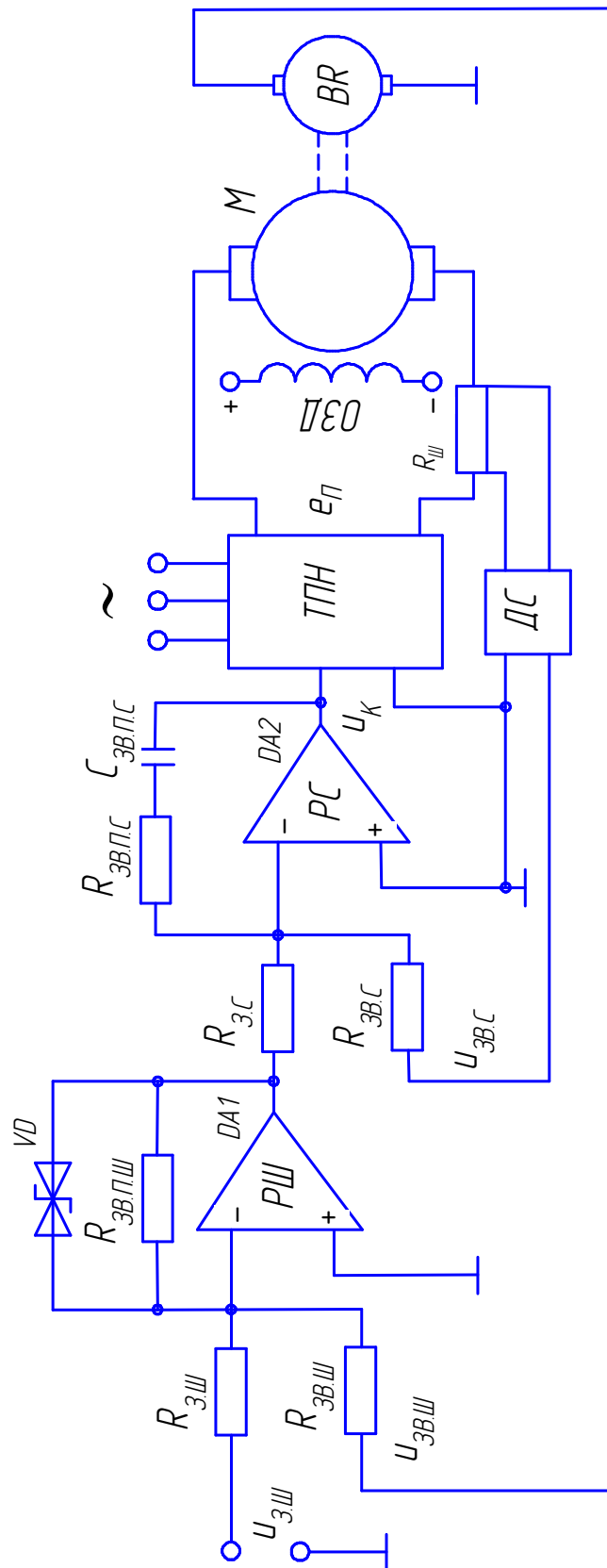


Рис. 4.41. Принципіальна схема тиристорного електропривода з настройкою контуру швидкості на технічний оптимум

Розраховані електромеханічні характеристики наведені на рис. 4.42, причому характеристика, що відповідає $E_{П.МАКС}$, показана пунктирною як межа, вище якої при даному запасі за напругою перетворювача характеристики в замкненій системі розміщуватися не можуть. При зниженні напруги мережі змінного струму значення $E_{П.МАКС}$ зменшується і гранична пунктирна пряма зміщується вниз, що необхідно враховувати при виборі перетворювача.

Приклад 4.6. Скласти передаточні функції і визначити параметри регуляторів системи підпорядкованого керування тиристорного електропривода, призначеного для стабілізації робочих швидкостей в широкому діапазоні. Побудувати статичні електромеханічні характеристики.

Дані і параметри елементів схеми: $k\Phi_H = 1,95$ В/(рад/с) – коефіцієнт ЕРС двигуна; $I_{СТОП} = 20$ А – максимальний струм двигуна (струм стопоріння двигуна); $U_{З.С.МАКС} = 10$ В – максимальна напруга завдання струму (рівень обмеження сигналу

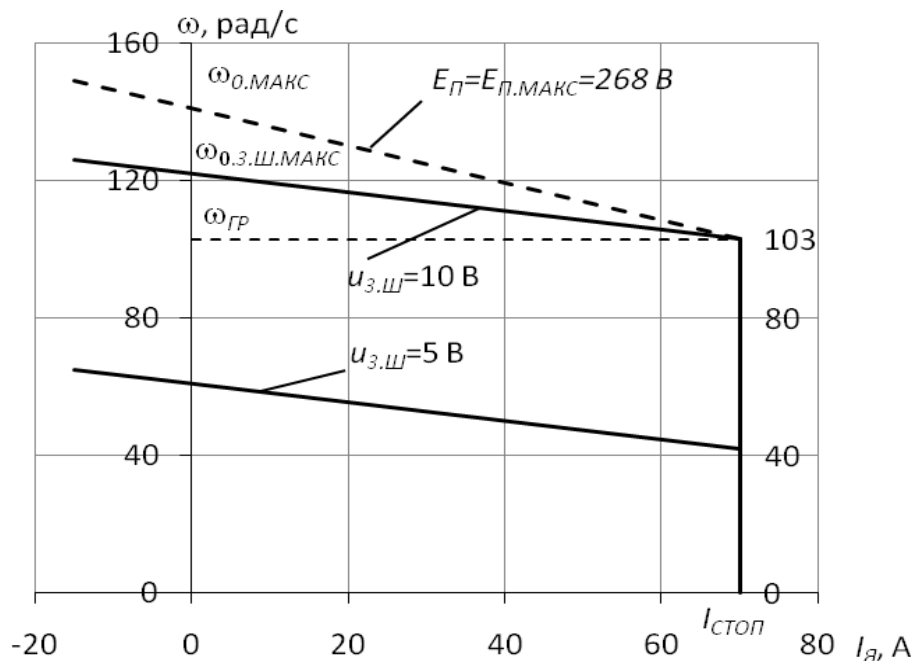


Рис. 4.42. Розрахункові електромеханічні характеристики тиристорного електропривода з настройкою контуру швидкості на технічний оптимум

на виході регулятора швидкості); $U_{З.Ш.МАКС} = 10$ В – максимальна напруга завдання швидкості двигуна; $\omega_{МАКС} = 105$ рад/с –

максимальна робоча швидкість двигуна; $T_M = 0,35$ с – електромеханічна стала часу привода; $R_{\Sigma} = 2,3$ Ом – сумарний опір силової частини привода; $T_{\Sigma} = 0,05$ с – електромагнітна стала часу кола якоря; $I_{ДОП} = 0,01$ А – допустимий вхідний струм операційного підсилювача; $n_{ТГ.Н} = 1900$ об/хв – номінальна частота обертання тахогенератора ВР; $U_{ТГ.Н} = 110$ В – номінальна напруга тахогенератора; $k_{ТПН} = 28$ – коефіцієнт підсилення тиристорного перетворювача напруги; $T_{П} = 0,015$ с – еквівалентна стала часу ТПН.

Спрощена принципова та структурна схеми системи наведені на рис. 4.43.

1. Розрахунок контуру струму

Аналіз структурної схеми показує, що контур струму має дві сталі часу: мала некомпенсована стала часу $T_{\mu} = T_{П}$ і велика стала часу T_{Σ} , яка має бути скомпенсована за допомогою регулятора струму РС. Оскільки $T_{\Sigma} = 0,05$ с $<$ $4T_{\mu} = 0,06$ с, то необхідно використати стандартну настройку на технічний оптимум.

Згідно (4.88) відповідна передаточна функція регулятора струму має вигляд:

$$W_{P.C}(p) = \frac{T_{\Sigma}p + 1}{T_{C2}p},$$

де $T_{C2} = k_{ЗВ.С} k_{ТПН} 2T_{\mu} / R_{\Sigma}$.

Оскільки РС має інтегральну складову, то для одержання величини струму в усталеному режимі вхідне значення напруги регулятора повинно дорівнювати нулю, тобто: $u_{3.C} - u_{ЗВ.С} = 0$ або $u_{3.C} = i_{Я} k_{ЗВ.С}$. Звідки:

$$k_{ЗВ.С} = u_{3.C} / i_{Я} = U_{3.C.МАКС} / I_{СТОП} = 10 / 20 = 0,5 \text{ В/А.}$$

Підставивши у вираз для $W_{P.C}(p)$ числові значення, отримаємо:

$$W_{P.C}(p) = \frac{0,05p + 1}{0,5 \cdot 28 \cdot 2 \cdot 0,015 \cdot 1 / 2,3 \cdot p} = \frac{0,05p + 1}{0,122p}.$$

Як показано на принципіальній схемі (рис. 4.43, а), регулятор струму побудовано на основі операційного підсилювача DA2, тому передаточна функція регулятора має вигляд:

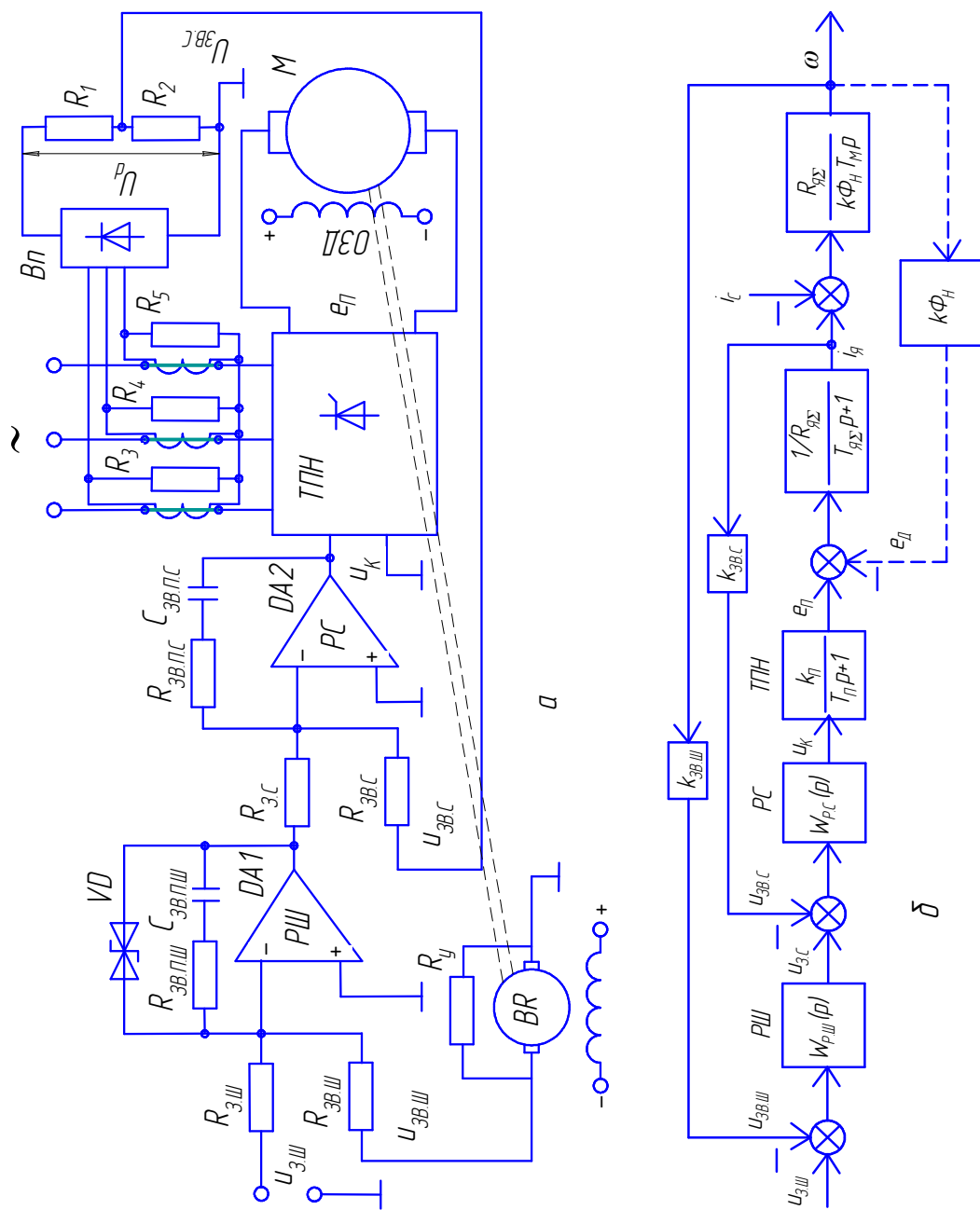


Рис. 4.43. Спрощена принципова схема системи підпорядкованого керування тиристорного електропривода (а) та відповідна структурна схема системи (б)

$$W_{P.C(CX)}(p) = \frac{Z_{ЗВ.П.С}(p)}{Z_{ВХ.П.С}(p)},$$

де $Z_{ЗВ.П.С}(p)$, $Z_{ВХ.П.С}(p)$ – повний опір (в операторній формі) відповідно кола зворотного зв'язку і вхідного кола операційного підсилювача.

Згідно рис. 4.43, а:

$$Z_{ЗВ.П.С}(p) = R_{ЗВ.П.С} + \frac{1}{C_{ЗВ.П.С}p};$$

$$Z_{ВХ.П.С}(p) = R_{З.С}.$$

Тоді

$$W_{P.C(CX)}(p) = \frac{R_{ЗВ.П.С}C_{ЗВ.П.С}p + 1}{R_{ЗВ.П.С}C_{ЗВ.П.С}p}.$$

Математична реалізація регулятора зводиться до розрахунку значень параметрів $R_{З.С}$, $C_{ЗВ.П.С}$, $R_{ЗВ.П.С}$ та $R_{ЗВ.С}$, при яких передаточна функція операційного підсилювача $W_{P.C(CX)}(p)$ співпадатиме з передаточною функцією регулятора $W_{P.C}(p)$. На основі цього можна записати систему рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} T_{ЯΣ} &= R_{ЗВ.П.С}C_{ЗВ.П.С}; \\ k_{ЗВ.С}k_{ТПН}2T_{μ} / R_{ЯΣ} &= R_{З.С}C_{ЗВ.П.С}. \end{aligned} \right\}$$

Приймаємо $C_{ЗВ.П.С} = 2$ мкФ, тоді:

$$R_{ЗВ.П.С} = T_{ЯΣ} / C_{ЗВ.П.С} = 0,05 / (2 \cdot 10^{-6}) = 25 \text{ кОм};$$

$$R_{З.С} = \frac{k_{ЗВ.С}k_{ТПН}2T_{μ} / R_{ЯΣ}}{C_{ЗВ.П.С}} = 0,122 / (2 \cdot 10^{-6}) = 61 \text{ кОм}.$$

Розрахунок кола зворотного зв'язку за струмом зводиться до знаходження опору $R_{ЗВ.С}$, на який подається сигнал зворотного зв'язку за струмом. Вказаний опір визначають із виразу:

$$k_{ЗВ.С} = k_{Т.С}k_{Вн}k_{ПОДІЛ}R_{З.С} / R_{ЗВ.С},$$

де $k_{Т.С}$ – коефіцієнт пропорційності між напругою $U_{Т.С}$ на вторинній обмотці трансформатора струму та струмом якоря $I_{Я}$.

Резистори R_3 – R_5 підбирають так, щоб при максимальному значенні струму $I_{СТОП}$ напруга $U_{Т.С}$ дорівнювала 10 В:

$$k_{T.C} = U_{T.C} / I_{СТОП} = 10 / 20 = 0,5.$$

Для ТПН, виконаного за трифазною схемою з нульовим виводом, коефіцієнт k_{Bn} має значення:

$$k_{Bn} = U_d / U_{T.C} = 1,17,$$

де U_d – середнє значення випрямленої напруги на виході ТПН.

Коефіцієнт подільника напруги на резисторах R_1 та R_2 визначають із співвідношення:

$$k_{ПОДЛЛ} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

При $R_1 = R_2 = 5$ кОм $k_{ПОДЛЛ} = \frac{5}{5 + 5} = 0,5.$

Підставивши відповідні значення в рівняння для $k_{ЗВ.C}$, розв'яжемо його відносно $R_{ЗВ.C}$:

$$R_{ЗВ.C} = k_{T.C} k_{Bn} k_{ПОДЛЛ} R_{З.C} / k_{ЗВ.C} = 0,5 \cdot 1,17 \cdot 0,5 \cdot 61 / 0,5 = 35,68 \text{ кОм.}$$

2. Розрахунок контуру швидкості

Передаточну функцію оптимізованого замкнутого контуру струму $W_{ЗАМ.C}$ можна записати у вигляді:

$$W_{ЗАМ.C}(p) = \frac{1/k_{ЗВ.C}}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p+1)+1} \approx \frac{1/k_{ЗВ.C}}{2T_{\mu}p+1}.$$

Регулятор швидкості побудовано на операційному підсилювачі DA1 (рис. 4.43, а), а структурна схема контуру швидкості аналогічна наведеній на рис. 4.40, а.

Налаштування контуру швидкості проведемо на симетричний оптимум. Передаточна функція регулятора для цього налаштування за рівнянням (4.119) має вигляд:

$$W_{P.Ш}(p) = \frac{T_{Ш1}p+1}{T_{Ш2}p},$$

де $T_{Ш1} = 8T_{\mu}$; $T_{Ш2} = \frac{32T_{\mu}^2 R_{Я\Sigma} k_{ЗВ.Ш}}{k_{ЗВ.C} T_M K\Phi_H}.$

Коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю двигуна дорівнює:

$$k_{зв.ш} = \frac{U_{з.ш.макс}}{\omega_{макс}} = \frac{10}{105} = 0,0952 \text{ В/(рад/с)}.$$

Тоді:

$$T_{ш1} = 8T_{\mu} = 8 \cdot 0,015 = 0,12 \text{ с};$$

$$T_{ш2} = \frac{32T_{\mu}^2 R_{я\epsilon} k_{зв.ш}}{k_{зв.с} T_M \kappa \Phi_H} = \frac{32 \cdot 0,015^2 \cdot 2,3 \cdot 0,0952}{0,5 \cdot 0,35 \cdot 1,95} = 4,62 \cdot 10^{-3} \text{ с};$$

$$W_{р.ш}(p) = \frac{T_{ш1}p + 1}{T_{ш2}} = \frac{0,12p + 1}{4,62 \cdot 10^{-3} p}.$$

Параметри регулятора швидкості визначаємо аналогічно регулятору струму із співвідношення:

$$\left. \begin{aligned} T_{ш1} &= R_{зв.п.ш} C_{зв.п.ш}; \\ T_{ш2} &= R_{з.ш} C_{зв.п.ш}. \end{aligned} \right\}$$

Задаємось ємністю конденсатора $C_{зв.п.ш} = 0,5 \text{ мкФ}$ і визначаємо:

$$R_{зв.п.ш} = T_{ш1} / C_{зв.п.ш} = 0,12 / (0,5 \cdot 10^{-6}) = 240 \text{ кОм};$$

$$R_{з.ш} = \frac{T_{ш2}}{C_{зв.п.с}} = 4,62 \cdot 10^{-3} / (0,5 \cdot 10^{-6}) = 9,24 \text{ кОм}.$$

Перевірку реалізації передаточної функції регулятора швидкості проводимо за умовою неперевищення допустимого струму в колі регулятора, тобто:

$$U_{з.ш.макс} / R_{з.ш} = 10 / 9240 = 0,001 \text{ А} < I_{доп} = 0,01 \text{ А}.$$

Умова виконується.

Розрахунок кола зворотного зв'язку за швидкістю зводиться до знаходження опору резистора $R_{зв.ш}$, на який подається сигнал зворотного зв'язку $u_{зв.ш}$. Для цього виразимо $k_{зв.ш}$ через параметри регулятора і тахогенератора:

$$k_{зв.ш} = k_{тг} R_{з.ш} / R_{зв.ш},$$

де $k_{тг} = U_{тг.н} / \omega_{тг.н} = 30U_{тг.н} / \pi n_{тг.н} = 30 \cdot 110 / 3,14 \cdot 1900 = 0,551 \text{ В/(рад/с)}$.

Тоді:

$$R_{3B.Ш} = k_{ТГ} R_{3.Ш} / k_{3B.Ш} = 0,551 \cdot 9240 / 0,0952 = 53,5 \text{ кОм.}$$

Стабілітрон забезпечує обмеження вихідної напруги $PШ$ на рівні $U_{3.Ш.МАКС}$, тому напруга стабілізації повинна бути

$$U_{Cm} = U_{3.Ш.МАКС} = 10 \text{ В.}$$

Статичні електромеханічні характеристики привода складаються з двох ділянок, що описуються різними рівняннями. Перша ділянка відповідає рівню сигналу на виході $PШ$, нижчому за напругу пробою стабілітрона VD . Для цієї ділянки справедлива нерівність $0 < I_{Я} < I_{МАКС}$. Друга ділянка відповідає умовам пробою стабілітрона VD і для неї справедлива рівність $I_{Я} = I_{МАКС}$.

Оскільки регулятор має інтегральну складову, то результуюча вхідна напруга $PШ$ для першої ділянки електромеханічної характеристики повинна дорівнювати нулю:

$$u_{3.Ш} - u_{3B.Ш} = 0, \text{ тобто } u_{3.Ш} - k_{3B.Ш} \omega = 0.$$

Звідки

$$\omega = u_{3.Ш} / k_{3B.Ш}.$$

З останнього виразу видно, що на першій ділянці електромеханічні характеристики абсолютно жорсткі.

Друга ділянка відповідає режиму роботи привода, коли стабілітрон VD пробитий. У цьому випадку змінюється структура системи, перестає діяти зворотний зв'язок за швидкістю і на вхід регулятора струму поступає незмінний сигнал $U_{3.C.МАКС} = U_{Cm}$. Оскільки регулятор PC має інтегральну складову, то в усталеному режимі результуюча вхідна напруга регулятора PC має бути:

$$U_{3.C.МАКС} - u_{3B.C} = 0 \text{ або } U_{3.C.МАКС} - k_{3B.C} I_{МАКС} = 0.$$

Звідки

$$I_{МАКС} = U_{3.C.МАКС} / k_{3B.C}.$$

Це свідчить про те, що електромеханічні характеристики на другій ділянці (рис. 4.44) мають нульову жорсткість, зображуються вертикальними лініями і не залежать від величини $u_{3.Ш}$.

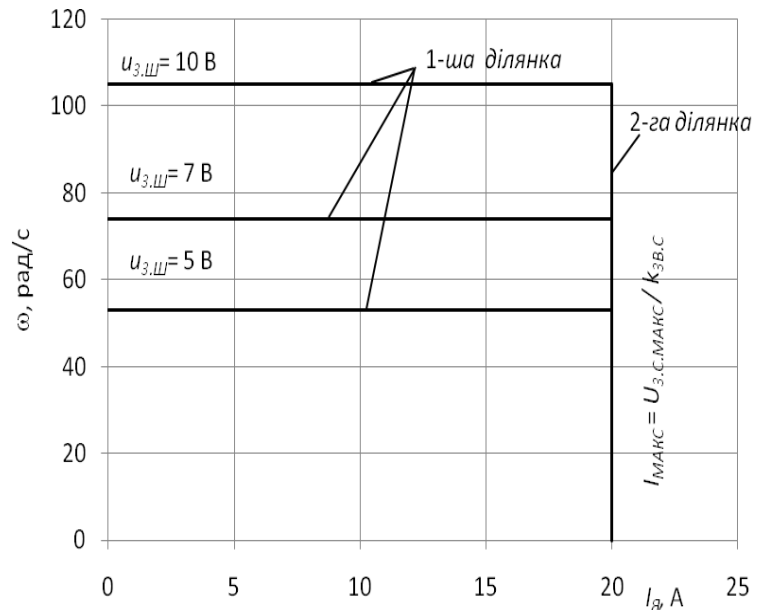


Рис. 4.44. Електромеханічні характеристики привода з *П*-регулятором швидкості

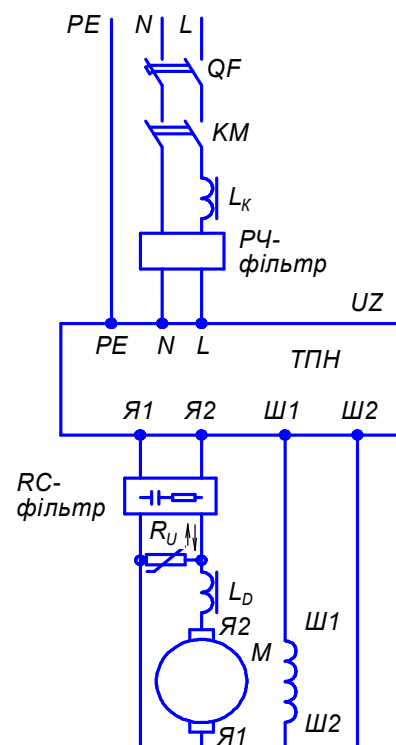
4.5. Побудова тиристорного регульованого електропривода постійного струму на базі обладнання фірми Lenze

4.5.1. Загальні положення

Регульований електропривод постійного струму складається з тиристорного перетворювача напруги (ТПН) *UZ*, двигуна постійного струму *M*, пускових та захисних пристроїв (рис. 4.45).

Рис. 4.45. Рекомендована структурна схема привода постійного струму з ТПН:

PE – заземлення; *N* – нульовий робочий провід; *L* – фазний провід; *QF* – автоматичний вимикач; *KM* – контактор; *L_K* – мережевий (вхідний) дросель; *РЧ-фільтр* – радіочастотний фільтр; *RC-фільтр* – фільтр для погашення імпульсів напруги; *R_U* – оксидно-цинковий варистор; *L_D* – якірний дросель; *Я1*, *Я2* – виводи якірної обмотки; *Ш1*, *Ш2* – виводи обмотки збудження



На ринку України присутні тиристорні перетворювачі напруги багатьох виробників. Далі розглянемо побудову регульованого електропривода постійного струму на прикладі обладнання німецької фірми Lenze.

4.5.2. Привод постійного струму Lenze 530

Тиристорні перетворювачі напруги німецької фірми Lenze серії 530 (рис. 4.46) виготовляють у чотирьох модифікаціях з вихідними потужностями від 0,36 до 2,04 кВт (додаток А.1) і призначені для роботи з двигунами постійного струму незалежного збудження в I квадранті. Перетворювачі напруги працюють з від'ємним зворотним зв'язком по напрузі якоря (IR-компенсація) або по швидкості за напругою тахогенератора.

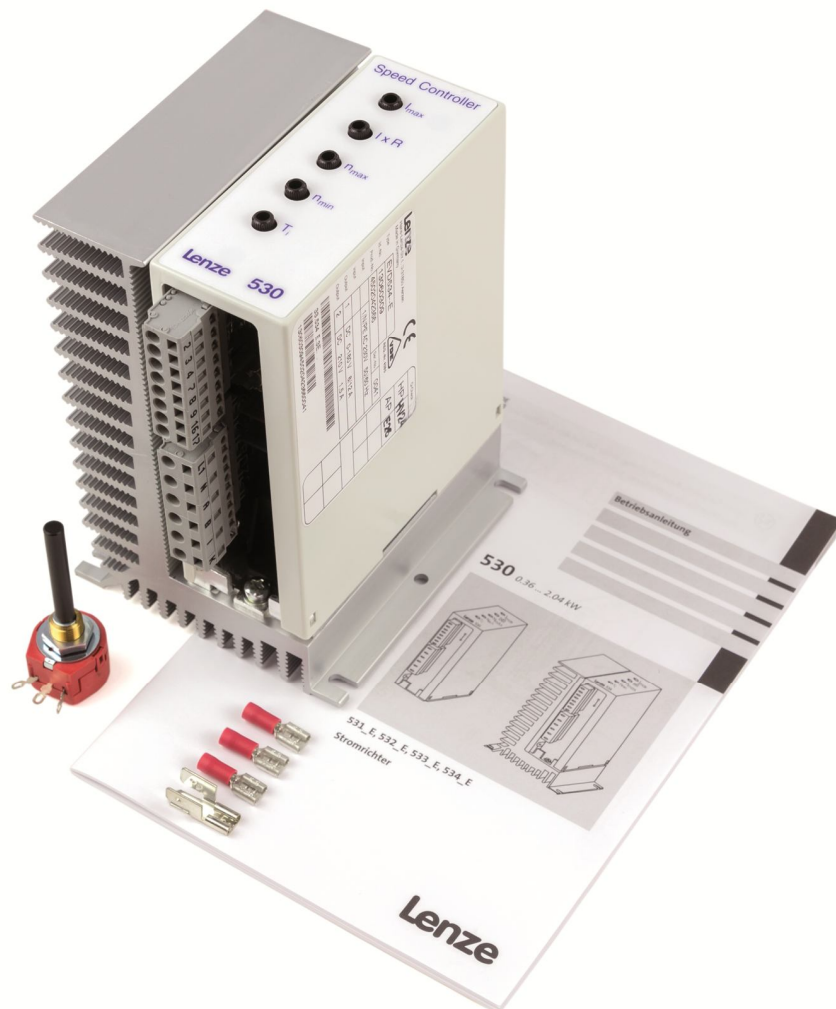


Рис. 4.46. Зовнішній вигляд тиристорного перетворювача напруги серії 530 фірми Lenze

Згідно структурної схеми перетворювача напруги (рис. 4.47) система "тиристорний перетворювач напруги – двигун" є двоконтурною з від'ємними зворотними зв'язками за струмом і напругою якоря або напругою тахогенератора. Введенням в систему електропривода зворотного зв'язку за струмом досягається обмеження струму і моменту, а за напругою якоря чи тахогенератора – автоматична стабілізація швидкості.

Стабілізація ЕРС ТПН здійснюється шляхом подачі узгодженого сигналу від'ємного зворотного зв'язку $u_{зв.У} = e_{П} - i_{Я}R_{КОМП}$ на вхід задаючого сигналу швидкості. Змінюючи величину $R_{КОМП}$, змінюють величину коефіцієнта зворотного зв'язку. При збільшенні навантаження напруга на затискачах двигуна знижується за рахунок втрат в якірному колі. При цьому зростає падіння напруги на опорі $R_{КОМП}$, сигнал з якого віднімається від $e_{П}$ і узгоджено подається на вхід $u_{зв.Ш}$. Напруга на виході ТРН автоматично збільшується.

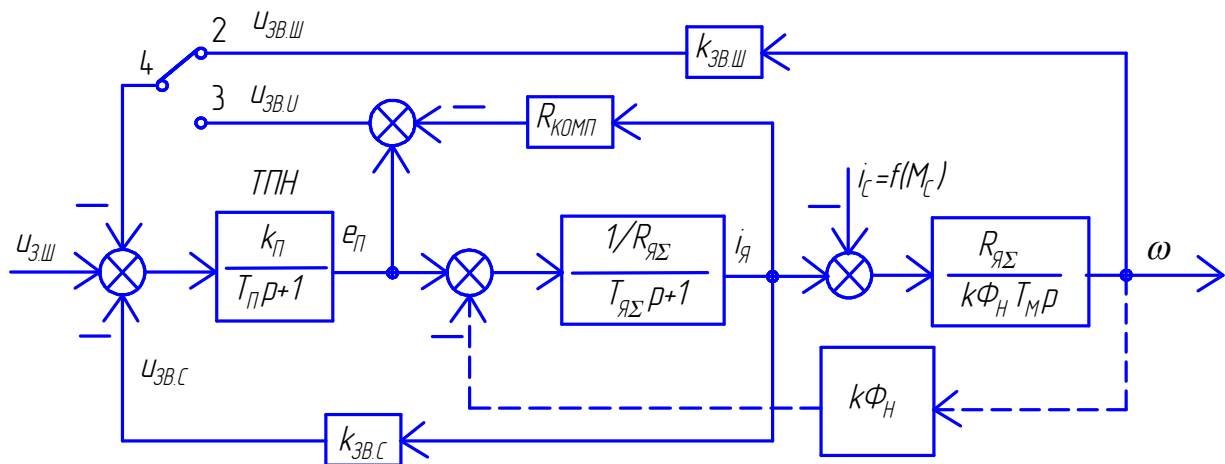


Рис.4.47. Двоконтурна структурна схема електропривода в системі ТПН-Д з від'ємними зворотними зв'язками за струмом і швидкістю (перемичка 2-4 замкнена) або напругою якоря (перемичка 3-4 замкнена):

$u_{зв.Ш}$ – задаючий сигнал швидкості; $u_{зв.Ш}$, $u_{зв.У}$ – сигнали зворотного зв'язку відповідно за швидкістю та напругою якоря; $u_{зв.С}$ – сигнал зворотного зв'язку за струмом; $R_{КОМП}$ – компенсаційний опір; ТПН – тиристорний перетворювач напруги; $k_{П}$ – коефіцієнт підсилення ТПН; $k_{зв.С}$, $k_{зв.Ш}$ – коефіцієнти зворотного зв'язку відповідно за струмом та швидкістю; $i_{Я}$, $i_{С}$ – миттєві значення струму якірного кола та струму, пропорційного статичному опору робочої машини

Електричні схеми вмикання ТПН наведені на рис. 4.48 та 4.49. Після подачі напруги на ТПН одночасно струм поступає в обмотку збудження, а для подачі напруги на якір двигуна необхідно ввімкнути вимикач RFR . При такому порядку вмикання привода магнітний потік встановлюється номінальним до початку роботи двигуна. Регулювання швидкості проводиться задатчиком, яким може бути потенціометр $R=10$ кОм або зовнішнє джерело напруги керування $U_K = 0...10$ В.

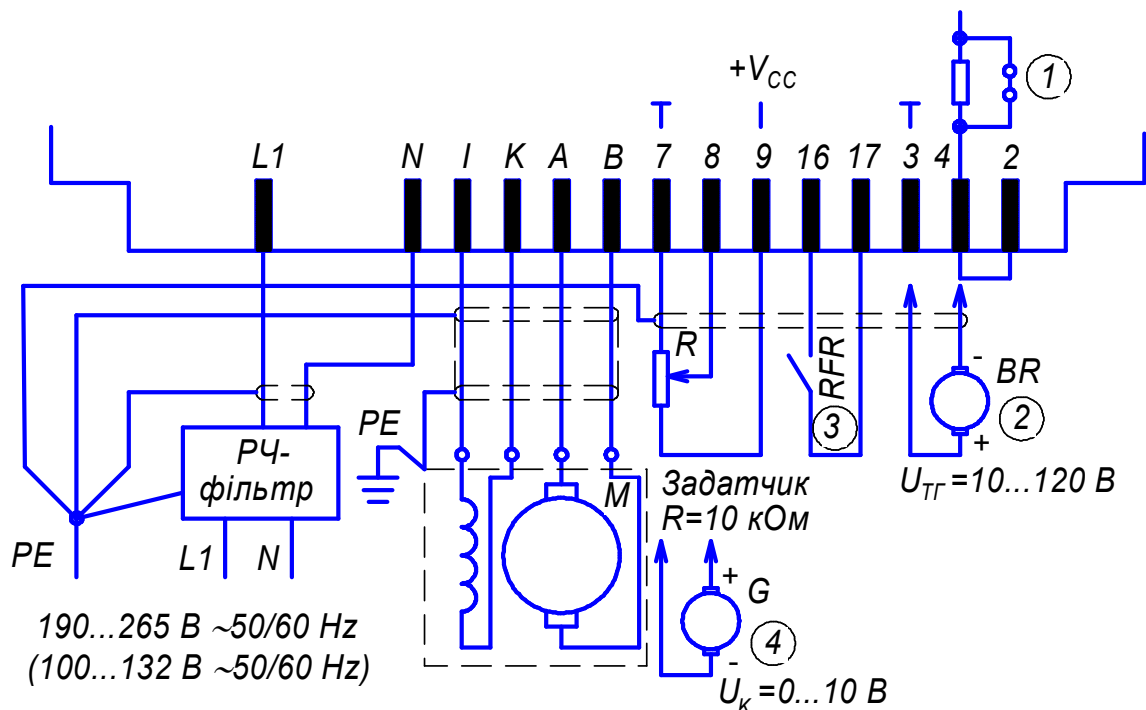


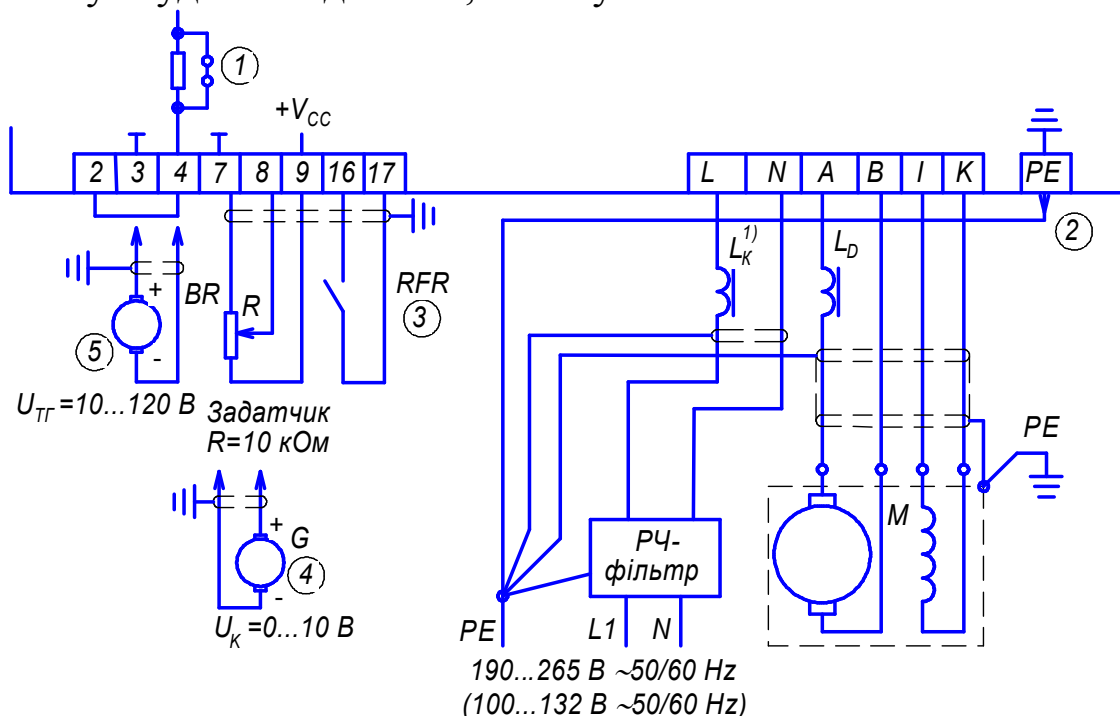
Рис. 4.48. Електрична схема вмикання перетворювача напруги типу 531:

1 – перемичка; 2 – тахогенератор; 3 – вимикач RFR для подачі напруги на якірне коло двигуна; 4 – зовнішнє джерело напруги керування; $+V_{CC}$ – вивід стабілізованої напруги від внутрішнього джерела живлення

Перед початком роботи електропривода необхідно провести настройку ТПН.

1. Установка максимально допустимого струму навантаження. Ця установка потрібна тільки тоді, коли максимальний вихідний струм перетворювача напруги, встановлений заводом-виробником, необхідно знизити. Максимальний струм навантаження встановлюється регулятором

" I_{max} " (рис. 4.46). Для цього потрібно регулятор " I_{max} " встановити в крайнє ліве положення, а регулятор " n_{min} " – в крайнє праве. В коло якоря увімкнути амперметр постійного струму. Відключити обмотку збудження двигуна. Перемичку між клемми 2–4 зняти. Подати напругу на ТПН і увімкнути вимикач RFR . Поворотом вправо регулятора " I_{max} " встановити задане максимально допустиме значення струму в колі якоря двигуна. Максимальне значення струму якоря визначається діленням величини номінального струму ТПН на коефіцієнт форми струму K_{Fmax} (див. паспортні дані в додатку А.1). Після цього відключити живлення, повернути " n_{min} " у ліве положення, підключити обмотку збудження до ТПН, замкнути клемами 2–4.



¹⁾ Мережевий фільтр тільки для типу 534

Рис. 4.49. Електрична схема вмикання перетворювачів напруги типів 532, 533 та 534:

1 – перемичка; 2 –роз'єднувач у вигляді лопатки; 3 – вимикач RFR для подачі напруги в коло якоря двигуна; 4 – зовнішнє джерело напруги керування; 5 –тахогенератор

2. Установка зворотного зв'язку. При корекції швидкості двигуна з IR-компенсацією необхідно встановити перемичку між клемми 2 і 4. Падіння напруги на якорі двигуна при

навантаженні компенсують поворотом вправо регулятора "*I-R*". Налаштування регулятора "*I-R*" проводиться на низькій швидкості до встановлення мінімального відхилення між швидкостями холостого ходу та номінальною. Потім налаштування перевіряють на середній і максимальній швидкостях.

При корекції швидкості з від'ємним зворотним зв'язком за напругою тахометра $U_{ТГ}$ перемикач між клемми 2-4 видалити. Тахометр приєднати до клем 3-4, зберігши при цьому відповідність полярності виводів тахометра і клем 3-4.

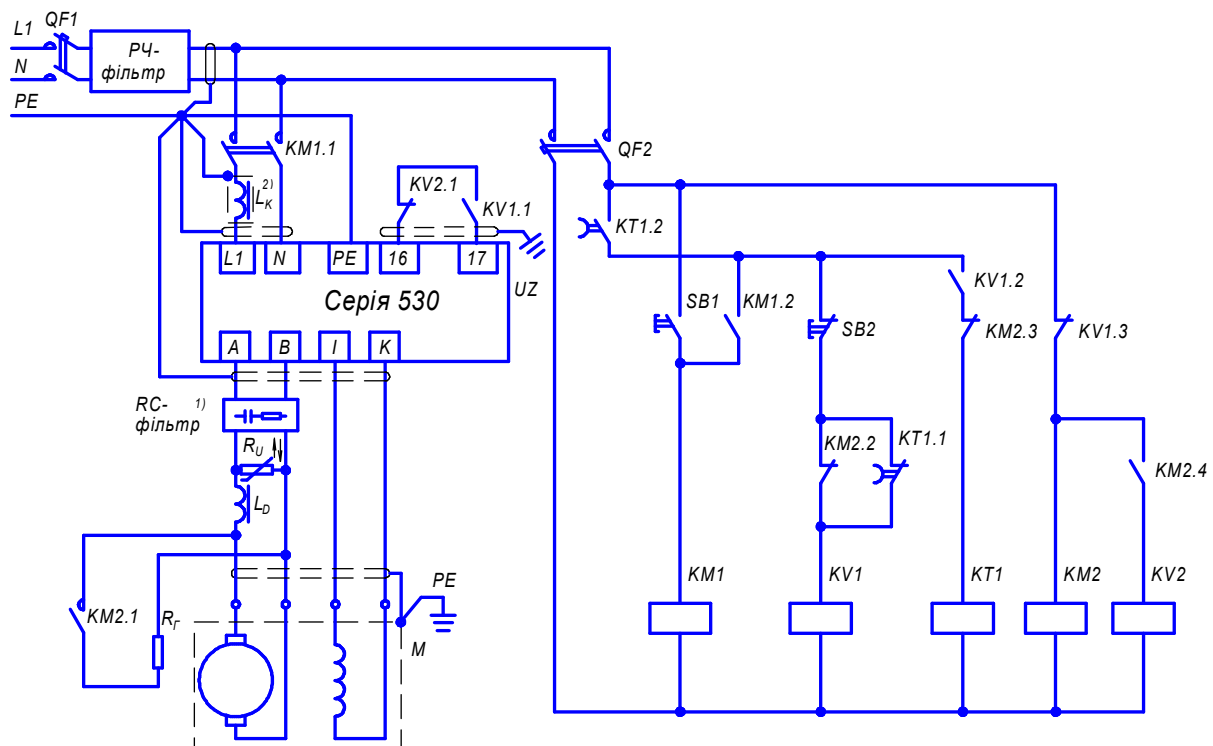
3. Установка максимальної і мінімальної швидкості двигуна. Установка проводиться регуляторами " n_{min} " і " n_{max} ". Напругу на виході перетворювача задають потенціометром R , яким встановлюють керуючу напругу в межах $U_K = 0...10$ В. Регулятором " n_{max} " встановлюють максимальну швидкість при керуючій напрузі $U_K = 10$ В, а регулятором " n_{min} " при $U_K = 0$ В - мінімальну. При переході з одного зворотного зв'язку на інший налаштування максимальної і мінімальної швидкостей повторюють.

4. Час перехідного процесу встановлюють регулятором T_i .

Далі розглянуто приклади практичного використання ТПН фірми Lenze.

Електрична схема керування електроприводом з динамічним гальмуванням (рис. 4.50) працює так. Вмиканням автоматичних вимикачів $QF1$ та $QF2$ подають живлення на коло керування. При цьому вмикається контактор $KM2$, який своїм головним контактом $KM2.1$ замикає обмотку якоря двигуна на гальмівний резистор R_G . Одночасно допоміжними розмикаючими контактами $KM2.2$ і $KM2.3$ розриває кола котушок, відповідно, проміжного реле $KV1$ і реле часу $KT1$, а замикаючим контактом $KM2.4$ вмикає котушку проміжного реле $KV2$. Реле $KV2$ розмикає контакт $KV2.1$ в колі між клемми 16-17. Для вмикання електродвигуна в роботу натискають кнопку $SB1$ "Пуск". При цьому спрацьовує контактор $KM1$, який головними контактами $KM1.1$ вмикає перетворювач напруги в мережу змінного струму. Через виходи I та K одержує живлення обмотка збудження двигуна $M1$. Контакт $KM1.2$ в колі керування шунтує кнопку $SB1$. Через контакти $SB1$, $KM1.2$, $SB2$, $KT1.1$ вмикається проміжне реле

KV1. Реле *KV1* замикає свої контакти *KV1.1* і *KV1.2*, відповідно, в колах клем *16-17* та котушки реле часу *KT1*, а розмикає контакт *KV1.3* в колах котушок *KM2* і *KV2*. Контактор *KM2* головним контактом *KM2.1* відключає гальмівний резистор R_f від якоря двигуна, в колі керування замикає контакти *KM2.2* та *KM2.3*, відповідно, в колах котушок *KV1* та *KT1*, а розмикає *KM2.4* в колі котушки *KV2*. Через коло, створене контактами *SB1*, *KM1.2*, *KV1.2*, *KM2.3*, спрацьовує реле часу *KT1*, яке без витримки часу розмикає контакт *KT1.1*, а контакт *KT1.2* замикає. Кнопка *SB1* через контакти *KT1.2* і *KM1.2* стає заблокованою, її можна відпустити. Замиканням контактами *KV2.1* та *KV1.1* клем *16-17* подається команда перетворювачу напруги на вмикання кола якоря двигуна (виходи *A* та *B*). Електропривод ввімкнений в роботу.



- 1) Модуль компенсації пульсацій напруги
 2) Мережевий фільтр тільки для типу 534

Рис. 4.50. Електрична схема керування електроприводом постійного струму з електродинамічним гальмуванням

Для зупинки двигуна натискають кнопку *SB2* "Стоп", контакт якої знеструмлює котушку проміжного реле *KV1*. Реле

вимикається і своїм контактом $KV1.1$ розриває коло між клемми 16-17, контактом $KV1.2$ знеструмлює котушку реле часу $KT1$, а контактом $KV1.3$ вмикає контактор $KM2$. Розривом кола між клемми 16-17 знімається напруга з обмотки якоря двигуна. Напруга на обмотці збудження залишається. Контактор $KM2$ головними контактами $KM2.1$ замикає якірну обмотку двигуна на гальмівний резистор R_G . Реле KT з витримкою часу розмикає свій контакт $KT1.2$, а замикає $KT1.1$. Витримка часу розрахована так, щоб вона була більшою за час зупинки двигуна. Крім того в колі керування розмикаються контакти $KM2.2$ і $KM2.3$, а контакт $KM2.4$ замикається. При розмиканні контакту $KM2.2$ коло котушки $KV1$ додатково розривається. Кнопку $SB2$ "Стоп" можна відпустити. Контакт $KM2.4$ вмикає проміжне реле $KV2$, яке своїм контактом $KV2.1$ додатково розриває коло між клемми 16-17. Після розмикання з витримкою часу контакту $KT1.2$ вимикається контактор $KM1$, який своїми головними контактами $KM1.1$ вимикає перетворювач напруги з мережі живлення. Процес зупинки двигуна закінчено.

Опір гальмівного резистора розраховують за рівнянням:

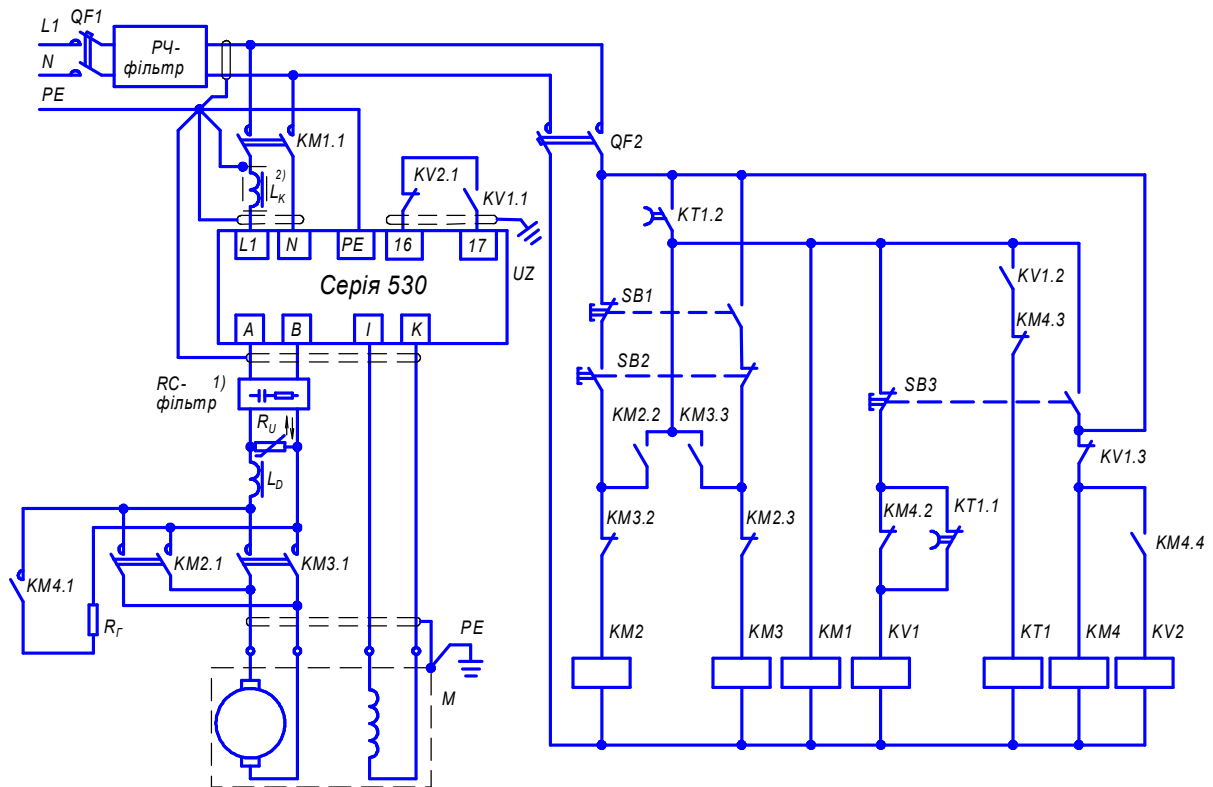
$$R_G = \frac{U_{н.я} - I_{н.я}R_{дв}}{I_{г.д}} - R_{дв}, \quad (4.122)$$

де $R_{дв}$ – опір обмотки якоря двигуна; $I_{г.д}$ – гальмівний струм.

Величина гальмівного струму не повинна бути більшою: а) допустимого струму перетворювача напруги; б) подвійного номінального струму двигуна.

Для реверсивного керування приводом постійного струму з електродинамічним гальмуванням (рис. 4.51) використовують три контактори $KM1$, $KM2$ і $KM3$.

Перед вмиканням двигуна замикають автоматичні вимикачі $QF1$ та $QF2$. Напруга подається на коло керування. При цьому через розмикаючий контакт $KV1.2$ вмикається контактор $KM4$, який головним контактом $KM2.1$ замикає якір двигуна на гальмівний резистор R_G . Одночасно розмикаючі контакти $KM4.2$ і $KM4.3$ розмикаються в колах, відповідно, котушок проміжного реле $KV1$ і реле часу $KT1$, а замикаючий контакт $KM4.4$ вмикає котушку проміжного реле $KV2$. Реле $KV2$ розмикає контакт $KV2.1$ в колі між клемми 16-17.



- 1) Модуль компенсації пульсацій напруги
 2) Мережевий фільтр тільки для типу 534

Рис. 4.51. Електрична схема реверсивного керування електроприводом постійного струму з електродинамічним гальмуванням

Для вмикання електродвигуна в роботу натискають кнопку *SB1* "Вперед", через замикаючий контакт якої подається напруга на котушку контактора *KM3*. Останній головними контактами *KM3.1* приєднує обмотку якоря двигуна до клем *A* і *B* перетворювача напруги. В колі керування розімкнеться контакт *KM3.2*, унеможливаючи одночасне вмикання контакторів *KM3* і *KM2* та замкнеться контакт *KM3.3*. Через замикаючий контакт кнопки *SB1*, розмикаючий *SB2* та контакт *KM3.3* напруга поступить на котушку контактора *KM1*, який головними контактами *KM1.1* вмикає в мережу перетворювач напруги *UZ*, з клем *I*, *K* якого подається струм в обмотку збудження двигуна. Одночасно по колу: замикаючий контакт *SB1*, розмикаючий *SB2*, контакт *KM3.3*, розмикаючий *SB3* і розмикаючий контакт реле часу *KT1.1* спрацює проміжне реле *KV1*. Останнє замкне контакти *KV1.1* та *KV1.2* і розімкне *KV1.3*, яким знеструмить

катушки $KM4$ та $KV2$. Контактор $KM4$ головним контактом $KM1.1$ від'єднає гальмівний резистор R_r від якоря двигуна, замкне допоміжні контакти $KM4.2$, $KM4.3$ і розімкне $KM4.4$. По колу: замикаючий контакт кнопки $SB1$, розмикаючий $SB2$ та контакти $KV1.2$ і $KM4.3$ одержить живлення катушка реле часу $KT1$, яке без витримки часу замкне контакт $KT1.2$ і розімкне $KT1.1$. Контакти $KT1.2$ і $KM3.3$ заблокують замикаючий контакт кнопки $SB2$ і її можна відпустити. Розмикаючий контакт $KV2.1$ замкне коло між клемми 16-17 і перетворювач напруги UZ подасть живлення в коло якоря двигуна. Запуск двигуна закінчено.

Для зміни напрямку обертання натискають кнопку $SB2$. При цьому розривається коло катушки контактора $KM3$, який своїми головними контактами $KM3.1$ від'єднає якір двигуна від перетворювача напруги, а контактом $KM3.2$ замкне коло катушки контактора $KM2$. Через розмикаючий контакт кнопки $SB1$, замикаючий кнопки $SB2$ та контакт $KM3.2$ вмикається катушка контактора $KM2$, який головними контактами $KM2.1$ подає живлення на якір двигуна, змінивши його полярність. Якір починає обертатися в інший бік. Для зупинки двигуна натискають кнопку $SB3$ "Стоп". Процес зупинки проходить аналогічно попередній схемі керування, наведеній на рис. 4.50.

4.5.3. Приводи постійного струму фірми Lenze серії 470 та 480

Тиристорні приводи постійного струму Lenze серії 470 мають три модифікації з вихідними потужностями від 1,3 до 7,0 кВт, а приводи серії 480 (рис. 4.52) - п'ять з вихідними потужностями від 10,5 до 115 кВт. Їх технічні характеристики наведено в додатках А.2 та А.3. Приводи призначені для роботи з двигунами постійного струму незалежного збудження. Перетворювачі напруги працюють з від'ємним зворотним зв'язком за напругою якоря (IR- компенсація) або за напругою тахометра.

Електрична схема вмикання перетворювача напруги серії 470 на фазну напругу мережі наведена на рис. 4.53. При лінійній напрузі живлення перетворювач вмикається за схемою, показаною на рис. 4.54.

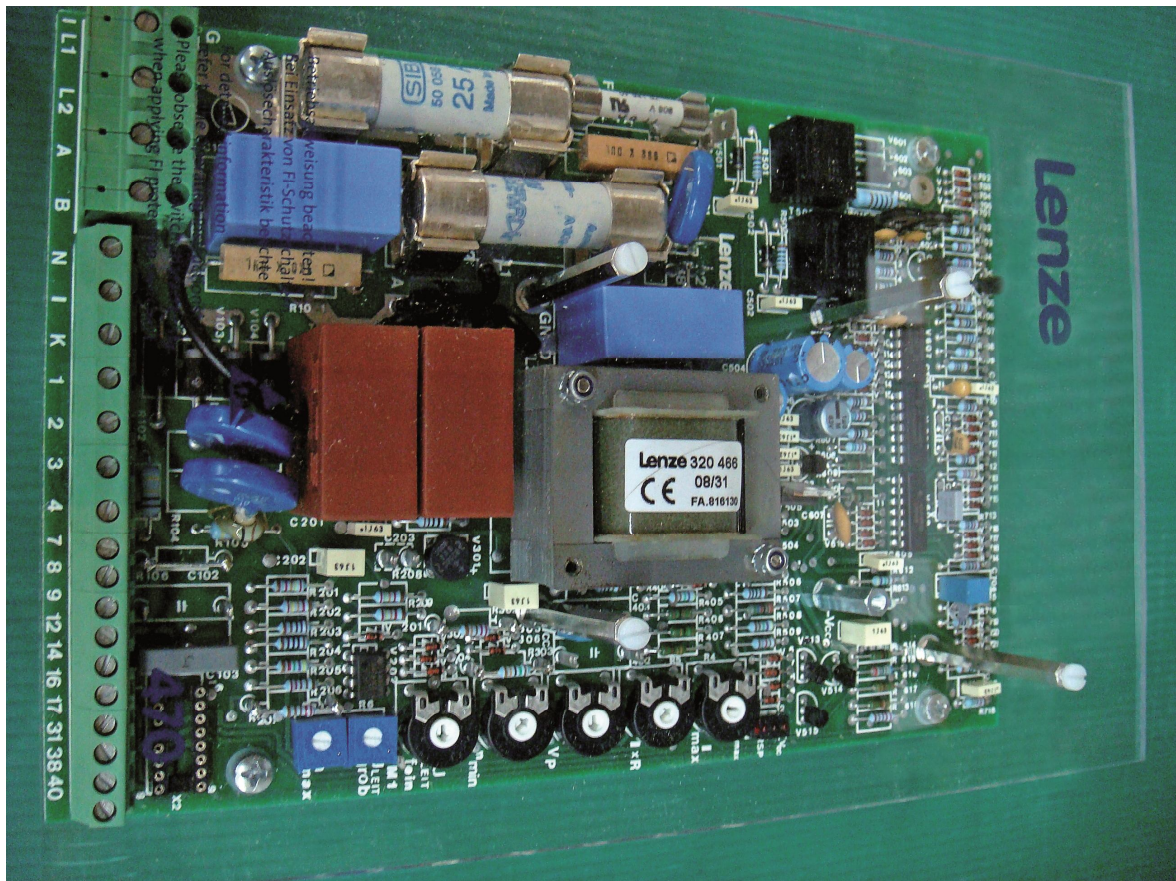


Рис. 4.52. Зовнішній вигляд перетворювача напруги серії 480 зі знятою кришкою

Силова частина електричної схеми перетворювачів серії 480 наведена на рис. 4.55, схема керування ними аналогічна схемі перетворювачів напруги серії 470.

При подачі напруги на ТПН одночасно напруга поступає на обмотку збудження, а для подачі напруги на якор двигуна необхідно ввімкнути вимикач RFR. Швидкість обертання двигуна регулюють задатчиком, яким може бути потенціометр з опором 10 кОм або зовнішнє джерело напруги $U_K = 0 \dots 180$ В.

Введення в експлуатацію

Поверніть регулятори " n_{min} ", " n_{max} ", " V_P ", " $I \cdot R$ " повністю проти годинникової стрілки (рис. 4.52).

При використанні потенціометра регулятори " $U_{Leit\ gross}$ " і " $U_{Leit\ fein}$ " мають заводські настройки. При використанні керуючої напруги U_K від зовнішнього джерела перетворювач " $U_{Leit\ gross}$ " повинен бути повернутий повністю вліво, а " $U_{Leit\ fein}$ "

встановлюють в середній позиції, а потім проводять базові настройки.

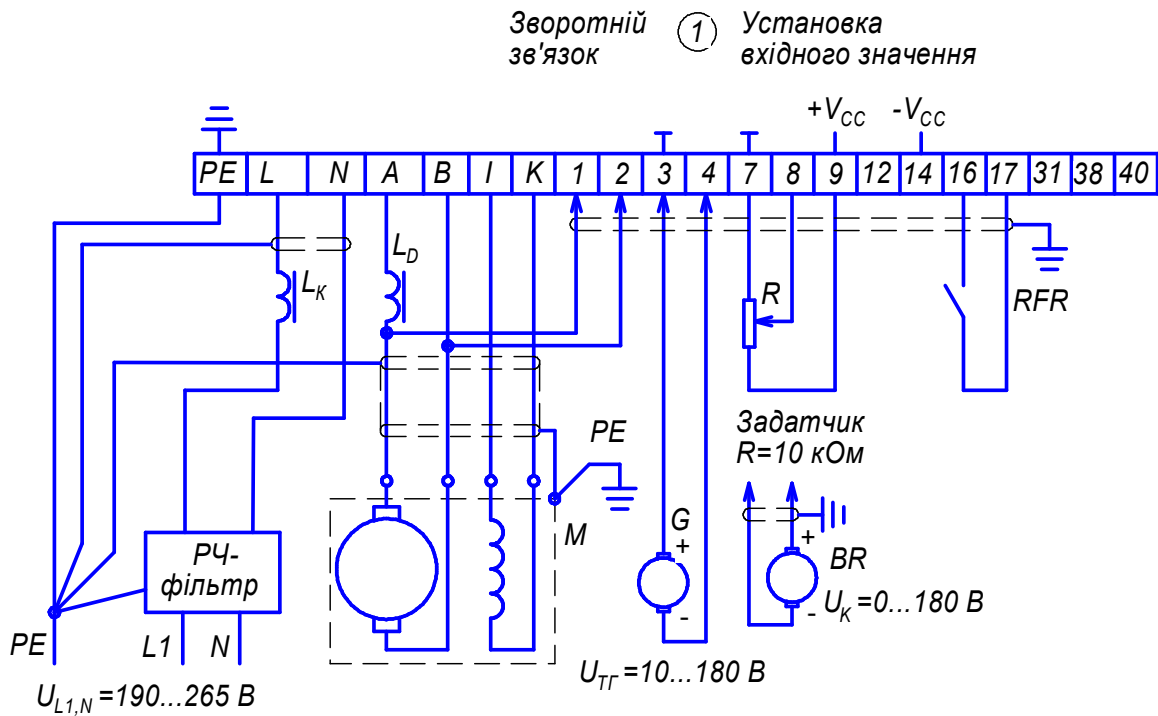
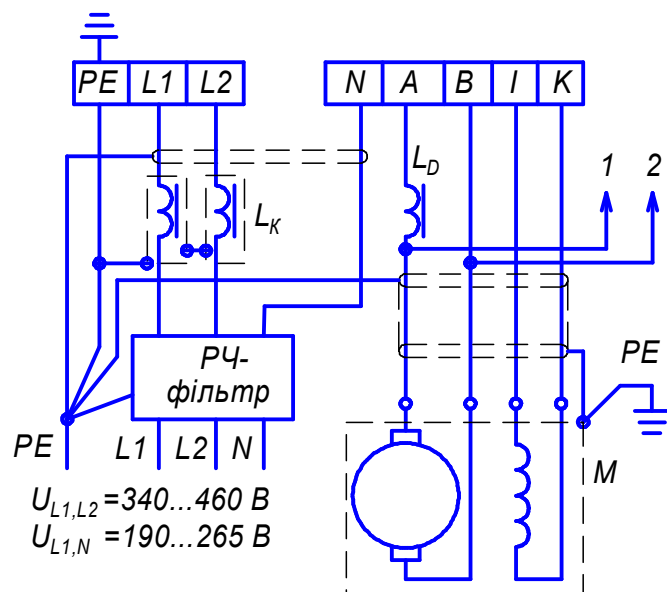
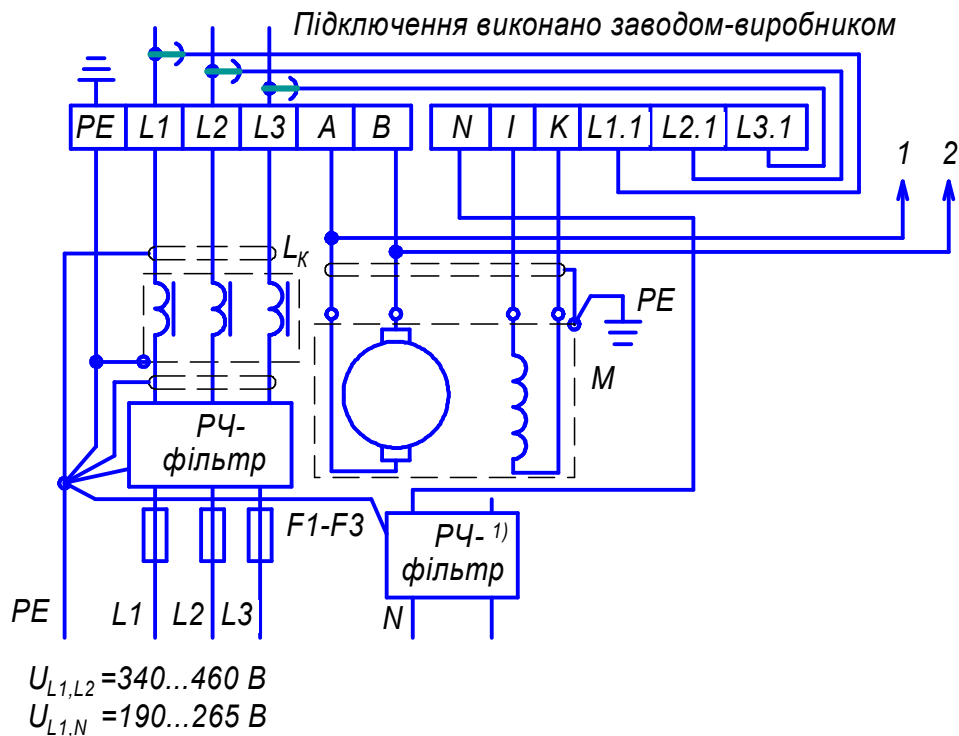


Рис. 4.53. Електрична схема вмикання перетворювача напруги серії 470 на фазну напругу мережі:

1 – сигнал зворотного зв'язку може бути приєднаний до клем 1-2 або 3-4;
 $+V_{CC}$, $-V_{CC}$ – стабілізована напруга внутрішнього джерела живлення

Рис. 4.54. Силова частина електричної схеми вмикання перетворювача серії 480 на лінійну напругу мережі





¹⁾ Радіочастотний фільтр в нульовому проводі

Рис. 4.55. Електрична схема вмикання перетворювачів напруги серії 480 в трифазну мережу живлення

Максимальний струм, величина якого рівна номінальному струму перетворювача, регулятором " I_{max} " встановлюється на заводі. Обмеження струму необхідно тільки тоді, коли номінальний струм двигуна нижчий номінального струму ТПН. Налаштування струму проводять так. В коло якоря двигуна увімкнуті амперметр. Якір загальмувати або відключити обмотку збудження. Регулятор " n_{min} " повернути до кінця вправо. Подати напругу на ТПН і увімкнути вимикач RFR . Поворотом вправо регулятора " I_{max} " встановити допустиме значення струму в колі якоря двигуна. Потім регулятор " n_{min} " повертають повністю вліво.

Робота привода постійного струму з від'ємним зворотним зв'язком за напругою якоря

Приєднати виводи двигуна А і В відповідно до клем 1 і 2. Тахометр до клем 3 і 4 не приєднують.

Встановити потенціометром (задатчиком) R або зовнішнім джерелом керуючої напруги U_K напругу рівну нулю.

Подати живлення на регулятор. Світлодіоди "RSP" та " V_{CC} " (рис. 4.52) на панелі регулятора горять.

Встановити напругу потенціометра або U_K до максимального значення (+10 В). В разі використання зовнішнього джерела напруги U_K регулятор " $U_{Leit\ gross}$ " повернути вправо до встановлення +10 В. Контроль величини напруги проводиться в точці М1 через клеми 3, 7 або корпус.

Увімкнути вимикач RFR . Світлодіод "RSP" погасне.

Повертаючи регулятор " n_{max} " вправо, встановити обмеження максимальної швидкості.

Встановити потенціометр R чи регулятор зовнішнього джерела напруги керування на нуль. Повертаючи регулятор " n_{min} " вправо, встановити обмеження мінімальної швидкості. Перевірити настройку максимальної швидкості, оскільки регулятори " n_{max} " і " n_{min} " впливають один на одного. Точна настройка максимальної швидкості здійснюється регулятором " $U_{Leit\ fein}$ ".

Стабільну роботу двигуна (без коливань) настроюють регулятором " V_P ". Для цього повертають регулятор " V_P " вправо, доки робота привода стане нестійкою, а потім повертають приблизно на 20% вліво, щоб привод працював стабільно.

Стабілізацію швидкості проводять регулятором " $I \cdot R$ ". Регулятор " $I \cdot R$ " настроюють на низькій швидкості до встановлення мінімального відхилення між швидкостями холостого ходу та номінальною. Потім настройку перевіряють на середній і максимальній швидкостях.

Регулювання швидкості за напругою тахометра

В цьому випадку від'єднують клеми 1 і 2 від якоря двигуна. Тахогенератор приєднують до клем 3 і 4. Настройку роботи привода проводять аналогічно, як і при роботі із зворотним зв'язком за напругою якоря.

Тиристорні перетворювачі напруги серії 470 та 480 мають додаткові виходи для керування перетворювачем. Перелік і призначення їх наведено в табл. 4.2.

4.2. Додаткові клеми перетворювачів серії 470 і 480

Номер клеми	Призначення
12	Вхід регулятора струму (завдання моменту двигуна). $U_{ЗД} = 0 \dots -10 \text{ В}$.
14	Вивід вбудованого джерела живлення. $V_{CC} = -15 \text{ В}$.
31	Аналоговий вихід за напругою, пропорційною струму.
38	Сигнал додаткового завдання за швидкістю.
40	Вихід регулятора швидкості, що приєднаний через резистор 2,2 кОм до входу регулятора струму. У разі використання зовнішнього потенціометру завдання моменту опір 2,2 кОм повинен бути видалений.

4.5.4. Приводи постійного струму фірми Lenze серії 4800/4900

Приводи постійного струму серії 4800/4900 (рис. 4.56) являють собою цифрові програмовані регулятори двигуна постійного струму, які можуть бути легко вбудовані в різні системи управління для забезпечення повного керування процесом. На передній стороні привода розміщена цифрова панель керування, призначення клавіш наведено в табл. 4.3.

При живленні від трифазної мережі з лінійною напругою 400 В приводи серії 4800 мають п'ять модифікацій з вихідними потужностями від 152 до 552 кВт, а приводи серії 4900 - одинадцять з вихідними потужностями від 6,7 до 630 кВт. Є також моделі для живлення від мережі з лінійною напругою 500 В, відповідно і ряд потужностей їхній збільшений. Технічні характеристики приводів наведено в додатку А.6. Приводи призначені для роботи з двигунами постійного струму незалежного збудження та збудженням від постійних магнітів в I-му і II-му квадрантах (серія 4800) та в I-IV (серія 4900). Перетворювачі напруги працюють зі зворотним зв'язком або за напругою якоря (IR-компенсація) або за швидкістю за допомогою тахометра, резольвера або енкодера.



Рис. 4.56. Загальний вигляд привода постійного струму серії 4900:
RDY, I_{MAX} , IMP – світлодіоди; PRG, ▲, ▼, SH, STR – клавіші

На рис. 4.57 наведена електрична схема приєднання до мережі перетворювачів напруги серії 4800/4900. Для захисту перетворювача напруги від короткого замикання використані швидкодіючі плавкі запобіжники F'1-F'3 і додатково запобіжники F1-F4 для захисту кола живлення обмотки збудження. Крім того, на вході мережевого контактора встановлені запобіжники для захисту мережі живлення. Параметри рекомендованих запобіжників наведені в додатку А.7.

4.3. Функції клавіш і світло діодів на панелях приводів серії 4800/4900

Світлодіоди	Призначення
RDY	Показує, що привод готовий до роботи (розблокований)
I _{MAX}	Показує, що привод досягнув максимуму за струмом
IMP	Показує, що привод не готовий до роботи (заблокований або низька напруга)
Клавіші	Функції
PRG	Перехід від коду до значення параметру і назад
SH+PRG	Підтвердження і записування параметру
Δ	Збільшення значення, що зображено на дисплеї
SH+Δ	Швидке збільшення значення, що зображено на дисплеї
∇	Зменшення значення, що зображено на дисплеї
SH+∇	Швидке зменшення значення, що зображено на дисплеї
STR	Блокування привода
SH+STR	Розблокування привода

При малопотужних джерелах живлення перетворювача напруги може відбуватися коливання струму збудження і відповідно зниження електромагнітного моменту двигуна. Для уникнення цього схемою передбачено роздільне живлення кола збудження. При відділенні живлення збудження від силового кола необхідно перемички BR1 і BR2 зняти, а живлення з відповідних фаз після РЧ-фільтра подати на клеми L1.1 та L3.1. Для захисту кола живлення перед клеммами L1.1 та L3.1 необхідно встановити свої мережеві дроселі і швидкодіючі запобіжники. При напрузі збудження $U_{зБ} < 300$ В і струму $I_{зБ} > 200$ мА рекомендується використовувати додатковий пусковий RC-ланцюг.

Зсув фази напруги мережі і фази напруги живлення керуючої електроніки повинен бути меншим 2^0 (електричних). Якщо це не виконується, може відбутись збій послідовності керуючих операцій, що приведе до блокування роботи перетворювача і сигналізації про несправність. Щоб цього уникнути, роблять роздільне живлення блока керуючої електроніки. Для цього

знімають перемички BR3-BR5, силовий контактор установлюють між РЧ-фільтром і мережевим фільтром L_k , а на попереднє місце контактора установлюють ввідний автоматичний вимикач. Живлення блока керуючої електроніки беруть після РЧ-фільтра і

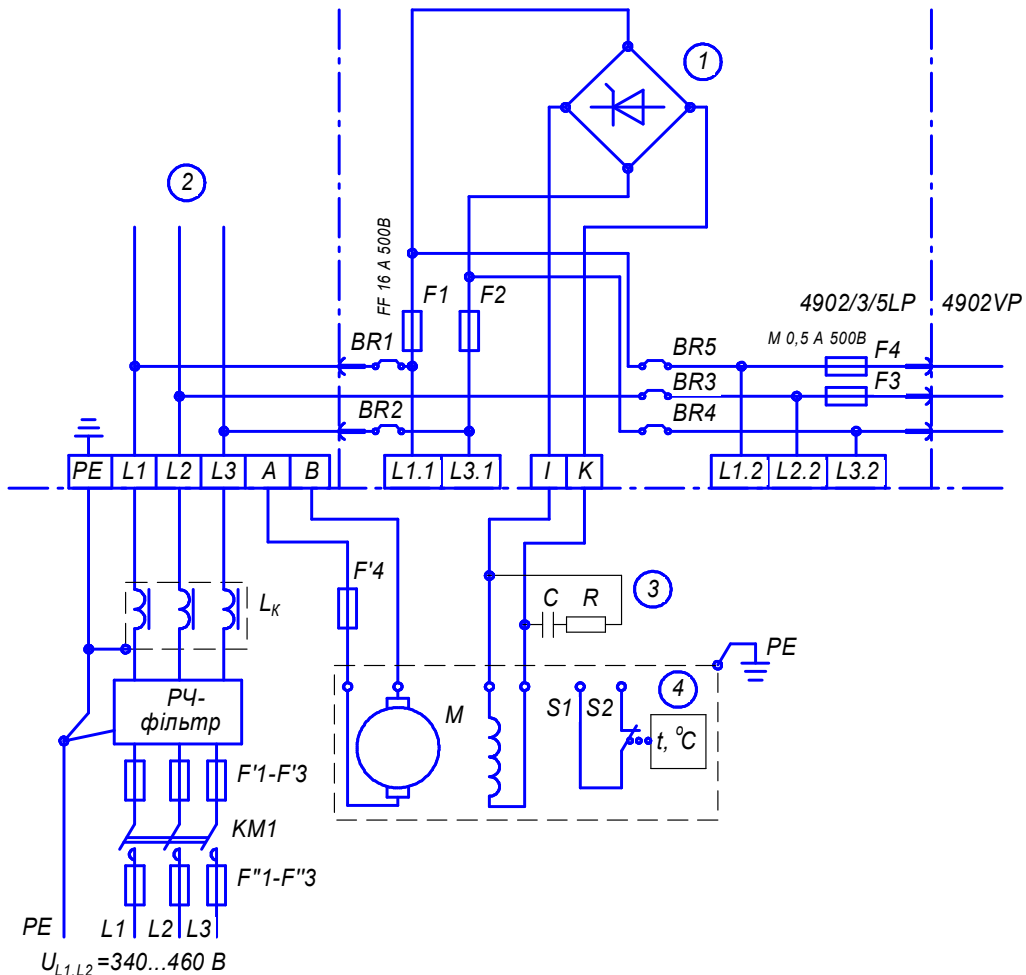


Рис. 4.57. Приєднання до мережі перетворювачів напруги серії 4902-4907: F'1-F'4 – запобіжники для захисту перетворювача напруги; F''1-F''3 – запобіжники для захисту мережі живлення; F1-F4 – запобіжники для захисту кола збудження; BR1-BR5 – перемички; 1 – блок живлення обмотки збудження; 2 – силовий блок; 3 – додатковий пусковий ланцюг; 4 – температурний захист двигуна подають на клеми L1.2, L2.2 та L3.2. При цьому перед вказаними клемами для захисту кабелю встановлюють додаткові запобіжники на 4 А.

При створенні регульованого електропривода на основі перетворювачів напруги серії 4800/4900 необхідно орієнтуватися на рекомендації по його комплектації, яка наведена в табл. 4.4.

4.5.5. Вибір елементів електропривода

При побудові всякого електропривода перш за все вибирають електродвигун за стандартною методикою, яка вивчається в дисципліні „Основи електропривода”.

Необхідно тільки пам'ятати, що для широкорегульованого привода вибирають двигуни з примусовою (незалежною) вентиляцією, крім двигунів з охолодженням через поверхню згідно паспортних даних.

Для роботи з ТПН серій 530, 470, 480 та 4900 використовують двигуни постійного струму зі збудженням від постійних магнітів або з незалежним збудженням фірми Lenze типу GFQ, GFR або аналогічні інших виробників.

Перетворювач напруги для живлення електродвигуна вибирають за умовами:

$$U_{\text{вих.п}} \geq U_{\text{н.я}}; \quad (4.123)$$

$$I_{\text{вих.п}} \geq I_{\text{н.я}}, \quad (4.124)$$

де $U_{\text{вих.п}}$, $U_{\text{н.я}}$ – відповідно вихідна напруга перетворювача та номінальна напруга якоря двигуна; $I_{\text{вих.п}}$, $I_{\text{н.я}}$ - вихідний струм перетворювача та номінальний струм двигуна.

При роботі привода з ТПН можуть виникнути аварійні режими, основними з яких є коротке замикання та перевантаження струмом. Для захисту від струмів короткого замикання використовують автоматичні вимикачі і швидкодіючі плавкі запобіжники. Зазвичай автоматичні вимикачі використовують на вході перетворювача, а запобіжники можуть бути як на вході, так і на виході.

Автоматичні вимикачі вибирають з урахуванням струмів при вмиканні ТПН з кривою вимикання С або D за умовою:

$$I_{\text{н.ав}} \geq (1,2 \dots 1,5) I_{\text{вх.п}}, \quad (4.125)$$

де $I_{\text{н.ав}}$, $I_{\text{вх.п}}$ – відповідно номінальний струм автоматичного вимикача та вхідний струм, споживаний ТПН.

4.4. Рекомендації по комплектації привода з EVD 4800/4900 та електродвигуном з параметрами:

$$U_{H.Y} = 400 \text{ В}; n_H = 3000 \text{ об/хв.}; U_{\text{МЕРЕЖІ}} = 400 \text{ В}$$

Комплектація Вимоги	Резольвер	Енкодер	Тахо-генератор, В		Напруга якоря	Напруга збудження, В		
			20	60		200	340	360
Ослаблення поля	-	-	-	до 3000 об/хв.	по	++	++	о
Поле незмінне	-	-	-	-	-	++	++	по
Керування моментом	-	-	-	-	-	++	++	по
Дискретний зв'язок	++	++	по	по	по	-	-	-
Діапазон регулювання:								
20:1	++	++	++	++	+	-	-	-
50:1	++	++	++	++	о	-	-	-
200:1	++	++	++	++	по	-	-	-
500:1	++	++	о	о	по	-	-	-
1000:1	++	++	по	по	по	-	-	-
2000:1	+	++	по	по	по	-	-	-
Точність підтримання швидкості, % $[(n_{\text{ЗД}} - n_{\text{ФАКТ}})/n_H] \cdot 100\%$ ¹⁾								
5	++	++	++	++	++	-	-	-
1	++	++	+	+	по	-	-	-
0,5	++	++	о	о	по	-	-	-
0,1	++	++	по	по	по	-	-	-
0,01	++	++	по	по	по	-	-	-
Максимальна швидкість, об/хв.								
до 5000	++	++	+	по	-	-	-	-
до 3000	++	++	+	+	-	-	-	-
до 2000	++	++	+	+	-	-	-	-
до 1000	++	++	о	о	-	-	-	-
до 500	++	++	о	о	-	-	-	-
Пульсація моменту, % $(M_{\text{ЗМІН}}/M_H) \cdot 100\%$								
5	++	++	+	+	о	-	-	-
1	++	++	о	о	о	-	-	-

¹⁾ Справедливе при $M=0 \dots M_H = \text{const}$ і $I_{\text{МАКС}} \leq 1,2I_H$

++ – добре; + – прийнятно; о – терпимо; по – не відповідає

Для захисту силових електронних елементів від зовнішніх і внутрішніх коротких замикань часто використовують швидкодіючі плавкі запобіжники. Запобіжники встановлюють в колі живлення перетворювача і вибирають за струмом аналогічно вибору автоматичних вимикачів.

Від струмів перевантажень силового блока в перетворювачі передбачено електронний блок захисту. При вірно вибраному перетворювачі (формула 4.124) вказаний блок надійно захищає від перевантажень і двигун.

Для дистанційної подачі живлення на ТПН використовують контактори з відповідним номінальним струмом. *Необхідно тільки пам'ятати, що для оперативного пуску і зупинки привода з ТПН використовувати контактор не рекомендується.* Це може знизити строк служби перетворювача.

За струмом контактори вибирають так:

$$I_{К.Н} \geq I_{ВХ.П}, \quad (4.126)$$

де $I_{К.Н}$ – номінальний струм контактора; $I_{ВХ.П}$ – вхідний струм перетворювача.

За конструктивним виконанням контактори вибирають з умов функціонування в електричній схемі керування та умов експлуатації.

При роботі ТПН генерує в мережу змінного струму вищі гармонічні складові, які спотворюють форму і симетрію фаз наруги живлення. Чим потужніший перетворювач, тим більші спотворення він вносить в систему електропостачання. Несиметрія напруги за фазами викликає збільшення струмів через силові напівпровідникові елементи, що може привести до виходу їх з ладу. Крім того, вищі гармоніки часто призводять до нестабільності роботи вторинних електронних приладів, від них збільшуються втрати в обмотках електродвигунів.

Для зниження впливу вищих гармонічних складових на мережу живлення на вході ТПН рекомендується встановлювати мережевий дросель L_k (рис. 4.45), коли довжина кабелю між джерелом живлення і перетворювачем менша 50 м. При наявності мережевого дроселя підвищується коефіцієнт потужності системи ТПН-Д, зменшується швидкість наростання струму через тиристри перетворювача при коротких замиканнях на його виході, при грозових перенапругах, при комутації статичних конденсаторів, що сприяє успішному спрацюванню блока електронного струмового захисту.

Для забезпечення електромагнітної сумісності системи електропривода з елементами автоматики в шафі керування

приводів з ТПН рекомендується використовувати радіочастотні фільтри (РЧ-фільтри), які придушують радіочастотні перешкоди від кабелів, що з'єднують перетворювач напруги і електродвигун. Випромінювання радіоперешкод можна зменшити також шляхом використання металевих кожухів та екранів. Для зниження рівня радіоперешкод зі сторони живлення перетворювача встановлюють фільтри радіоперешкод (рис. 4.45).

Щоб обмежити піки комутаційних перенапруг, використовують оксидно-цинкові варистори R_U (рис. 4.45), які приєднують до вихідних клем перетворювача.

При довжині кабелів до двигуна більше 50 м падіння напруги в опорах кабелю може привести до нестабільної роботи системи автоматики. В такому випадку в якості RC-фільтрів використовують додаткові модулі компенсації пульсацій напруги ТПН.

Пульсація випрямленого струму в колі якоря двигуна, який отримує живлення від керованого випрямляча, викликає іскріння колектора під щітками і ускладнює процес комутації. Вірно підібраний моторний дросель, встановлений в колі навантаження випрямляча, дозволяє обмежити діюче значення першої гармоніки пульсуючого струму до допустимої межі (від 2 до 15 % номінального струму), яка залежить від потужності і діапазону регулювання кутової швидкості двигуна. Індуктивність ланки, необхідна для обмеження v -ої гармоніки струму $\Delta I_v(\%)$ до допустимого значення, при відомій амплітуді змінної складової випрямленої напруги живлення U_{d_z} , визначається за формулою:

$$L_{\text{л}} = \frac{U_{d_z} \cdot 100}{\omega v m I_{\text{вих.п}} \Delta I_v(\%)}, \quad (4.127)$$

де ω – кутова швидкість, v – номер гармоніки; m – кількість фаз; $I_{\text{вих.п}}$ – номінальне значення вихідного струму перетворювача; $\Delta I_v(\%)$ – допустиме значення відповідної гармоніки струму.

Знаючи необхідну індуктивність кола $L_{\text{л}}$ і індуктивність якоря $L_{\text{я}}$, можна визначити індуктивність якірного дроселя $L_{\text{д}}$, який обмежує пульсацію струму в колі навантаження перетворювача:

$$L_{\text{д}} = L_{\text{л}} - L_{\text{я}}. \quad (4.128)$$

Слід пам'ятати, що магнітний матеріал осердя і конструкція якірного дроселя повинні забезпечувати можливість збереження постійної індуктивності навіть в тому випадку, коли струм якоря буде вдвічі перевищувати номінальний струм.

Рекомендовані типи і параметри мережевих дроселів, радіочастотних фільтрів, варисторів R_U , фільтрів для компенсації пульсацій, якірних дроселів, які використовуються з перетворювачами напруги серії 530, 470, 480, 4900 фірми Lenze, наведені в додатку 4-5.

Питання для самоконтролю

1. Що розуміють під поняттям електромеханічна і механічна характеристики?
2. В чому особливість системи рівнянь, які описують роботу двигуна в динамічному режимі?
3. Як визначити електромагнітну сталу часу двигуна?
4. Назвіть переваги і недоліки системи електропривода Г–Д.
5. Назвіть переваги і недоліки системи електропривода ТПН–Д.
6. Які способи підвищення швидкодії системи Г–Д?
7. Як змінюється жорсткість механічної характеристики в системах Г–Д та ТПН–Д порівняно з природною характеристикою?
8. Зобразіть спрощену функціональну схему системи ТПН–Д.
9. Виведіть рівняння динамічної механічної (електромеханічної) характеристики системи ТПН–Д.
10. Яким способом можна регулювати момент (струм) двигуна?
11. Як впливає на жорсткість механічних характеристик і точність регулювання моменту від'ємний зворотний зв'язок за струмом в системі ТПН–Д?
12. Поясніть суть автоматичного регулювання струму (моменту) за допомогою зворотного зв'язку за струмом.
13. Коли використовують додатний, а коли від'ємний зворотний зв'язок?

14. Що називають регулюванням швидкості двигуна? Чим відрізняється природна зміна швидкості від регулювання швидкості двигуна?
15. Які переваги мають електричні способи регулювання швидкості порівняно з механічними?
16. Поясніть суть автоматичного регулювання швидкості за допомогою зворотного зв'язку за швидкістю.
17. Викладіть методику розрахунку параметрів контуру системи підпорядкованого регулювання з послідовною корекцією.
18. Поясніть методику вибору апаратів керування і захисту електроприводів з ТПН.

5. РЕГУЛЬОВАНИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД ЗМІННОГО СТРУМУ

5.1. Математичний опис узагальненого асинхронного двигуна

Узагальнений асинхронний електродвигун (рис. 5.1) має трифазні обмотки на статорі і роторі. Обмотки приєднані до симетричних трифазних джерел живлення.

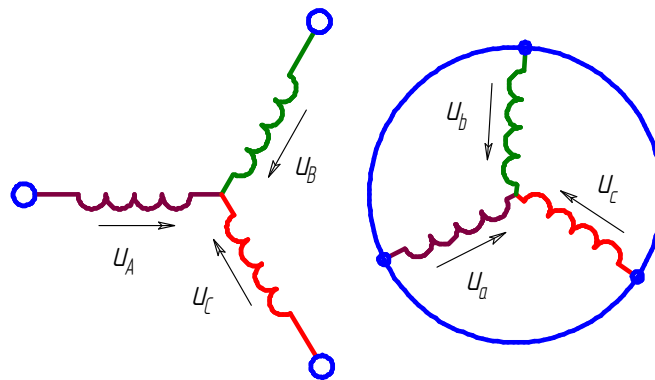


Рис. 5.1. Узагальнений асинхронний електродвигун

Математичний опис такого двигуна базується на відомих законах.

Рівняння рівноваги ЕРС на обмотках статора і ротора за **другим законом Кірхгофа:**

для статора:

$$\left. \begin{aligned} u_A &= R_A i_A + \frac{d\psi_A}{dt}; \\ u_B &= R_B i_B + \frac{d\psi_B}{dt}; \\ u_C &= R_C i_C + \frac{d\psi_C}{dt}. \end{aligned} \right\}$$

для ротора:

$$\left. \begin{aligned} u_a &= R_a i_a + \frac{d\psi_a}{dt}; \\ u_b &= R_b i_b + \frac{d\psi_b}{dt}; \\ u_c &= R_c i_c + \frac{d\psi_c}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (5.1)$$

де u_A, u_B, u_C – миттєві значення фазних напруг статора; u_a, u_b, u_c – миттєві значення фазних напруг ротора; i_A, i_B, i_C – миттєві значення фазних струмів статора; i_a, i_b, i_c – миттєві

значення фазних струмів ротора; ψ_A, ψ_B, ψ_C – миттєві значення потокозчеплення фаз статора; ψ_a, ψ_b, ψ_c – миттєві значення потокозчеплення фаз ротора.

Зазвичай обмотки виконані симетрично, і тому $R_A=R_B=R_C=R_S$ – активний опір обмотки фази статора, $R_a=R_b=R_c=R_R$ – активний опір обмотки фази ротора.

Система рівнянь за **законом Ампера**, що зв'язує потокозчеплення обмоток з струмами, які проходять через обмотки:

для статора

$$\left. \begin{aligned} \psi_A &= L_{AA}i_A + L_{AB}i_B + L_{AC}i_C + L_{Aa}i_a + L_{Ab}i_b + L_{Ac}i_c; \\ \psi_B &= L_{BA}i_A + L_{BB}i_B + L_{BC}i_C + L_{Ba}i_a + L_{Bb}i_b + L_{Bc}i_c; \\ \psi_C &= L_{CA}i_A + L_{CB}i_B + L_{CC}i_C + L_{Ca}i_a + L_{Cb}i_b + L_{Cc}i_c; \end{aligned} \right\} \quad (5.2)$$

для ротора

$$\left. \begin{aligned} \psi_a &= L_{aA}i_A + L_{aB}i_B + L_{aC}i_C + L_{aa}i_a + L_{ab}i_b + L_{ac}i_c; \\ \psi_b &= L_{bA}i_A + L_{bB}i_B + L_{bC}i_C + L_{ba}i_a + L_{bb}i_b + L_{bc}i_c; \\ \psi_c &= L_{cA}i_A + L_{cB}i_B + L_{cC}i_C + L_{ca}i_a + L_{cb}i_b + L_{cc}i_c; \end{aligned} \right\} \quad (5.3)$$

де $L_{AA}, L_{BB}, L_{CC}, L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}$ – власна індуктивність обмоток статора і ротора, решта – взаємна індуктивність між цими обмотками.

Рівняння рівноваги моментів на валу двигуна за **другим законом Ньютона**:

$$J \frac{d\bar{\omega}_m}{dt} = \bar{m} - \bar{m}_c, \quad (5.4)$$

де J – зведений момент інерції механічної системи до вала двигуна; $\bar{\omega}_m$ – кутова швидкість двигуна; \bar{m} – електромагнітний момент двигуна; \bar{m}_c – зведений момент статичних опорів робочої машини.

Рівняння, що зв'язує векторні величини моменту, потокозчеплення і струму, сформульоване Ленцем як **правило лівої руки**:

$$\bar{m} = k(\bar{\psi} \times \vec{i}), \quad (5.5)$$

де k – коефіцієнт пропорційності.

Необхідно відзначити, що, не дивлячись на повний і чіткий математичний опис електромагнітних і електромеханічних

процесів рівняннями (5.1) – (5.5), використання їх для дослідження двигуна проблематично, оскільки:

- в рівняннях (5.4) і (5.5) використані векторні величини, а в рівняннях (5.1), (5.2) і (5.3) – скалярні;
- кількість взаємозв'язаних рівнянь 14, а кількість коефіцієнтів – 44;
- коефіцієнти взаємної індукції між обмотками статора і ротора в рівняннях (5.2) і (5.3) є функціями кута повороту ротора відносно статора, тобто дані рівняння є рівняннями зі змінними коефіцієнтами;
- рівняння (5.5) є нелінійним, оскільки величини $\bar{\psi}$ та \bar{i} змінні.

Для спрощення математичного опису машин змінного струму, в т.ч. і асинхронних, використовують **метод просторового вектора**. Суть метода в тім, що миттєві значення симетричних трифазних змінних стану (напруга, струм, потокозчеплення) можна математично перетворити так, щоб вони були представлені одним просторовим вектором. Таке математичне перетворення, наприклад для струму статора, має вигляд:

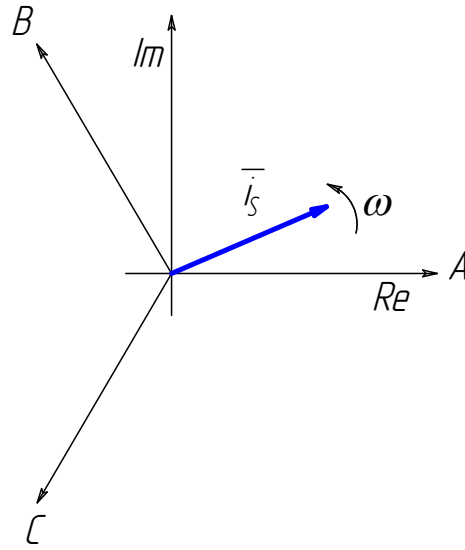
$$\bar{i} = \frac{2}{3}(i_A + \bar{a}i_B + \bar{a}^2i_C), \quad (5.6)$$

де $\bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$, $\bar{a}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}}$ – вектори, які враховують просторове зміщення обмоток; $i_A = I_m \cos \omega t$, $i_B = I_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3})$, $i_C = I_m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3})$ – миттєві значення струмів статора трифазної симетричної системи, А; I_m – амплітудне значення струму обмотки статора; ω – кутова швидкість обертання вектора.

Підставивши значення миттєвих струмів в рівняння (5.6), отримаємо математичний опис просторового вектора струму статора:

$$\bar{i}_s = \frac{2}{3}I_m[\cos \omega t + e^{j\frac{2\pi}{3}} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + e^{j\frac{4\pi}{3}} \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3})]. \quad (5.7)$$

Рис. 5.2. Просторовий вектор струму статора:
 Im – уявна вісь; Re – вісь дійсних чисел



На рис. 5.2 представлена геометрична інтерпретація просторового вектора струму – це вектор на комплексній площині з модулем (довжиною) I_m , який обертається з кутовою швидкістю ω в позитивному напрямку. Проекції вектора \vec{i}_s на фазні осі А, В, С визначають миттєві значення струмів у фазах. Подібними просторовими векторами можна представити всі напруги, струми і потокозчеплення, що входять в рівняння (5.1) – (5.3).

Покрокове спрощення математичного опису асинхронного двигуна

Крок перший. Для перетворення рівнянь (5.1) і миттєвих значень (5.2 і 5.3) до рівнянь в просторових векторах помножимо їх на вирази: перші рівняння на $\frac{2}{3}$, другі – на $\frac{2}{3}\vec{a}$, треті – на $\frac{2}{3}\vec{a}^2$ і складемо їх окремо для статора і ротора:

$$\left. \begin{aligned} \vec{u}_S &= R_S \vec{i}_S + \frac{d\vec{\psi}_S}{dt}; \\ \vec{u}_R &= R_R \vec{i}_R + \frac{d\vec{\psi}_R}{dt}; \\ \vec{\psi}_S &= L_S \vec{i}_S + L_m(\theta) \vec{i}_R; \\ \vec{\psi}_R &= L_m(\theta) \vec{i}_S + L_R \vec{i}_R, \end{aligned} \right\} \quad (5.8)$$

де \vec{u}_S і \vec{u}_R – вектори напруг статора і ротора; $\vec{\psi}_S$ і $\vec{\psi}_R$ – вектори потокозчеплення статора і ротора; L_S, L_R – власні індуктивності статора і ротора; $L_m(\theta)$ – взаємна індуктивність статора і ротора з врахуванням кута повороту θ ротора відносно статора.

Таким чином, замість дванадцяти рівнянь (5.1) – (5.3) отримано чотири (5.8).

Крок другий. Змінні коефіцієнти взаємної індукції в рівняннях для потокозчеплення (5.8) є результатом того, що рівняння рівноваги ЕРС для статора записані в нерухомій системі координат, яка зв'язана з статором, а рівняння рівноваги ЕРС для ротора – в обертовій системі, яка зв'язана з ротором. Метод просторового вектора дозволяє записати ці рівняння в єдиній системі координат, яка обертається з довільною швидкістю ω_k . В цьому випадку рівняння (5.8) приймуть вигляд:

$$\left. \begin{aligned} \vec{u}_S &= R_S \vec{i}_S + \frac{d\vec{\psi}_S}{dt} + j\omega_k \vec{\psi}_S; \\ \vec{u}_R &= R_R \vec{i}_R + \frac{d\vec{\psi}_R}{dt} + j(\omega_k - \omega) \vec{\psi}_R; \\ \vec{\psi}_S &= L_S \vec{i}_S + L_m \vec{i}_R; \\ \vec{\psi}_R &= L_m \vec{i}_S + L_R \vec{i}_R, \end{aligned} \right\} \quad (5.9)$$

де ω_k – швидкість обертання просторового вектора (швидкість обертання поля статора в електричному просторі); $\omega = p_{\Pi} \omega_m$, ω – швидкість обертання ротора в електричному просторі, p_{Π} – кількість пар полюсів двигуна, ω_m – кутова швидкість ротора в фізичному просторі.

В рівнянні (5.9) всі коефіцієнти постійні, мають чітку фізичну суть і можуть бути визначені за паспортними даними двигуна або експериментально. Крім того, в даних рівняннях використані величини швидкостей обертання в електричному та фізичному просторах, що потребує додаткових пояснень.

Як відомо обмотка статора живиться симетричним трифазним синусоїдальним струмом. Фазні напруги зсунуті відносно одної до іншої в часі на кут $2\pi/3$ рад, тобто на 120° . Комбінація просторового зсуву обмоток і часового зсуву напруг приводить до того, що в магнітній системі машини формується обертове магнітне поле.

Якщо число пар полюсів обмотки статора рівне одиниці ($p_{II}=1$), то фізичний і електричний простір співпадає один з іншим і обмотки виявляються зсунутими на 120° і в фізичному, і електричному просторі. В цьому випадку за час, рівний періоду напруги живлення, вектор магнітної індукції здійснює повний оберт в площині, яка перпендикулярна до осі машини, тобто повертається на 2π рад. При цьому кутова швидкість обертового поля в фізичному просторі рівна круговій частоті напруги живлення ω_k . Якщо число пар полюсів більше одиниці, то фазні обмотки, які зсунуті в електричному просторі одна відносно іншої на $2\pi/3$ ел. рад, в фізичному просторі зсунуті між собою на кут $2\pi/3p_{II}$ рад. Це значить, що, наприклад, при $p_{II}=2$ за період напруги живлення поле, обернувшись в електричному просторі на 2π ел. рад, в фізичному просторі повернеться тільки на π рад, тобто тільки на половину оберту. Швидкість поля, залишаючись в електричному просторі рівною $\omega_k=2\pi f$, в фізичному просторі стане удвічі меншою. Тому слід розрізняти швидкість поля ω_k в електричних радіанах в секунду і швидкість поля ω_0 в фізичному просторі. В загальному вигляді співвідношення між цими швидкостями визначається виразом:

$$\omega_0 = \omega_k / p_{II} = 2\pi f / p_{II}.$$

Силові лінії магнітного поля статора, перетинаючи витки фазної обмотки ротора або стержні білячої клітки ротора, наводять в них ЕРС. Під дією цієї ЕРС в обмотці ротора проходить струм, при взаємодії якого з полем статора створюється електромагнітний (обертовий) момент. Очевидно, що роторна ЕРС і струм в роторі не дорівнюють нулю, а значить, і електромагнітний момент відрізняється від нуля тільки тоді, коли швидкість поля статора і ротора не рівні між собою, тобто поле і ротор обертаються асинхронно. Частота ЕРС ротора ω_P визначається за формулою:

$$\omega_P = \omega_k - p_{II}\omega_m.$$

Крок третій. Цей крок зв'язаний з визначенням моменту. Момент в рівнянні (5.5) є векторним добутком довільної пари векторів. Із рівняння (5.9) витікає, що таких пар може бути шість:

$(\vec{i}_S, \vec{i}_R); (\vec{\psi}_S, \vec{\psi}_R); (\vec{i}_S, \vec{\psi}_S); (\vec{i}_S, \vec{\psi}_R); (\vec{i}_R, \vec{\psi}_S); (\vec{i}_R, \vec{\psi}_R)$. Часто для розгляду вводиться потокозчеплення взаємної індукції $\vec{\psi}_m = L_m(\vec{i}_S + \vec{i}_R)$. Тоді з'являється ще чотири можливості представлення електромагнітного моменту двигуна через наступні пари: $(\vec{i}_S, \vec{\psi}_m); (\vec{i}_R, \vec{\psi}_m); (\vec{\psi}_S, \vec{\psi}_m); (\vec{\psi}_R, \vec{\psi}_m)$.

Після вибору тієї чи іншої пари рівняння моменту набуває визначеності, а кількість рівнянь в системі (5.9) зменшується до двох. Крім того, в рівняннях (5.4) і (5.5) векторні величини моменту і швидкості можуть бути замінені на модульні значення. Це можливо тому, що просторові вектори струмів і потокозчеплення розміщені в площині, перпендикулярній осі обертання, а вектори моменту і кутової швидкості співпадають з віссю.

Для прикладу приведено запис моменту через деякі пари змінних стану двигуна:

$$\left. \begin{aligned} m &= \frac{3}{2} p_{\Pi} L_m \cdot \text{Mod}(\vec{i}_S + \vec{i}_R); \\ m &= \frac{3}{2} p_{\Pi} \cdot \text{Mod}(\vec{\psi}_S + \vec{i}_S); \\ m &= \frac{3}{2} p_{\Pi} k_R \cdot \text{Mod}(\vec{\psi}_R + \vec{i}_S). \end{aligned} \right\} \quad (5.10)$$

Крок четвертий. На цьому етапі рівняння (5.4), (5.9) і (5.10) приводять до безрозмірних (відносних) величин. За базові величини вибираються амплітудні значення номінальних фазних напруги, струму та синхронної кутової швидкості в електричному просторі:

$$U_b = \sqrt{2}U_1; \quad I_b = \sqrt{2}I_1; \quad \omega_b = \omega_1 = 2\pi f_1. \quad (5.11)$$

На основі рівнянь (5.11) визначаються базові значення опору R_b , індуктивності L_b , потокозчеплення Ψ_b , моменту M_b , а також базовий час t_b :

$$R_b = \frac{U_b}{I_b}; \quad L_b = \frac{U_b}{\omega_b I_b}; \quad \psi_b = \frac{U_b}{\omega_b}; \quad M_b = \frac{3}{2} p_{\Pi} \frac{U_b I_b}{\omega_b}; \quad t_b = \frac{1}{\omega_b}. \quad (5.12)$$

Змінні величини і коефіцієнти у відносних одиницях знаходять шляхом ділення реальних значень на базові.

Змінні величини і параметри двигуна у відносних одиницях:

$u^* = \frac{\vec{u}}{U_b}; \quad i^* = \frac{\vec{i}}{I_b}; \quad \psi^* = \frac{\vec{\psi}}{\psi_b}$ – відносні електромагнітні змінні стану двигуна; $\alpha_k = \frac{\omega_k}{\omega_b}; \quad \nu = \frac{\omega_m}{\omega_b}$ – відносна частота струму статора і кутової швидкості ротора; $m^* = \frac{m}{M_b}; \quad m_C^* = \frac{m_C}{M_b}$ – відносний електромагнітний момент двигуна та момент опору робочої машини; $r_S = \frac{R_S}{R_b}; \quad r_R = \frac{R_R}{R_b}; \quad x_S = \frac{\omega_b L_S}{R_b}; \quad x_R = \frac{\omega_b L_R}{R_b}; \quad x_m = \frac{\omega_b L_m}{R_b}; \quad T_m^* = \frac{J \omega_b^2}{M_b}$ – відносні параметри двигуна.

Тоді узагальнена система рівнянь для опису асинхронного двигуна у відносних одиницях буде:

$$\left. \begin{aligned}
 u_S^* &= r_S i_S^* + \frac{d\psi_S^*}{dt^*} + j\alpha_k \psi_S^*; \\
 u_R^* &= r_R i_R^* + \frac{d\psi_R^*}{dt^*} + j(\alpha_k - p_{II}\nu)\psi_R^*; \\
 \psi_S^* &= x_S i_S^* + x_m i_R^*; \\
 \psi_R^* &= x_m i_S^* + x_R i_R^*; \\
 m^* &= k \cdot \text{Mod}(\psi_i^* \times i_k^*); \\
 T_m^* \frac{d\nu}{dt^*} &= m^* - m_C^*.
 \end{aligned} \right\} \quad (5.13)$$

В рівняннях (5.13) час прийнято безрозмірним $t^* = \frac{t}{t_b} = \omega_b t$. Слід відзначити, що введення відносних величин значно зменшує час моделювання.

5.2. Перетворення координат просторового вектора

При побудові реальних систем електропривода змінного струму практично завжди в систему керування вводять перетворювачі координат. Це зумовлено тим, що реалізація регуляторів можлива тільки у обертовій системі координат, а реальні струми в обмотках статора – це струми в нерухомій системі координат. Як правило сучасні електроприводи змінного струму мають перетворювачі систем координат обох типів, тобто перетворюють обертову в нерухому і навпаки.

Математична основа перетворення координат просторового вектора пояснюється на рис. 5.3.

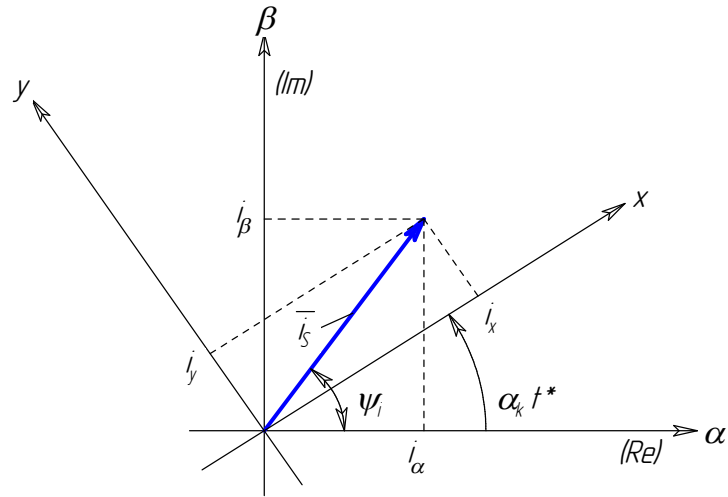


Рис. 5.3. До перетворення координат просторового вектора

В нерухомій системі координат (α, β) вектор струму (напруги, потокозчеплення) можна зобразити в алгебраїчній і степеневій формі:

$$i_{S.H}^* = i_\alpha + j i_\beta = I_m e^{j\psi_i} . \quad (5.14)$$

Аналогічно в системі обертових координат (x, y) цей же вектор можна зобразити:

$$i_{S.O}^* = i_x + j i_y = I_m e^{j(\psi_i - \alpha_k t^*)} = i_{S.H}^* e^{-j\alpha_k t^*} . \quad (5.15)$$

За рівняннями (5.14) і (5.15) отримують рівняння переходу від обертової системи координат до нерухомої (5.16) і навпаки (5.17):

$$i_{S.H}^* = i_{S.O}^* e^{j\alpha_k t^*} ; i_\alpha = i_x \cos \alpha_k t^* - i_y \sin \alpha_k t^* ; i_\beta = i_x \sin \alpha_k t^* + i_y \cos \alpha_k t^* , \quad (5.16)$$

$$i_{S.O}^* = i_{S.H}^* e^{-j\alpha_k t^*} ; i_x = i_\alpha \cos \alpha_k t^* + i_\beta \sin \alpha_k t^* ; i_y = i_\beta \cos \alpha_k t^* - i_\alpha \sin \alpha_k t^* . \quad (5.17)$$

Крім перетворювачів систем координат системи електропривода вміщують перетворювачі фаз 2/3 і 3/2. Перші перетворювачі перетворюють струми i_α, i_β в фазні струми i_A, i_B, i_C у відповідності з виразами:

$$i_A = i_\alpha ; i_B = -\frac{1}{2} i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} i_\beta ; i_C = -\frac{1}{2} i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} i_\beta . \quad (5.18)$$

Другі перетворювачі перетворюють фазні струми i_A, i_B, i_C в

проекції на осі нерухомої системи координат i_α, i_β у відповідності з виразами:

$$i_\alpha = i_A; \quad i_\beta = \frac{i_A - i_B}{\sqrt{3}}. \quad (5.19)$$

В підсумку функціональна схема асинхронного електропривода набуває вигляду, наведеного на рис. 5.4.

На основі задаючого сигналу u^* і сигналів по лінії зворотних зв'язків змінних величин блок регуляторів виробляє сигнали керування в обертовій системі координат x, y , а також задає величину швидкості обертання системи координат (α_k). Потім ці сигнали перетворюються в систему нерухомих координат α, β , які управляють інвертором. Використовуючи обертову систему координат при аналізі і синтезі асинхронного електропривода, можна частину схеми, яка окреслена жирною лінією на рис. 5.4, описати однією системою рівнянь (5.13). Цей опис достатньо точний, коли інвертор керується синусоїдальною ШІМ.

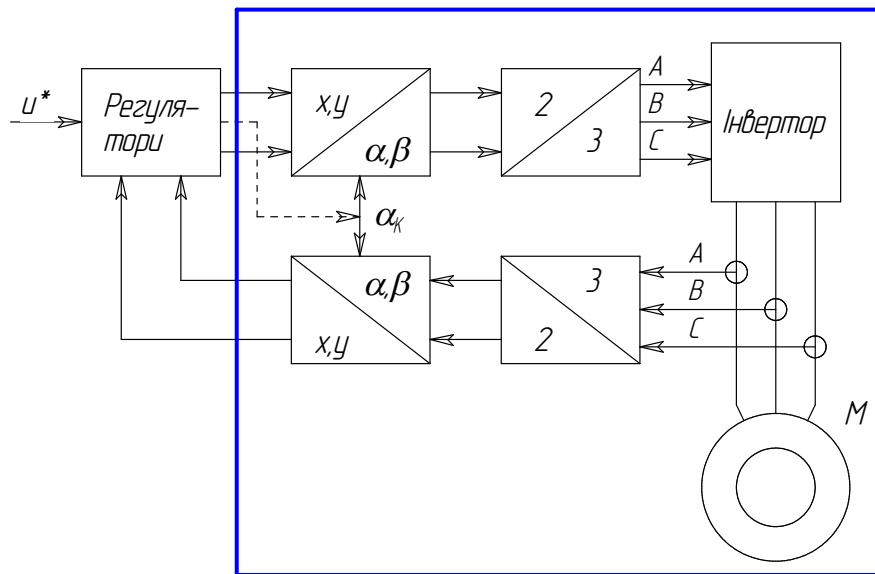


Рис. 5.4. Функціональна схема асинхронного електропривода

5.3. Асинхронний електродвигун з короткозамкненим ротором (АКЗ)

Систему рівнянь, що описують асинхронний електродвигун з короткозамкненим ротором, отримують із узагальненої схеми

(рис. 5.1). При цьому в системі рівнянь (5.13) напруга $u_R^* = 0$:

$$\left. \begin{aligned} u_S^* &= r_S i_S^* + \frac{d\psi_S^*}{dt^*} + j\alpha_k \psi_S^*; \\ 0 &= r_R i_R^* + \frac{d\psi_R^*}{dt^*} + j(\alpha_k - p_{\Pi} \nu) \psi_R^*; \\ \psi_S^* &= x_S i_S^* + x_m i_R^*; \\ \psi_R^* &= x_m i_S^* + x_R i_R^*; \\ m^* &= k \cdot \text{Mod}(\psi_i^* \times i_k^*); \\ T_m^* \frac{d\nu}{dt^*} &= m^* - m_C^*. \end{aligned} \right\} \quad (5.20)$$

При аналізі системи в динаміці необхідно враховувати перехідні електромагнітні процеси в двигуні. В цьому випадку в якості пари змінних, що описують двигун, залишимо просторові вектори струму статора і потокозчеплення ротора (i_S^* , ψ_R^*), тоді рівняння (5.20) після відповідних перетворень приймуть вигляд:

$$\left. \begin{aligned} u_S^* &= r_S' i_S^* + x_S' \frac{di_S^*}{dt^*} + j\alpha_k s_S' i_S^* - \frac{k_R}{T_R^*} \psi_R^* + jk_R p_{\Pi} \nu \psi_R^*; \\ 0 &= -k_R r_R i_S^* + \frac{1}{T_R^*} \psi_R^* + \frac{d\psi_R^*}{dt^*} + j(\alpha_k - p_{\Pi} \nu) \psi_R^*; \\ m^* &= k_R \cdot \text{Mod}(\psi_R^* \times i_S^*); \\ T_m^* \frac{d\nu}{dt^*} &= m^* - m_C^*, \end{aligned} \right\} \quad (5.21)$$

де $r = (r_S + k_R^2 r_R)$; $x_S' = \left(x_S - \frac{x_m^2}{x_R} \right)$; $k_R = \frac{x_m}{x_R}$; $T_R^* = \frac{x_R}{r_R}$ — безрозмірні коефіцієнти.

Для кращого розуміння фізичних процесів, які проходять в АКЗ, запишемо систему рівнянь в різних системах координат.

5.3.1. Система рівнянь АКЗ в нерухомій системі координат

В нерухомій комплексній системі координат ($\omega_k = 0$; $\alpha_k = 0$) дійсна вісь позначена через α , а уявна через β . Просторові вектори в цьому випадку розкладаються по осях: $u_S^* = u_{S\alpha} + ju_{S\beta}$; $i_S^* = i_{S\alpha} + ji_{S\beta}$; $\psi_S^* = \psi_{S\alpha} + j\psi_{S\beta}$. Підставивши ці значення в рівняння (5.21) і прирівнявши дійсні і уявні частини, отримаємо:

$$\left. \begin{aligned}
u_{S\alpha} &= r i_{S\alpha} + x'_S \frac{di_{S\alpha}}{dt^*} - \frac{k_R}{T_R^*} \psi_{R\alpha} - k_R p_{II} \psi_{R\beta}; \\
u_{S\beta} &= r i_{S\beta} + x'_S \frac{di_{S\beta}}{dt^*} - \frac{k_R}{T_R^*} \psi_{R\beta} + k_R p_{II} \psi_{R\alpha}; \\
0 &= -k_R r_R i_{S\alpha} + \frac{1}{T_R^*} \psi_{R\alpha} + \frac{d\psi_{R\alpha}}{dt^*} + p_{II} \psi_{R\beta}; \\
0 &= -k_R r_R i_{S\beta} + \frac{1}{T_R^*} \psi_{R\beta} + \frac{d\psi_{R\beta}}{dt^*} - p_{II} \psi_{R\alpha}; \\
m^* &= k_R (\psi_{R\alpha} i_{S\beta} - \psi_{R\beta} i_{S\alpha}); \\
T_m^* \frac{dv}{dt^*} &= m^* - m_C^*.
\end{aligned} \right\} \quad (5.22)$$

Система рівнянь (5.22) у операторному вигляді:

$$\left. \begin{aligned}
u_{S\alpha} &= r(1 + T_S^* s) i_{S\alpha} - \frac{k_R}{T_R^*} \psi_{R\alpha} - k_R p_{II} \psi_{R\beta}; \\
u_{S\beta} &= r(1 + T_S^* s) i_{S\beta} - \frac{k_R}{T_R^*} \psi_{R\beta} + k_R p_{II} \psi_{R\alpha}; \\
0 &= -k_R r_R i_{S\alpha} + \frac{1}{T_R^*} (1 + T_R^* s) \psi_{R\alpha} + p_{II} \psi_{R\beta}; \\
0 &= -k_R r_R i_{S\beta} + \frac{1}{T_R^*} (1 + T_R^* s) \psi_{R\beta} - p_{II} \psi_{R\alpha}; \\
m^* &= k_R (\psi_{R\alpha} i_{S\beta} - \psi_{R\beta} i_{S\alpha}); \\
T_m^* \frac{dv}{dt^*} &= m^* - m_C^*,
\end{aligned} \right\} \quad (5.23)$$

де s – оператор Лапласа; $T_S^* = \frac{x'_S}{r}$ – відносна стала часу статорного кола.

5.3.2. Система рівнянь АКЗ в обертовій системі координат

Обертова система координат має дійсну вісь x і уявну y та відносну швидкість α_k . Просторові вектори в цьому випадку розкладаються по осях аналогічно нерухомій системі: $u_S^* = u_{Sx} + j u_{Sy}$; $i_S^* = i_{Sx} + j i_{Sy}$; $\psi_S^* = \psi_{Sx} + j \psi_{Sy}$. Підставивши ці значення в рівняння (5.21), отримаємо:

$$\left. \begin{aligned}
u_{Sx} &= r i_{Sx} + x'_S \frac{di_{Sx}}{dt^*} - x'_S \alpha_k i_{Sy} - \frac{k_R}{T_R^*} \psi_{Rx} - k_R p_{II} \upsilon \psi_{Ry}; \\
u_{Sy} &= r i_{Sy} + x'_S \frac{di_{Sy}}{dt^*} + x'_S \alpha_k i_{Sx} - \frac{k_R}{T_R^*} \psi_{Ry} + k_R p_{II} \upsilon \psi_{Rx}; \\
0 &= -k_R r_R i_{Sx} + \frac{1}{T_R^*} \psi_{Rx} + \frac{d\psi_{Rx}}{dt^*} - (\alpha_k - p_{II} \upsilon) \psi_{Ry}; \\
0 &= -k_R r_R i_{Sy} + \frac{1}{T_R^*} \psi_{Ry} + \frac{d\psi_{Ry}}{dt^*} + (\alpha_k - p_{II} \upsilon) \psi_{Rx}; \\
m^* &= k_R (\psi_{Rx} i_{Sy} - \psi_{Ry} i_{Sx}); \\
T_m^* \frac{d\upsilon}{dt^*} &= m^* - m_C.
\end{aligned} \right\} \quad (5.24)$$

Рівняння АКЗ в операторній формі:

$$\left. \begin{aligned}
u_{Sx} &= r(1 + T_S'^* s) i_{Sx} - x'_S \alpha_k i_{Sy} - \frac{k_R}{T_R^*} \psi_{Rx} - k_R p_{II} \upsilon \psi_{Ry}; \\
u_{Sy} &= r(1 + T_S'^* s) i_{Sy} + x'_S \alpha_k i_{Sx} - \frac{k_R}{T_R^*} \psi_{Ry} + k_R p_{II} \upsilon \psi_{Rx}; \\
0 &= -k_R r_R i_{Sx} + \frac{1}{T_R^*} \psi_{Rx} + s \psi_{Rx} - (\alpha_k - p_{II} \upsilon) \psi_{Ry}; \\
0 &= -k_R r_R i_{Sy} + \frac{1}{T_R^*} \psi_{Ry} + s \psi_{Ry} + (\alpha_k - p_{II} \upsilon) \psi_{Rx}; \\
m^* &= k_R (\psi_{Rx} i_{Sy} - \psi_{Ry} i_{Sx}); \\
T_m^* s \upsilon &= m^* - m_C.
\end{aligned} \right\} \quad (5.25)$$

5.4. Математичний опис синхронних машин

Розпочинаючи вивчення синхронних електроприводів, необхідно перш за все відзначити те, що розробники електроприводів вважають їх найбільш перспективними і в недалекому майбутньому очікується технологічний стрибок в розвитку електромеханіки синхронних систем. Такий стрибок уже відбувся в інформаційній частині електромеханічної частини (мікропроцесори, мікроконтролери тощо), такий стрибок відбувся і в силовій напівпровідниковій частині електромеханічної системи (інтелектуальні та інтегральні модулі, силові елементи з новою технологією виготовлення). В той же час вважається, що розвиток систем з машинами постійного струму і асинхронними

машинами досяг свого апогею і найближчим часом не очікується нових технологічних проривів.

Особливістю синхронних двигунів є те, що поле ротора нерухоме відносно ротора і обертається синхронно з ним. В синхронних електромагнітних і магнітоелектричних машинах це власне поле збудження.

Машини з електромагнітним збудженням найбільш поширені як генератори змінного струму і практично не використовуються в електроприводі. Тому в подальшому вони не розглядаються.

Магнітоелектричні машини частіше поділяються за способом керування, ніж за принципом роботи. Обмотки статора машини можуть живитися синусоїдальною напругою (струмом), квазісинусоїдальною напругою (струмом) (ШІМ за синусоїдальним законом) та імпульсною напругою (струмом).

В залежності від цього розрізняють:

- *Крокові двигуни.* Кроковий двигун (*КД*) – синхронний двигун разом з напівпровідниковим перетворювачем. На статорі такого двигуна розміщені електромагніти – індуктори, по обмотках яких по чергово пропускають постійний струм. Від кожного імпульсу двигун здійснює крок – поворот на певний кут. Ротор двигуна не має обмоток збудження. Він може бути виконаний з постійними магнітами (активний ротор) або без них (пасивний ротор), при цьому ротор має ряд зубців, число яких не співпадає з числом зубців магнітопроводу статора. Характеристики крокового двигуна залежать від способу побудови і керування перетворювача.
- *Безконтактні машини постійного струму (БМПС) і вентильні машини (ВМ)* – це синхронний двигун в замкненій системі, яка створена з використанням датчика положення ротора (*ДПР*), перетворювача координат (*ПК*) і силового напівпровідникового перетворювача (*СПП*).

Різниця між *БМПС* і *ВМ* полягає тільки в способі формування напруги на виході *СПП*. В першому випадку формується імпульсна напруга на обмотках машини, в другому – на виході *СПП* формується синусоїдальна або квазісинусоїдальна напруга.

Необхідно відзначити також те, що *БМПС* відрізняються від крокових двигунів тим, що вони ввімкнені в замкнену систему

формування напруги. В них напруга формується залежно від положення ротора, тоді як в крокових двигунах положення ротора залежить від числа керуючих імпульсів.

Із всіх розглянутих типів синхронних машин в регульованих системах найбільш перспективними вважають вентильні двигуни.

5.4.1. Математичний опис вентильної машини

Принцип керування вентильною машиною пояснює рис. 5.5. Датчик положення ротора, перетворювач координат та силовий напівпровідниковий перетворювач спільно формують на обмотках статора машини напругу u_A, u_B, u_C таким чином, щоб результуючий вектор напруги u_s^* завжди був зсунутим на кут θ і нерухомим відносно осі магнітного поля ротора. В цьому випадку і результуючий вектор струму буде зсунутим і нерухомим відносно магнітного потоку ротора Φ_0^* , що і створює момент на валу машини.

Вісь магнітного поля ротора в синхронній машині прийнято позначати d , а перпендикулярну вісь – буквою q . При аналізі машини вісь d вважається дійсною віссю, а вісь q – уявною.

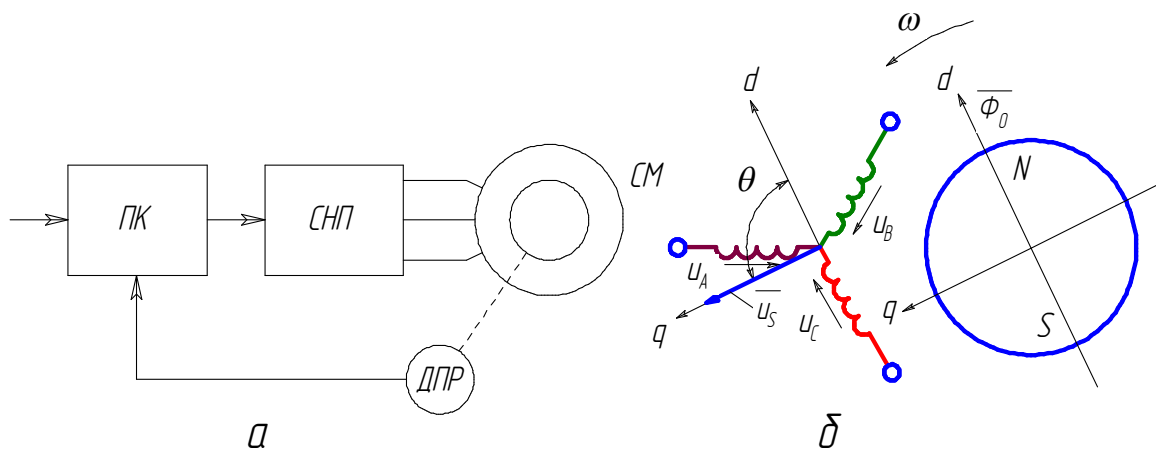


Рис. 5.5. Функціональна схема БМПС та ВМ (а) та фізична модель ВМ (б):

ПК – перетворювач координат; СНП – силовий напівпровідниковий перетворювач; СМ – синхронна машина; ДПР – датчик положення ротора

Математичний опис вентильної машини реалізується аналогічно асинхронній.

Рівняння рівноваги ЕРС на обмотках статора в нерухомій системі координат базується на другому законі Кіргофа (ротор не має обмоток):

$$\left. \begin{aligned} u_A &= R_A i_A + \frac{d\psi_A}{dt}; \\ u_B &= R_B i_B + \frac{d\psi_B}{dt}; \\ u_C &= R_C i_C + \frac{d\psi_C}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (5.26)$$

де $\psi_A = L_A i_A + \Phi_0 \cos \omega t$; $\psi_B = L_B i_B + \Phi_0 \cos(\omega t - 120)$; $\psi_C = L_C i_C + \Phi_0 \cos(\omega t + 120)$.

Для перетворення рівнянь в миттєвих значеннях до рівнянь в просторових векторах помножимо перше рівняння на $\frac{2}{3}$, друге – на $\frac{2}{3} \bar{a}$, третє – на $\frac{2}{3} \bar{a}^2$ і додамо:

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_S &= R_S \bar{i}_S + \frac{d\bar{\psi}_S}{dt}; \\ \bar{\psi}_S &= L_S \bar{i}_S + \Phi_0 e^{j\omega t} = L_S \bar{i}_S + \bar{\Phi}_0, \end{aligned} \right\} \quad (5.27)$$

де L_S – індуктивність статора; $\bar{\psi}_S$ – потокозчеплення статора в нерухомій системі координат.

Електромагнітний момент, що розвиває двигун:

$$M = \frac{3}{2} p_{\Pi} \cdot \text{mod}(\bar{\psi}_S \times \bar{i}_S) = \frac{3}{2} p_{\Pi} \cdot \text{mod}(\bar{\Phi}_0 \times \bar{i}_S). \quad (5.28)$$

Рівняння рівноваги моментів на валу двигуна:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = M - M_c, \quad (5.29)$$

де $\omega_m = \omega / p_{\Pi}$ – швидкість обертання ротора; ω – швидкість обертання просторового вектора (швидкість обертання ротора в електричному просторі); p_{Π} – кількість пар полюсів.

5.4.2. Математичний опис вентильної машини в нерухомій системі координат

Рівняння двигуна в нерухомій системі координат визначають на основі рівнянь (5.26) – (5.29) з врахуванням того, що $\frac{d\Phi_0}{dt} = 0$:

$$\left. \begin{aligned} \vec{u}_s &= R_s \vec{i}_s + L_s \frac{d\vec{i}_s}{dt} + j\omega \vec{\Phi}_0; \\ M &= \frac{3}{2} p_{II} \cdot \text{mod}(\vec{\Phi}_0 \times \vec{i}_s); \\ J \frac{d\omega_m}{dt} &= M - M_c. \end{aligned} \right\} \quad (5.30)$$

Запишемо рівняння (5.30) в проекціях на нерухомі осі:

$$\left. \begin{aligned} u_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \omega \Phi_{0\beta}; \\ u_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} - \omega \Phi_{0\alpha}; \\ M &= \frac{3}{2} p_{II} (\Phi_{0\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{0\beta} i_{s\alpha}); \\ J \frac{d\omega_m}{dt} &= M - M_c. \end{aligned} \right\} \quad (5.31)$$

В рівняннях (5.31) значення проекцій потоку і напруги на нерухомі осі координат α, β зв'язані між собою за рахунок датчика положення ротора (рис. 5,5, *a*). В реверсивних електроприводах ДПР розміщують так, щоб просторовий вектор напруги був зсунутий на 90 електричних градусів відносно просторового вектора потоку. В цьому випадку проекції просторових векторів $\vec{u}_s, \vec{\Phi}_0$ на осі α, β матимуть вигляд:

$$\left. \begin{aligned} \Phi_{0\alpha} &= \Phi_0 \cos \omega t; \\ \Phi_{0\beta} &= \Phi_0 \sin \omega t; \\ u_{s\alpha} &= U_m \cos(\omega t + \frac{\pi}{2}); \\ u_{s\beta} &= U_m \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}). \end{aligned} \right\} \quad (5.32)$$

Для спрощення аналізу вводять відносні змінні. В якості базових величин приймають:

$$U_b = \sqrt{2} U_\phi = U_m; \quad I_b = \frac{U_b}{R_s}; \quad \omega_b = \frac{U_b}{\Phi_0} = p_{II} \omega_{m0}; \quad M_b = \frac{3}{2} p_{II} \Phi_0 I_b,$$

де ω_{m0} – швидкість ідеального холостого ходу двигуна.

У відносних одиницях рівняння (5.31) з врахування (5.32) запишуться у вигляді:

$$\left. \begin{aligned} \cos(\omega^* t^* + \frac{\pi}{2}) &= i_{S\alpha}^* + T_S^* \frac{di_{S\alpha}^*}{dt^*} - \omega^* \sin \omega^* t^*; \\ \sin(\omega^* t^* + \frac{\pi}{2}) &= i_{S\alpha}^* + T_S^* \frac{di_{S\beta}^*}{dt^*} - \omega^* \cos \omega^* t^*; \\ m^* &= i_{S\beta}^* \cos \omega^* t^* - i_{S\alpha}^* \sin \omega^* t^*; \\ T_m^* \frac{d\omega_m^*}{dt^*} &= m^* - m_C^*, \end{aligned} \right\} \quad (5.33)$$

де відносні змінні і параметри визначаються за виразами:

$$u^* = \frac{\vec{u}}{U_b}; \quad i^* = \frac{\vec{i}}{I_b}; \quad \omega^* = \frac{\omega}{\omega_b}; \quad m^* = \frac{M}{M_b}; \quad T_S^* = \frac{\omega_b L_S}{R_S}; \quad T_m^* = \frac{J\omega_b^2}{M_b}; \quad t^* = \omega_b t.$$

5.4.3. Математичний опис вентиляльної машини в обертовій системі координат

При аналізі вентиляльної машини зазвичай використовується обертова із швидкістю обертання ротора система координат. Зв'язок між обертовою (d, q) і нерухомою (α, β) системами координат аналогічний рівнянням (5.16 та 5.17):

$$\vec{i}_{S.H} = \vec{i}_{S.O} e^{j\omega t}; \quad i_{S\alpha} = i_d \cos \omega t - i_q \sin \omega t; \quad i_{S\beta} = i_q \cos \omega t + i_d \sin \omega t. \quad (5.34)$$

$$\vec{i}_{S.O} = \vec{i}_{S.H} e^{-j\omega t}; \quad i_d = i_{S\alpha} \cos \omega t + i_{S\beta} \sin \omega t; \quad i_q = i_{S\beta} \cos \omega t - i_{S\alpha} \sin \omega t. \quad (5.35)$$

При переході до обертових координат рівняння електричної рівноваги перетворюються до вигляду:

$$\vec{u}_s = R_S \vec{i}_s + L_S \frac{d\vec{i}_s}{dt} + j\omega L_S \vec{i}_s + j\omega \vec{\Phi}_0. \quad (5.36)$$

Розклавши результуючі вектори електромагнітних змінних стану по осях d і q , отримуємо скалярний опис машини. При цьому вісь d суміщається з віссю потоку ротора (рис. 5.5, б):

$$\left. \begin{aligned} u_d &= R_S i_d + L_S \frac{di_d}{dt} - \omega L_S i_q; \\ u_q &= R_S i_q + L_S \frac{di_q}{dt} + \omega L_S i_d - \omega \Phi_0; \\ M &= \frac{3}{2} p_{II} \Phi_0 i_q; \\ J \frac{d\omega_m}{dt} &= M - M_C, \end{aligned} \right\} \quad (5.37)$$

де $\vec{u}_S = u_d + ju_q$; $\vec{i}_S = i_d + ji_q$; $\vec{\Phi}_0 = \Phi_0$.

Для переводу рівняння у відносні одиниці вводять базові величини:

$$U_b = \sqrt{2}U_\phi; \quad I_b = \frac{U_b}{R_S}; \quad \omega_b = \frac{U_b}{\Phi_0}; \quad M_b = \frac{3}{2}\Phi_0 I_b.$$

Система рівнянь (5.37) прийме вигляд:

$$\left. \begin{aligned} u_d^* &= i_d^* + T_S^* \frac{di_d^*}{dt^*} - \omega^* T_S^* i_q^*; \\ u_q^* &= i_q^* + T_S^* \frac{di_q^*}{dt^*} + \omega^* T_S^* i_d^* - \omega^*; \\ m^* &= i_q^*; \\ T_m^* \frac{d\omega_m^*}{dt^*} &= m^* - m_C^*, \end{aligned} \right\} \quad (5.38)$$

де відносні змінні і параметри визначені виразами:

$$u^* = \frac{\vec{u}}{U_b}; \quad i^* = \frac{\vec{i}}{I_b}; \quad \omega^* = \frac{\omega}{\omega_b}; \quad m^* = \frac{M}{M_b}; \quad T_S^* = \frac{\omega_b L_S}{R_S}; \quad T_m^* = \frac{J\omega_b^2}{M_b}; \quad t^* = \omega_b t.$$

В реверсивних електроприводах зазвичай сигнал задається тільки по осі q , тобто $u_d^* = 0$. Струм i_d^* є струмом по повздовжній осі, він не створює моменту, але в достатній мірі впливає на потік і відповідно на швидкість та загальний струм машини. Причиною появи даного струму є постійна часу T_S^* в колі статора машини і взаємні перехресні зв'язки між каналами.

5.5. Характеристики крокового двигуна

Кроковий двигун ($KД$), як уже говорилося, є різновидом синхронної машини і перетворює послідовність керуючих

імпульсів у величину і швидкість повороту свого вала. Рух ротора *КД* складається із елементарних поворотів (кроків), які здійснюються за аперіодичним або коливальним законом. Сумарний кут повороту пропорційний числу імпульсів, а кутова швидкість – їх частоті.

Розрізняють *КД* з активним (збудженням постійними магнітами) і реактивним (індукторним) роторами. Для прикладу на рис. 5.6 наведено поперечний переріз індукторного чотирифазного силового *КД*. В корпусі 1 розміщений шихтований статор 2, який має вісім полюсів з обмотками керування 4 (обмотки діаметрально протилежних полюсів з'єднані послідовно в одну фазу). На торцях полюсів нарізані зубці. На валу двигуна розміщений зубчатий шихтований ротор 3. Число зубців ротора z (парне, але не ділиме на чотири) визначає величину кроку. Зубці статора мають той самий крок, що і зубці ротора, але відносно зубців ротора зубці суміжних полюсів взаємно зміщені на $\frac{1}{4}$ зубцевого поділу τ . Обмотки фаз з'єднані в чотирипроменеву зірку з виведеною загальною точкою. Ця точка з'єднується з мінусом джерела постійного струму, а на початок фаз в круговій послідовності від електронного комутатора подаються додатні імпульси напруги.

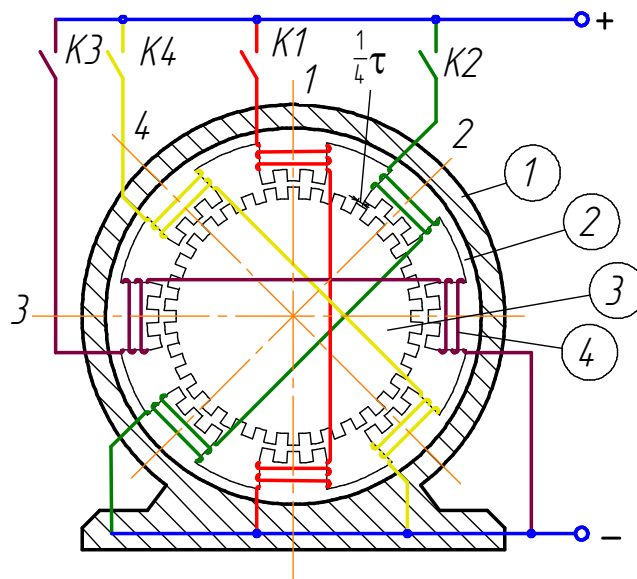


Рис. 5.6. Чотирифазний індукторний *КД*

При проходженні імпульсу струму в одній фазі ротор *КД* займає положення, в якому його зубці будуть співвісні з зубцями статора даної фази. Тому при подачі імпульсу струму на суміжну фазу статора ротор повернеться на елементарний крок α , рівний $\frac{1}{4}$ зубцевого поділу.

$$\alpha = 2\pi / nz, \quad (5.39)$$

де n – кількість фаз чи тактів, $n=4$; z – кількість зубців.

Для чотирифазного *КД* кількість зубців рівна 34, відповідно крок двигуна становить $2,65^\circ$.

За допомогою системи керування кроковим двигуном можна змінювати величину кроку, періодично збуджуючи різну кількість суміжних обмоток в такій послідовності: 1-й такт – обмотка першої і другої фаз; 2-й такт – обмотка другої фази; 3-й такт – обмотка другої і третьої фаз; 4-й такт – обмотка третьої фази і т.д. В цьому випадку $n=8$, а величина кроку зменшиться вдвічі.

Для реверсу *КД* необхідно змінити послідовність збудження обмоток на зворотну.

На відміну від синхронних *КД* розраховані на вхід в синхронізм із стану спокою і на природне або вимушене гальмування без вибігу ротора. Вони забезпечують в робочому діапазоні частот раптовий пуск, зупинку і реверс без втрати кроку, тобто без втрати інформації.

Сучасні *КД* допускають режими роботи з великими перепадами частоти керуючих імпульсів при стрибкоподібній зміні кутової швидкості двигуна на декілька сотень радіан в секунду. Частота прийомистості $f_{ПР}$ (гранична частота керуючих імпульсів, при якій можливий пуск *КД* без втрати кроку із стану фіксації під струмом) для сучасних приводів із силовими індукторними *КД* досягає значень 0,6 – 1 кГц, а максимальні частоти сягають 1 – 2 кГц.

Діючи на систему керування, можна отримати *старт-стопні* режими руху *КД* без коливання вала в кінці кроку або здійснювати безперервне обертання вала *КД* із середньою синхронною швидкістю:

$$\omega_{CP} = \alpha \cdot f, \quad (5.40)$$

де f – частота керуючих імпульсів.

Статичний режим КД має місце при усталених значеннях струму в фазах. Ротор двигуна нерухомий і займає рівноважне положення під дією власного статичного синхронізуючого моменту M і моменту навантаження M_C , тобто $M=M_C$. Величина M , як і для звичайного синхронного двигуна, залежить від кута непогодження $\vartheta_{ЕЛ}$ магнітних осей статора і ротора. Апроксимуючи цю залежність синусоїдою, отримаємо:

$$M = M_{МАКС} \sin \vartheta_{ЕЛ}, \quad (5.41)$$

де $M_{МАКС}$ – амплітуда статичного синхронізуючого моменту, пропорційна параметрам двигуна і квадрату усталеного струму в обмотках керування; $\vartheta_{ЕЛ}$ – кут непогодження, вимірний в ел. рад, причому $\vartheta_{ЕЛ} = \vartheta \cdot z$, де ϑ – геометричний кут повороту ротора, рад.

На рис. 5.7 наведені ідеалізовані характеристики $M = f(\vartheta_{ЕЛ})$ чотирифазного КД для двох послідовних тактів 1 і 2 (при $n=4$) або 2' (при $n=8$). З рисунка видно, що для ненавантаженого двигуна існують точки стійкої (O_1, O_2) і нестійкої (A_1, A_2, B_1, B_2) рівноваги. В положенні стійкої рівноваги зубці ротора співвісні із зубцями статора, а положенні нестійкої рівноваги вони знаходяться навпроти пазів статора.

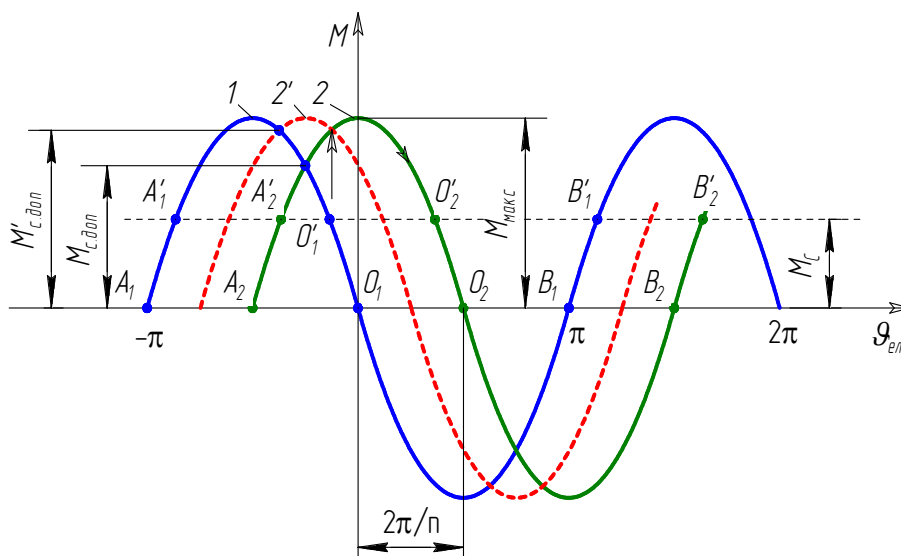


Рис. 5.7. Моментні (кутові) характеристики індукторного чотирифазного КД

Нехай ротор під дією зовнішнього збурення відхилився від точки O_1 на деякий кут $\vartheta_{Поч}$. Якщо $|\vartheta_{ЕЛ}| < \pi$, то після зняття збурення ротор, який знаходиться в полі електромагнітних сил, почне рухатися в напрямку точки O_1 і після затухання коливань зупиниться в цій точці. Таким чином, запас статичної стійкості *КД* визначається симетричною зоною $\pm\pi$ ел.рад допустимих кутових відхилень ротора від точки стійкої рівноваги.

При наявності навантаження на валу *КД* рівняння механічної рівноваги має вигляд:

$$M_{МАКС} \sin \vartheta_{ЕЛ} - M_C = 0. \quad (5.42)$$

Положення точок стійкої і нестійкої рівноваги в цьому випадку зміниться (точки O'_1, O'_2 і відповідно A'_1, A'_2, B'_1, B'_2). Максимальна статична похибка $\vartheta_{ЕЛ,С}$ двигуна, завантаженого моментом $\pm M_C$, буде при $M_C = M_{МАКС}$ і складе $\pm\pi/2$ ел.рад, а її відносне значення залежить від ціни кроку $\alpha_{ЕЛ} = \alpha \cdot z = 2\pi/n$. Практично величина похибки завжди менша $\pi/2$, оскільки *КД* не може працювати з моментом навантаження, рівним $M_{МАКС}$. Допустимий момент $M_{С,ДОП}$ (або $M'_{С,ДОП}$) визначається точкою перетину характеристик 1 і 2 (або 2'):

$$M_{С,ДОП} \leq \cos(\pi/n). \quad (5.43)$$

При комутації фаз 1 і 2 робоча точка стійкої рівноваги переходить із точки O'_1 характеристики 1 в точку O'_2 характеристики 2. Цей перехід супроводжується коливаннями кута $\vartheta_{ЕЛ}$, максимальна амплітуда якого може досягати величини кроку $\alpha_{ЕЛ}$, а затухання залежить від демпфірування *КД* (внутрішнього електромагнітного і зовнішнього, обумовленого навантаженням типу в'язкого і сухого тертя).

Механічні характеристики *КД* (рис. 5.8), тобто залежність $\omega_{СЕР} = \psi(M_{СЕР})$ при фіксованих частотах f , не відрізняються від механічних характеристик звичайних синхронних двигунів. Дискретний характер обертання поля статора і руху ротора дає змогу використати у виразі "статичної" механічної характеристики середні значення кутової швидкості $\omega_{СЕР}$ і моменту $M_{СЕР}$.

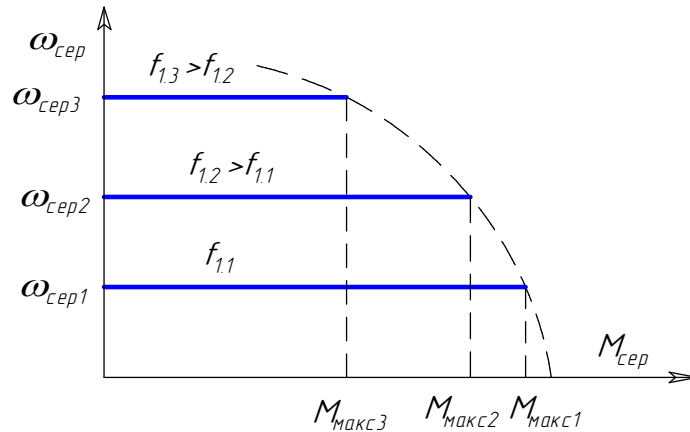


Рис. 5.8. Статичні механічні характеристики КД

Зв'язок максимального моменту навантаження $M_{С.МАКС}$ з частотою f керуючих імпульсів визначається *граничною навантажувальною характеристикою КД*. Зазвичай КД живиться від джерела постійної напруги і при великих частотах комутації струм в обмотках, що комутуються, протягом одного кроку не встигає досягти усталеного значення, тобто струми не будуть мати форму прямокутних імпульсів. Це призводить до зниження електромагнітного моменту двигуна. Форма граничних навантажувальних характеристик залежить і від постійних часу T обмоток керування КД. Таким чином вказані характеристики (f і T) визначають межі робочої зони КД, які на рис. 5.8 показані штриховими лініями.

В тих випадках, коли частота імпульсів керування f рівна або кратна частоті f_0 власних коливань ротора КД, в приводі виникає резонансний режим роботи двигуна. Частоту f_0 можна виразити у відносних одиницях, взявши за базову величину кутову частоту власних недемпфированих коливань ротора КД:

$$\Omega_0 = \sqrt{M_{МАКС} z / J} . \quad (5.44)$$

Тоді

$$f_0^* = f_0 / \Omega_0 . \quad (5.45)$$

Зазвичай резонансна частота $f_0^* = 0,13 \div 0,14$.

Резонансні режими роботи КД характеризуються порушенням періодичності повторюваності рухів ротора, збільшенням динамічної кутової похибки і нерівномірності

швидкості двигуна. При слабкому демпфіруванні в системі привода зростання амплітуди вільних коливань ротора на основній резонансній частоті f_0^* може привести до втрати кроку і до нестійкої роботи привода.

Динамічні режими крокових двигунів виникають при зміні частоти керуючих імпульсів. Гальмування і реверс є найважчими динамічними режимами. При врахуванні електромагнітної інерції обмоток двигуна динаміка привода з *КД* описується системою нелінійних диференціальних рівнянь, які можна обчислити тільки за допомогою ЕОМ.

Перевагами *КД* є: 1) пропорційність кута повороту кількості імпульсів комутації, 2) пропорційність середньої швидкості обертання ротора частоті цих імпульсів, 3) здатність фіксувати положення ротора після припинення комутації. Це робить крокові двигуни дуже зручними для використання у цифрових електроприводах. Найчастіше їх використовують у приводах подач верстатів з числовим програмним управлінням, приводах роботів і малопотужних виконавчих механізмів.

5.6. Регульований асинхронний електропривод

Асинхронні двигуни є найбільш масовими електричними двигунами. Вони виготовляються від 0,1 кВт до декількох тисяч кіловат і використовуються у всіх галузях народного господарства. Основна їх перевага в простоті конструкції і невисокій вартості. В той же час асинхронний електропривод є складним об'єктом керування. Порівняно з двигунами постійного струму асинхронний двигун має більшу кількість каналів регулювання моменту. Енергію можна підводити до нього як з боку статора, так і з боку ротора, хоча для виключення насичення магнітної системи машини достатньо здійснювати керування лише з боку статора або ротора. Дві надлишкові керуючі дії можуть бути використані для регулювання додаткових функціональних залежностей між координатами двигуна, наприклад для підвищення енергетичних показників електропривода.

Способи регулювання швидкості асинхронних двигунів

наведені на рис. 5.9. Швидкість двигуна ω_m визначається двома параметрами: швидкістю обертання електромагнітного поля статора ω_0 і ковзанням s :

$$\omega_m = \omega_0 - \omega_0 s. \quad (5.46)$$

Згідно з рівнянням (5.46) принципово можливі два способи регулювання асинхронного двигуна: регулювання швидкості обертання поля статора і регулювання ковзання при постійній величині ω_0 .

Регулювання ковзання двигуна при постійній швидкості обертання поля статора для короткозамкнених асинхронних двигунів можливе шляхом зміни величини напруги статора при постійній частоті цієї напруги. Для двигунів з фазним ротором, крім цього, можливі ще два способи: введення в коло ротора додаткових опорів (реостатне регулювання) і введення в коло ротора додаткової регульованої ЕРС за допомогою перетворювача частоти, який ввімкнений в коло ротора (асинхронний вентильний каскад і двигун з подвійним живленням).



Рис. 5.9. Класифікація способів регулювання асинхронних двигунів

Всі способи регулювання, які базуються на зміні ковзання асинхронного двигуна, зв'язані з виділенням енергії ковзання в роторному колі двигуна і нагріванням обмотки ротора та резисторів в його колі. Очевидно, що таке регулювання доцільне лише при малому діапазоні зміни швидкостей, коли втрати ковзання відносно невеликі. Існують системи регульованого електропривода, в яких енергія ковзання не втрачається в опорах, а використовується корисно – повертається в мережу живлення, що робить регулювання в таких системах економічним. До таких систем регульованого привода відносяться асинхронні вентильні каскади і двигуни подвійного живлення. Такі системи електропривода найбільш доцільно використовувати для потужних турбомеханізмів – насосів і вентиляторів.

Регулювання швидкості асинхронного двигуна можна здійснити перемиканням числа пар полюсів, що дозволяє отримати декілька (від 2 до 4) значень робочих швидкостей, але плавного регулювання швидкості і формування перехідних процесів при цьому способі отримати неможливо. Тому даний спосіб не може розглядатися як основа для побудови систем регульованого електропривода.

Швидкість обертання поля статора в фізичному просторі (синхронна швидкість) ω_0 визначається двома параметрами: частотою струму f_1 , що підводиться до обмоток статора, і числом пар полюсів p_{Π} :

$$\omega_0 = \frac{2\pi f_1}{p_{\Pi}}. \quad (5.47)$$

Повне керування асинхронним електроприводом, тобто можливість керування як за моментом, так і за модулем основного магнітного потоку, досягається в результаті використання як керуючої дії вектора статорної напруги. Такий спосіб керування відомий як векторне керування. Цей спосіб допускає зміну амплітуди і фази статорної напруги. Векторне керування є найбільш точним і економічним способом регулювання моменту асинхронного електропривода, але системи складні і дорогі.

При частотному (скалярному) керуванні регулюють амплітуду і частоту статорної напруги. Оскільки фаза напруги не

регулюється, то момент асинхронного двигуна має некеровану динамічну складову, яка в усталених режимах затухає. Некерована динамічна складова моменту двигуна викликає додаткові втрати енергії в електричній машині, але в статистиці економічність скалярного керування електропривода співпадає з відповідними показниками при векторному керуванні.

Векторні і скалярні методи керування дають можливість регулювати момент як в діапазоні нижче від номінальної швидкості, так і вище в усіх чотирьох квадрантах.

5.6.1. Регулювання асинхронного електропривода зміною потужності ковзання

5.6.1.1. Регулювання асинхронного електропривода зміною статорної напруги

Величина магнітного потоку асинхронного двигуна пропорційна напрузі живлення U_1 . Величина ЕРС, а, відповідно, і струм ротора I_R також пропорційні напрузі статора. Тому момент асинхронного двигуна M , в тому числі і максимальний момент M_K , пропорційні квадрату напруги U_1 :

$$M = \frac{3U_1^2 R'_R / s}{\omega_0 [X_K^2 + (R_S + R'_R / s)^2]}; \quad (5.48)$$

$$M_K = \frac{3U_1^2}{2\omega_0 (R_S \pm \sqrt{R_S^2 + X_K^2})}, \quad (5.49)$$

де $X_K = X_S + X'_R$ – індуктивний опір двигуна при короткому замиканні; R_S , X_S – активний та індуктивний опір обмотки статора; R'_R , X'_R – активний та індуктивний опори обмотки ротора, зведені до обмотки статора; s – ковзання двигуна у відносних одиницях.

Кутова швидкість асинхронного двигуна безпосередньо не залежить від напруги на статорі. Після деяких перетворень виразу (5.46) можна одержати залежність швидкості обертання від напруги на статорі:

$$\omega_m = \omega_0 - \frac{I'_R \sqrt{R_R'^2 + X_R'^2}}{K\alpha U_1}, \quad (5.50)$$

де I'_R – струм обмотки ротора, зведений до обмотки статора; K – конструктивна постійна двигуна, що враховується при визначенні моменту ($M = K\Phi I'_2 \cos\psi_2$); α – коефіцієнт пропорційності між напругою і магнітним потоком ($\Phi = \alpha U_1$).

Квадратична залежність моменту від напруги визначає недопустимість значного зниження напруги живлення при пуску і роботі асинхронного двигуна. Крім того, двигуни загального використання, що працюють з номінальним ковзанням 3-4 %, в розімкнених системах при зміні напруги на статорі практично не змінюють частоти обертання.

Механічні характеристики асинхронного короткозамкненого двигуна з підвищеним ковзанням при регулюванні напруги статора наведені на рис. 5.10, б, в.

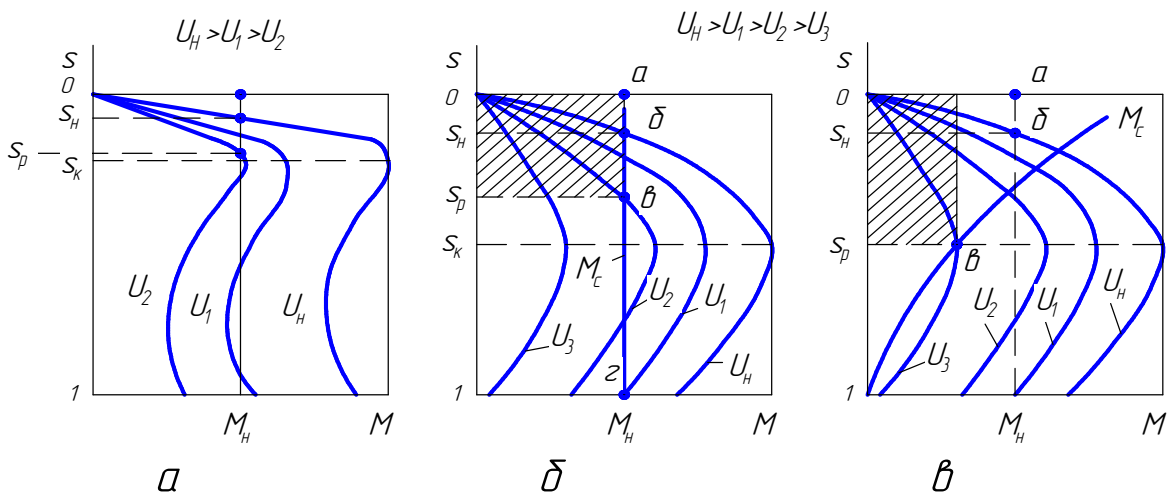


Рис. 5.10. Механічні характеристики асинхронного двигуна загального виконання з ковзанням 3-4% (а) та з підвищеним ковзанням (б, в) при регулюванні напруги живлення

При зниженні напруги U_1 критичне ковзання s_K і швидкість ідеального холостого ходу ω_0 залишаються постійними, а максимальний момент M_K двигуна зменшується приблизно пропорційно квадрату зниження напруги, відповідно знижується жорсткість робочої частини механічної характеристики двигуна. Регулювання швидкості можливе в діапазоні від ω_0 до $\omega_0(1-s_K)$.

Розглянемо роботу електропривода, коли статичний опір робочої машини на валу двигуна залишається постійним і рівним номінальному (рис. 5.10, б). При зниженні напруги до величини U_2 двигун буде працювати зі швидкістю, рівною $\omega = \omega_0(1-s_p)$ з ковзанням s_p . Потужність ковзання P_s , яка виділяється у вигляді втрат в роторі двигуна буде рівною

$$P_s = M_H \omega_0 s_p \quad (5.51)$$

і пропорційною заштрихованій площі прямокутника $0, a, b, s_p$.

Електромагнітна потужність

$$P_{EM} = M_C \omega_0 \quad (5.52)$$

пропорційна площі $0, a, z, 1$, а корисна потужність на валу двигуна

$$P_{MEH} = M_C \omega_m = M_C \omega_0 (1 - s_p) \quad (5.53)$$

пропорційна площі $s_p, b, z, 1$.

Номінальна потужність ковзання, на розсіювання якої розрахована конструкція двигуна, пропорційна площі $0, a, b, s_H$. Порівняємо цю площу з заштрихованою $0, a, b, s_p$, яка відображує втрати в роторі двигуна при роботі в точці "в". Ця площа приблизно в 3 рази більша номінальних втрат в роторі. Природно, що при тривалій роботі в такому режимі ротор двигуна буде перегріватися і двигун вийде з ладу. Для того, щоб можна було використати даний спосіб регулювання, необхідно встановлену потужність двигуна збільшити приблизно в 3 рази або застосувати спеціальну конструкцію інтенсивного тепловідводу. Крім того, при зниженні напруги зменшується і перевантажувальна здатність двигуна.

Тому регулювання швидкості зміною підведеної напруги живлення можливе тоді, коли момент опору робочої машини M_C зменшується разом із зниженням швидкості, тобто коли робочою машиною буде насос чи вентилятор (рис. 5.10, б). Оскільки із зниженням швидкості M_C зменшується приблизно в квадраті від величини зниження швидкості, то потужність ковзання P_s із зниженням швидкості росте не суттєво. Якщо навантаження на валу двигуна має вентиляторний характер, то максимальна величина потужності ковзання складе 15 % від потужності на валу при номінальній швидкості. Тому для приводу вентиляторів

і насосів достатньо збільшити встановлену потужність двигуна із збільшеним ковзанням в 1,2-2 рази.

Такі приводи в сільському господарстві використовують у вентиляційних установках "Клімат-4М" з осьовими вентиляторами ВО.

Регулювання швидкості асинхронних двигунів з фазним ротором в широкому діапазоні шляхом регулювання напруги статора можливе, коли механічні характеристики електродвигуна штучно пом'якшені. Найпростіше це зробити, ввівши в коло ротора додаткові резистори. Принципіальна електрична схема керування нереверсивним асинхронним електроприводом з дією на напругу живлення наведена на рис. 5.11. Регулювання напруги проводиться шляхом зсуву за фазою керуючих імпульсів в тиристорах, які з'єднані зустрічно-паралельно в кожній фазі статора. Система виконана двоконтурною, тобто регулювання виконується за контурами швидкості і струму. Сигнал струму знімається з шунтів RS .

Недоліки регулювання асинхронного електропривода зміною напруги живлення:

- 1) великі втрати енергії на регулювання;
- 2) низька стабільність швидкості, що спонукає до ускладнення системи автоматичного регулювання.

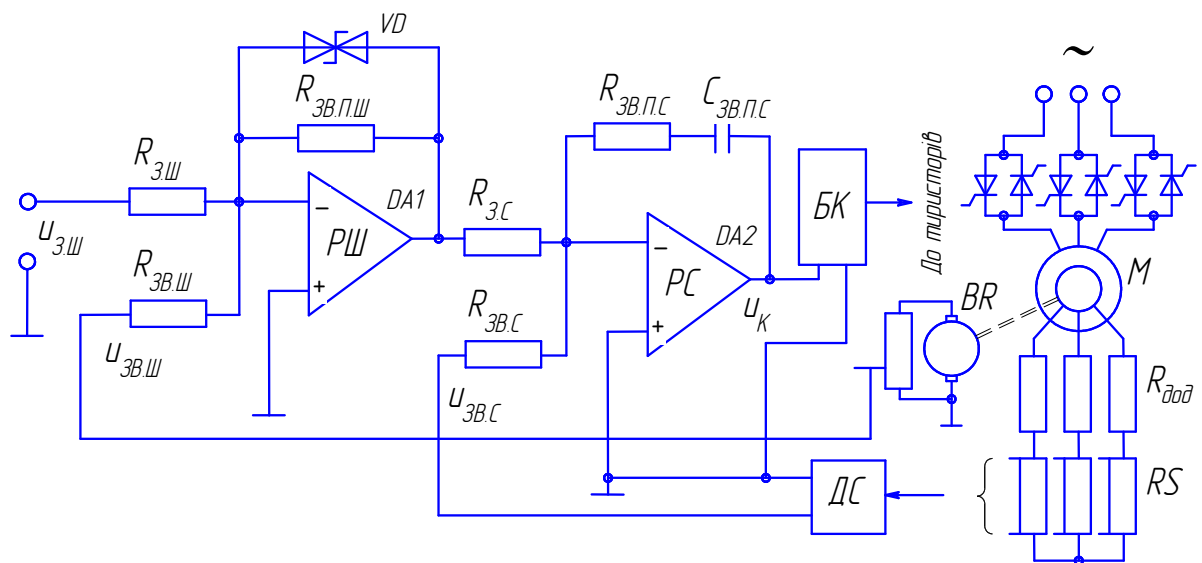


Рис. 5.11. Електрична схема керування асинхронного електропривода зміною напруги живлення

5.6.1.2. Реостатне регулювання асинхронного електропривода

Опір роторного кола змінюють в асинхронних двигунах з фазним ротором. Двигуни з фазним ротором використовують у приводах з тяжким пуском або тих, що потребують регулювання частоти обертання в невеликому діапазоні. Потужність двигунів у закритому виконанні становить від 1,5 до 250 кВт.

З теорії електропривода відомо, що введення додаткового опору в коло ротора призводить до:

- зменшення пускового струму:

$$I_{II} = U_1 \left[\frac{1}{R_{\mu} + jX_{\mu}} + \frac{1}{R_S + R'_R + jX_K} \right]; \quad (5.54)$$

- збільшення критичного ковзання:

$$s_K = \pm \frac{R'_R}{\sqrt{R_S^2 + X_K^2}}; \quad (5.55)$$

- незмінності максимального моменту, рівняння (5.49),

де R_{μ} , X_{μ} – активний та індуктивний опори контуру намагнічування.

Пусковий момент збільшується, поки критичне ковзання досягне одиниці (рис. 5.12). При цьому $R'_R = \sqrt{R_S^2 + X_K^2}$. Подальше збільшення опору роторного кола призводить до зменшення пускового моменту.

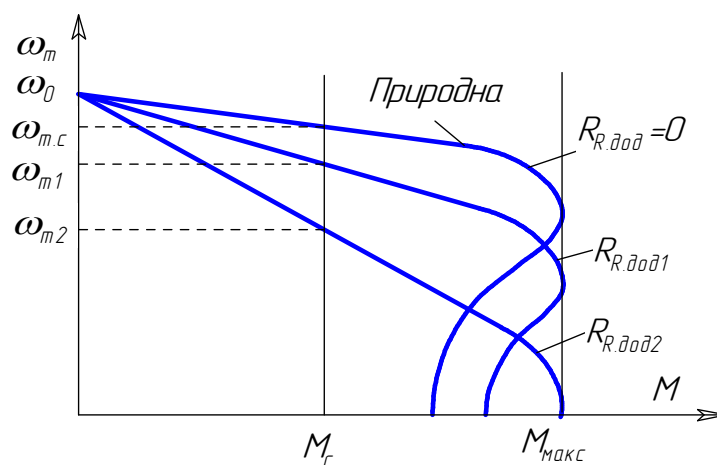


Рис. 5.12. Механічні характеристики асинхронного двигуна з фазним ротором

Діапазон регулювання кутової швидкості двигунів з фазним ротором при зміні опору роторного кола невеликий і становить не більше як 2:1. Плавність регулювання кутової швидкості також низька, оскільки резистор виводиться з кола ротора дискретно. Жорсткість механічних характеристик зменшується із зростанням опору кола ротора.

Втрати потужності при регулюванні розподіляються в обмотці ротора та додаткових резисторах роторного кола пропорційно їх опорам. Температура двигуна при збільшенні ковзання і номінальному струмі навантаження залежить в основному від його тепловіддачі. Для забезпечення температурного режиму в межах допустимого при номінальному навантаженні застосовують двигуни з незалежною вентиляцією або знижують навантаження самовентильованих. Для двигунів з фазним ротором з самовентильацією допустимий момент в інтервалі частоти обертання від ω_H до $0,4\omega_H$ визначається залежністю:

$$M_{\text{доп}} = M_H \sqrt{\omega_m / \omega_H} . \quad (5.56)$$

Для запобігання перегрівання двигуна з самовентильацією при роботі з номінальним моментом на низьких швидкостях збільшують його встановлену потужність. Коефіцієнт завищення потужності при цьому визначають за формулою:

$$K_p \geq \sqrt{D} , \quad (5.57)$$

де D – діапазон регулювання кутової швидкості.

Втрати потужності в роторному колі двигуна з фазним ротором пропорційні ковзанню:

$$\Delta P_2 = P_1 - P_2 = M\omega_0 - M\omega_m = M\omega_0 s = P_1 s . \quad (5.58)$$

Втрати потужності в статорному колі визначаються із залежності:

$$\Delta P_1 = \Delta P_2 \frac{R_s}{R'_r} , \quad (5.59)$$

або

$$\Delta P_1 = \frac{M\omega_0 s R_s}{R'_r + R'_{r,\text{доп}}} . \quad (5.60)$$

Критичні ковзання на природній і штучній характеристиках відносяться як опори роторного кола:

$$\frac{s_{K.III}}{s_{K.II}} = \frac{R'_R + R'_{R.ДОД}}{R'_R} = \frac{s_{III}}{s_{II}}, \quad (5.61)$$

де $s_{K.III}$, $s_{K.II}$ – відповідно критичні ковзання на штучній і природній характеристиках; s_{III} , s_{II} – відповідно поточні значення ковзання на штучній і природній характеристиках. Із (5.61) визначимо:

$$R'_R + R'_{R.ДОД} = \frac{s_{III}}{s_{II}} R'_R. \quad (5.62)$$

Підставивши (5.62) в формулу (5.60) і прийнявши до уваги, що ковзання в (5.60) розглядається на штучних характеристиках, одержимо:

$$\Delta P_1 = M \omega_0 \frac{R_S}{R'_R} s_{II}. \quad (5.63)$$

Отже, втрати потужності в статорному колі при незмінному статичному моменті не залежать від додаткового опору роторного кола.

Регулювання кутової швидкості асинхронного двигуна зміною опору реостата в роторному колі здійснюється за допомогою досить простої контактної схеми. Цей спосіб регулювання знаходить широке застосування в приводі підйомно-транспортних механізмів.

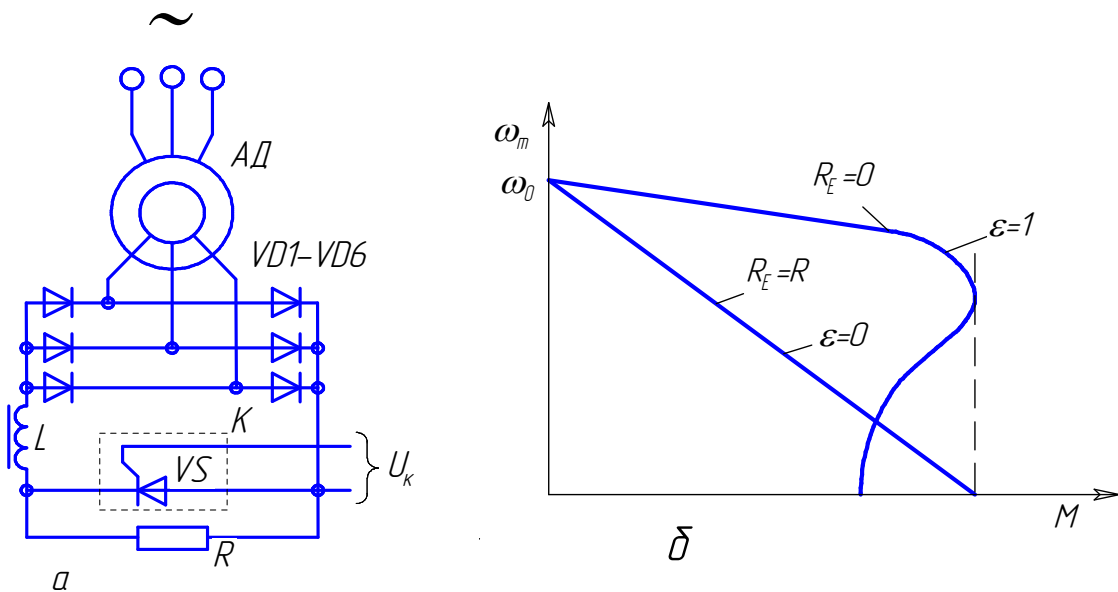


Рис. 5.13. Схема імпульсного регулювання швидкості обертання двигуна з фазним ротором (а), механічні характеристики (б)

Одним із недоліків регулювання кутової швидкості асинхронних двигунів з фазним ротором зміною опору реостата є дискретність регулювання. Плавне безступінчасте регулювання кутової швидкості зміною опору в роторному колі одержують при імпульсному параметричному регулюванні, яке дає можливість створити систему автоматизованого привода із зворотними зв'язками. Схема вмикання асинхронного двигуна з фазним ротором з імпульсним регулюванням кутової швидкості та механічні характеристики для розімкненої системи регулювання зображені на рис. 5.13. Додатковий опір R вмикається в коло постійного струму роторного кола. Реактор L зменшує пульсації струму в роторі. Тиристорний ключ K за допомогою керуючого сигналу U_K відкривається і закривається. При відкритому тиристорі протягом часу t_B додатковий опір шунтується і двигун працює на природній характеристиці, а при закритому t_3 – на штучній з повністю введеним резистором.

Система керування забезпечує будь-яке проміжне значення еквівалентного опору R_E в роторному колі постійного струму постільки $R_E = R(1 - \varepsilon)$, де $\varepsilon = t_B / (t_3 - t_B)$ – шпаруватість імпульсу. При цьому плавність і діапазон регулювання в замкненій системі високі.

5.6.1.3. Пристрої плавного пуску в асинхронному електроприводі

Особливістю асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором при прямому пуску є великий пусковий струм, який в 3,5...8 разів більший за номінальний, та пусковий момент, кратність якого сягає 1,4...2,2.

В багатьох випадках необхідне зменшення пускових струмів і пускових моментів. Для цього в коло статора вмикають активні або реактивні опори, запускають двигун з перемиканням обмоток статора із „зірки” на „трикутник”, регулюють напругу автотрансформатором або напівпровідниковим перетворювачем напруги. З розвитком напівпровідникової техніки і здешевленням напівпровідникових приладів останній спосіб набуває широкої реалізації в пристроях плавного пуску.

Пристрій плавного пуску – це електронний пристрій, що використовується для плавного пуску та керованого гальмування асинхронних електродвигунів з короткозамкненим ротором з метою зменшення пускового струму або узгодження крутного моменту двигуна з моментом навантаження.

Необхідність обмеження пускового струму викликана причинами електричного і механічного характеру. Причинами електричного характеру можуть бути:

- зменшення поштовхів струму в мережі. В деяких випадках необхідно обмежувати пусковий струм потужних двигунів до допустимого для мережі живлення.

- зменшення електродинамічних зусиль в обмотках двигуна.

Зменшення поштовхів струму в мережі необхідне звичайно при пуску потужних асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором, які живляться від мережі сумірної потужності. Крім того, заводи-виробники крупних електричних машин забороняють прямий пуск з метою запобігання надмірних електродинамічних зусиль в лобових частинах обмотки.

Причинами механічного характеру обмеження моменту двигунів можуть бути запобігання поломкам або швидкому зношенню передач, буксуванню коліс рухомих візків, великих прискорень або сповільнень, недопустимих для обладнання або людей в різних засобах пересування (наприклад, у ескаляторах) та ін. Іноді необхідно зменшити пусковий момент навіть невеликого двигуна, щоб пом'якшити удари в передачах і забезпечити плавне його прискорення, запобігти виникненню гідравлічних ударів в трубах і засувках.

Залежність кутової швидкості асинхронного двигуна від напруги живлення нелінійна. Тому плавний пуск з контролем наростання швидкості через складність реалізації в даний час не використовується. В більшості випадків намагаються реалізувати управління крутним моментом або струмом електродвигуна. Для цього в процесі пуску плавно змінюють напругу на статорі двигуна від якогось попереднього значення до номінальної протягом заданого проміжку часу.

В багатьох типах пристроїв плавного пуску передбачена функція керованого гальмування електродвигуна. З цією метою для прискорення зупинки привода застосовують динамічне

гальмування постійним або випрямленим пульсуючим струмом та гальмування противмиканням. Функція динамічного гальмування дозволяє швидко зупинити інерційні механізми без перегріву двигуна, оскільки енергія гальмування перетворюється у гальмівний момент. Іноді таке гальмування необхідне для передпускової зупинки вентилятора, що обертається в зворотний бік під дією тяги або іншого вентилятора.

Часто виникає необхідність керованого уповільнення зупинки системи електродвигун – робоча машина. Плавна зупинка використовується для уповільнення насосів та керування уповільненням руху систем з високим тертям, оскільки в першому випадку може виникнути гідравлічний удар в трубопроводі, а в другому – великі перевантаження в механічній частині системи, які можуть спричинити до поломок. Необхідного уповільнення досягають плавним зниженням напруги протягом заданого проміжку часу.

Пристроям плавного пуску притаманні також функції захисту двигуна і механізму. До них відносяться вузли електронного захисту від струмів перевантаження і несправностей силового кола. Додатково можуть бути захисти від перевищення часу пуску, від перекосу фаз, зміни чергування фаз, занадто малого струму (захист від кавітації в насосах), від зниження частоти струму, від перегрівання напівпровідникових ключів та радіаторів силового блоку та ін.

Силовую частиною пристроїв плавного пуску є напівпровідникові одно- або трифазні перетворювачі напруги. По закінченню процесу пуску і досягнення номінальної напруги на затискачах двигуна напівпровідниковий блок бажано вивести з роботи. Цим досягають зменшення втрат енергії в тиристорах (симісторах) та запобігають виходу їх з ладу при аварійних режимах – коротких замиканнях, імпульсних перенапругах тощо. З цією метою напівпровідникові ключі шунтуються силовими контактами так званих обвідних контакторів. Вказані контактори можуть бути як зовнішніми, так і вбудованими в пристрій плавного пуску.

Системи керування конструюють на основі аналогових або цифрових елементів. В аналогових системах керування використовуються операційні елементи, тому їх функціональні

можливості обмежені, настройка виконується потенціометрами або перемикачами, а зв'язок із зовнішніми системами керування здійснюється за допомогою додаткових пристроїв. Цифрові системи звичайно реалізуються на мікропроцесорі і дозволяють досить гнучко керувати процесом роботи пристрою та реалізовувати багато додаткових функцій і захистів, а також забезпечувати зручну індикацію та зв'язок з керуючими системами верхнього рівня.

В пристроях плавного пуску застосовують як *розімкнене*, так і *замкнене керування* процесом розгону електродвигуна.

Розімкнене керування вихідною напругою організують за наступними законами:

- лінійне наростання напруги (рис. 5.14, *a*);
- лінійне наростання з початковим кидком (ударом) напруги (рис. 5.14, *б*);
- керування насосом (рис. 5.15).

Пуск при лінійному наростанні вихідної напруги використовується для запуску механізмів, у яких пусковий момент менший номінального, а механічна характеристика описується залежністю $M_c=f(\omega^n)$, де $n \geq 1$. Також в цьому режимі перевіряють працездатність двигуна при холостому ході в тестовому режимі.

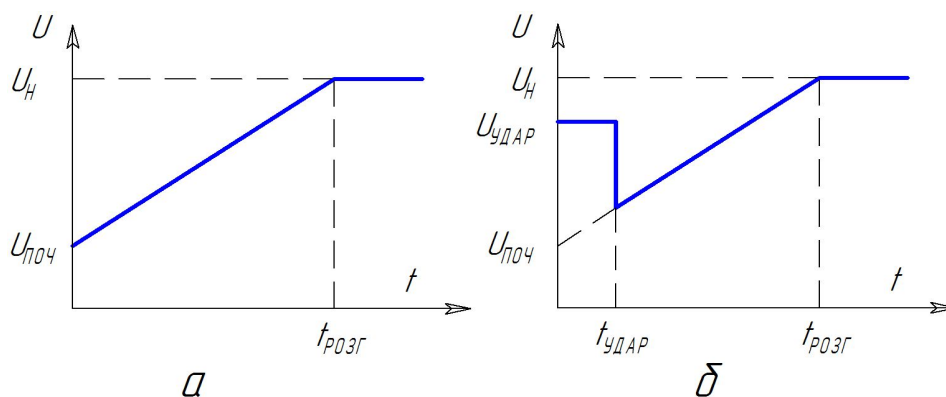


Рис. 5.14. Діаграма зміни вихідної напруги пристрою плавного пуску з лінійним зростанням:

a – без початкового кидка напруги; *б* – з початковим кидком (ударом) напруги

При лінійному законі зміни напруги користувачем задаються три параметри:

- час розгону $t_{РОЗГ}$;
- час уповільнення $t_{ГАЛЬМ}$;
- початкова напруга (початковий крутний момент) $U_{ПОЧ}$.

При активації функції початкового кидка напруги (рис. 5.14, б) забезпечується подача близької до номінальної напруги протягом короткого періоду часу в момент старту. Вказану функцію застосовують в приводах робочих машин з великим моментом зрушення. При цьому користувач повинен задати наступні параметри:

- час розгону $t_{РОЗГ}$;
- час уповільнення $t_{ГАЛЬМ}$;
- початкова напруга (початковий крутний момент) $U_{ПОЧ}$;
- амплітуда ударної напруги $U_{УДАР}$;
- тривалість подачі ударної напруги $t_{УДАР}$.

Час дії початкового кидка напруги вимірюється у мілісекундах та не призводить до зниження напруги мережі або перевищення допустимих струмів двигуна.

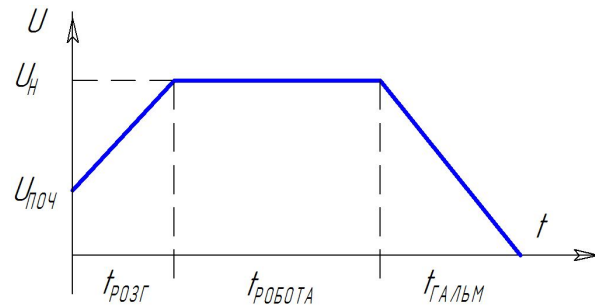
Пряме вмикання двигунів відцентрових насосів та зупинка їх самовибігом спричиняє сплески тиску в гідравлічній системі (рис. 5.15). Плавне ж підвищення напруги при пуску та плавне її зниження при зупинці дозволяє мінімізувати коливання тиску і запобігти гідравлічним ударами в трубопроводах.



Рис. 5.15. Діаграми швидкості та тиску в трубопроводах при пуску і зупинці двигуна відцентрового насоса

Діаграма зміни напруги в таких пристроях зображена на рис. 5.16.

Рис. 5.16. Діаграма зміни вихідної напруги пристрою плавного пуску з лінійним наростанням напруги при пуску і лінійним спадом при гальмуванні



При замкненому керуванні пристроєм плавного пуску вихідна напруга змінюється в залежності від параметрів двигуна або технологічних параметрів. Контур регулювання пристрою функціонує в режимі реального часу для забезпечення найкращої якості перехідного процесу.

Замкнені системи керування в пристроях плавного пуску реалізуються за:

- струмом статора;
- обчисленим обертальним моментом двигуна;
- швидкістю двигуна, яка визначається за допомогою тахогенератора або фотоімпульсного датчика.

Слід тільки зауважити, що система регулювання швидкості шляхом зміни напруги в сучасних пристроях плавного пуску використовується вкрай рідко. Також потрібно знати, що в процесі пуску і гальмування реалізується не тільки стабілізація струму і моменту двигуна, а й регулювання цих параметрів за заданим законом.

Плавний пуск при стабілізації струму.

Функція обмеження струму «Current limit» передбачена в багатьох пристроях плавного пуску з дво- і трифазним управлінням.

Існує чотири основні види керування струмом статора:

- обмеження струму;
- обмеження струму з початковим кидком струму;
- лінійне наростання струму;
- лінійне наростання струму з початковим кидком струму.

Стабілізація струму використовується в приводах механізмів, у яких $M_0 \approx M_H$ і $M_C = f(\omega^n)$, де $n \neq 0$; M_C – момент навантаження при швидкості ω ; M_0 – момент холостого ходу, викликаний тертям в підшипниках двигуна та робочої машини і не залежить від швидкості.

При активації цієї функції пристрій плавного пуску працює як трифазний тиристорний регулятор напруги зі зворотним зв'язком за струмом статора. Робота в режимі обмеження струму з двома і трьома керованими фазами найчастіше істотно різняться між собою.

У пристрої плавного пуску з двома керованими фазами струм аналізується тільки в обмотці однієї з регульованих фаз. При збільшенні вихідної напруги вимірюване значення струму порівнюється із заданим максимальним значенням. Якщо фактичний струм стає рівним або перевищує задане значення, напруга фіксується доти, доки струм статора спаде нижче певного рівня.

У пристроях плавного пуску з трьома керованими фазами струм контролюється в усіх трьох фазах статора, а обчислене середнє його значення порівнюється із заданим. Система керування формує відкриваючі імпульси, які забезпечують як збільшення, так і стабілізацію вихідної напруги. При цьому система керування фактично реалізує релейний регулятор струму статора, що забезпечує максимальну швидкодію замкненого контуру.

Даний підхід ефективний в першу чергу для захисту двигуна від заклинювання приводного механізму, оскільки навіть при загальмованому роторі струм статора не перевищить максимально допустимого значення. В той же час при налагодженні пристрою задається допустимий час пуску, за який двигун гарантовано повинен вийти на номінальну частоту обертання. Якщо протягом заданого часу струм статора не знижується до номінального, то система управління сприймає це як заклинювання ротора і закриває тиристори.

Режим стабілізації струму ефективний для механізмів з високим моментом інерції і механізмів, в яких пусковий момент не змінюється.

При роботі пристрою плавного пуску в режимі лінійного наростання струму керування силовими ключами відбувається аналогічно. Відмінність полягає тільки в тому, що задане значення струму плавно збільшується від початкового до граничного наприкінці періоду пуску.

Користувачем задаються три параметри:

- початкове значення струму;
- граничне значення струму;
- час наростання струму.

Режим лінійного наростання струму використовується:

- в установках зі змінним пусковим моментом, таких як горизонтальні конвеєри;
- в механізмах, де потрібний малий пусковий момент, наприклад в насосних установках;
- при запуску електродвигунів від дизельних генераторів пожежних систем.

Механічна та електромеханічна характеристики системи "пристрій плавного пуску – асинхронний двигун" при обмеженні струму показані на рис. 5.17.

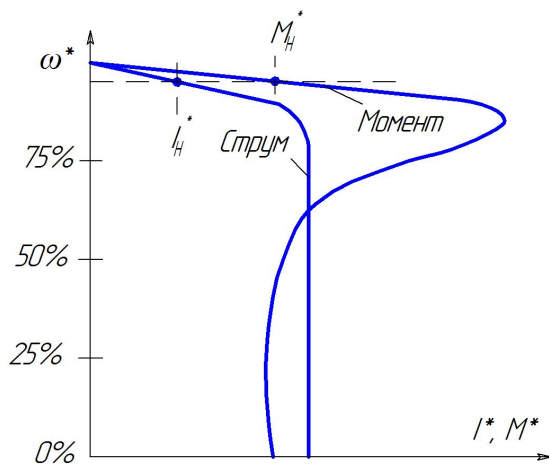


Рис. 5.17. Механічна і електромеханічна характеристики електродвигуна в системі "пристрій плавного пуску – асинхронний двигун" при обмеженні струму

При використанні функції "кидок струму" в момент пуску формується максимальне значення струму, яке визначається вимогами до процесу запуску. По закінченню проміжку часу, заданого користувачем, струм формується за раніше описаними алгоритмами стабілізації або лінійного наростання струму.

Пуск при стабілізації моменту

Функція стабілізації моменту є в небагатьох версіях пристроїв плавного пуску, оскільки вимагає досить потужного обчислювального апарату, який здатний перераховувати параметри електродвигуна і "оцінювати" реальне значення моменту за його математичною моделлю. Режим управління моментом активується лише після введення в пам'ять пристрою плавного пуску номінальних параметрів електродвигуна. Правда, на відміну від перетворювачів частоти з векторним управлінням проводити ідентифікацію опору і індуктивності статора не потрібно, адже управління моментом в пристроях плавного пуску більш стійке до відхилень параметрів двигуна, ніж у відомих алгоритмах векторного керування.

Важливо відзначити, що при реалізації управління моментом забезпечується дуже висока точність регулювання прискорення двигуна при пуску. Використовується в приводах механізмів з незмінним і близьким до номінального моментом статичного навантаження.

У пристроях плавного пуску реалізують наступні види зміни моменту двигуна:

- стабілізація моменту;
- двочкове управління моментом;
- триточкове управління моментом.

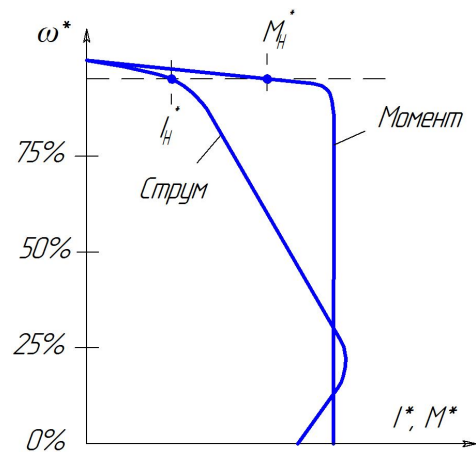
Механічна та електромеханічна характеристики системи "пристрій плавного пуску – асинхронний двигун" при стабілізації моменту наведені на рис. 5.18.

При стабілізації моменту користувачем задаються параметри:

- характеристика зміни моменту (постійна, лінійна, квадратична);
- значення пускового моменту;
- час запуску.

Час запуску є допустимим часом регулювання моменту електродвигуна. Якщо запрограмований час пуску вже минув, а двигун не вийшов на номінальну частоту обертання, то пристрій плавного пуску визначає такий стан як роботу із загальмованим ротором.

Рис. 5.18. Механічна і електро-механічна характеристики системи "пристрій плавного пуску – асинхронний двигун" при стабілізації моменту



При двоточковому керуванні моментом може бути реалізовано лінійне наростання моменту електродвигуна при пуску. Використовується в приводах машин з наростанням моменту при розгоні (мішалки, дробарки, вентилятори). Користувачем задаються наступні параметри:

- характеристика зміни моменту (постійна, лінійна, квадратична);
- початкове значення пускового моменту;
- кінцеве значення пускового моменту;
- час запуску.

При триточковому управлінні реалізується квадратичне управління моментом в процесі пуску. В основному таке управління використовується для запуску механізмів з великим моментом навантаження на швидкостях, нижчих середньої. До таких відносяться екструдери, стрічкові конвеєри, мішалки.

Користувачем задаються наступні параметри:

- характеристика зміни моменту (постійна, лінійна, квадратична);
- початкове значення пускового моменту;
- проміжне значення пускового моменту;
- кінцеве значення пускового моменту;
- час запуску;
- час, протягом якого пристрій плавного пуску забезпечуватиме проміжне значення пускового моменту.

Важливо пам'ятати, що при будь-якому режимі управління моментом можна реалізувати функцію кидка моменту під час пуску. При цьому вплив такого кидка буде проявлятися в процесі

розгону двигуна так, як і в режимах лінійного наростання напруги і стабілізації струму.

Класифікація пристроїв плавного пуску:

1. За видом підведеного силового живлення:
 - однофазне;
 - трифазне.
 2. За кількістю фаз, що керуються:
 - однофазне керування;
 - двофазне керування;
 - трифазне керування.
 3. За способом під'єднання обхідних контакторів:
 - з вбудованим контактором;
 - із зовнішнім контактором.
 4. За рівнем підведеної напруги:
 - низьковольтні пристрої, які розраховані на напругу 400/660 В і призначені для плавного пуску двигунів потужністю до 1,4 МВт;
 - пристрої середньої напруги 4 - 6 кВ потужністю до 11 МВт.
- Потужність пристроїв обмежується допустимим струмом вбудованих в них силових напівпровідникових перетворювачів.
5. За способом завдання параметрів роботи:
 - з лицьової панелі пристрою;
 - за допомогою комп'ютера.
 6. За типом використаних силових елементів:
 - один симістор на одну фазу;
 - один тиристор та зворотний діод на одну фазу;
 - два тиристори, з'єднаних зустрічно-паралельно в одній фазі.

Зовнішній вигляд деяких типів пристроїв плавного пуску показано на рис. 5.19.

Однофазні напівпровідникові пристрої плавного пуску

Однофазні пристрої плавного пуску використовуються в основному в асинхронних електроприводах турбомеханізмів (насосів, вентиляторів, компресорів) малої потужності. Пристрої забезпечують плавне підвищення напруги на вихідних клеммах, а

також підключення та відключення пускового фазозсувного елемента.



Рис. 5.19. Зовнішній вигляд пристроїв плавного пуску серії SSW

Зовнішній вигляд однофазного пристрою плавного пуску RSB-S-34-25-A2-V11-Cxx для приводу робочих машин з великим пусковим моментом показано на рис. 5.20, схема підключення - на рис. 5.21.



Рис. 5.20. Зовнішній вигляд однофазного пристрою плавного пуску RSB-S-23-25-A2-V11-C00

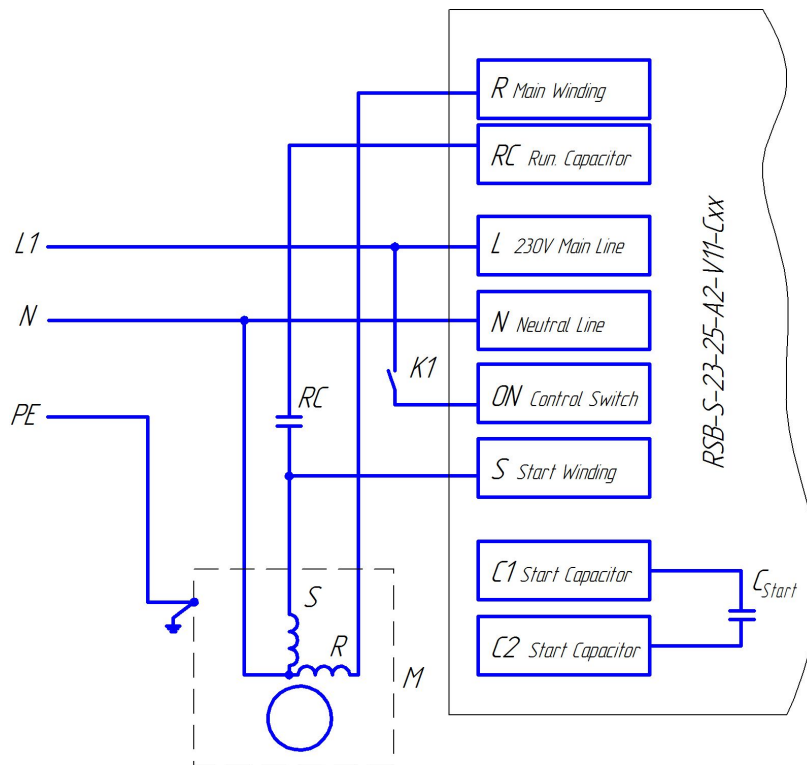


Рис. 5.21. Схема вмикання однофазного асинхронного двигуна через пристрій плавного пуску RSB-S-23-25-A2-V11-C00

L1 – фаза мережі живлення; N – робочий нуль; PE – провідник захисного заземлення; K1 – керуючий контакт; RC – робочий конденсатор; S – пускова обмотка; R – робоча обмотка; ON – вимикач; C1/C2 – пусковий конденсатор; M – однофазний асинхронний двигун

Даний пристрій обмежує пусковий струм до 40 А. Плавний пуск досягається протягом 600 мс після подання сигналу керування. Наприкінці функції м'якого старту напівпровідники блокуються контактами електромеханічного реле. Максимальна частота вмикань за годину – 12 разів. На передній панелі пристрою розміщені сигнальні світлодіоди: зелений та червоний. Постійно ввімкнений зелений світлодіод свідчить про нормальне живлення, а його блимання вказує на несправність в колі внутрішнього електропостачання. Червоний світлодіод визначає несправність.

Захист від короткого замикання і перевантаження пристрій не забезпечує, тому такий захист повинен бути встановлений окремо. Всі версії пристрою, крім одного, мають вбудовані пускові конденсатори різної ємності: C00 – конденсатор

відсутній; С10 – 88...108 мкФ; С17 – 145...175 мкФ; С24 – 200...240 мкФ. При необхідності до клем С1 і С2 можна підключити зовнішні пускові конденсатори.

Робочий конденсатор завжди є зовнішнім, оскільки він входить до складу однофазного асинхронного двигуна.

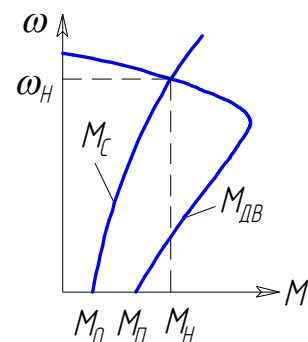
Особливістю привода насосів і вентиляторів є те, що залежність моменту опору механізму від швидкості близька до квадратичної:

$$M_C = M_0 + (M_{C.H} - M_0) \left(\frac{\omega}{\omega_H} \right)^2, \quad (5.64)$$

де M_C , $M_{C.H}$ – момент навантаження, відповідно, при швидкості ω та ω_H ; M_0 – момент холостого ходу, викликаний тертям в підшипниках двигуна та робочої машини і не залежить від швидкості; ω , ω_H – поточна та номінальна швидкості обертання привідного механізму.

Складова M_0 становить не більше 25% від номінального моменту робочої машини. В такому випадку необхідний пусковий момент двигуна забезпечується лише робочим конденсатором (рис. 5.22). Завдяки цьому пристрої плавного пуску конструюють на основі простих напівпровідникових засобів, які підвищують напругу на вихідних клеммах за лінійною залежністю.

Рис. 5.22. Механічні характеристики однофазного двигуна $M_{ДВ}$ без пускового конденсатора з вентиляторним навантаженням M_C



Трифазні напівпровідникові пристрої плавного пуску

Трифазні напівпровідникові пристрої плавного пуску знаходять все більше поширення по мірі зниження їх вартості,

зокрема зменшення вартості напівпровідникових силових елементів. Такі пристрої призначені для запуску асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором, але можуть використовуватися й для інших типів двигунів: синхронних з електромагнітним збудженням, асинхронних з фазним ротором і однофазних.

На рис. 5.23 зображено схеми вмикання трифазних асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором з різними схемами з'єднання обмоток через пристрої плавного пуску. Схеми розроблено на прикладі пристрою плавного пуску типу SSW06. За схемою, показаною на рис. 5.23, в, можна вмикати асинхронний двигун, в клемну коробку якого виведено всі 6 початків і кінців обмотки статора, причому цей двигун має нормально працювати з обмотками, з'єднаними трикутником. В такому випадку номінальна потужність пристрою плавного пуску може бути в $\sqrt{3}$ разів меншою від номінальної потужності двигуна, оскільки через пусковий пристрій проходить не лінійний, а фазний струм двигуна.

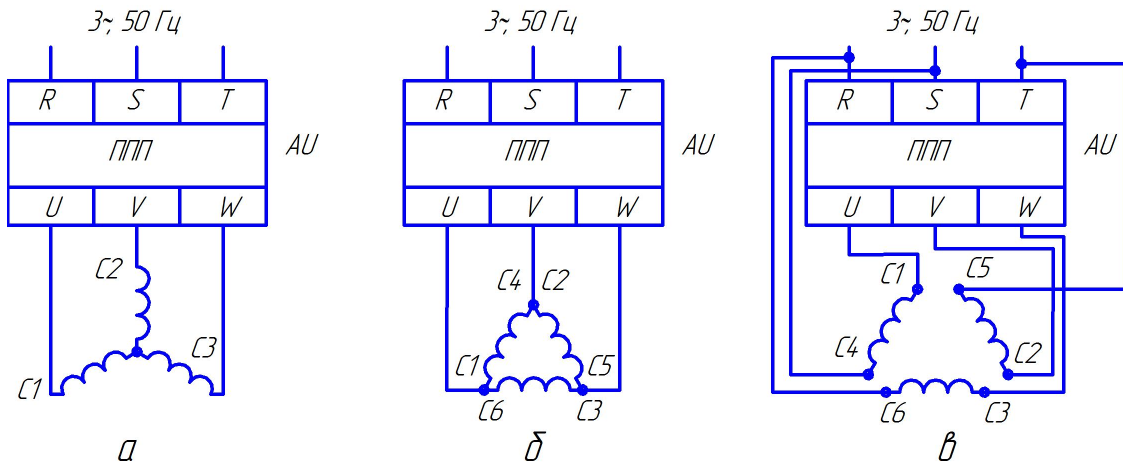


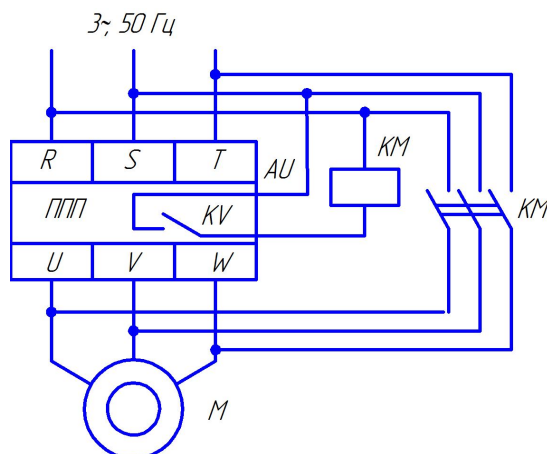
Рис. 5.23. Схеми вмикання трифазного асинхронного двигуна через пристрій плавного пуску:

а – з обмотками, з'єднаними зіркою; *б* – з обмотками, з'єднаними трикутником; *в* – з шістьма вивідними кінцями при з'єднанні трикутником (внутрішнє вмикання ключів)

Якщо пристрій плавного пуску не має вбудованого обвідного контактора, то при необхідності передбачають зовнішній

контактор *КМ* (рис. 5.24), котушка якого керується контактом вбудованого в пристрій реле *КВ*. Контакт *КВ* замикається після закінчення встановленого часу розгону двигуна, а розмикається при його вимкненні.

Рис. 5.24. Схема вмикання трифазного асинхронного двигуна через пристрій плавного пуску з обвідним контактором



Трифазні пристрої плавного пуску виконують з однією, двома або трьома керованими фазами.

Пристрої плавного пуску з однією керованою фазою

Призначені для плавного розгону виконавчих механізмів при необхідності обмеження моменту приводного двигуна. В першу чергу до них відносять приводи невеликих конвеєрів, вентиляторів з пасовою передачею. В керованій фазі такої системи використовують симістор або два тиристри, увімкнених зустрічно-паралельно (рис. 5.25, *а*). Напівпровідниковий ключ, складений з одного тиристора і шунтуючого діода не застосовується.

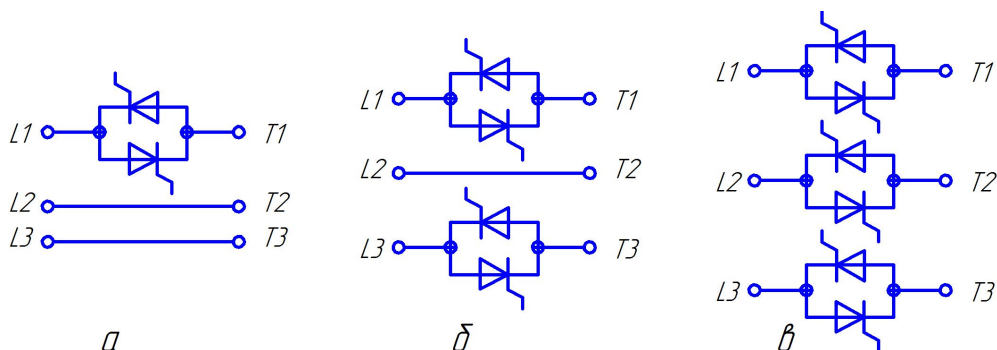


Рис. 5.25. Схеми силової частини трифазних пристроїв плавного пуску:
а – з однією керованою фазою; *б* – з двома керованими фазами; *в* – з трьома керованими фазами

Суттєвим недоліком пристроїв з однією керованою фазою є неможливість зупинки двигуна без використання зовнішніх комутаційних елементів. Адже при наявності двох некерованих фаз, незалежно від стану третьої, двигун буде обертатися в однофазному режимі зі знизеним моментом. На практиці при виявленні аварійної ситуації (перегрівання, перекіс фаз мережі живлення) такий пристрій подає сигнал в зовнішню систему керування, а вже з неї поступає сигнал на вимикання силового контактора або автоматичного вимикача. Іншим недоліком є також перегрівання обмоток некерованих фаз під час запуску двигуна, оскільки пусковий струм в них практично не знижується.

Незважаючи на невисоку вартість, пристрої з однією керованою фазою не знайшли широкого застосування в промисловості, зокрема тому, що вартість силових напівпровідникових елементів невпинно знижується.

Пристрої плавного пуску з двома керованими фазами

Більшість пристроїв з такою схемою силового блоку (рис. 5.25, б) орієнтовано на зниження механічних ударів у системах, таких як насоси і вентилятори. При запуску електродвигунів найчастіше використовується режим роботи з лінійним наростанням вихідної напруги. Однак в пристроях багатьох виробників забезпечується і режим обмеження струму. При цьому безпосередньо вимірюються струми в двох фазах, а струм третьої фази вираховується за третім законом Кірхгофа:

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0, \quad (5.65)$$

де I_1, I_2, I_3 – струми, споживані в кожній фазі лінії живлення.

В силовому блоці можуть бути використані всі три типи силових напівпровідникових ключів, які застосовуються в пристроях плавного пуску.

При двофазному керуванні також є перекіс фаз за струмами і напругами живлення, але їх вплив суттєво менший, ніж у пристроях з однією керованою фазою. При малих значеннях напруги живлення на вихідних клеммах пристрою плавного пуску

виникає паразитна складова постійного струму в обмотках статора. Від дії останньої створюється додатковий гальмівний момент і погіршуються пускові характеристики електропривода в цілому.

Пристрої плавного пуску з трьома керованими фазами.

Пристрої з напівпровідниковими ключами у всіх трьох фазах силового блоку (рис. 5.25, в) забезпечують симетричне по фазах регулювання напруг і струмів двигуна. Завдяки цьому виключається постійна складова струму статора при пуску і покращуються пускові характеристики двигуна.

При трифазному керуванні можуть бути реалізовані наступні алгоритми керування вихідною напругою:

- лінійна зміна напруги на вихідних клеммах пристрою плавного пуску;
- обмеження струму статора;
- лінійне наростання струму статора;
- керування насосами з квадратичною залежністю моменту від швидкості;
- стабілізація крутного моменту;
- лінійна зміна крутного моменту;
- нелінійна зміна крутного моменту.

Крім того, при такому способі керування може бути реалізовано гальмування не тільки в режимі двигуна шляхом лінійного зниження напруги. Можливі також гальмування противмиканням, динамічне гальмування та інші підходи, які забезпечують ефективний розподіл енергії.

Найсуттєвішим недоліком пристрою з трьома керованими фазами є значна його вартість. Адже крім апаратного ускладнення силового блоку третім напівпровідниковим ключем ускладнюється також і система мікропроцесорного керування, яка забезпечує всі вищезгадані режими роботи пристрою.

Способи гальмування асинхронних двигунів в електроприводах з пристроями плавного пуску

1. Вільний вибіг

При такому способі гальмування двигун вимикається з мере-

жі і механічна система гальмується під впливом сил тертя та переміщення повітря вентилятором. Спосіб є найдешевшим завдяки відсутності додаткових пристроїв для гальмування та додаткових витрат електроенергії.

Недоліками є неконтрольований час гальмування та енергетична неефективність, оскільки енергія, запасена в рухомих частинах, перетворюється в тепло в підшипниках приводу і робочої машини.

2. Гальмування противмиканням

Для забезпечення функції гальмування противмиканням в схему керування вводять два зовнішніх контактори $KM1$ і $KM2$ (рис. 5.26). Керування котушками контакторів відбувається за командами мікропроцесора пристрою плавного пуску AU через контакти реле $KV1$ і $KV2$. Алгоритми процесу гальмування організуються по-різному. В одному випадку гальмування противмиканням відбувається до зупинки двигуна, після чого гальмівний контактор вимикається. В іншому випадку двигун гальмується до швидкості 20% від номінальної, після чого вмикається гальмування пульсуючим струмом (рис. 5.27). В режимі гальмування обвідний контактор K вимкнений.

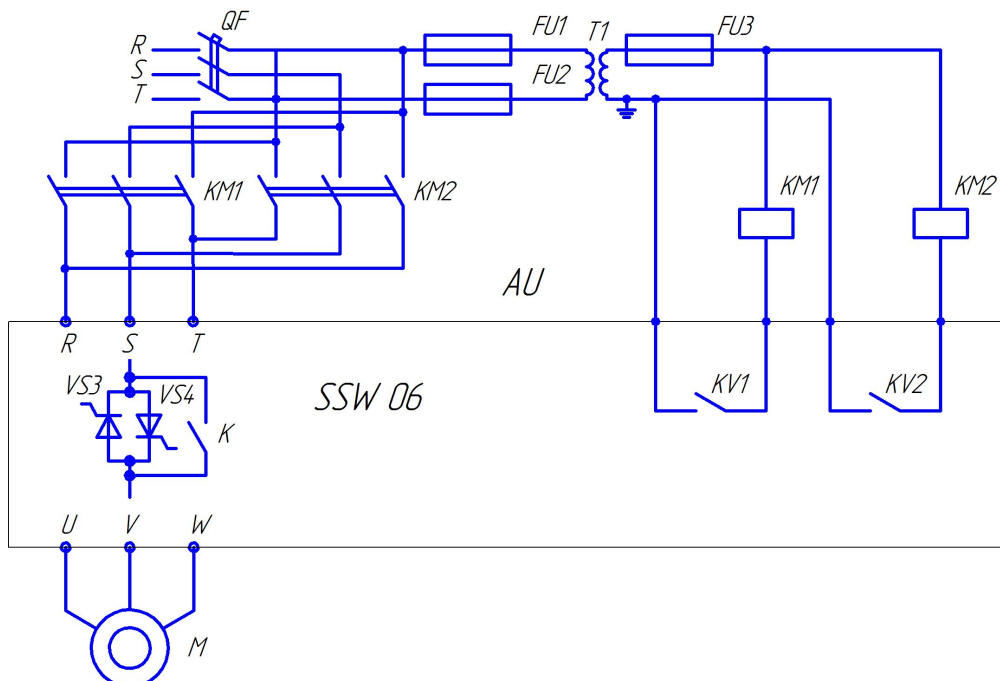


Рис. 5.26. Схема вмикання пристрою плавного пуску з гальмуванням противмиканням

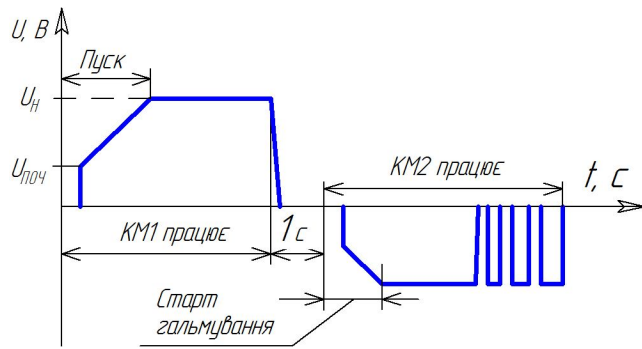


Рис. 5.27. Діаграма подачі напруги при спрацюванні керуючих перемикачів в режимі гальмування противмиканням

Перевагами способу гальмування противмиканням є:

- висока ефективність для швидкої зупинки механізмів з великим моментом інерції;
- може бути застосований для схеми підключення обмоток двигуна трикутником з внутрішнім вмиканням ключів (рис. 5.23, в).

Недолік полягає в тому, що для реалізації функції гальмування противмиканням необхідно використовувати два силових контактори.

3. Динамічне гальмування пульсуючим струмом

Динамічне гальмування випрямленим пульсуючим струмом можна реалізувати в схемах з додатковим контактором *KM2* (рис. 5.29) і без нього. При відсутності додаткового контактора режим роботи тиристорів формується за схемою, наведеною на рис. 5.28.

За такою схемою силового блоку пристрою плавного пуску тиристори фази *B* під час гальмування постійно закриті. Прямий тиристор *VS2* фази *A* та зворотний тиристор *VS5* фази *C* вмикаються, пропускаючи додатну півхвилю мережевої напруги. Після відкриття тиристорів гальмівний струм за синусоїдальним законом плавно збільшується, а потім спадає. При спаданні струму завдяки енергії ЕРС самоіндукції статора асинхронного двигуна гальмівний струм підтримується після переходу напруги живлення через нуль. Тривалість інтервалів провідності тиристорів *VS2* і *VS5* зростає і вони залишаються відкритими протягом деякого інтервалу після зміни полярності напруги живлення. З цієї ж причини в кривій випрямленої напруги з'являються ділянки від'ємної полярності.

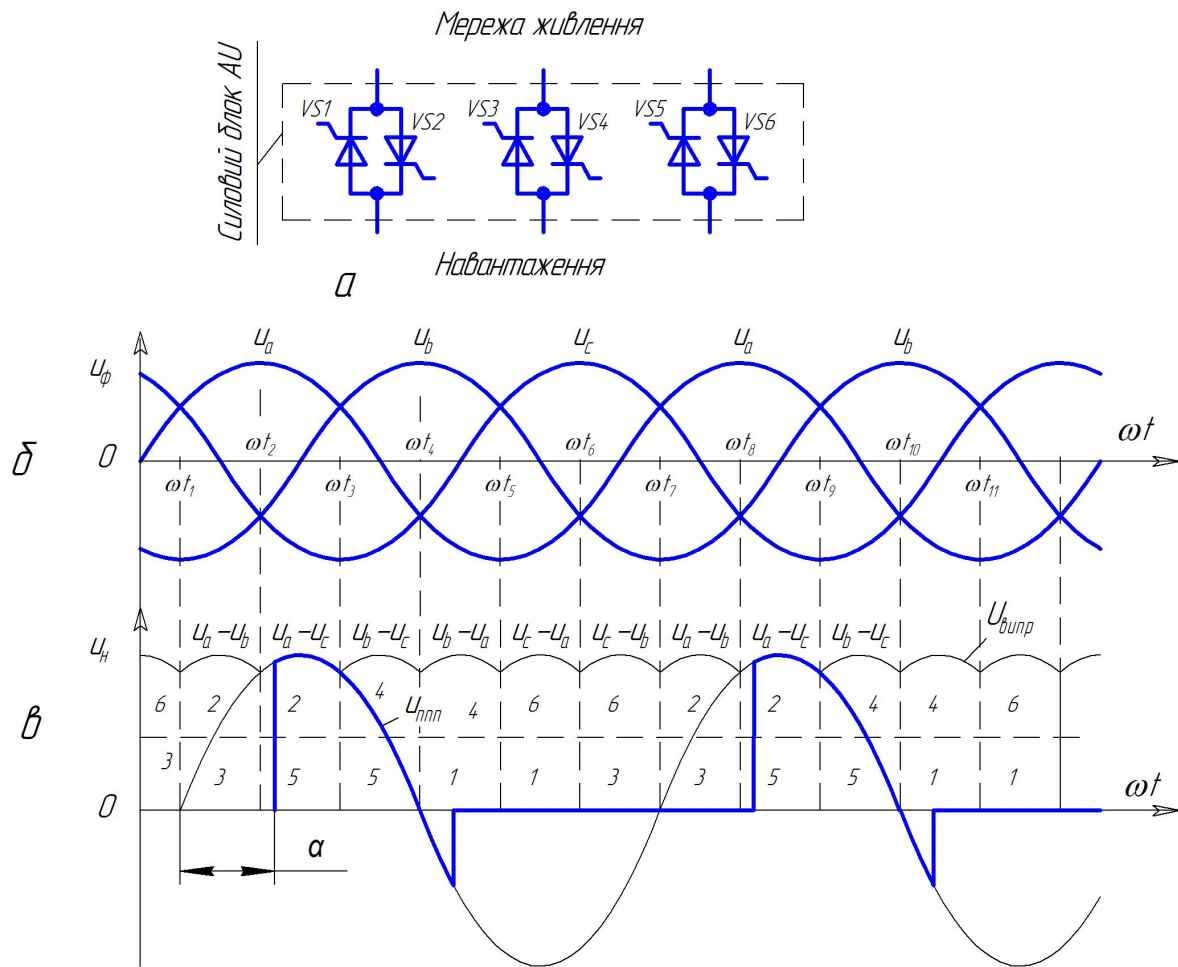


Рис. 5.28. Електрична схема силового блоку пристрою плавного пуску (а) та графіки миттєвих значень напруги мережі живлення (б) і на виході перетворювачів напруги (в) при динамічному гальмуванні без додаткового контактора: u_a , u_b , u_c – миттєві значення фазних напруг мережі живлення; $u_{ППП}$, $u_{ВПР}$ – миттєві значення напруг, відповідно на виходах пристрою плавного пуску та трифазного мостового випрямляча; α – кут відкриття тиристорів

При цьому формуються синусоїдальні імпульси, які за частотою співпадають з частотою мережі живлення і створюють незначний гальмівний момент. Це дещо обмежує ефективність гальмування при швидкості, близькій до синхронної.

За рахунок зміни кута відкриття тиристорів $VS2$ і $VS5$ забезпечується регулювання гальмівного моменту. На практиці значення кута відкриття тиристорів становить 40..120 електричних градусів.

Гальмівний струм $I_{Г1}$ при схемі вмикання пристрою плавного пуску без закорочування двох обмоток статора визначається за

виразом:

$$I_{Г_1} = \frac{U_{СЕР.ІІІІ}}{2R_{ОБМ.С}}, \quad (5.66)$$

де $U_{СЕР.ІІІІ}$ – середня напруга на виході пристрою плавного пуску; $R_{ОБМ.С}$ – опір обмотки статора.

В пристрої плавного пуску AU , показаному на рис. 5.29, при подачі команди зупинки з витримкою часу замикається контакт реле $KV2$, внаслідок чого спрацьовує контактор $KM2$, який своїм головним контактом закорочує виводи $C1$ і $C2$ двигуна M .

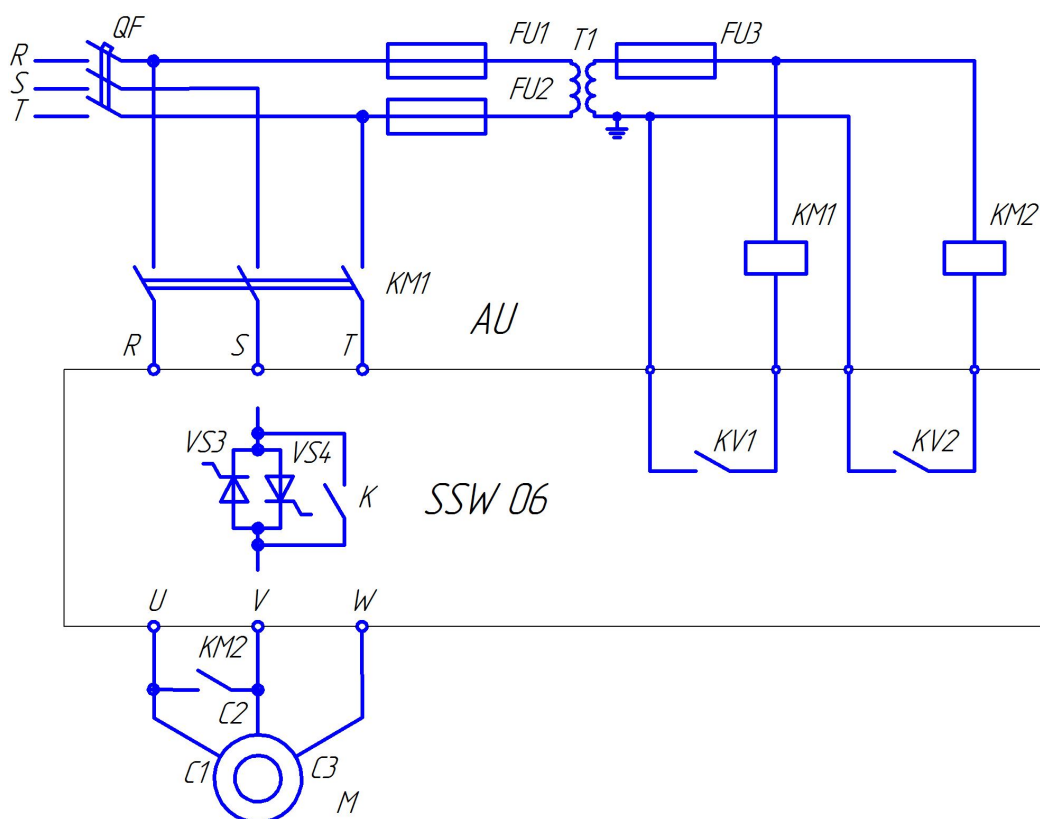


Рис. 5.29. Схема вмикання пристрою плавного пуску з динамічним гальмуванням постійним пульсуючим струмом

При такій схемі вмикання, на відміну від класичного випрямляча, вмикання ключів $VS1$, $VS2$, $VS3$, і $VS4$ недопустимо (рис. 5.28, а).

Можливі два алгоритми подачі імпульсів керування на тиристори. В першому випадку в першій фазі силового блоку

пристрою AU з малим кутом відкриття в кожному циклі відкривається прямий тиристор, а в третій фазі – зворотний. Форма вихідної напруги не змінюється (рис. 28, в), а струм, що протікає через обмотки двигуна, збільшується. При використанні додаткового контактора $KM2$ (рис.5.29) дві обмотки фактично з'єднуються паралельно, а струм гальмування $I_{Г2}$ збільшується і становить:

$$I_{Г2} = \frac{U_{СЕР.ППП}}{R_{ОБМ.S} + \frac{R_{ОБМ.S}}{2}} = \frac{2U_{СЕР.ППП}}{3R_{ОБМ.S}}. \quad (5.67)$$

Інший алгоритм подачі керуючих імпульсів складніший. Імпульс гальмівної напруги на обмотках двигуна (рис. 5.30) формується комбінацією роботи ключів $VS2-VS5$ і $VS4-VS5$. При подачі керуючих імпульсів на тиристори $VS4$ і $VS5$ тиристор $VS2$ залишається відкритим, але оскільки потенціал напруги в фазі B вищий, ніж в фазі A , то гальмівний струм буде створювати лінійна напруга U_{BC} , відповідно струм в тиристорі $VS2$ спаде до нуля і він закриється.

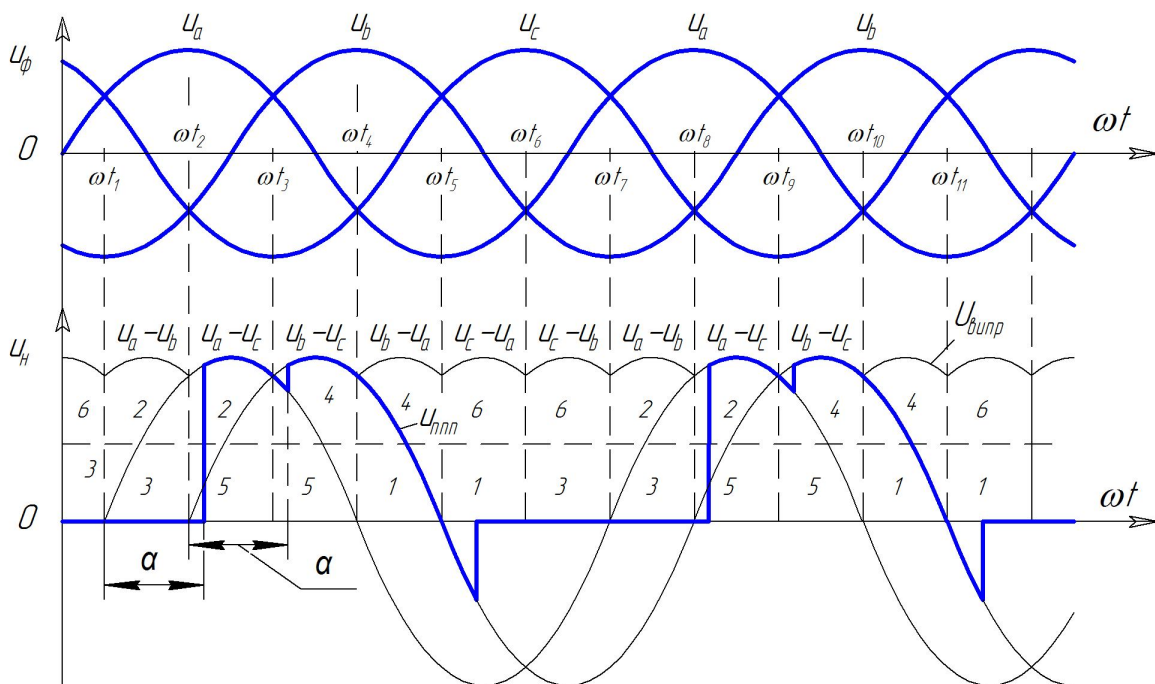
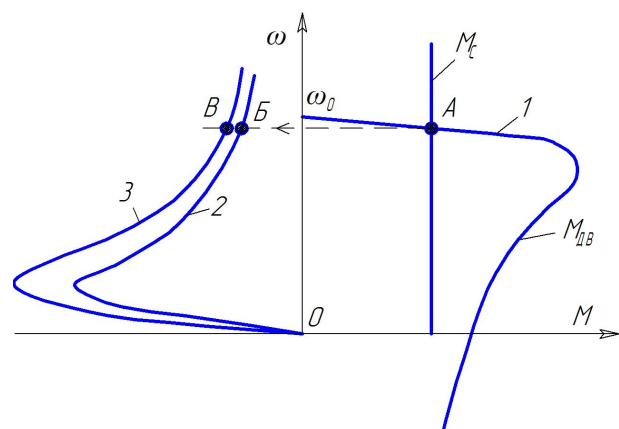


Рис. 5.30. Графіки миттєвих значень напруги, що формується на виході пристрою плавного пуску при динамічному гальмуванні і закорочуванні двох обмоток

Тут потрібно відмітити, що мінімальний кут відкривання тиристорів має бути не менше 60 електричних градусів. Тиристири $VS2$ і $VS4$ прямі, а $VS5$ – зворотний і на виході будуть формуватися однополярні імпульси. За аналогією з попереднім випадком без контактора $KM2$ в кривій випрямленої напруги за рахунок ЕРС двигуна також з'являються ділянки від'ємної полярності.

Таким чином в обмотку статора подається пульсуюча постійна напруга. Але на відміну від випадку без контактора $KM2$ пульсації струму значно зменшуються, оскільки самі імпульси ширші, а проміжки між ними менші. Під дією цього струму в обмотках статора створюється нерухоме магнітне поле, яке і гальмує ротор двигуна. Робоча точка системи „електропривод-робоча машина” переміщується з точки A кривої 1 на характеристику динамічного гальмування (криву 2 або 3) (рис. 5.31). Короткі імпульси напруги створюють також синхронну складову поля основного крутного моменту, яка дещо обмежує ефективність гальмування при швидкості, близькій до синхронної. Після зупинки двигуна реле $KV2$ вимикається, а тиристири закриваються. При налагодженні пристрою плавного пуску параметри гальмівної характеристики задаються у відповідності з необхідним гальмівним моментом, максимальне значення якого обмежується максимальним струмом гальмування. Величину гальмівного моменту, а, отже, і тривалості гальмування, регулюють зміною кута відкривання тиристорів або шпаруватості імпульсів гальмівного струму (рис. 5.32).

Рис. 5.31. Механічні характеристики асинхронного двигуна у двигунному режимі (1) та в режимах динамічного гальмування (2 і 3). M_C – механічна характеристика виконавчого механізму



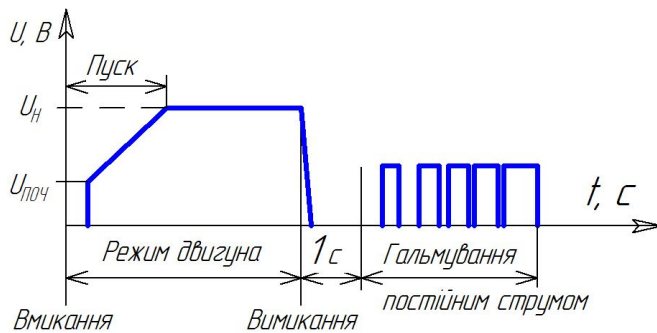


Рис. 5.32. Діаграма подачі напруги в електроприводах з динамічним гальмуванням

Такий спосіб гальмування може бути використаний в схемах з двома тиристорами в кожній фазі силового блоку пристрою плавного пуску. Його застосування ефективно при високоінерційних навантаженнях двигунів середніх і великих потужностей.

Недоліками способу динамічного гальмування є:

- необхідність зовнішнього контактора *КМ2* (рис. 5.29);
- малий гальмівний момент при низьких швидкостях обертання;
- неможливість застосування для схем підключення обмоток двигуна трикутником з внутрішнім з'єднанням ключів.

Запуск інших двигунів від пристроїв плавного пуску

Крім асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором через пристрої плавного пуску можна запускати асинхронні з фазним ротором та синхронні з електромагнітним збудженням.

Розглянемо детальніше процес пуску вказаних типів двигунів та особливості схем керування запуском.

Запуск асинхронного двигуна з фазним ротором

В принципі пристрої плавного пуску придатні для запуску асинхронних двигунів з фазним ротором. Для цього пусковий реостат не потрібен. А виводи обмотки ротора слід замкнути між собою перемичками, тобто зробити ротор короткозамкненим. Але в такому випадку при підведенні до обмотки статора навіть зниженої напруги в обмотці ротора проходить дуже великий струм і створюється вкрай малий крутний момент. Але ж двигуни з фазним ротором використовуються для приводу механізмів, які вимагають високого крутного моменту на всьому діапазоні зміни

швидкості. Таким чином, застосування пристроїв плавного пуску для двигунів з фазним ротором в переважній більшості випадків не має сенсу.

Запуск синхронного двигуна з електромагнітним збудженням від пристрою плавного пуску

Синхронні двигуни найчастіше використовуються в приводах потужних насосних і вентиляторних установок. Для таких механізмів особливо актуальною є задача плавного розгону двигуна без механічних ударів і зниження напруги мережі живлення.

Відмінність синхронного двигуна з електромагнітним збудженням від класичного асинхронного двигуна полягає в конструкції ротора. У синхронного двигуна на роторі розміщено дві обмотки: пускова короткозамкнена обмотка і обмотка збудження, що живиться постійним струмом.

Такі синхронні двигуни запускають в асинхронному режимі. При асинхронному пуску синхронного двигуна пристрій плавного пуску приєднується до обмоток статора (рис.5.33). При цьому зовнішньою системою керування забезпечуються умови

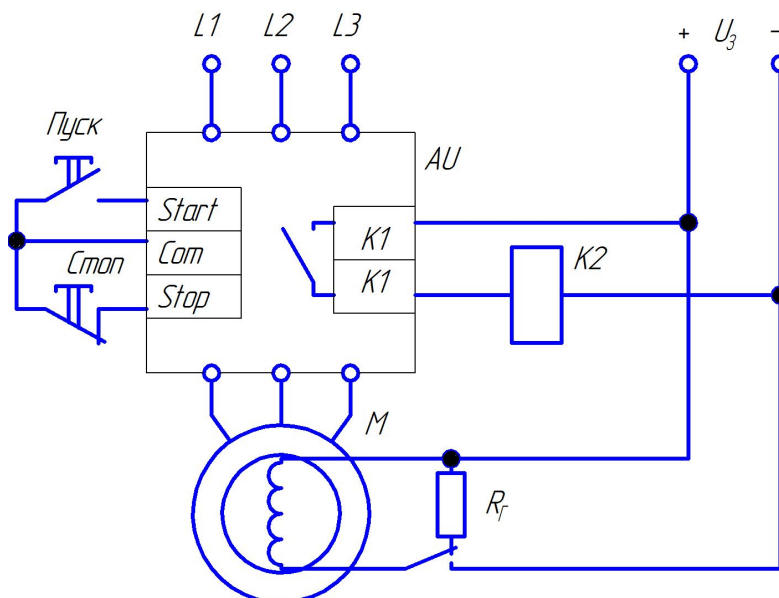


Рис. 5.33. Схема вмикання синхронного двигуна через пристрій плавного пуску

запуску синхронного двигуна в асинхронному режимі. Оскільки число витків обмотки збудження значно більше числа витків обмотки статора, то в момент пуску при нерухомому роторі ЕРС на обмотці збудження може досягти кількох кіловольт. Щоб запобігти пробією ізоляції обмотки збудження, її замикають на гасильний опір R_r . Величина опору вибирається у 8 – 10 разів більшою опору обмотки збудження. Після розгону двигуна до підсинхронної швидкості гасильний опір вимикається. До обмотки збудження прикладається постійна напруга, яка забезпечує втягування двигуна в синхронізм.

Процес пуску синхронного двигуна наступний.

У вихідному стані контактор з котушкою постійного струму $K2$ вимкнений і обмотка збудження синхронного двигуна M замкнена на гасильний опір R_r . Реле $K1$ пристрою плавного пуску запрограмовано на замикання після спрацювання обвідного контактора.

При замиканні кнопки „Пуск” пристрій плавного пуску AU забезпечує лінійне наростання напруги на клеммах статора двигуна. Двигун розганяється до підсинхронної швидкості. Коли напруга досягне номінального значення, пристрій плавного пуску вмикає обвідний контактор і замикає реле $K1$. Контактор $K2$ отримує живлення та перемикає обмотку збудження двигуна з резистора на джерело постійної напруги U_3 . Двигун втягується в синхронізм і працює до моменту натискання кнопки „Стоп” або зникнення напруги живлення. Оскільки електричне гальмування до синхронних двигунів застосовують дуже рідко, то пристрій плавного пуску не програмується на цей режим.

Сервісні функції пристроїв плавного пуску

Окрім основних функцій, таких як розгін і зупинка електродвигуна, захист електродвигуна і самого пристрою від аварійних режимів, у пристроях плавного пуску реалізовано ряд додаткових функцій, які спрощують роботу інженерів і операторів при налагодженні та експлуатації. Такі функції називаються сервісними і передбачаються в пристроях плавного пуску різних моделей в різних наборах. Серед них функції:

- повзучої швидкості (JOG);

- „Обігрів двигуна”;
- контролю чергування фаз;
- часового інтервалу між пусками та багато інших.

Функція повзучої швидкості (JOG)

Функція повзучої швидкості («JOG») використовується для тестування працездатності системи „пристрій плавного пуску – асинхронний двигун” при її холостому ході. При активації цієї функції двигун може обертатися в той або інший бік з низькою швидкістю.

Відомо, що частота обертання магнітного поля статора прямо пропорційна частоті струму живлення. За допомогою спеціального керування тиристорами силового блоку задається результуюча частота струму повзучої швидкості (рис. 5.34) та порядок чергування фаз, зміна якого приводить до реверсу двигуна.

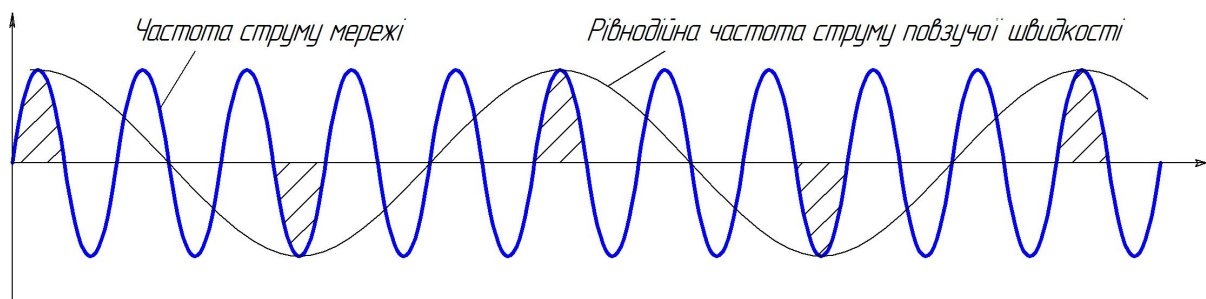


Рис. 5.34. Функція повзучої швидкості

Швидкість обертання двигуна в режимі «JOG» не перевищує 1/7 від номінальної, крутний момент не перевищує 75% від номінального. В цьому режимі оператор може перевірити напрямок обертання двигуна і рівномірність його ходу. Використовується, наприклад, при налагодженні бурових верстатів, горизонтальних конвеєрів. Функція реверсу двигуна в режимі «JOG» може бути використана в приводах мішалок і екструдерів, коли перемішуючий механізм заклинив і для його запуску необхідно злегка повернути вал двигуна в зворотному напрямку.

Особливістю режиму «JOG» є те, що в цьому режимі не працює блок захисту, оскільки через силові кола пристрою

плавного пуску проходить струм низької частоти і датчики Холла (датчики струму) перестають працювати.

При роботі в режимі повзучої швидкості через тиристори силового блоку постійно проходить струм. Це приводить до їх суттєвого перегрівання. Тому у пристроях плавного пуску активується захист за тривалістю роботи в режимі «JOG». Після закінчення заданого проміжку часу, незалежно від стану дискретних входів і стану керуючих кнопок, тиристори закриваються, двигун зупиняється вільним вибігом, а на дисплеї пристрою плавного пуску з'являється повідомлення про несправність.

Функція „Обігрів двигуна”

Якщо електродвигун навіть із ступенем захисту IP54 знаходиться на відкритому повітрі, то вночі або взимку в ньому буде конденсуватися волога. Внаслідок цього в лобових частинах обмотки можуть виникнути струми витоку або навіть струми короткого замикання. Особливо це небезпечно для зістарених обмоток з мікротріщинами в лаковому покритті. Для запобігання створенню конденсату обмотки підігрівають пульсуючим струмом.

При налагодженні функції «Обігрів двигуна» задають потужність обігріву. При цьому струм обігріву змінюється в межах 5 – 30% від розрахункового струму двигуна. Для надійного захисту двигуна від перегрівання він повинен мати вбудований датчик температури.

Функція контролю чергування фаз

При активованій функції контролю чергування фаз пристрій забороняє вмикати двигун при невірному чергуванні фаз мережі живлення. На дисплеї пристрою плавного пуску з'являється повідомлення про несправність. Така функція необхідна в пристроях плавного пуску електроприводів насосів і вентиляторів, щоб запобігти реверсу їх робочих коліс.

Функція часового інтервалу між пусками

При активації вказаної функції встановлюється мінімальний час між повторними пусками після того, як двигун був вимкнений. Це важливо для електродвигунів, які працюють у повторно-короткочасному режимі і не мають вбудованих датчиків температури.

Рекомендації щодо вибору способу керування пристроєм плавного пуску зведені в табл. 5.2. При цьому в залежності від особливостей виконавчого механізму можна використовувати як наведені в таблиці способи, так і подібні за характеристиками. Так, наприклад, в приводах відцентрових насосів рекомендований спосіб "керування насосом". Подібним за характеристиками і способом формування вихідного напруги є спосіб "лінійне наростання напруги", який цілком може бути використаний для запуску насосів малої та середньої потужності.

Методика вибору пристроїв плавного пуску

На ринку існує багато моделей і типорозмірів пристроїв плавного пуску різних виробників. Ними ж, як правило, розроблені програми або розрахункові алгоритми вибору потрібної моделі.

Тут рекомендується загальний шлях пошуку необхідного пристрою.

Вихідними даними для вибору є механічна характеристика робочої машини, номінальна напруга і номінальна потужність двигуна, схема з'єднання обмоток статора, кількість пусків за годину, необхідна тривалість пуску та гальмування, необхідне обмеження струму та моменту, закон регулювання напруги, необхідність вбудованого або зовнішнього обвідного контактора, умови оточуючого середовища в місці монтажу пристрою.

Спочатку потрібно відібрати серії, які найбільше відповідають технічним вимогам за набором виконуваних функцій та межами регулювання параметрів (час пуску і гальмування, граничний струм, граничний момент та ін.). Потім вибрати з них ті, що охоплюють діапазон потужностей для конкретного приводу. І нарешті вибирається потрібна серія за

такими критеріями, як виробник, постачальник, якість сервісу, ціна, відповідність умовам експлуатації, габарити та ін.

За номінальною потужністю пристрій плавного пуску вибирається залежно від режиму роботи керованого двигуна.

При тривалому режимі роботи (частота пусків не більше 3-х разів за годину):

за потужністю: $P_{ППП.НОМ} \geq P_{ДВ.НОМ}$, (5.68)

або за струмом: $I_{ППП.НОМ} \geq I_{ДВ.НОМ}$, (5.69)

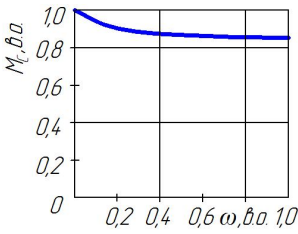
де $P_{ППП.НОМ}$, $I_{ППП.НОМ}$ – номінальна потужність або номінальний струм пристрою плавного пуску; $P_{ДВ.НОМ}$, $I_{ДВ.НОМ}$ – номінальна потужність або номінальний струм керованого електродвигуна.

При частоті пусків двигуна більше 10 за годину, найкраще звернутися за допомогою до постачальника, у якого повинні бути відповідні програми або рекомендації з вибору конкретної моделі.

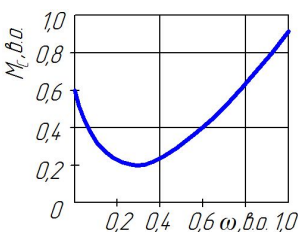
Якщо ж кількість пусків перевищує 30 разів за годину, то як альтернативу варто розглянути варіант застосування перетворювача частоти, оскільки навіть вибір потужнішої моделі пристрою може бути далеким від оптимального. Вартість же перетворювача частоти буде порівнянною з вартістю пристрою плавного пуску. Крім того, перетворювач частоти є більш функціональним, дозволяє здійснювати керування швидкості в широких межах.

Нижче (табл. 5.1 та 5.2) наведені рекомендації з вибору пристроїв плавного пуску для приводів різних робочих машин деякі їх характеристики.

5.1. Рекомендації щодо вибору способу керування пристроєм плавного пуску

Робоча машина	Механічна характеристика робочої машини	Рекомендований спосіб керування
Насоси, що працюють паралельно на одну магістраль		Тригочкове керування моментом

Стрічкові конвеєри		Тривісочкове керування моментом Обмеження струму + ударний пуск
Поршневі вакуумні насоси, поршневі компресори		Стабілізація моменту
Установки для зняття кори з деревини, дробарки		Обмеження струму Лінійне зростання струму
Центрифуги, молоткові дробарки		Обмеження струму Двоточкове керування моментом
Установки для обробки ячменю і крохмалю, деревообробні стругальні верстати		Обмеження струму Лінійне зростання струму
Гвинтові компресори		Тривісочкове керування моментом Обмеження струму + ударний пуск

Осьові вентилятори		Обмеження струму Лінійне зростання струму Двоточкове керування моментом Триточкове керування моментом
Відцентрові вентилятори		Обмеження струму Лінійне зростання струму
Відцентрові насоси, пластинчаті вакуумні насоси		Керування насосом Двоточкове керування моментом Триточкове керування моментом
Заглиблені відцентрові насоси		Керування насосом Триточкове керування моментом
Барабанно-кульові млини, екструдери		Обмеження струму + ударний пуск Лінійне зростання струму + ударний пуск
Мішалки		Обмеження струму + ударний пуск Лінійне зростання струму + ударний пуск

5.2. Функціональні можливості пристроїв плавного пуску

Кількість керуючих фаз	Перекіс фаз	Плавне гальмування	Обмеження пускового струму	Вмикання в розрив обмоток "трикутника"	Динамічне гальмування	Обов'язковість контактора перед пристроєм
1	так*	ні	ні**	ні	ні	так
2	так*	так	так	ні	ні	так***
3	ні	так	так	так	так	ні

* Має місце перекіс в фазах, як за струмами, так і за напругами, що підводяться до двигуна.

** Функція "обмеження струму" програмно не реалізується, але має місце незначне обмеження струму за рахунок зниження напруги, що подається в початковий момент пуску.

*** Обов'язковість використання контактора обумовлена необхідністю можливості відключення всіх фаз мережі живлення при виникненні аварійних ситуацій.

Вибір пристрою плавного пуску в залежності від числа керованих фаз в значній мірі визначається характером навантаження. Так, при великому початковому моменті навантаження більшість виробників пристроїв плавного пуску однозначно рекомендують схему з трьома керованими фазами. Це, в свою чергу, призводить до суттєвого збільшення вартості обладнання в цілому. Тому в більшості прикладних задач вибір типу пристрою плавного пуску здійснюється інженером-проектувальником в залежності від виділених коштів на обладнання та наявного досвіду.

5.6.1.4. Асинхронний регульований електропривод у каскадних схемах

Асинхронний привод з двигунами з фазним ротором має обмежений діапазон регулювання кутової швидкості навіть в замкнених системах внаслідок значних втрат потужності, пропорційних ковзанню. Ці втрати особливо вагомі у приводах великої потужності.

Каскадні схеми вмикання асинхронних двигунів з фазним ротором дають можливість енергію втрат ковзання в роторі використовувати корисно, перетворюючи її в механічну або електричну. В першому випадку має місце електромеханічний каскад, а в другому – електричний (рис. 5.35).

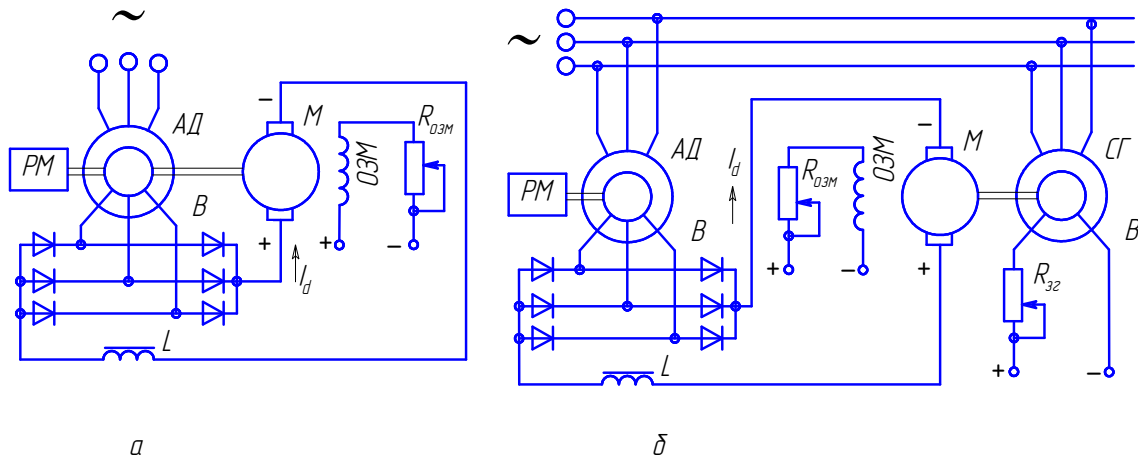


Рис. 5.35. Схеми вентильно-машинних каскадів:
 а — електромеханічного; б — електричного

В електромеханічному каскаді енергія ковзання ротора випрямлячем B перетворюється в енергію постійного струму і підводиться до якоря машини M . Машина M жорстко з'єднана з валом асинхронного двигуна з фазним ротором. Робоча машина PM приводиться в рух двигуном з фазним ротором AD і двигуном постійного струму M . В електричному каскаді енергія роторного кола використовується для живлення двигуна постійного струму M , який приводить в рух синхронний генератор CG . Синхронний генератор повертає енергію в електричну мережу.

У схемах електромеханічного і електричного каскадів за рахунок машини M в ротор двигуна з фазним ротором вводиться додаткова електрорушійна сила, що визначається потоком збудження машини M та її швидкістю обертання. Додаткова електрорушійна сила E_M спрямована назустріч випрямленій електрорушійній силі ротора. Отже, випрямлений струм роторного кола I_d визначається за виразом:

$$I_d = \frac{K_{CX} E_2 s - E_M}{R_E}, \quad (5.70)$$

де K_{CX} – коефіцієнт, що залежить від схеми випрямлення в роторному колі; для трифазної мостової схеми $K_{CX} = 1,35$; E_2 – діюче значення лінійної ЕРС ротора АД; E_M – ЕРС машини M (рис. 5.35); R_E – сумарний еквівалентний активний опір роторного кола, приведений до кола випрямленого струму:

$$R_E = \frac{mX_{ДВ}S}{2\pi} + 2R'_S + 2R_2 + R_L + R_{Я.M}, \quad (5.71)$$

де m — число фаз випрямляча (для трифазної мостової схеми $m = 6$); $X_{ДВ}$ – опір розсіювання фази двигуна, $X_{ДВ} = X'_1 + X_2$; R'_1 – приведений до кола ротора активний опір фази статора двигуна; R_2 – активний опір фази ротора; R_L – активний опір згладжуючого реактора; $R_{Я.M}$ – активний опір якоря машини M .

Якщо випрямлений струм дорівнює нулю, то і змінний струм ротора також матиме нульове значення. В схемі звичайного вмикання струм ротора дорівнює нулю лише при синхронній швидкості обертання ротора. В каскадних схемах вмикання двигуна з фазним ротором, як видно із (5.70), струм ротора може дорівнювати нулю при різних значеннях ковзання в залежності від E_M . Величину ковзання при нульовому значенні струму в роторі визначають із виразу:

$$s_0 = \frac{E_M}{K_{CX}E_2}. \quad (5.72)$$

Змінюючи збудження машини M , одержують різні значення s_0 , яким відповідають значення кутової швидкості при нульових значеннях струму. Ці кутові швидкості на відміну від синхронної, яка визначається частотою струму і числом пар полюсів, називають кутовими швидкостями холостого ходу (струм каскаду і момент дорівнюють нулю).

Регулювання швидкості електромеханічного каскаду при постійному статичному моменті пояснюється так (рис. 5.36). В усталеному режимі роботи системи при кутовій швидкості $\omega_{ХХ.2}$ зменшення струму збудження машини M від I_{32} до I_{31} призводить до зменшення її ЕРС, в результаті чого (5.70) збільшиться струм роторного кола асинхронного двигуна АД. Збільшення струму роторного кола збільшить момент асинхронного двигуна і машини постійного струму M . Машини АД і M з'єднані жорстко між собою і кутова швидкість їх збільшуватиметься, в результаті

чого зменшиться ЕРС асинхронного двигуна, оскільки зменшиться його ковзання. Збільшення частоти обертання системи призводить до збільшення ЕРС машини M . При цьому (5.70) зменшиться випрямлений струм ротора i , як наслідок, момент каскаду зменшиться. Система прийме усталений режим на новій механічній характеристиці двигуна, що характеризується кутовою швидкістю холостого ходу $\omega_{\text{ХХ.1}}$ (рис. 5.36, a). При збільшенні струму збудження машини M її ЕРС збільшиться, що призведе до зменшення випрямленого струму і моментів AD і M . Система при постійному статичному моменті гальмується, ЕРС AD збільшується, а M – зменшується. Наступив усталений режим при меншій кутовій швидкості. Максимальний момент механічних характеристик електромеханічного каскаду на 10-15% менший, ніж максимальний момент природної механічної характеристики через вплив явища комутації вентилів в роторному колі. Пусковий момент не залежить від струму збудження машини M . Це пояснюється тим, що при нульовому значенні кутової швидкості ЕРС машини M дорівнює нулю і на випрямлений струм роторного кола, а значить і пусковий момент двигуна AD , не впливає.

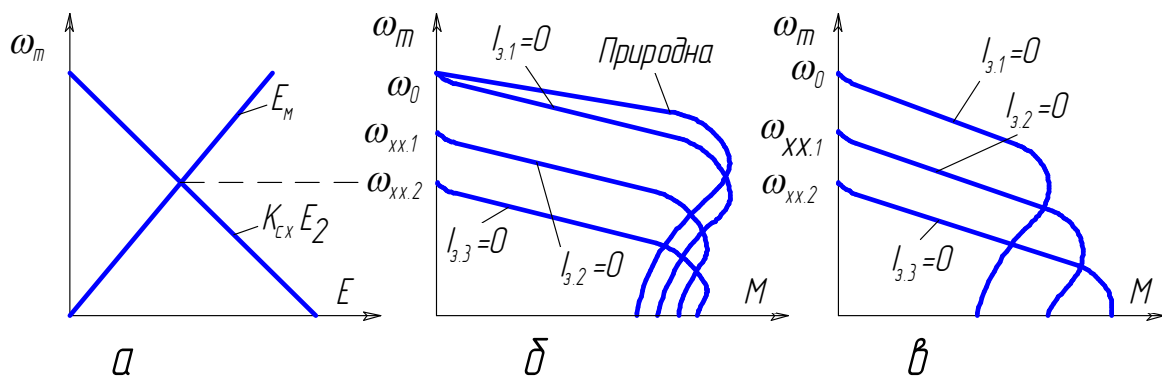


Рис. 5.36. Залежності ЕРС машини постійного струму M і асинхронного двигуна AD від швидкості обертання (a), механічні характеристики асинхронного двигуна ($б$) і механічні характеристики вентильно-машинного каскаду ($в$) при різних струмах збудження двигуна M

Механічні характеристики електромеханічного каскаду відрізняються від механічних характеристик двигуна (рис. 5.36, $в$). При нульовому значенні струму збудження машини M

згадані механічні характеристики однакові. При збільшенні струму збудження машини M зростає її момент. Останній передається на вал основного двигуна. Отже, в схемі електромеханічного каскаду робоча машина PM приводиться в рух під дією моментів двигунів AD і M .

Діапазон регулювання електромеханічного каскаду обмежується потужністю машини M . Чим нижче частота обертання AD (рис. 5.35), тим більші втрати потужності ковзання. Машина M повинна бути розрахована на перетворення цих втрат. Потужність машини M орієнтовно визначають за виразом:

$$P_M = P_{AD}(D-1). \quad (5.73)$$

При діапазоні регулювання $D = 2$ та постійному статичному моменті потужності машин M і AD однакові.

Плавність регулювання швидкості обертання в каскадній схемі досить висока.

Кутову швидкість у схемі електричного каскаду (рис. 5.37) регулюють аналогічно як і в електромеханічному каскаді.

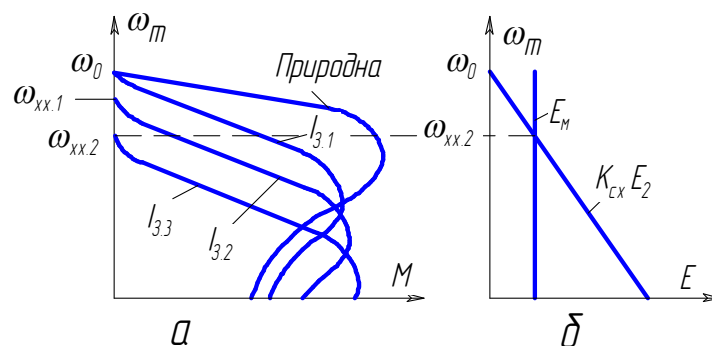


Рис. 5.37. Механічні характеристики електричного вентильно-машинного каскаду (а) та залежності ЕРС машини постійного струму E_M і асинхронного двигуна $K_{сх} \cdot E_2$ від швидкості обертання (б) при $I_{32} < I_{33}$

Характерним для електричного вентильно-машинного каскаду є незмінність ЕРС машини M в усталеному режимі, а значить незмінна швидкість її обертання. Отже, синхронний генератор CG (рис. 5.35, б) має сталу частоту струму.

Електричний вентильно-машинний каскад забезпечує регулювання кутової швидкості при постійному моменті, зона I, а

електромеханічний каскад – при постійній потужності, зона II (рис. 1.4).

При збільшенні струму збудження машини M електромеханічного і електричного каскадів збільшується ковзання асинхронного двигуна. В результаті цього (5.71) зростає еквівалентний опір, приведений до роторного кола, що призводить до зниження жорсткості регулювальних механічних характеристик асинхронного двигуна порівняно з природною характеристикою.

Коефіцієнт корисної дії розглянутих каскадних схем порівняно високий і становить 0,82-0,86 при номінальному навантаженні каскаду, коефіцієнт потужності дорівнює 0,75-0,85.

Вентильно-машинні каскади не можуть працювати в режимі електричного гальмування внаслідок односторонньої провідності випрямляючого моста в колі ротора асинхронного двигуна. Індуктивність L в колі випрямленого струму згладжує пульсації струму (рис. 5.35).

Один з недоліків вентильно-машинних каскадів полягає в необхідності машини постійного струму в електромеханічному каскаді, а в електричному каскаді – ще й синхронного генератора. Сучасний рівень розвитку електронної техніки дає можливість створити асинхронно-вентильний каскад, який складається з асинхронного двигуна з фазним ротором AD , вентильного випрямляча в роторному колі B , інвертора Inv , трансформатора Tr та реактора L (рис. 5.38). Схема асинхронно-вентильного електричного каскаду працює аналогічно вентильно-машинному каскаду, тобто за допомогою інвертора Inv в роторне коло асинхронного двигуна вводиться регульована додаткова ЕРС. При цьому випрямлений струм ротора визначається за виразом:

$$I_d = \frac{E_{d0}s - E_{d0I} \cos \beta - \Sigma \Delta U_B}{R_E}, \quad (5.74)$$

де E_{d0} – випрямлена ЕРС ротора при $s=1$. E_{d0I} – випрямлена ЕРС холостого ходу інвертора при $\beta=0$, $\Sigma \Delta U_B$ – втрати напруги в вентилях роторного та інверторного кіл; β – кут регулювання інвертора, що змінюється від 90 до 180^0 (в схемах на практиці – від 90 до 160^0); R_E – еквівалентний опір кола:

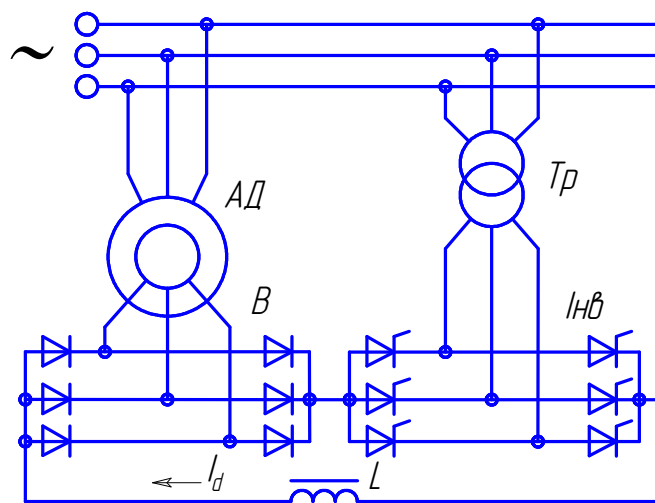
$$R_E = \frac{3R_{ДВS}}{\pi} + \frac{3X_T}{\pi} + 2R'_S s + 2R_R + 2R_T + R_L, \quad (5.75)$$

де X_T , R_T – відповідно реактивний і активний опори трансформатора, приведені до вторинної обмотки.

Якщо знехтувати величиною $\Sigma\Delta U_B$ при нульовому значенні струму роторного кола, ковзання при цьому визначається:

$$s_0 = \frac{E_{d0l} \cos \beta}{E_{d0}}. \quad (5.76)$$

Рис. 5.38. Схема асинхронно-вентильного каскаду:
АД – асинхронний двигун;
Тр – трансформатор; *В* – випрямляч; *Інв* – інвертор



Змінюючи кут випередження відкривання тиристорів, змінюють ЕРС інвертора, тоді система може працювати при різних ковзаннях. Асинхронно-вентильний каскад забезпечує регулювання швидкості вниз від номінального значення. Жорсткість механічних характеристик каскаду зменшується із збільшенням ковзання асинхронного двигуна (збільшення ЕРС інвертора). Крім того, при збільшенні ковзання зростає еквівалентний опір роторного кола, що призводить до зменшення перевантажувальної здатності двигуна. З урахуванням відзначеного діапазон регулювання становить приблизно 2:1. Збільшення діапазону регулювання потребує збільшення потужності елементів роторного кола (випрямляча, інвертора, трансформатора).

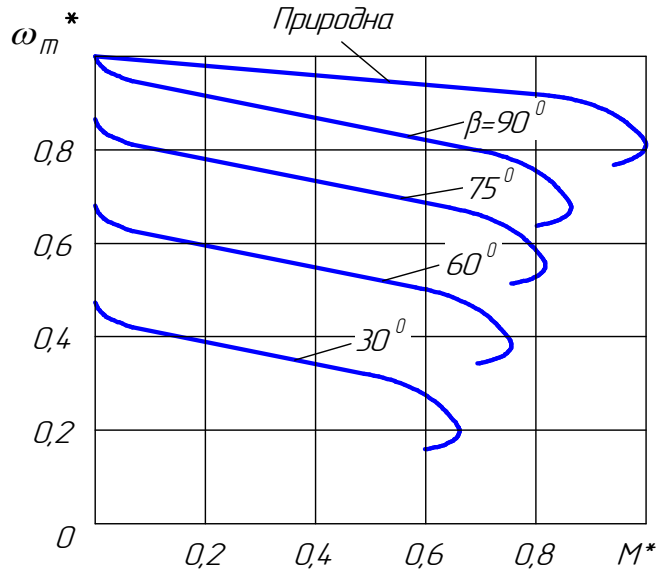
Орієнтовні механічні характеристики асинхронно-вентильного каскаду зображені на рис. 5.39.

Диференціальне рівняння, яке описує динаміку випрямленого струму, має вигляд:

$$E_{d0s} - E_{d0l} \cos \beta = I_d R_E + L \frac{dI_d}{dt}, \quad (5.77)$$

де L – індуктивність реактора.

Рис. 5.39. Орієнтовні механічні характеристики асинхронновентильного каскаду



Диференційному рівнянню (5.77) відповідає передаточна функція кола випрямленого струму:

$$W(p) = \frac{I_d(p)}{E_d(p) - E_l(p)} = \frac{1/R_E}{T_d p + 1}, \quad (5.78)$$

де $T_d = L/R_E$ – стала часу кола випрямленого струму.

Передаточна функція (5.78) повністю співпадає з передаточною функцією кола якоря двигуна постійного струму і тому регулювання струму може здійснюватись аналогічно розглянутому у п. 4.3. Керуючою дією у формулі (5.77) є вихідна напруга інвертора $E_l = E_{d0l} \cos \beta$, а напругу ротора $E_d = E_{d0s}$ треба розглядати як збурюючу дію.

Схема асинхронно-вентильного каскаду із контуром регулювання випрямленого струму зображена на рис. 5.40.

Для установок з регульованим приводом у невеликому діапазоні потужністю в десятки тисяч кіловат асинхронно-вентильні схеми регулювання частоти обертання є найбільш економічні.

Вмикання каскадних схем в електричну мережу здійснюється в певній послідовності з введенням в ротор асинхронного двигуна пускових резисторів, які після пуску вимикаються, а ротор приєднується до випрямляча (на схемах 5.35 та 5.38 пускові резистори не показані).

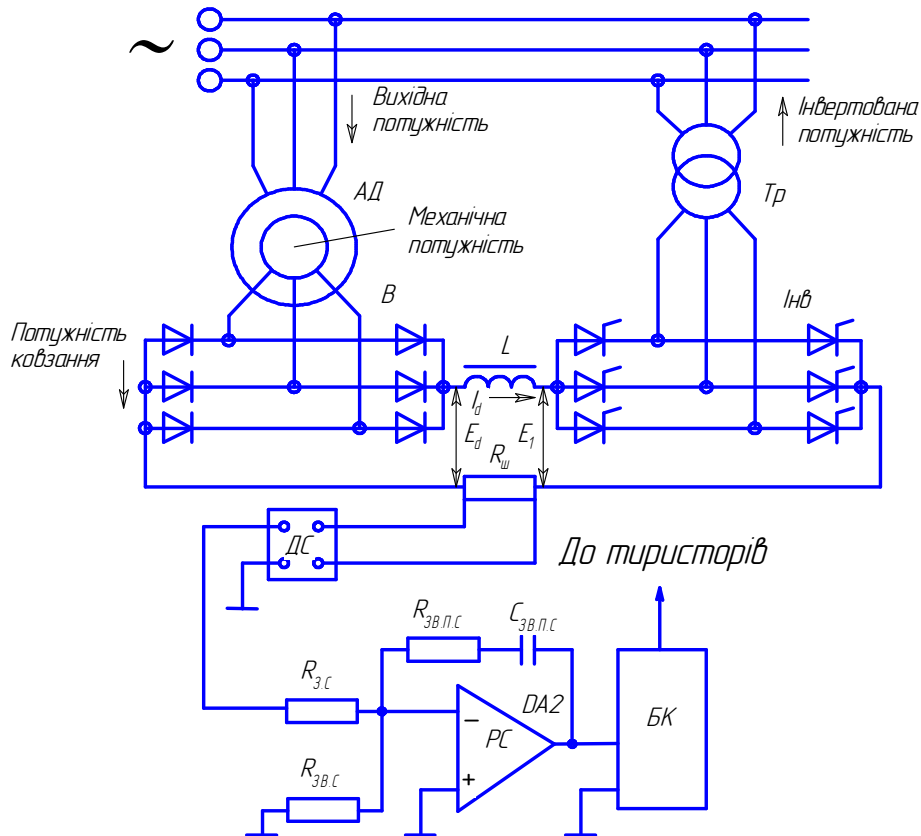


Рис. 5.40. Асинхронно-вентильний каскад із контуром регулювання випрямленого струму

Недоліками регулювання в асинхронно-вентильному каскаді є низький коефіцієнт потужності і можливість регулювання моменту тільки в одному квадранті.

5.6.2. Регулювання асинхронного електропривода зміною частоти обертання електромагнітного поля статора

5.6.2.1. Асинхронний електропривод зі скалярним керуванням

Можливість скалярного (частотного) регулювання швидкості асинхронного двигуна – регулювання шляхом змінювання

частоти напруги живлення – впливає з того, що швидкість обертання електромагнітного поля статора пропорційна частоті напруги живлення (5.47).

Але необхідно також врахувати, що постільки із зміною частоти змінюється і величина потоку двигуна Φ_1 ,

$$\Phi_1 = \frac{E_1}{\kappa f_1} \approx \frac{U_1}{\kappa f_1}, \quad (5.79)$$

то в більшості випадків одночасно із зміною частоти напруги живлення необхідно регулювати і її амплітуду. При зменшенні частоти вниз від номінальної зменшується індуктивний опір обмоток двигуна, а струм намагнічування зростає, що приводить до насичення магнітопроводу двигуна і його перегріву. Збільшення частоти напруги статора спричиняє зменшення струму статора і, відповідно, зниження перевантажувальної здатності двигуна.

Асинхронний електропривод зі скалярним керуванням будується як розімкнений, в якому підтримується відповідне співвідношення між частотою і напругою живлення, так і замкнений. В розімкнених системах вибір співвідношення залежить від моменту навантаження (див. п. 1.2.1) і визначається із умов збереження перевантажувальної здатності:

$$\lambda = \frac{M_{\text{МАКС}}}{M_C} = \text{const}, \quad (5.80)$$

де $M_{\text{МАКС}}$ – максимальний електромагнітний момент двигуна; M_C – момент опору робочої машини.

Закон зміни напруги і частоти, який задовольняє вимогу (5.80) при допущенні $r_s=0$, має вигляд:

$$\frac{U_s}{U_{\text{НОМ}}} = \frac{f_1}{f_{\text{НОМ}}} \sqrt{\frac{M_C}{M_{\text{НОМ}}}}, \quad (5.81)$$

де $U_{\text{НОМ}}$, $f_{\text{НОМ}}$, $M_{\text{НОМ}}$ – номінальні значення, які надаються в паспортних даних двигуна.

Якщо закон змінювання моменту опору робочої машини відомий, то можна визначити необхідне співвідношення між напругою і частотою на виході інвертора. Для прикладу наведено три класичних типи навантажень на валу машини:

$$1. \text{ при } x=0 \quad M_c = const, \text{ а } \frac{U_s}{f_1} = const; \quad (5.82)$$

$$2. \text{ при } x=-1 \quad P_c = M_c \omega_m = const, \text{ а } \frac{U_s}{\sqrt{f_1}} = const; \quad (5.83)$$

$$3. \text{ при } x=2 \quad M_c = k\omega_m^2 = const, \text{ а } \frac{U_s}{f_1^2} = const. \quad (5.84)$$

Тут ω_m – кутова швидкість ротора двигуна, x – показник степеня, що характеризує зміну статичного моменту робочої машини при зміні швидкості згідно рівняння (1.18).

Регулювальні механічні характеристики асинхронного двигуна при різних залежностях моменту від швидкості наведено на рис. 5.41.

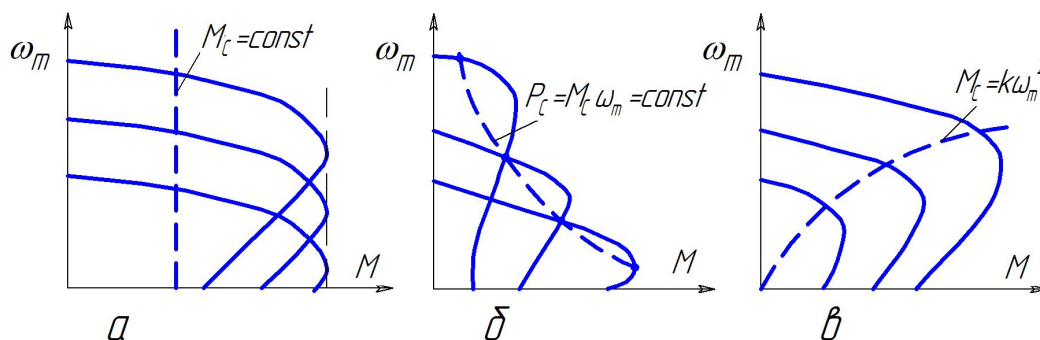


Рис. 5.41. Механічні характеристики розімкнених асинхронних електроприводів зі скалярним керуванням при різному навантаженні:
a – постійному; *б* – гіперболічному; *в* – вентиляторному

В системах керування сучасних перетворювачів часто передбачена можливість перестройки з метою забезпечення всіх трьох законів регулювання.

Бажану залежність напруги живлення від її частоти за допомогою функціональних перетворювачів в системах керування асинхронними короткозамкненими двигунами можна отримати простими схемами керування (рис. 5.42).

На рис. 5.42, *a* наведена розімкнена система скалярного керування. Напруга із задатчика інтенсивності (*ЗІ*) безпосередньо поступає для завдання частоти на вхід автономного інвертора (*АІ*) і через функціональний перетворювач (*ФП*) для завдання напруги на вхід керованого випрямляча (*КВ*). В даній схемі використаний тиристорний або транзисторний перетворювач частоти з ланкою

постійного струму. В системі керування з $\Phi\Pi$ можуть використовуватися зворотні зв'язки за напругою $KВ$ або всього перетворювача частоти (рис. 5.42, б). На схемі позначено: $ДН$ – датчик напруги; $РН$ – регулятор напруги.

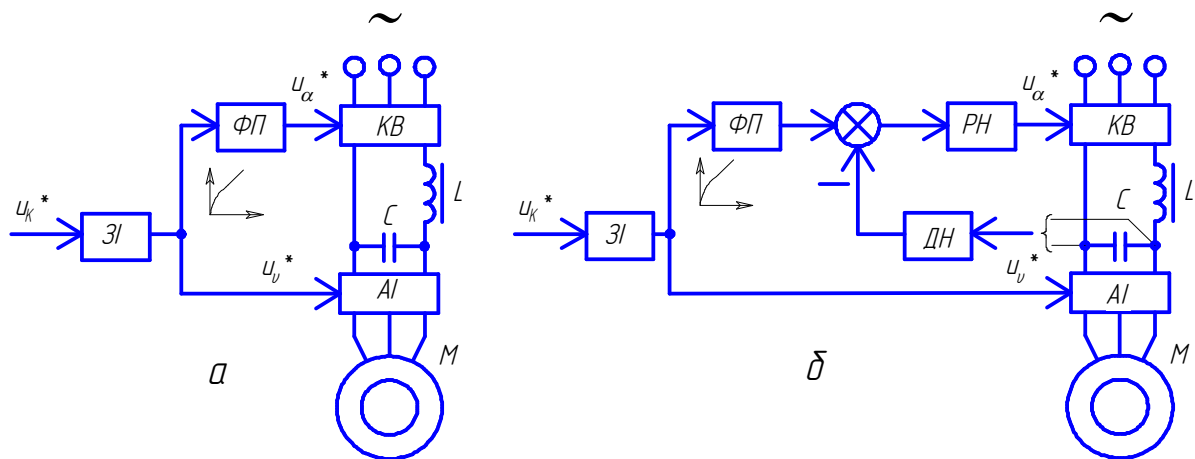


Рис. 5.42. Розімкнена система (а) і система (б) з контуром регулювання напруги керованого випрямляча при скалярному регулюванні двигуна з корекцією напруги:

u_k^* – вхідний сигнал регульованої величини; u_α^* – сигнал керування $KВ$;
 u_v^* – сигнал керування інвертором

Якщо регулювальні характеристики перетворювача частоти за каналами напруги і частоти нелінійні, то в характеристиці $\Phi\Pi$ необхідна залежність $u_\alpha^* = f(u_v^*)$ повинна бути реалізована з урахуванням цих нелінійностей. При інших рівних умовах залежності $u_\alpha^* = f(u_v^*)$ в схемах 5.42, а, б будуть дещо відрізнятися, оскільки вони розраховані на основі параметрів статорної ланки двигуна спільно з приведеними опорами перетворювача частоти. Останні ж в схемах, що розглядаються, будуть різні. В схемі рис. 5.42, б проводиться стабілізація напруги $KВ$, і тим самим зменшується приведений опір статорної ланки. При використанні регуляторів напруги з інтегральною складовою статичну похибку контуру регулювання напруги можна прийняти рівною нулю.

В системах керування з $\Phi\Pi$ можна використовувати не тільки контури регулювання напруги, але й підпорядковані контури регулювання струму. Функціональна схема такої

системи керування наведена на рис. 5.43. Синтез регуляторів напруги (РН) і струму (РС) виконують на основі складених структурних схем системи. Для даної системи регулятори прийняті пропорційно-інтегральними. Розрахунок параметрів регуляторів виконується за загальною методикою, наведеною в п. 2.3.

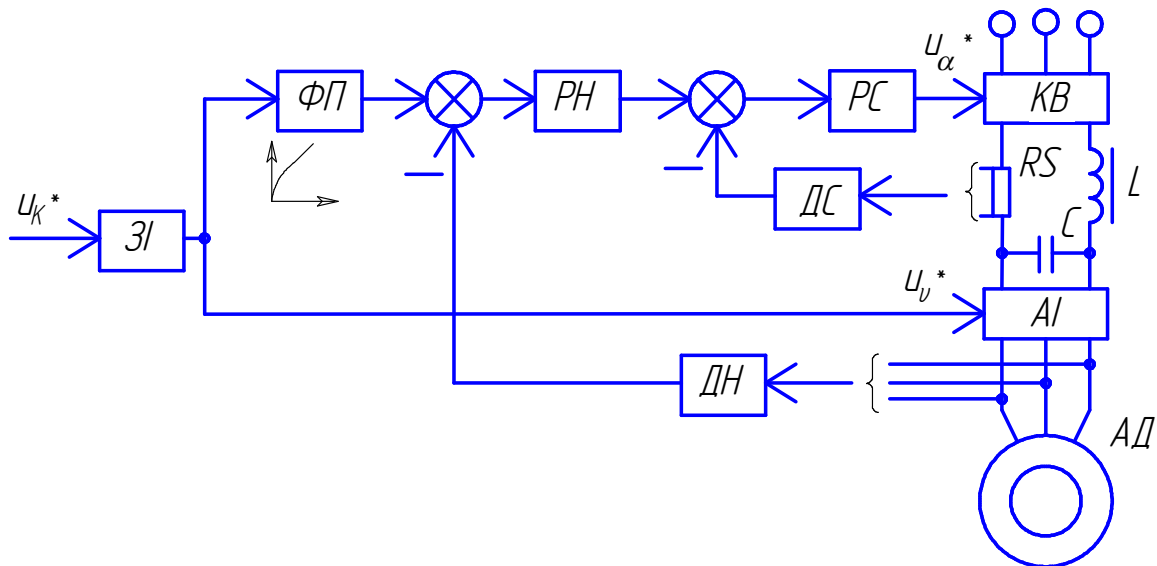


Рис. 5.43. Система керування асинхронного електропривода з підпорядкованими контурами за напругою та струмом

Скалярні способи управління забезпечують досягнення необхідних статичних характеристик і використовуються в електроприводах зі "спокійним" навантаженням. На вході цих систем, як правило, вмикають задавачі інтенсивності (ЗІ), які обмежують швидкість наростання (спадання) вхідного сигналу до такої величини, при якій процеси в системі можна вважати усталеними, тобто в рівнянні (5.4) можна було знехтувати складовою $J \frac{d\omega_m}{dt}$, оскільки $J \frac{d\omega_m}{dt} \ll M_H$.

Всі закони скалярного керування базуються на математичному описі асинхронної машини в усталеному режимі роботи в обертовій системі координат. В цьому випадку $v = const$, $\frac{dv}{dt} = 0$, $m = m_H$, всі просторові вектори нерухомі і незмінні за величиною:

$$u_s^* = U_s^* = const; \quad i_s^* = I_s^* = const; \quad i_r^* = I_r^* = const;$$

$\psi_S^* = \Psi_S^* = const$, – тому похідні від потокозчеплень також рівні нулю. Тоді система рівнянь (5.20) після перетворення прийме вигляд:

$$\left. \begin{aligned} \frac{U_S^*}{\alpha_K} &= \frac{r_S}{\alpha_K} I_S^* + j\Psi_S^* = \frac{r_S}{\alpha_K} I_S^* + jx_{S\sigma} I_S^* + j\Psi_m^*; \\ 0 &= \frac{r_R}{\beta_K} I_R^* + j\Psi_R^* = \frac{r_R}{\beta_K} I_R^* + jx_{R\sigma} I_R^* + j\Psi_m^*, \end{aligned} \right\} \quad (5.85)$$

де $\Psi_m^* = x_m(I_S^* + I_R^*)$ – потокозчеплення взаємоіндукції; x_m – індуктивний опір контуру намагнічування; $\beta_K = \alpha_K - p_{II}\nu$ – абсолютне ковзання; α_K, ν – відносна частота струму статора і кутової швидкості ротора; p_{II} – кількість пар полюсів; $x_{S\sigma} = x_S - x_m$, $x_{R\sigma} = x_R - x_m$ – індуктивні опори розсіювання статора і ротора у відносних одиницях.

Схема заміщення асинхронного короткозамкненого двигуна в усталеному режимі наведена на рис. 5.44. На її прикладі можна показати основні закони скалярного керування машиною. Таких законів чотири:

1. $U_S^* / \alpha_K = const$.
2. $\frac{E_S^*}{\alpha_K} = \Psi_S^* = const$.
3. $\frac{E_m^*}{\alpha_K} = \Psi_m^* = const$.
4. $\frac{E_R^*}{\alpha_K} = \Psi_R^* = const$.

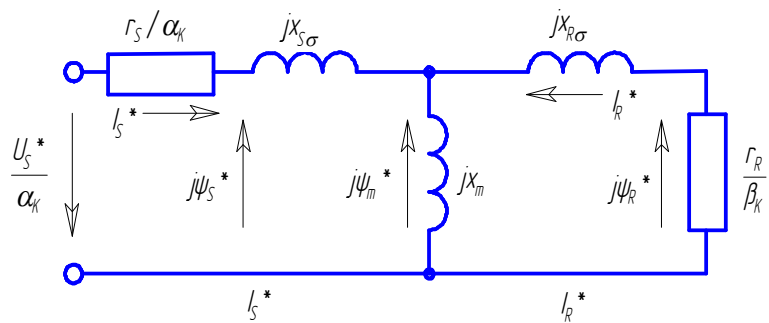


Рис. 5.44. Схема заміщення асинхронного короткозамкненого двигуна в усталеному режимі

Вирази моменту для перерахованих законів керування знаходять із схеми заміщення:

$$1. \quad m = \frac{\left(\frac{U_S^*}{\alpha_K}\right)^2 \frac{r_R}{\alpha_K \beta_K}}{(x_{S\sigma} + x_{R\sigma})^2 + \left(r_S + \frac{r_R}{\beta_K}\right)^2}. \quad (5.86)$$

$$2. \quad m = \frac{(\Psi_S^*)^2 \frac{r_R}{\alpha_K \beta_K}}{(x_{S\sigma} + x_{R\sigma})^2 + \left(\frac{r_R}{\beta_K}\right)^2}. \quad (5.87)$$

$$3. \quad m = \frac{(\Psi_m^*)^2 \frac{r_R}{\alpha_K \beta_K}}{(x_{R\sigma})^2 + \left(\frac{r_R}{\beta_K}\right)^2}. \quad (5.88)$$

$$4. \quad m = \frac{(\Psi_R^*)^2 \frac{r_R}{\alpha_K \beta_K}}{\left(\frac{r_R}{\beta_K}\right)^2}. \quad (5.89)$$

На рис. 5.45 наведені механічні характеристики асинхронного короткозамкненого двигуна для всіх чотирьох законів керування на лінійній моделі, яка не враховує насичення магнітопроводу. Слід зауважити, що перераховані закони керування широко використовуються і добре себе зарекомендували в електроприводах, де не потрібна швидкодія за керуванням і немає різких змін моменту навантаження.

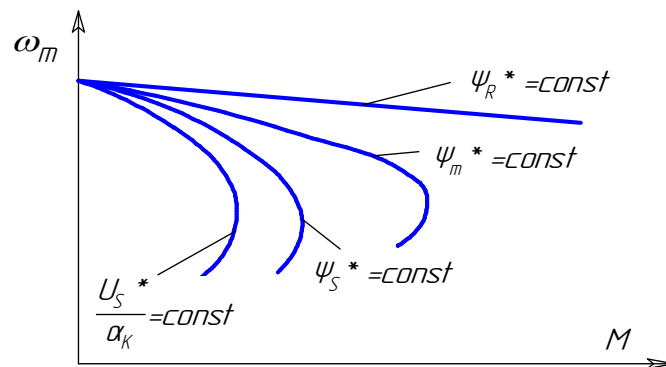


Рис. 5.45. Механічні характеристики асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором при різних законах керування

Найпростішим із перерахованих законів регулювання є перший. Цей закон при використанні інвертора з синусоїдальним ШІМ реалізується практично всіма напівпровідниковими перетворювачами, що випускаються. Перевага цього закону полягає в тому, що електропривод може працювати без

від'ємного зворотного зв'язку за швидкістю і має природну жорсткість механічних характеристик в обмеженому діапазоні регулювання швидкості, про що говорилося раніше.

При використанні зворотного зв'язку за ЕРС статора двигуна порівняно легко реалізуються системи, в яких може бути забезпечена стабільність потоку при регулюванні швидкості двигуна. Із залежності, отриманої зі схеми заміщення електродвигуна,

$$E_S = E_{S.H} \alpha_K \Phi^* = E_{S.H} \alpha_K \frac{\Phi}{\Phi_H} \quad (5.90)$$

знаходимо його магнітний потік

$$\Phi = \frac{\Phi_H}{E_{S.H}} \frac{E_S}{\alpha_K}. \quad (5.91)$$

Таким чином, стабільність потоку двигуна забезпечується, якщо його ЕРС змінювати пропорційно зміні частоти струму статора. Завдання швидкості двигуна в цьому випадку є одночасно завданням частоти струму і ЕРС статора. Функціональна схема системи керування швидкістю із зворотним зв'язком за ЕРС для статора наведена на рис. 5.46, а. Контур стабілізації ЕРС для заданої швидкості включає в себе датчик *ДЕ* і регулятор *РЕ* ЕРС. ЕРС статора можна вимірювати за допомогою додаткових вимірювальних обмоток, виконаних так, як і обмотки статора, або за допомогою вимірювальних пристроїв, які обчислюють значення ЕРС за напругою і струмом статора, аналогічно тому, як це робиться при визначенні ЕРС двигуна постійного струму. Датчик ЕРС в цьому випадку складається з трансформатора напруги, випрямляча, підсилювача з потенціальною розв'язкою в каналі вимірювання струму, суматора і фільтра. Датчик ЕРС (*ДЕ*), або як ще цей блок називають обчислювач ЕРС (*ОЕ*), реалізує одну із наступних залежностей:

$$E_S = U_S - R_S I_S; \quad (5.92)$$

$$E_m = U_S - I_S \sqrt{R_S^2 + (\omega_K L_{S\sigma})^2}; \quad (5.93)$$

$$E_R = U_S - I_S \sqrt{R_S^2 + [\omega_K (L_{S\sigma} + L_{R\sigma})]^2}, \quad (5.94)$$

де $L_{S\sigma}=L_S-L_m$, $L_{R\sigma}=L_R-L_m$ – індуктивності розсіювання статора і ротора.

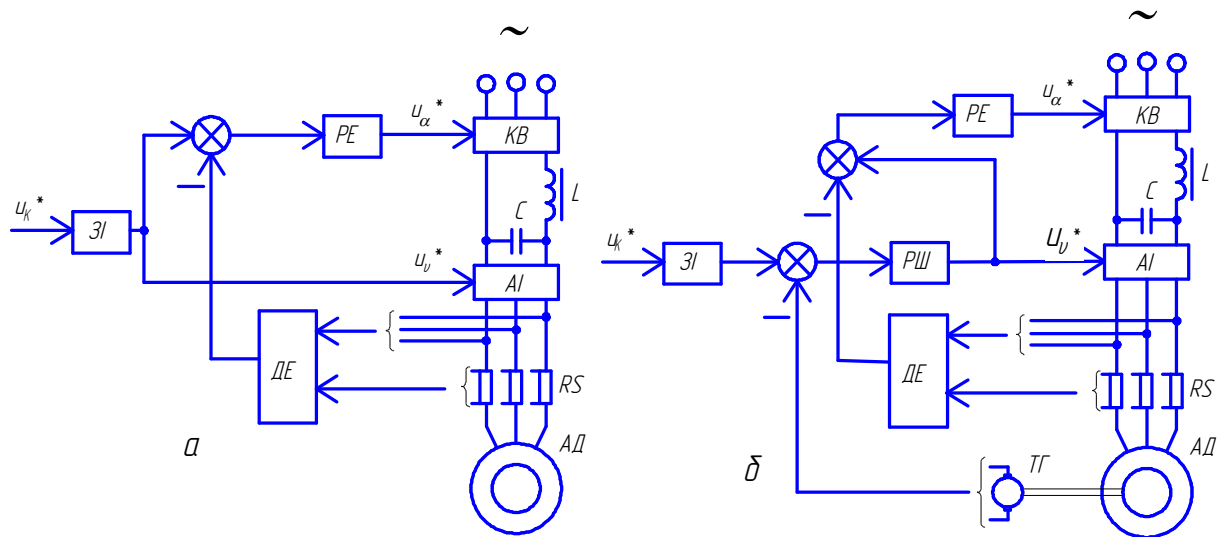


Рис. 5.46. Стабілізація потоку асинхронного двигуна за ЕРС:
 а – система з контуром регулювання ЕРС;
 б – система з контурами регулювання ЕРС і швидкості

Синтез PE виконується за стандартною методикою. При цьому слід зазначити, що передаточний коефіцієнт k_E , що зв'язує ЕРС і напругу статора, є змінним:

$$k_E = \frac{E_s}{U_{s,ном} u_s^*}. \quad (5.95)$$

Внаслідок зміни частоти α_K при регулюванні швидкості двигуна змінюється і коефіцієнт k_E . Для отримання стабільних динамічних характеристик контуру регулювання ЕРС, що відповідають розрахунковим умовам, необхідно виконати і відповідну перенастройку величини передаточного коефіцієнта PE , наприклад, за величиною сигналу завдання швидкості.

Контур регулювання ЕРС забезпечує постійність потоку двигуна. В той же час можна використати контур регулювання швидкості двигуна, який забезпечує високу жорсткість механічних характеристик електропривода в замкненій системі. Автоматична система керування з контурами регулювання ЕРС і швидкості наведена на рис. 5.46, б. Сигнал завдання швидкості формується $ЗІ$ і поступає на вхід контуру регулювання швидкості. Вихідний сигнал регулятора швидкості $PШ$ є

сигналом керування частотою інвертора AI і одночасно сигналом завдання для контуру регулювання ЕРС. Контур регулювання ЕРС в даній схемі виконується і розраховується за стандартною методикою.

Синтез $PШ$ можна виконати в першому наближенні, використовуючи спрощену структурну схему двигуна при частотному керуванні з урахуванням того, що потокозчеплення статора постійне. Більш точні результати по синтезу параметрів PE і $PШ$ можуть бути отримані при одночасному розгляді перехідних процесів в обох взаємозв'язаних контурах регулювання або на моделі в MatLab простим підбором коефіцієнтів відповідних регуляторів.

Скалярний закон керування $\Psi_R = const$ використовується при побудові електроприводів з автономним інвертором струму AIC (рис. 5.47). При цьому $KВ$ спільно з контуром регулювання струму випрямляча створюють джерело струму. Керування двигуном проводиться шляхом завдання струму статора і частоти AIC . Ці дві величини, в свою чергу, залежать від загального сигналу завдання на систему u_K^* , що визначає швидкість двигуна.

Струм статора зв'язаний також з навантаженням двигуна. Цей зв'язок найпростіше виразити через абсолютне ковзання β_K (рис. 5.48):

$$I_S^* = \frac{\Psi_R^*}{x_m} (1 + j\beta_K T_R^*), \quad (5.96)$$

звідки визначають залежність між скалярними значеннями струму статора та потокозчеплення ротора і абсолютним ковзанням:

$$I_S = \frac{\Psi_R^*}{x_m} \sqrt{1 + (\beta_K T_R^*)^2}. \quad (5.97)$$

Якщо при регулюванні швидкості забезпечити постійний потік, наприклад $\Phi = \Phi_{НОМ}$, то за схемою заміщення можна розрахувати залежність $I_S = F(\beta_K)$, яка реалізує дану умову. Залежність $I_S = F(\beta_K)$ є нелінійною функцією (рис. 5.48) і для спрощення виконання функціонального перетворювача виконують її лінійну інтерпретацію. Така апроксимація на рис. 5.48 показана прямими тонкими лініями. Величина $I_{S,ГР}$ визначає

граничний струм статора, який рівний допустимому струму перетворювача частоти і двигуна. Характеристика $I_S = F(\beta_K)$ симетрична відносно осі струму, що підкреслює загальну симетрію асинхронної машини в режимі генератора і двигуна.

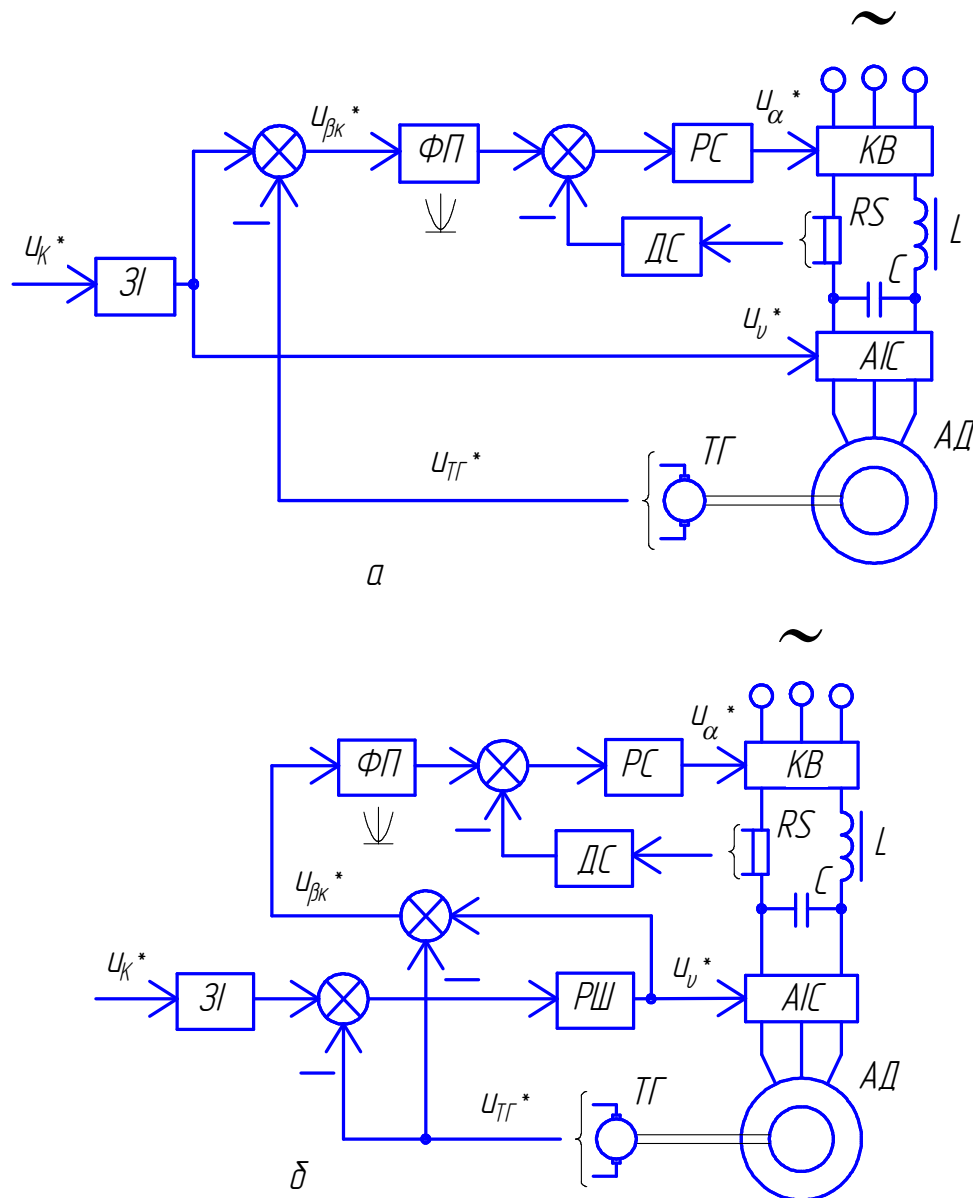


Рис. 5.47. Функціональні схеми частотно-струмового керування:
 а – з контуром керування струму; б – з контурами керування струму і швидкості

Функціональні схеми систем з частотно-струмовим керуванням наведені на рис. 5.47. Завданням на струм статора є вихідний сигнал функціонального перетворювача $\Phi\Pi$, в якому

реалізується характеристика $I_S = F(\beta_K)$. Вхідним сигналом $\Phi\Pi$ є сигнал $u_{\beta_K}^*$, пропорційний абсолютному ковзанню β_K . Дійсно, цей сигнал створений як різниця між сигналом $u_{\alpha_K}^*$, пропорційним при лінійній регулювальній характеристиці АІС частоті струму статора, і сигналом тахогенератора $u_{ТГ}^*$, пропорційним частоті обертання ротора. З врахуванням передаточного коефіцієнта схеми віднімання отримується інформація про частоту струму ротора або абсолютне ковзання. Таким способом при регулюванні швидкості наближено забезпечується постійний потік двигуна.

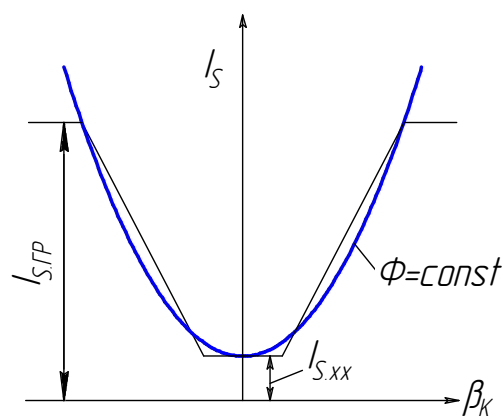


Рис. 5.48. Залежність струму статора від абсолютного ковзання $I_S = F(\beta_K)$

Як і в системах керування із зворотними зв'язками за ЕРС, в системах, що розглядаються, для забезпечення відповідної жорсткості механічних характеристик можуть бути використані контури регулювання швидкості. Прикладом є система, функціональна схема якої наведена на рис. 5.47, б. Вхідна напруга $\Phi\Pi$ визначається як різниця між вихідним сигналом регулятора швидкості $PШ$ і сигналом тахогенератора $ТГ$. Завдання на швидкість вводиться через $ЗІ$ на вхід контуру регулювання швидкості. В системі керування є два взаємозв'язаних контури регулювання, один з яких вирішує задачу наближеної стабілізації потоку, другий забезпечує необхідну жорсткість механічних характеристик.

Схема системи частотно-струмового керування, що відповідає функціональній схемі рис. 5.47, б, наведена на рис. 5.49. Функціональний перетворювач $\Phi\Pi$ реалізується на опера-

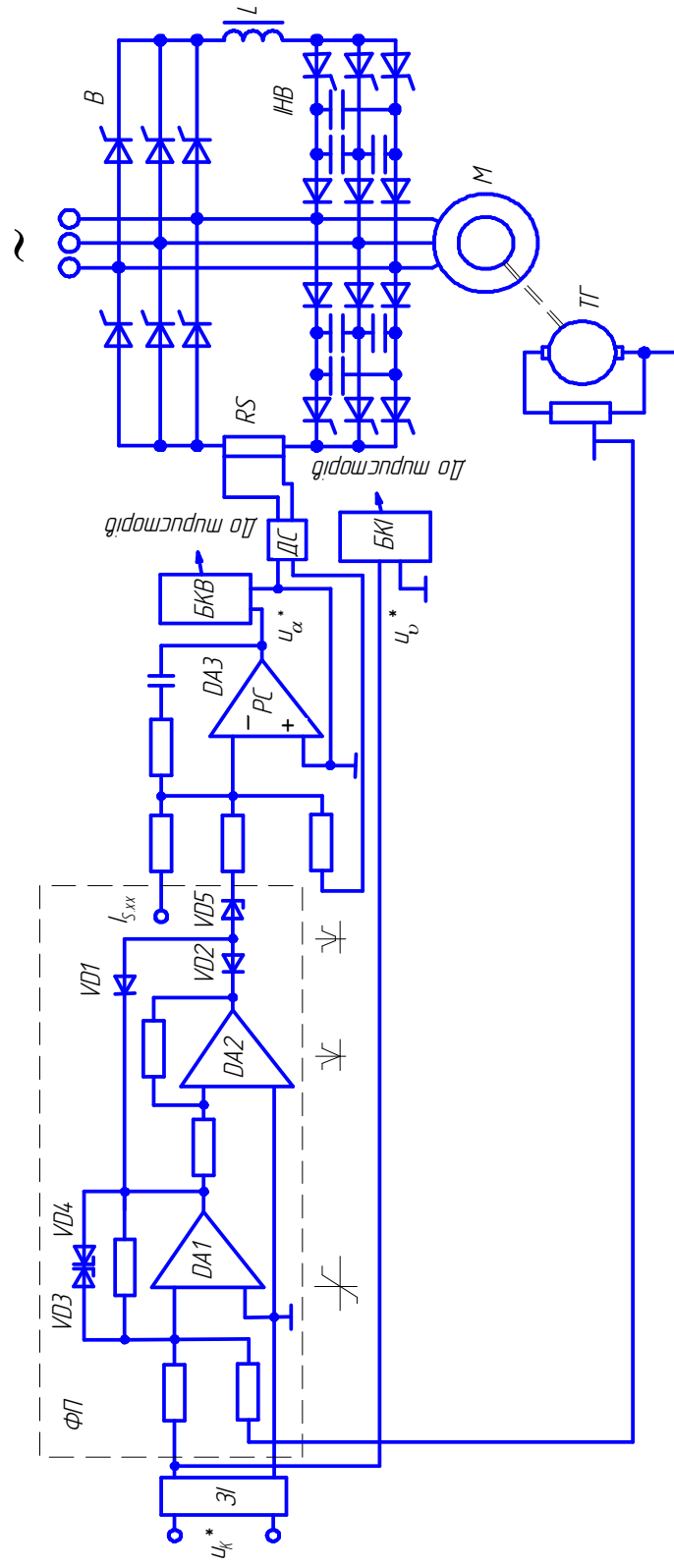


Рис. 5.49. Принципіальна схема системи частотного-струмового керування асинхронним приводом

ційних підсилювачах $DA1$ і $DA2$. Підсилювач $DA1$ реалізує обмеження напруги, а підсилювач $DA2$ і діоди $VD1$ і $VD2$ – постійність знаку вихідної напруги при знакозмінній вхідній напрузі. Стабілітрон $VD5$ і додатковий сигнал $I_{S.XX}$ на виході регулятора струму формують нижню частину характеристики $I_S=F(\beta_K)$ і визначають струм статора в режимі холостого ходу двигуна. Регулятором струму PC є III -регулятор. Сигнал, пропорційний β_K , формується підсилювачем $DA1$ шляхом віднімання від сигналу завдання напруги з виходу подільника $TГ$.

Необхідно підкреслити одну характерну особливість цієї схеми: завдяки наявності індуктивності L керований випрямляч може бути переведений в режим веденого мережею інвертора. В цьому випадку механічна енергія з вала машини може бути рекуперована в мережу.

Такої властивості не має система з АІН. В них для реалізації рекуперації необхідно використати окремий ведений мережею інвертор.

5.6.2.2. Векторне керування асинхронним електроприводом

Розглянуте в попередньому підрозділі скалярне регулювання швидкості в асинхронному електроприводі широко використовується в тих випадках, коли до привода висувуються порівняно невисокі вимоги до діапазону регулювання швидкості і динамічних характеристик. Робота привода в діапазоні до 1000:1 при жорстких вимогах до швидкодії може бути забезпечена векторними системами керування. Ці системи досягли таких і навіть кращих регулювальних властивостей, які раніше вважалися можливими тільки в приводах з двигунами постійного струму незалежного збудження.

Якщо під скалярним регулюванням швидкості в асинхронному двигуні розуміється таке регулювання, при якому в якості змінних в системі використовуються ефективні значення напруг, струмів і поточкозчеплень, а самі ці величини вважаються скалярними, то в основі векторного керування є зображення цих величин як просторові вектори (див. п. 5.2). Крім того скалярне керування базується на залежностях, записаних на основі схем

заміщення асинхронного двигуна, а векторне – на відповідних структурних схемах.

Наглядне уявлення про відмінність між скалярним і векторним керуванням видно при розгляді режиму *IR*-компенсації. Відмінність пояснюється так: якщо напруга на статорі двигуна U_1 формується як алгебраїчна сума модулів напруг за активним опором фази E_A і падінням напруги на активному опорі $I_1 R_S$, то таке керування є скалярним; якщо ж вектор напруги \vec{U}_1 утворюється як векторна сума цих величин $\vec{E}_1 + \vec{I}_1 R_S$, то це – векторне керування.

Для пояснення смислу використання векторного керування запишемо систему рівнянь, що описують асинхронний двигун в просторових векторах при орієнтації осі дійсних чисел обертової системи координат x - y по вектору потокозчеплення ротора $\vec{\psi}_R$ (рис. 5.50).

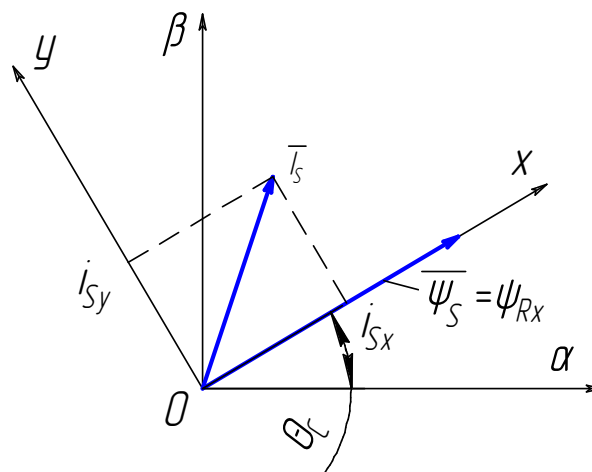


Рис. 5.50. Нерухомі і обертова системи координат при орієнтації осі x за вектором потокозчеплення ротора

θ_c – миттєве значення кута повороту обертової системи координат x - y відносно нерухомої α - β

Система рівнянь при орієнтації осі x за вектором потокозчеплення має вигляд:

$$\left. \begin{aligned} i_{Sx} &= \frac{1/R_S}{\sigma T_S p} (u_{Sx} - R_S i_{Sx} + \omega_K \sigma T_S R_S i_{Sy} - k_2 p \Psi_R); \\ i_{Sy} &= \frac{1/R_S}{\sigma T_S p} (u_{Sy} - R_S i_{Sy} - \omega_K \sigma T_S R_S i_{Sx} - k_2 \omega_K \Psi_R); \\ \Psi_R &= \frac{1}{T_R p} (L_m i_{Sx} - \Psi_R); \\ \omega_P &= k_2 R_R i_{Sy} / \Psi_R, \end{aligned} \right\} \quad (5.98)$$

де $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_S L_R)$ – коефіцієнт розсіювання машини; $k_2 = L_m / L_R$ – безрозмірний коефіцієнт; ω_K – частота обертання поля статора в електричному просторі; ω_P – частота роторної ЕРС в електричному просторі; p – оператор Лапласа.

Система рівнянь (5.98) доповнюється:

1) формулою для електромагнітного моменту двигуна

$$M = \frac{3}{2} p_{\Pi} k_2 \Psi_R i_{Sy}, \quad (5.99)$$

2) основним рівнянням механіки

$$M - M_c = J p \omega_m, \quad (5.100)$$

3) рівностію

$$\omega_K = \omega_m p_{\Pi} + \omega_P, \quad (5.101)$$

де p_{Π} – кількість пар полюсів; ω_m – частота обертання ротора.

На основі рівнянь, що відповідають напрямку осі x по вектору потокозчеплення ротора, побудована структурна схема (рис. 5.51).

Вхідними сигналами є проекції вектора статорної напруги u_{Sx} і u_{Sy} , а вихідними величинами електромагнітної частини схеми – потокозчеплення ротора Ψ_R і електромагнітний момент двигуна M . Частота роторної ЕРС ω_P розраховується через проекцію на вісь y вектора струму статора і потокозчеплення ротора. В свою чергу, через швидкість ротора двигуна ω_m і частоту ЕРС ротора ω_P розраховується частота обертання поля статора ω_K . В структурній схемі є перехресні зв'язки між каналом формування потокозчеплення ротора і каналом формування електромагнітного моменту (на входи блоків $\frac{1/R_S}{\sigma T_S p}$ діють сигнали

перехресних зв'язків за проекціями вектора струму статора i_{Sx} і i_{Sy}).

Якщо тим чи іншим способом компенсувати вплив перехресних зв'язків, то виявиться, що сигналом по осі x незалежно задається потокозчеплення ротора, а сигналом по осі y – електромагнітний момент при даному значенні потокозчеплення ротора Ψ_R . Таким чином, структура асинхронного двигуна, яка отримана на основі розгляду просторових векторів, виявляється практично такою ж, як і структура двигуна постійного струму незалежного збудження.

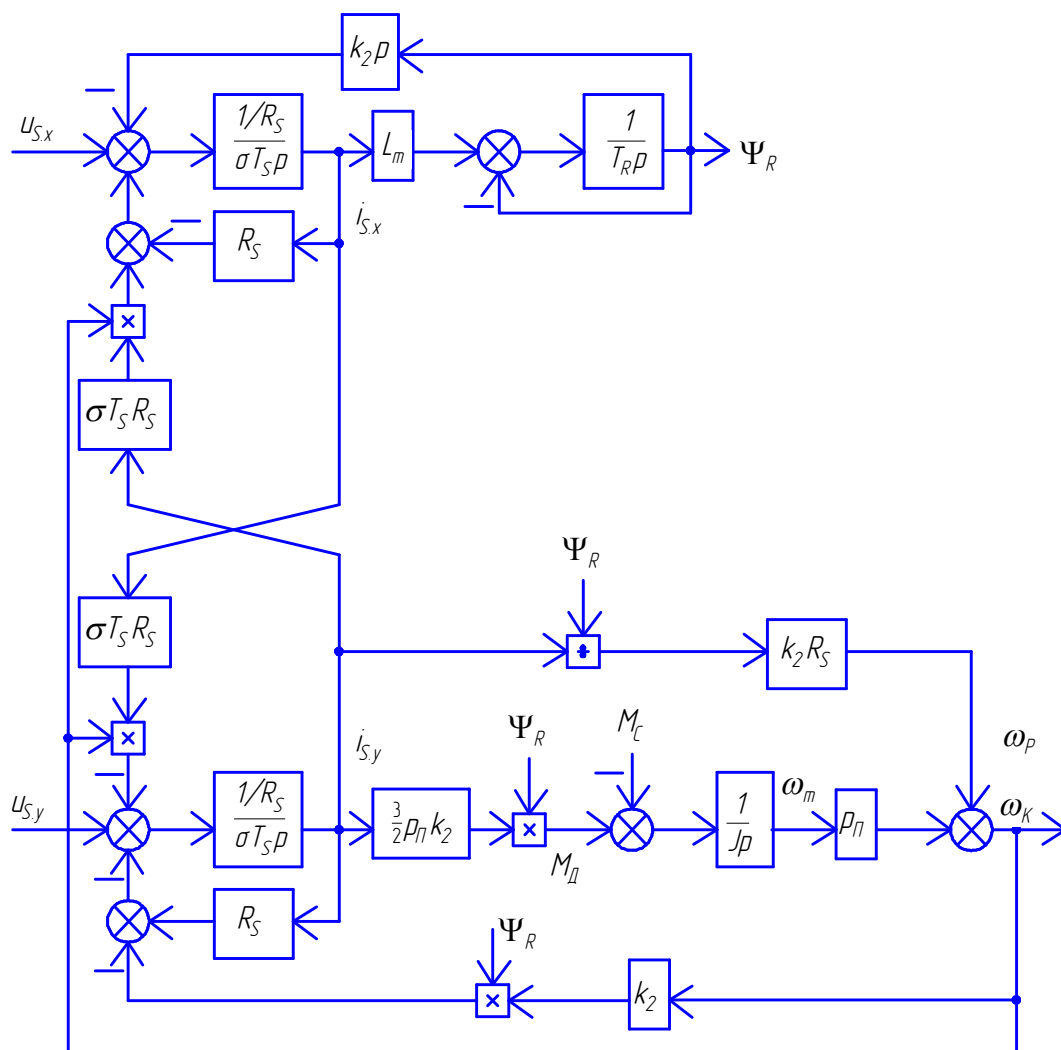


Рис. 5.51. Структурна схема асинхронного електропривода при орієнтації обертової системи координат за вектором потокозчеплення ротора

Аналогія з двигуном постійного струму стає ще більш очевидною, якщо в перетворювачі, від якого живиться двигун, за

допомогою швидкодіючих струмових контурів формуються безпосередньо складові струму статора i_{sx} і i_{sy} . Це можна досягти при живленні двигуна від автономного інвертора струму.

На рис. 5.52, *a* наведена частина структурної схеми рис. 5.51, яка ілюструє процес формування електромагнітного моменту асинхронного двигуна, а на рис. 5.52, *б* – схема формування електромагнітного моменту в двигуні постійного струму незалежного збудження. На останній k_{Φ} – коефіцієнт, який зв'язує в лінеаризованому описі двигуна постійного струму потік збудження Φ зі струмом збудження i_z . Видно, що складова струму статора асинхронного двигуна i_{sx} в приводі з векторним керуванням відіграє ту ж роль, що і струм збудження двигуні постійного струму, постійна часу ротора T_R еквівалентна постійній часу збудження T_3 , а коефіцієнт $3p_{II}k_2/2$ відповідає машинній постійній двигуна постійного струму k_{Φ} . Покращення

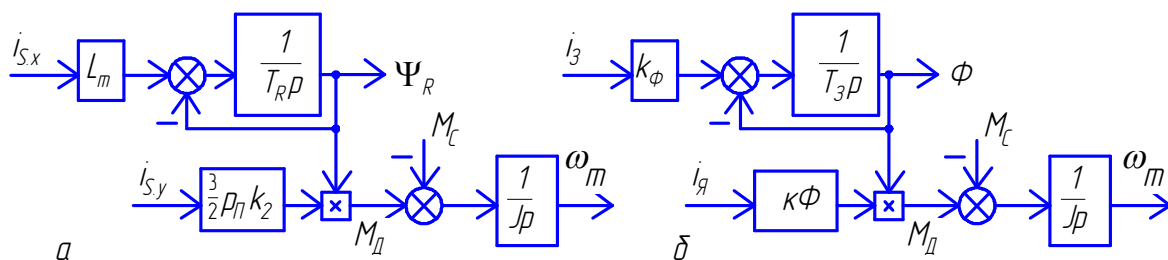


Рис. 5.52. Порівняння структури асинхронного двигуна при векторному керуванні (*a*) з структурою двигуна постійного струму незалежного збудження (*б*)

динамічних властивостей привода з асинхронним двигуном при векторному керуванні є результатом того, що в перехідних процесах є можливість підтримувати постійність потокозчеплення ротора, на відміну від скалярного керування, де потокозчеплення ротора в перехідних процесах змінюється залежно від струмів статора і ротора, що приводить до зниження темпу зміни електромагнітного моменту. В приводі з векторним керуванням, де потокозчеплення можна підтримувати постійним, електромагнітний момент змінюється так швидко, як швидко

змінюється складова струму статора i_{sy} (аналогія зі зміною моменту при зміні струму якоря i_J в двигуні постійного струму).

Системи векторного керування, які ще називаються системами з орієнтацією за полем, можна поділити на системи з прямою і непрямою орієнтацією за полем. Трактовка цих визначень неоднозначна.

За першою трактовкою до систем з прямою орієнтацією за полем відносять тільки ті системи, в яких здійснюється безпосереднє вимірювання потоку за допомогою тих чи інших датчиків потоку. Друга трактовка відносить до систем з прямою орієнтацією поля і ті системи, в яких потік розраховується на моделі, оскільки це дає можливість побудувати замкнений контур його регулювання, так як і при безпосередньому вимірюванні потоку. До систем з непрямою вимірюванням в цьому випадку відносять тільки ті системи, в яких потік не вимірюється і не розраховується, а формується шляхом завдання інших змінних (рис. 5.53). На схемах двигун M поданий у вигляді математичної моделі в обертовій системі координат x - y (рис. 5.52, a), а перетворювач частоти $ПЧ$ має інвертор струму. На рис. 5.53, a наведена структура привода, яка пояснює принцип векторного керування з прямою орієнтацією за полем. Асинхронний двигун M отримує живлення від перетворювача частоти $ПЧ$. Вхідними сигналами для перетворювача служать i_{sx}^* і i_{sy}^* – проекції просторового вектора струму статора на осі обертової системи координат у відносних одиницях. В моделі двигуна за дійсними значеннями струмів i_{sx} і i_{sy} і значенням швидкості двигуна ω_m розраховується значення електромагнітного моменту \hat{M} і потокозчеплення $\hat{\Psi}_R$. (Знаком $\hat{}$ над символами помічені величини, які визначаються в моделі). Там же розраховуються миттєві значення кута повороту θ_C обертової системи координат x - y відносно нерухомої системи координат α - β , значення якого використовуються в схемі перетворювача координат (на схемі 5.53, a не показано). Потокозчеплення ротора $\hat{\Psi}_R$ порівнюють із сигналом завдання Ψ_R^* на вході регулятора потоку $РІТТ$, а момент двигуна \hat{M} – з сигналом завдання моменту M^* на вході регулятора $РМ$. Контур регулювання моменту виконаний як

внутрішній по відношенню до зовнішнього контуру швидкості з регулятором швидкості *РШ*.

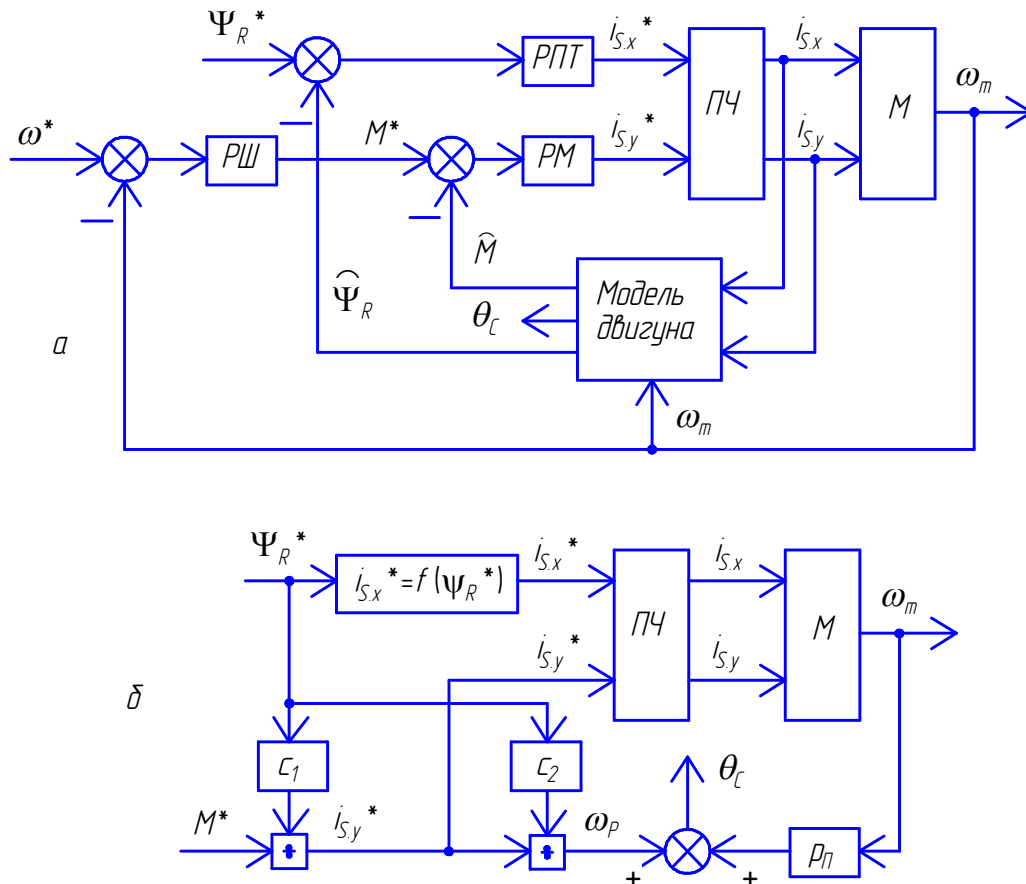


Рис. 5.53. Структура привода з прямою і непрямою орієнтацією за полем:
а – пряма орієнтація з моделлю двигуна; *б* – з непрямою орієнтацією

Система з непрямою орієнтацією за полем (рис. 5.53, *б*) не містить вузлів вимірювання або розрахунку потокозчеплення ротора. Необхідні сигнали завдання складових струму статора формуються на основі завдання значень потокозчеплення Ψ_R^* і електромагнітного моменту (зовнішній контур швидкості, аналогічний контуру попередньої схеми, з регулятором *РШ* на рис. 5.53, *б* не показаний). При визначенні задаючих значень струмів використовується математичний опис двигуна у вигляді структурної схеми з орієнтацією вектора $\vec{\Psi}_R$ по осі *x* (див. рис. 5.52, *а*). Так, за виразом $i_{Sx}^* = \Psi_R^* (T_R p + 1) / L_m$, куди входять значення

задаючих величин, знаходять залежність $i_{sx}^* = f(\Psi_R^*)$. Із виразу для складових струму по осі y $i_{sy}^* = M^* / [(3/2)p_{II}k_2\Psi_R^*]$ визначається коефіцієнт $c_1 = 1/[(3/2)p_{II}k_2]$. Коефіцієнт c_2 визначається на основі рівності $\omega_p = k_2R_S i_{sy}^* / \Psi_R$ як $c_2 = 1/k_2R_S$.

Як було сказано раніше, структурна схема асинхронного двигуна в обертовій системі координат вміщує в якості вхідних і вихідних величин проекції відповідних просторових векторів на осі обертової системи координат. Ці величини є величинами постійного струму, що дозволяє будувати систему керування приводом так, як і для привода постійного струму. В той же час в реальній системі з трифазним асинхронним двигуном напруга і струми являють собою трифазні системи синусоїдальних величин. Тому при побудові системи керування електроприводом на основі структурної схеми рис. 5.51 в ній повинні бути введені перетворювачі координат, які здійснюють перетворення величин постійного струму в обертовій системі координат в трифазну систему величин в нерухомій системі координат і назад.

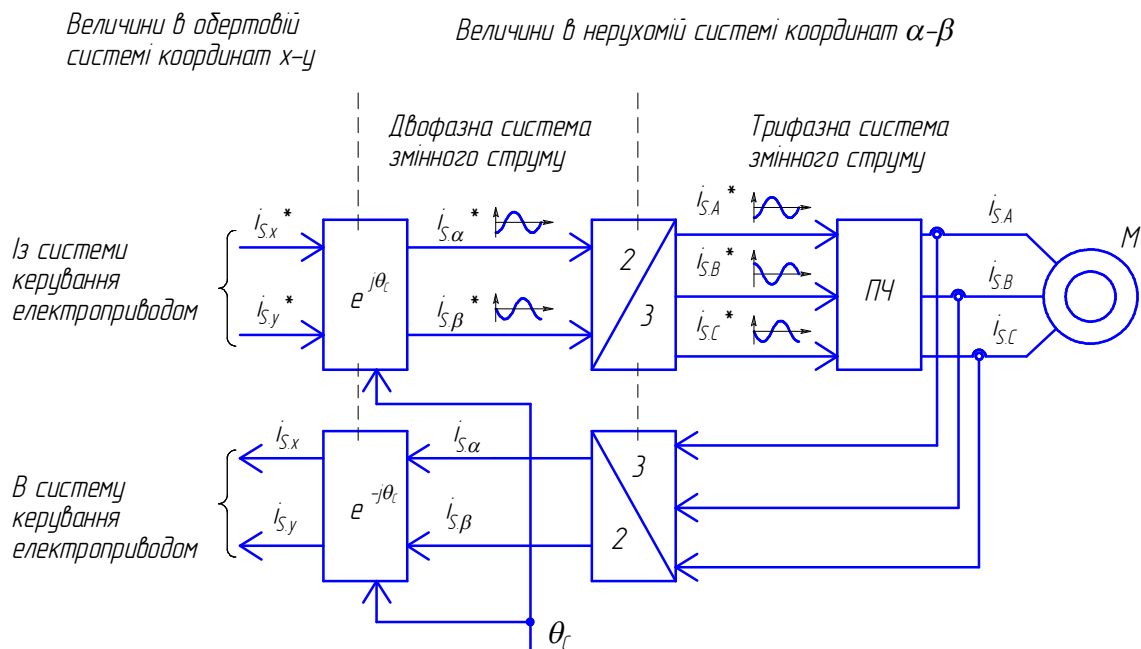


Рис. 5.54. Система електропривода з перетворенням координат при векторному керуванні асинхронним приводом

Система асинхронного привода з перетворювачами координат наведена на рис. 5.54. Перетворення здійснюються в два етапи. В перетворювачі каналу зворотного зв'язку трифазна система синусоїдальних величин перетворюється в двофазну систему синусоїдальних величин, а потім двофазна система – в проекції просторового вектора на осі обертової системи координат x - y , що являють собою сигнали постійного струму. В перетворювачі прямого каналу спочатку із сигналів постійного струму формується двофазна система змінних, а потім вона трансформується в трифазну систему величин. Математична основа для перетворення координат описана в п. 5.2.

5.6.2.3. Пряме керування моментом асинхронного двигуна

Пряме керування моментом є продовженням і розвитком векторного підходу до побудови систем керування асинхронним двигуном. Задачею прямого керування моментом є забезпечення швидкої реакції електромагнітного моменту двигуна на керуючу дію. На відміну від векторного керування, де зміна моменту проводиться шляхом впливу на струм статора, який є керуючою величиною, в системі з прямим керуванням моментом керуючою величиною є потокозчеплення статора. Зміна потокозчеплення досягається шляхом оптимального перемикання ключів інвертора напруги, від якого живиться асинхронний двигун.

Для розгляду принципу прямого керування моментом можуть бути використані два вирази: рівняння рівноваги напруг статорного кола в нерухомій системі координат

$$\vec{U}_{S\alpha-\beta} = R_S \vec{I}_{S\alpha-\beta} + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{S\alpha-\beta} \quad (5.102)$$

і рівняння для електромагнітного моменту двигуна

$$M = \frac{3}{2} p_{II} \frac{k_1}{\sigma L_R} (\psi_{Sy} \psi_{Rx} - \psi_{Sx} \psi_{Ry}), \quad (5.103)$$

де $k_1 = L_m / L_S$ – безрозмірний коефіцієнт.

Рівняння (5.103), в якому момент розраховується через потокозчеплення статора і ротора, записано в обертовій системі координат x - y , але постільки значення моменту не залежить від

вибору системи координат, в якій розглядаються вектори $\vec{\psi}_S$ і $\vec{\psi}_R$, то його можна записати в нерухомій системі координат α - β у вигляді:

$$M = \frac{3}{2} p_{II} \frac{k_1}{\sigma L_R} (\psi_{S\beta} \psi_{R\alpha} - \psi_{S\alpha} \psi_{R\beta}). \quad (5.104)$$

Як видно з рис. 5.55, проєкції векторів потокозчеплень на осі нерухомої системи координат можна записати через модулі векторів і поточні значення кутів повороту відносно осі абсцис:

$$\begin{aligned} \psi_{S\alpha} &= |\bar{\Psi}_S| \cos \theta_1; & \psi_{S\beta} &= |\bar{\Psi}_S| \sin \theta_1; \\ \psi_{R\alpha} &= |\bar{\Psi}_R| \cos \theta_2; & \psi_{R\beta} &= |\bar{\Psi}_R| \sin \theta_2. \end{aligned}$$

Звідси вираз для моменту можна отримати у вигляді:

$$M = \frac{3}{2} p_{II} \frac{k_1}{\sigma L_R} |\bar{\Psi}_S| |\bar{\Psi}_R| \sin \theta, \quad (5.105)$$

де θ – кут між векторами потокозчеплень статора і ротора, $\theta = \theta_1 - \theta_2$.

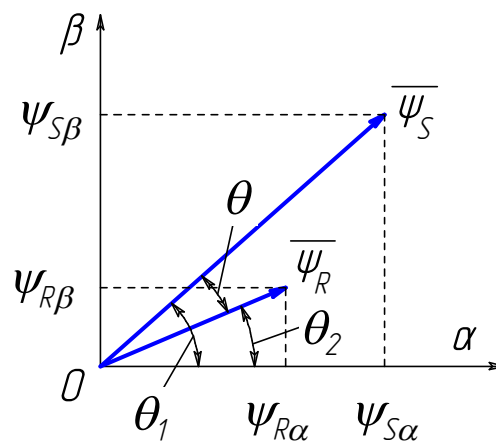


Рис. 5.55. Просторові вектори потокозчеплення статора і ротора

Оскільки постійна часу ротора асинхронного двигуна достатньо велика, можна вважати, що на кожному кроці розрахунку модуль потокозчеплення ротора $|\bar{\Psi}_R|$ залишається незмінним. Якщо, впливаючи на просторовий вектор напруги на статорі \vec{U}_S , підтримувати постійність модуля потокозчеплення статора $|\bar{\Psi}_S|$, то електромагнітний момент двигуна можна змінювати так швидко, як швидко можна змінити кут θ . Зміни цього кута можна також досягти впливом на вектор напруги на статорі \vec{U}_S .

Для розгляду впливу напруги на вектор потокозчеплення статора звернемося до виразу (5.102), допускаючи, що активний опір обмотки статора має невелике значення і ним можна знехтувати:

$$\vec{U}_{S\alpha-\beta} = \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_{S\alpha-\beta}. \quad (5.106)$$

Тоді проекції вектора напруги статора на осі нерухомої системи координат $u_{S\alpha} = d\psi_{S\alpha}/dt$ і $u_{S\beta} = d\psi_{S\beta}/dt$ будуть визначати швидкість змінювання проекцій вектора потокозчеплення статора в залежності від значення прикладеної напруги. Якщо перейти від похідних до відношення невеликих кінцевих величин, то на підставі формули (5.106) отримаємо $\Delta\vec{\Psi}_{S\alpha-\beta} = \vec{U}_{S\alpha-\beta}\Delta t$ або в приростах $\Delta\psi_{S\alpha} = u_{S\alpha}\Delta t$ і $\Delta\psi_{S\beta} = u_{S\beta}\Delta t$. Повні значення проекцій вектора потокозчеплення визначаються наступним чином:

$$\Delta\psi_{S\alpha} = \psi_{S\alpha ПОЧ} + u_{S\alpha}\Delta t; \quad \Delta\psi_{S\beta} = \psi_{S\beta ПОЧ} + u_{S\beta}\Delta t, \quad (5.107)$$

де $\psi_{S\alpha ПОЧ}$, $\psi_{S\beta ПОЧ}$ – проекції вектора потокозчеплення статора, значення яких були до зміни вектора $\vec{U}_{S\alpha-\beta}$; Δt – відрізок часу, протягом якого діє прикладений вектор напруги.

Таким чином, змінюючи вектор напруги, тобто впливаючи на $u_{S\alpha}$ і $u_{S\beta}$, можна повертати вектор $\vec{\Psi}_s$ і змінювати кут θ , впливаючи тим самим на значення моменту двигуна. Якщо на певному відрізку часу якась проекція вектора напруги рівна нулю, то при прийнятому допущенні про рівність нулю активного опору обмотки статора відповідна проекція вектора потокозчеплення залишається незмінною і рівна початковому значенню.

На рис. 5.56 показана площа, на якій відмічені осі нерухомої системи координат α - β і розміщені вектори напруги і потокозчеплення статора. Площина розділена на шість секторів $\alpha(1) - \alpha(6)$ по 60 ел. град кожний. Просторовий вектор напруги на виході інвертора, від якого живиться обмотка статора двигуна, може приймати одне із шести фіксованих ненульових положень і два нульових положення. Ненульові вектори $\vec{U}_{1-1} - \vec{U}_{1-6}$ і нульові, позначені як \vec{U}_{1-7} і \vec{U}_{1-8} , розглядаються як самостійні базові вектори. На рис. 5.56 показано миттєве положення вектора потокозчеплення статора, який в даний момент часу розміщений

в секторі $\alpha(1)$. В процесі регулювання перемикання можуть здійснюватися тільки між базовими векторами. Перемикання вектора відбувається тоді, коли момент двигуна перевищує задане значення на величину, більшу прийнятої допустимої похибки.

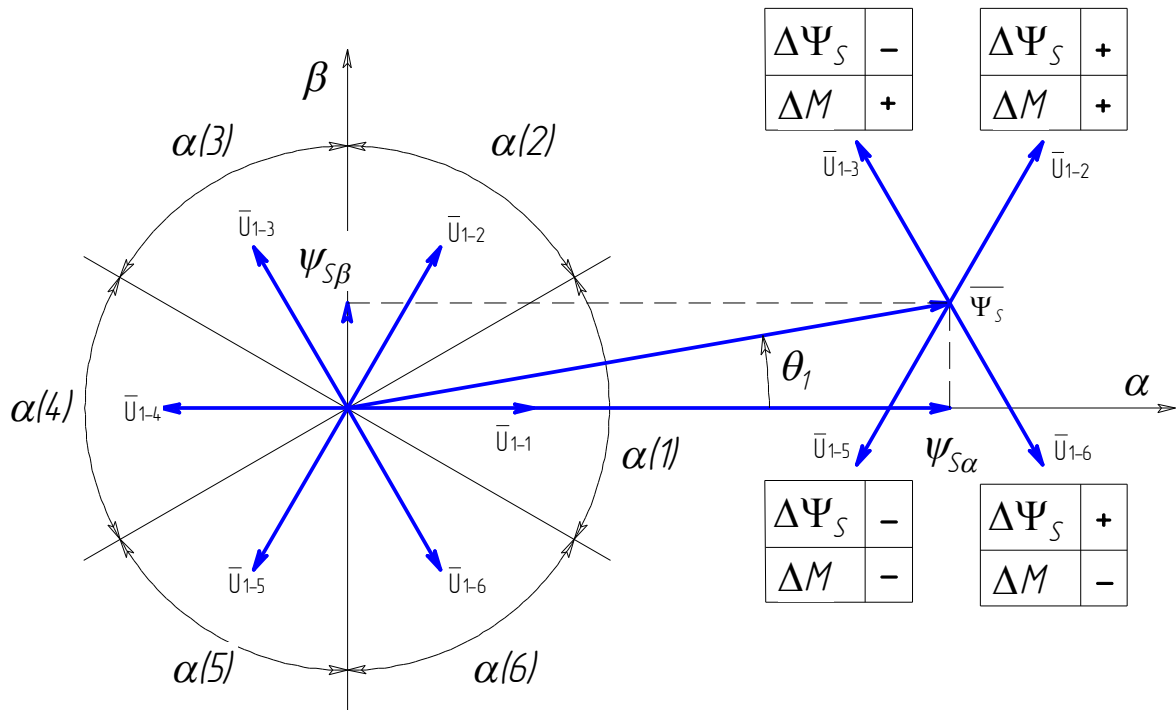


Рис. 5.56. Оцінка впливу перемикання ключів інвертора на потокозчеплення і момент двигуна

Для того, щоб показати, як перемикання векторів впливає на значення електромагнітного моменту, потрібно використати вираз (5.105), із якого випливає, що при даних модулях векторів потокозчеплення статора і ротора момент зростає, якщо кут θ між цими векторами зростає, тобто якщо вектор потокозчеплення статора повертається за напрямком обертання двигуна. Положенню вектора $\bar{\Psi}_S$, показане на рис. 5.56, відповідає підключення векторів \bar{U}_{1-2} або \bar{U}_{1-3} , при якому кут θ_1 зростає, тобто $\theta_{кин} > \theta_{поч}$, а момент двигуна збільшується. Підключення векторів \bar{U}_{1-5} або \bar{U}_{1-6} веде до зменшення кута θ порівняно з початковим значенням, тобто $\theta_{кин} < \theta_{поч}$, що означає зменшення моменту.

На рис. 5.56 початок векторів напруги \vec{U}_{1-2} , \vec{U}_{1-3} , \vec{U}_{1-5} і \vec{U}_{1-6} перенесені в кінець вектора $\vec{\Psi}_s$. Кожний вектор вказує на табличку, в якій відмічені знаки приросту потокозчеплення статора і моменту, які виникають в результаті підключення кожного вектора. Знак "плюс" в таблиці означає, що величина збільшується, а знак "мінус" – зменшується. Наприклад, якщо в даний момент часу модуль вектора $\vec{\Psi}_s$ великий, а електромагнітний момент малий, то необхідно підключити вектор \vec{U}_{1-3} , що призведе до зменшення потокозчеплення та електромагнітного моменту; якщо обидві величини малі, то необхідно підключити вектор \vec{U}_{1-2} і т.д.

Отримані для сектора $\alpha(1)$ результати можуть бути поширені на всі інші сектори. В загальному вигляді результат може бути сформульований так: якщо в даний момент часу вектор потокозчеплення статора розміщений в деякому секторі, наприклад, $[\alpha(1)]$, то при прикладанні вектора напруги будь-якого із сусідніх з ним секторів $[\alpha(2)$ або $\alpha(6)]$ модуль вектора потокозчеплення зростає. При прикладанні вектора напруги із секторів, зсунутих на дві одиниці відносно даного $[\alpha(3)$ або $\alpha(5)]$, модуль вектора потокозчеплення зменшується. Електромагнітний момент двигуна збільшується, коли вектор потокозчеплення статора повертається за напрямком обертання двигуна, і зменшується при повороті вектора проти напрямку обертання.

На відміну від системи векторного керування швидкістю асинхронного двигуна в системі прямого керування моментом немає широтно-імпульсної модуляції з постійною частотою, тому не вимагається перетворення координат. Перемикання ключів в інверторі напруги перетворювача частоти АІН (рис. 5.57) здійснюється залежно від відхилення дійсних значень модуля вектора потокозчеплення статора і електромагнітного моменту двигуна від заданих значень. Вибір необхідного перемикання ключів інвертора відбувається у відповідності з таблицею оптимальних переключень. Вхідними величинами для таблиці служать вихідні сигнали компараторів потоку і моменту, до входів яких підведена різниця заданого і розрахованого в моделі (дійсного) значення величин.

Вихідний сигнал компаратора потоку може приймати значення 1 або 0. Якщо поточне значення потокозчеплення статора $|\bar{\Psi}_s|$ менше значення модуля вектора $|\bar{\Psi}_s^*|$ на величину, що перевищує допустиме значення $\Delta\bar{\Psi}_s^*$, то його необхідно збільшити, чому відповідає вихідний сигнал $\delta\Psi=1$; якщо ж воно перевищує задане значення на величину, більшу $\Delta\bar{\Psi}_s^*$, то $\delta\Psi=0$, що означає необхідність зменшення потокозчеплення.

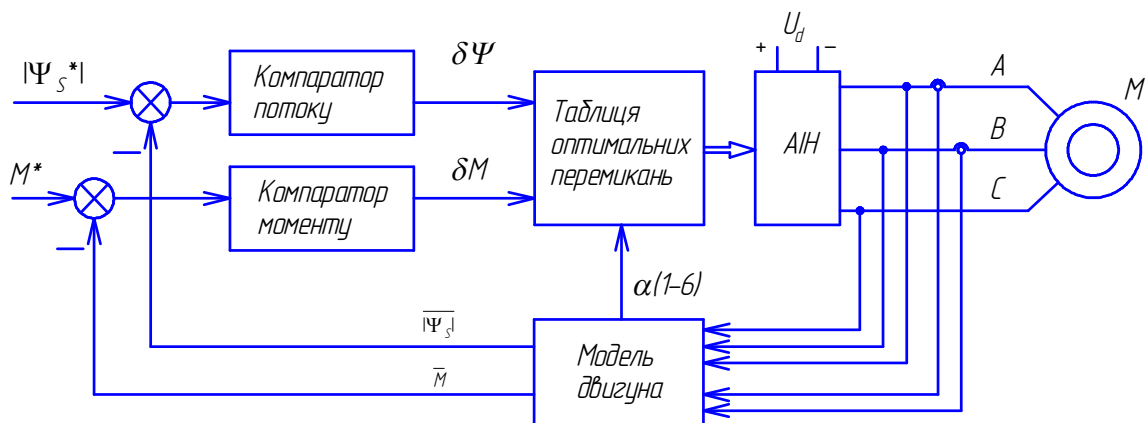


Рис. 5.57. Структура системи прямого керування моментом

Вихідний сигнал компаратора моменту може приймати три різні значення моменту: 1, -1 і 0. Значення $\delta M=1$ відповідає стану, при якому вимагається збільшення моменту двигуна, при значеннях $\delta M = -1$ момент повинен бути зменшеним, значення $\delta M=0$ означає, що момент знаходиться в допустимих межах.

У відповідності з цими алгоритмами формується табл. 5.3 оптимальних перемикачів інвертора. В залежності від значень $\delta\Psi$ і δM для кожного сектора, в якому в даний момент часу знаходиться вектор потокозчеплення, вказано вектор напруги, а отже, і набір ключів інвертора, який повинен бути ввімкнутий у відповідності з табл. 5.3. Із нульових векторів \bar{U}_{1-7} і \bar{U}_{1-8} вибирається той, для вмикання якого в даній ситуації вимагається менше число перемикачів ключів.

Таким чином, для організації прямого керування моментом потрібно мати поточні значення потокозчеплення статора і моменту двигуна. Ці значення розраховуються в моделі двигуна

на основі значень струму і напруги на виході інвертора (рис. 5.57). Крім того, в таблицю оптимальних перемикачів повинен вводитися номер сектора, в якому в даний момент знаходиться вектор потокозчеплення статора. Останній визначається на моделі.

5.3. Оптимальні перемикачів векторів напруги (ключів інвертора)

$\delta\psi$	δM	Сектор					
		$\alpha(1)$	$\alpha(2)$	$\alpha(3)$	$\alpha(4)$	$\alpha(5)$	$\alpha(6)$
1	1	\vec{U}_{1-2}	\vec{U}_{1-3}	\vec{U}_{1-4}	\vec{U}_{1-5}	\vec{U}_{1-6}	\vec{U}_{1-1}
	0	\vec{U}_{1-7}	\vec{U}_{1-8}	\vec{U}_{1-7}	\vec{U}_{1-8}	\vec{U}_{1-7}	\vec{U}_{1-8}
	-1	\vec{U}_{1-6}	\vec{U}_{1-1}	\vec{U}_{1-2}	\vec{U}_{1-3}	\vec{U}_{1-4}	\vec{U}_{1-5}
0	1	\vec{U}_{1-3}	\vec{U}_{1-4}	\vec{U}_{1-5}	\vec{U}_{1-6}	\vec{U}_{1-1}	\vec{U}_{1-2}
	0	\vec{U}_{1-8}	\vec{U}_{1-7}	\vec{U}_{1-8}	\vec{U}_{1-7}	\vec{U}_{1-8}	\vec{U}_{1-7}
	-1	\vec{U}_{1-5}	\vec{U}_{1-6}	\vec{U}_{1-1}	\vec{U}_{1-2}	\vec{U}_{1-3}	\vec{U}_{1-4}

Миттєві значення фазних струмів і лінійні напруги вимірюються на виході автономного інвертора АІН. Для розрахунку значень потокозчеплення статора і електромагнітного моменту необхідно мати проекції векторів струму і напруги в системі координат α - β . Тому в моделі виконується перетворення симетричної трифазної системи струмів і напруг в проекції відповідних векторів на осі нерухомої системи координат.

5.6.3. Вибір перетворювачів частоти

Загальновідомо, що кожний виробник старається якнайвигідніше реалізувати свій виріб. Тому із наявного набору можливостей він включає в свій пристрій найбільш вживані функції, а специфічні додаються при індивідуальному замовленні. При цьому слід врахувати, що чим більше функцій в базовій версії, тим дорожчий пристрій. В додатку Б наведені основні параметри найбільш поширених на ринку України перетворювачів частоти.

При виборі частотного перетворювача спочатку варто зупинитися на декількох моделях (додаток Б), характеристики яких задовольняють вимогам споживача, а потім із них вибрати ту, яка відповідає іншим критеріям: ціна, надійність, строки постачання, рівень сервісу тощо.

Спочатку за типом приводного механізму необхідно визначити спосіб керування – скалярне чи векторне. Більшість сучасних перетворювачів реалізують векторне керування електродвигуном, але при необхідності перетворювачі можуть працювати і в більш простому скалярному режимі (підтримувати постійне співвідношення вихідної напруги до вихідної частоти). Цей режим достатній для нескладних приводів – насосів, вентиляторів, конвеєрів тощо, а його перевагою є можливість одночасного керування декількома електродвигунами та більш потужними двигунами при використанні одних і тих же силових елементів.

Необхідно пам'ятати, що на ринку залишилось дуже мало моделей, які не здійснюють векторного керування. При невикористанні такого керування його можна просто вимкнути.

Ряд потужностей. Якщо на підприємстві планується використовувати багато перетворювачів частоти, то з метою уніфікації слід замовляти однотипні моделі на всі необхідні потужності. Цим здешевлюється експлуатація приладів – від запчастин до спрощення роботи обслуговуючого персоналу.

Вхідна напруга. Цей параметр визначає, при якій напрузі мережі перетворювач зберігає свою роботоздатність. Треба, щоб

$$U_{ПЧ.НОМ} \geq U_{ДЖ.НОМ}, \quad (5.108)$$

де $U_{ПЧ.НОМ}$ і $U_{ДЖ.НОМ}$ – номінальні напруги перетворювача і джерела живлення відповідно.

Причому, якщо при нестабільній напрузі живлення зниження її приведе просто до зупинки двигуна (а у хороших моделей – тільки до пропорційного зниження швидкості), то збільшення напруги вище допустимого значення може спричинити вихід приладу з ладу.

Діапазон регулювання швидкості. Величина діапазону визначається вимогами технологічного процесу, який виконує

приводний механізм. Верхня межа важлива при використанні електродвигунів з високими номінальними частотами 200...1000 Гц. Зазвичай це механізми з високими робочими швидкостями – шліфувальні машини, центрифуги тощо. Нижня межа визначається необхідним діапазоном регулювання швидкості. Неширокий діапазон (не більший 10:1) забезпечують всі моделі перетворювачів. При подальшому зменшенні вихідної частоти буде падати і вихідний момент двигуна. Для стабілізації моменту доведеться використовувати векторне керування або замкнене керування з датчиком швидкості.

Кількість входів керування. Дискретні входи необхідні для введення різних команд - пуск, стоп, вибір фіксованих швидкостей, реверс, аварійне гальмування тощо. Входи зазвичай програмуються користувачем. Аналогові входи – для вводу сигналів завдання і зворотних зв'язків (зазвичай 0-10 В або 4-20 мА). Цифрові (не слід плутати з дискретними) входи потрібні для вводу високочастотних сигналів від цифрових датчиків швидкості і положення. Велика кількість входів потрібна тоді, коли планується побудова складної системи керування з великою кількістю сигналів керування.

Кількість вихідних сигналів. Дискретні виходи використовуються при побудові складних систем та для виводу сигналів про стан приводу, а аналогові – для живлення наявних приладів та для побудови систем керування. Рекомендації по вибору ті ж, що й для входів.

Керування. Оперативне управління може здійснюватися через входи керування із вбудованого або виносного пульта, а також по шині послідовного зв'язку (від контролера чи комп'ютера). Часто допускається комбіноване або перемикаюче керування.

Строк служби. Цей показник дозволяє побічно оцінювати надійність перетворювача. Але досвід експлуатації перетворювачів показує, що найбільше виходів з ладу виникає через неякісне електропостачання або "людський фактор", які не підпадають під гарантію.

Якщо немає яких-небудь спеціальних вимог, то на цьому вибір серії перетворювача можна вважати закінченим.

Наступний крок - вибір конкретної моделі в лінійці потужностей.

Спершу перетворювач вибирають за потужністю двигуна:

$$P_{ПЧ.НОМ} \geq (1,1 - 1,3) P_{ДВ.НОМ} \quad (5.109)$$

де $P_{ПЧ.НОМ}$ і $P_{ДВ.НОМ}$ - відповідно номінальні потужності перетворювача і двигуна.

Номінальний струм перетворювача повинен бути не меншим паспортного значення номінального струму двигуна:

$$I_{ПЧ.НОМ} \geq I_{ДВ.НОМ}. \quad (5.110)$$

Вибір за струмом перетворювачів частоти приводів насосів і вентиляторів на цьому можна закінчити, оскільки ймовірність перевантаження їх двигунів мінімальна.

Для приводів інших машин необхідно враховувати можливі перевантаження. Максимальний струм, який може витримувати перетворювач протягом 1...2 хвилин, повинен бути більшим струму перевантаження двигуна:

$$I_{МАКС.П.Ч} \geq I_{ДВ.МАКС}. \quad (5.111)$$

Часто в технічних характеристиках перетворювача вказані механізми, для приводу яких він призначений, і рівень їх перевантажень. Якщо цього немає, то бажано виміряти реальні перевантаження механізму.

Якщо в привідному механізмі можливі ударні навантаження, то необхідно підібрати перетворювач ще й за піковим струмом. Пікові навантаження – це навантаження, які діють протягом 2...3 секунд. Складність вибору полягає в тому, що не всі перетворювачі можуть витримати кидки струму більше максимально допустимого значення, а якщо і можуть, то не всі виробники вказують цей параметр. В цьому випадку необхідно вибирати перетворювач, максимально допустимий струм якого більший пікового струму навантаження.

Ще один момент при виборі сучасного складного електрообладнання – це можливість отримати технічну

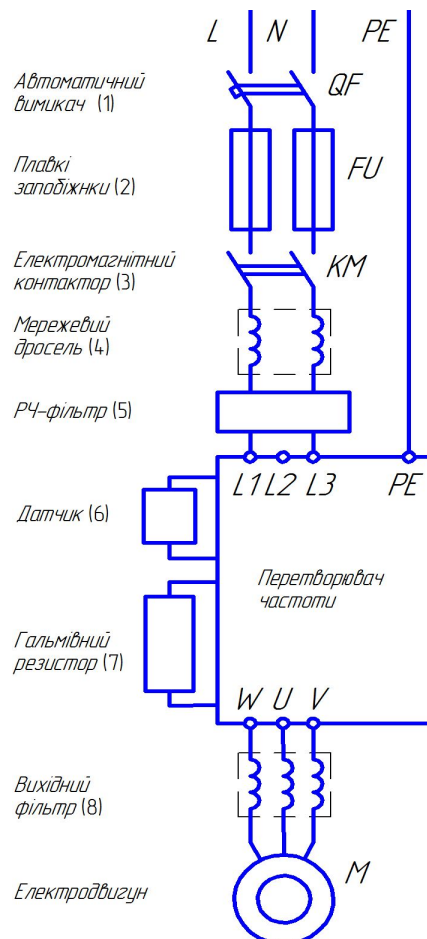
консультацію, навчання технічного персоналу, умови, терміни і місце можливого ремонту.

Відносно безаварійне функціонування привода забезпечить вмикання системи перетворювач частоти-електродвигун за схемою, наведеною на рис. 5.58.

Рис. 5.58. Рекомендована структурна схема приєднання привода з однофазним входом

Захист привода і мережі від коротких замикань здійснюють автоматичний вимикач (1) і плавкі запобіжники (2).

Для захисту мережі живлення від завад з боку перетворювача частоти рекомендується використовувати мережеві дроселі (4) і радіочастотні фільтри (5).



Підвищити якість керування і строк служби електродвигуна забезпечать вихідні фільтри на виході перетворювача частоти (8).

Для отримання необхідних характеристик електродвигуна в режимі гальмування можуть бути використані гальмівні резистори (7).

В параметричних системах керування в розімкнених чи замкнених контурах рекомендується приєднувати датчики (6) фізичних величин: рівня, тиску, температури, фотоімпульсні датчики лінійної швидкості та переміщення тощо.

Пристрої захисту. Для захисту перетворювачів частоти від зовнішніх коротких замикань і перевантажень струмом використовують автоматичні вимикачі з характеристиками "В" і

"С", а для захисту силових транзисторів від зовнішніх і внутрішніх коротких замикань – швидкодіючі (порядок часу спрацювання – мілісекунди) плавкі запобіжники. Крім того автоматичним вимикачем вимикають привод з мережі живлення при ремонтних роботах.

Умова вибору захисних апаратів:

$$I_{H.ЗАХ} \geq (1,5 \dots 2,0) I_{ВХ}, \quad (5.112)$$

де $I_{H.ЗАХ}$ – номінальний струм захисного пристрою (автоматичного вимикача чи запобіжника); $I_{ВХ}$ – струм на вході перетворювача частоти.

Великий коефіцієнт збільшення струму (1,5...2,0) захисного пристрою зумовлено великими струмами під час вмикання перетворювача частоти в мережу і зарядом конденсаторів ланки постійного струму.

Швидкодіючі плавкі запобіжники для захисту напівпровідникових пристроїв вибирають за повним інтегралом струму, що вимикається $W_{ЗП} = \int i^2 dt$. Надійний захист забезпечується, якщо повний інтеграл струму запобіжника $W_{ЗП}$ менший на 20 – 50% повного інтеграла струму підключеного напівпровідникового приладу $W_{ПР}$:

$$W_{ЗП} = \frac{W_{ПР}}{1,2 - 1,5}. \quad (5.113)$$

Електромагнітний контактор. Електромагнітний контактор (3) служить для дистанційної подачі живлення на силову частину перетворювача частоти та вмикання перетворювача при аварійних ситуаціях, наприклад, при перенапругах на вході, внутрішньому короткому замиканні тощо.

Слід відзначити, що для оперативного вмикання/вимикання перетворювача використовувати електромагнітний контактор не рекомендується. Це може значно знизити строк служби перетворювача або призвести до виходу з ладу зарядних резисторів ланки постійного струму.

Номінальний струм контактора вибирають за умовою:

$$I_{H.K} \geq I_{ВХ}, \quad (5.114)$$

де $I_{H.K}$ – номінальний струм електромагнітного контактора.

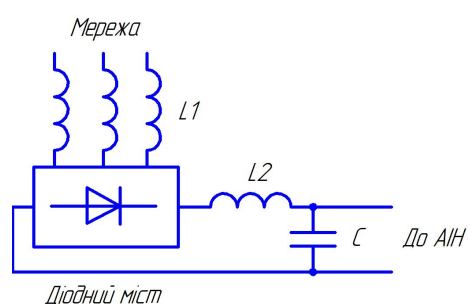
Вхідні фільтри

1. Мережевий дросель на вході перетворювача частоти.

Через вплив вищих гармонік струму, джерелом яких є інвертор перетворювача частоти, коефіцієнт потужності системи електропривода з дволанковим перетворювачем частоти значно зменшується порівняно з безпосереднім або матричним перетворювачем. Для придушення вищих гармонік рекомендується використовувати мережевий фільтр (дросель) (рис. 5.59), який коректує коефіцієнт потужності системи ПЧ-електродвигун.

Рис. 5.59. Схема розміщення дроселів:

$L1$ – вхідний мережевий дросель;
 $L2$ – дросель постійного струму;
 C – конденсатор в ланці постійного струму



Придушення вищих гармонічних складових вхідного струму системи ПЧ-електродвигун важливо ще й тому, що вказані гармоніки спотворюють форму і симетрію фаз напруги живлення. В результаті через навантаження, батареї статичних конденсаторів та кабель між перетворювачем частоти і двигуном циркулюють струми вищих гармонічних складових. Від них збільшуються втрати в обмотці статора двигуна, підвищується її температура і знижується строк служби. Чим більша потужність перетворювача частоти, тим більші спотворення він вносить в систему електропостачання. Несиметрія напруги по фазах викликає збільшення струмів через діоди некерованого випрямляча перетворювача частоти, що може призвести до їх виходу з ладу. Крім того вищі гармоніки негативно впливають на роботу вторинних електронних приладів.

При раптових коротких замиканнях на виході перетворювача частоти швидкість наростання струму через діоди випрямляча і транзистори інвертора обмежується вихідним опором мережі живлення. Чим більший цей опір, тим вища ймовірність успішного спрацювання електронного струмового захисту

перетворювача частоти. Імпульси перенапруг, які виникають на вході перетворювача, створювані, наприклад, при грозових явищах, комутаціях батарей статичних конденсаторів тощо, приводить до короткочасного збільшення струму через діоди випрямляча перетворювача частоти. Використання мережевих дроселів значно знижує перераховані вище негативні фактори.

Слід також пам'ятати, що при використанні мережевих фільтрів знижується сумарне енергоспоживання системи за рахунок виключення вищих гармонік.

Іншим підходом для зменшення пульсацій є використання 12-пульсної схеми живлення перетворювача. Така схема складається зі спеціального трансформатора з двома вторинними обмотками, з'єднаними трикутником та зіркою відповідно, і двох некерованих випрямлячів, які підключені до ланки постійного струму через ємнісні (рис. 5.60, а) або індуктивні (рис. 5.60, б) фільтри. У першому випадку за умови використання дворівневого АІН у перетворювачі частоти з'являється можливість також покращити і характер вихідної напруги $u_{вих}$ (рис. 5.60, в). Осцилограми споживаного струму $i_{вх}$ при стандартній схемі випрямляча з шістьма діодами наведена рис. 5.60, з, а 12-типульсній схемі – на рис. 5.60, д.

2. Радіочастотні фільтри. Для забезпечення електромагнітної сумісності (ЕМС) між елементами електропривода з перетворювачем частоти рекомендується використовувати радіочастотні фільтри (РЧ-фільтри, рис. 5.61), які придушують радіочастотні завади від кабелів, що з'єднують перетворювачі частоти з двигунами. Випромінювання радіочастот може бути зменшено також використанням металічних кожухів і екранів.

В кабелях радіовипромінювання виникає між фазами, а також між фазами і "землею". Для зниження рівня радіозавад зі сторони живлення перетворювача частоти використовують РЧ-фільтри.

Деякі перетворювачі частоти мають вбудовані РЧ-фільтри, яку задовольняють вимоги класу А1 згідно ГОСТ Р 51318.11-2006. При відсутності вбудованих РЧ-фільтрів чи їх недостатній ефективності необхідно використовувати додаткові зовнішні фільтри.

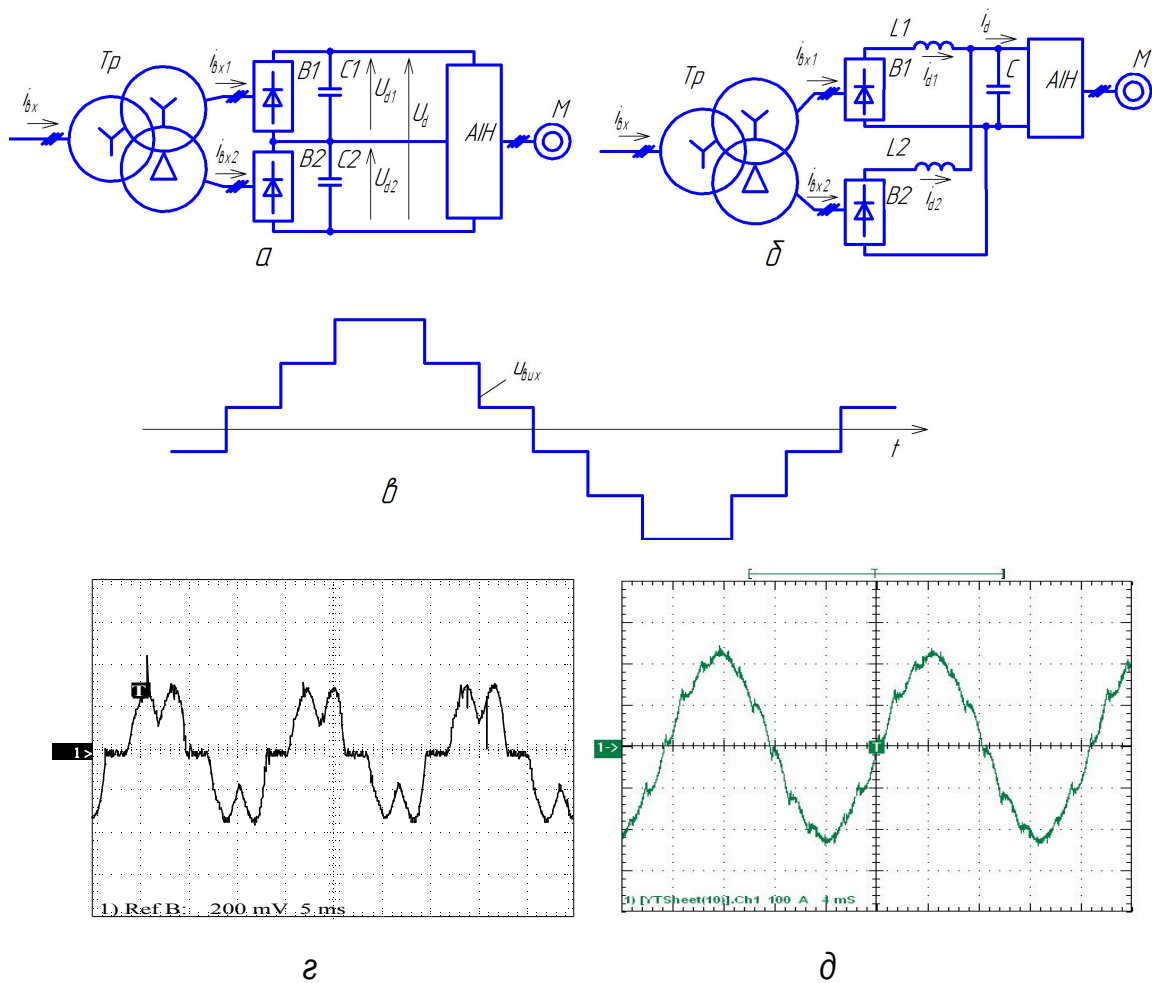


Рис. 5.60. Схема перетворювача частоти з 12-пульсним вхідним випрямлячем:

a – 12-пульсна схема з ємнісним фільтром ланки постійного струму; *б* – 12-пульсна схема з індуктивним фільтром ланки постійного струму; *в* – діаграма вихідної напруги; *г*, *д* – осцилограми вхідного струму i_{BX} при стандартній схемі випрямляча і 12-пульсній, відповідно; i_{BX} , i_{BX1} , i_{BX2} – вхідні струми, відповідно силового трансформатора та першого $B1$ і другого $B2$ випрямлячів напруги; u_{d1} , u_{d2} , u_d , i_{d1} , i_{d2} , i_d – напруга та струм, відповідно, на виході першого і другого випрямлячів та на вході автономного інвертора напруги АІН

Важливою особливістю РЧ-фільтрів є те, що вони виготовляються з високоякісних індуктивних і ємнісних компонентів. Це дозволяє оптимально використовувати їх не тільки в промислових електроприводах, а також в медичних і побутових установках.

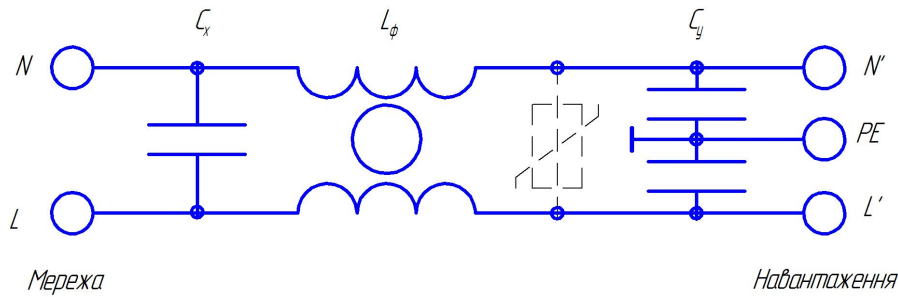


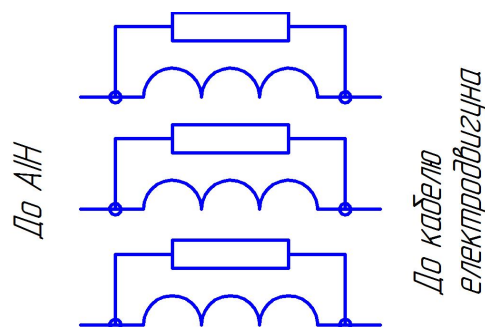
Рис. 5.61. Схема однофазного РЧ-фільтра:

C_x , C_y – конденсатори для фільтрації низькочастотних симетричних та високочастотних несиметричних завад; L_ϕ – індуктивність фільтра

Додаткове обладнання, що може бути приєднано на виході перетворювача частоти

1. Дросель dU/dt . Основне призначення дроселів dU/dt – зниження швидкості наростання напруги і величини перенапруг на клеммах електродвигуна при довгих кабелях між перетворювачем частоти і електродвигуном (рис. 5.62). Причиною пульсацій і імпульсів перенапруг є високочастотна комутація індуктивного навантаження. Чим більша індуктивність, тим вища перенапруга, яка збільшує навантаження на ізоляцію двигуна. Власний імпеданс (повний опір) довгого кабелю знижує величину перенапруги, але часто для зниження її до допустимого рівня вимагається додатковий дросель dU/dt , який встановлюють безпосередньо на виході перетворювача частоти.

Рис. 5.62. Схема дроселя dU/dt



Використання дроселів dU/dt рекомендується в наступних випадках:

- при довгому кабелі між перетворювачем і двигуном;
- зі старими чи перемотаними електродвигунами;

- в агресивних середовищах, в середовищах з високою вологістю;
- в системах керування з частим електричним гальмуванням.

2. Моторні дроселі. При живленні асинхронного двигуна від перетворювача частоти до обмоток двигуна прикладається напруга у вигляді коротких імпульсів, амплітуда яких перевищує номінальну напругу. Це може привести до пробію виткової ізоляції обмотки двигуна, особливо коли ізоляція зістарена.

Формування синусоїдального струму в обмотках двигуна здійснюється шляхом широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) напруги в перетворювачі частоти. При низьких частотах ШІМ високочастотні пульсації струму двигуна (так званого моторного струму) можуть досягати 5...10 %. Високочастотні гармоніки струму спричиняють додаткове нагрівання двигуна. Для придушення високочастотних гармонік струму в безпосередній близькості від виходу перетворювача частоти встановлюють моторні дроселі. Крім того, останні компенсують ємнісні струми довгих моторних кабелів, тобто не дають розвиватися великим ємнісним струмам і відповідно перешкоджають хибним спрацюванням захисту перетворювачів.

3. Синусні фільтри. Синусні фільтри являють собою комбінацію ємнісних і індуктивних елементів (рис. 5.63). Вони мають ряд переваг перед дроселями dU/dt і моторними дроселями, оскільки висока несуча частота перетворювача частоти практично повністю поглинається ними і на виході отримується практично синусоїдальна напруга, що дозволяє значно збільшити допустиму довжину кабельної лінії (до 150 м) від перетворювача до двигуна і виключає необхідність використання екранованого кабелю.

Крім того, з придушенням високочастотної складової напруги знижується нагрівання двигуна, збільшується строк його служби, знижується акустичний шум, викликаний гармонічним складом живильної напруги.

Синусні фільтри встановлюються в безпосередній близькості від виходу перетворювача частоти.

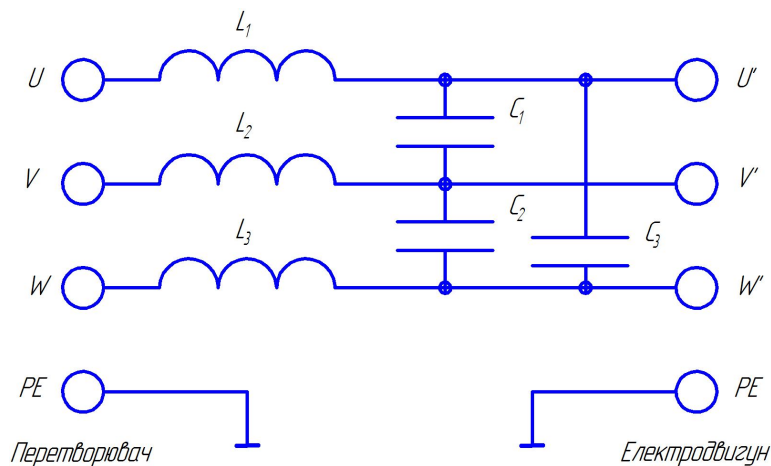


Рис. 5.63. Схема синусного фільтра

4. Засоби гальмування електричного двигуна з перетворювачами частоти

Для зниження швидкості або повної зупинки механізму за заданий час виникає необхідність використовувати додаткові засоби для гальмування у сукупності з певними алгоритмами. Механічні засоби гальмування, що використовуються в електроприводах, не завжди забезпечують відпрацювання точної тахограми руху або призводять до підвищеного зношування механічної частини, перегріву двигуна, необхідності частих ремонтів. Тому в сучасних приводах з транзисторними перетворювачами частоти все частіше застосовують електричне гальмування: *рекуперативне гальмування, гальмування противмиканням, гальмування постійним струмом, гальмування перезбудженням.*

При рекуперативному гальмуванні до перетворювача частоти необхідно підключати зовнішні гальмівні резистори або в деяких випадках так звані модулі рекуперації.

Гальмівні резистори використовуються для перетворення електричної енергії в теплову при електричному гальмуванні двигунів або при різкому зниженні їх швидкості (особливо в приводах механізмів з великим моментом інерції).

Більшість перетворювачів частоти, розрахованих на роботу з інерційними навантаженнями, мають вбудований гальмівний модуль з транзисторним ключем, до якого приєднують

гальмівний резистор (рис. 3.80.). Опір гальмівного резистора можна розрахувати та вибрати за таблицею рекомендованих параметрів гальмівних резисторів.

Процес переходу двигуна з вищої швидкості на нижчу показано на рис. 5.64. Якщо двигун обертається зі швидкістю ω_1 на характеристиці $M_{ДВ1}$, то при перемиканні на нижчу швидкість ω_2 робоча точка переходить на іншу механічну характеристику $M_{ДВ2}$. Робочий механізм обертається швидше за швидкість ідеального холостого ходу ω_{m2} і за рахунок збудження обмоток статора струмом від перетворювача частоти двигун переходить в режим генератора.

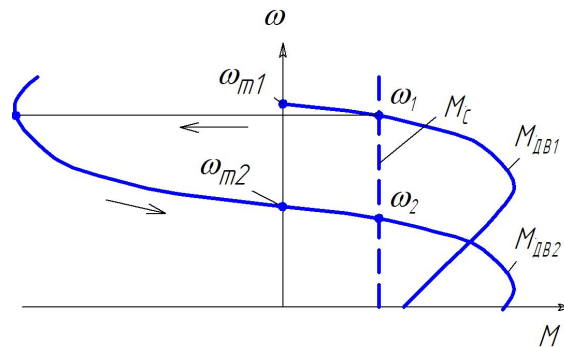


Рис. 5.64. Механічні характеристики асинхронного електродвигуна при рекуперативному гальмуванні з гальмівним опором

Схема керування з вмиканням гальмівного резистора наведена на рис. 5.65.

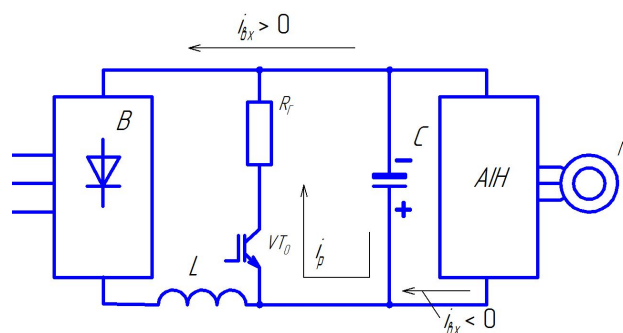


Рис. 5.65. Схема керування асинхронним двигуном з рекуперативним гальмуванням з розрядним (гальмівним) резистором:

R_T – гальмівний резистор; VT_0 – гальмівний транзисторний ключ

Внаслідок проходження струму через зворотні діоди перетворювача частоти AIH підвищується напруга в ланці постійного струму. Якщо вказана напруга стане більшою за критичну, транзистор VT_0 , відкривається і енергія від двигуна скидається на гальмівний резистор R_{Γ} . Оскільки ця енергія може бути значною, резистор сильно розігрівається, тому його у більшості випадків встановлюють зовні шафи керування.

Розрахунок опору гальмівного резистора для рекуперативного гальмування з перетворювачем частоти проводиться виходячи з пікової та середньої потужності рекуперації у наступній послідовності.

1. Розраховується пікова механічна потужність гальмування:

$$P_{\Gamma.MEX.MAX} = \frac{J_{3B} n_1 (n_1 - n_2)}{9,55 t_{\Gamma}}, \quad (5.115)$$

де J_{3B} – зведений до вала двигуна момент інерції системи електродвигун-робоча машина; n_1, n_2 – початкова і кінцева частоти обертання при гальмуванні; t_{Γ} – час гальмування.

Пікова електрична потужність гальмування $P_{\Gamma.EЛ.MAX}$:

$$P_{\Gamma.EЛ.MAX} = P_{\Gamma.MEX.MAX} - k P_{ДВ} - (1 - \eta_p) P_{\Gamma.MEX.MAX},$$

де k – коефіцієнт зменшення навантаження гальмування, (табл. 5.4); η_p – ККД редуктора (без редуктора $\eta_p = 1,0$).

5.4. Коефіцієнт зменшення навантаження гальмування

Потужність двигуна $P_{ДВ}$, кВт	Коефіцієнт k
до 1,5	0,25
від 1,5 до 4,0	0,20
від 4,9 до 11,0	0,15
більше 11,0	0,08

2. Проводиться перевірка, щоб пікове значення електричної потужності при максимальній нарузі ланки постійного струму не перевищувало допустимого струму перетворювача частоти:

$$P_{\Gamma.EЛ.MAX} \leq U_B \cdot I_{MAX.ПЧ}, \quad (5.116)$$

де U_B – напруга на шині постійного струму перетворювача частоти (для ПЧ класу 400 В $U_B = 757 \text{ В} \pm 3 \%$, для ПЧ класу 200 В $U_B = 387 \text{ В} \pm 3 \%$); $I_{MAX.ПЧ} = 1,5 I_{НОМ.ПЧ}$.

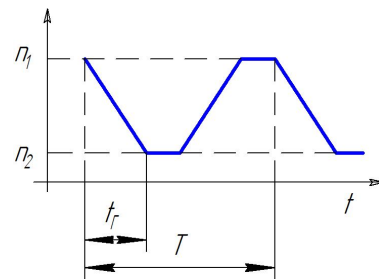
3. Розраховується значення відносної тривалості вмикання гальмівного резистора (рис. 5.66), тобто відношення часу гальмування t_G до часу циклу роботи T :

$$TB_G = \frac{t_G}{T}. \quad (5.117)$$

4. Визначається середня потужність гальмування за один цикл роботи:

$$P_{Г.ЕЛ.СЕР} = TB_G \frac{P_{Г.ЕЛ.МАХ.}}{2} \cdot \frac{(n_1 + n_2)}{2n_1}. \quad (5.118)$$

Рис. 5.66. Визначення тривалості гальмування за циклом роботи електропривода



5. Визначається розрахункове значення гальмівного опору $R_{Г.РОЗР}$:

$$R_{Г.РОЗР} \leq \frac{U_B^2}{P_{ЕЛ.СЕР}}. \quad (5.119)$$

Резистор R_G вибирають зі стандартного ряду гальмівних резисторів. Його значення не повинно бути більшим за $R_{Г.РОЗР}$.

З іншого боку мінімальне значення гальмівного опору визначається допустимим струмом гальмівного транзистора IT_0 (рис. 5.65), вбудованого в перетворювач частоти або підключеного зовні.

Приклад 5.1. Розрахувати значення потужності і опір гальмівного резистора, який необхідно підключити для повної зупинки двигуна за 7 с при рекуперативному гальмуванні.

Розрахункові дані: $P_{ДВ}$ і $P_{ПЧ}$ – 22 кВт; $n_1 = 1420$ об/хв.; $n_2 = 0$; $U_{НОМ} = 400$ В; $T = 30$ с; $J_{ЗВ} = 8$ кг·м²; редуктор відсутній.

Розраховуємо пікову механічну потужність гальмування та відносну тривалість вмикання резистора:

$$P_{Г.МЕХ.МАХ} = \frac{J_{ЗВ} n_1 (n_1 - n_2)}{9,55^2 t_{Г}} = \frac{8 \cdot 1420 (1420 - 0)}{9,55^2 \cdot 7 \cdot 1000} = 25,27 \text{ кВт},$$

$$ТВ_{Г} = \frac{t_{Г}}{T} = \frac{7}{30} = 0,23 = 23\%.$$

Визначаємо електричну потужність гальмування.

$$P_{Г.ЕЛ.МАХ} = P_{Г.МЕХ.МАХ} - kP_{ДВ} = 25,27 - 0,08 \cdot 22 = 23,5 \text{ кВт}.$$

Вихідний максимально допустимий струм перетворювача частоти потужністю 22 кВт складає 69 А, тобто умова $P_{ЕЛ.МАХ} < U_{В} \cdot I_{МАХ.ПЧ} = 757 \cdot 69 = 52 \text{ кВт}$ виконується.

Середня потужність гальмування за один цикл роботи:

$$P_{Г.ЕЛ.СЕР} = ТВ_{Г} \frac{P_{Г.ЕЛ.МАХ}}{2} \cdot \frac{(n_1 + n_2)}{2n_1} = 0,23 \cdot \frac{23,5}{2} \cdot \frac{(1420 + 0)}{2 \cdot 1420} = 1,35 \text{ кВт}.$$

Визначаємо розрахункове значення гальмівного опору $R_{Г.РОЗР}$:

$$R_{Г.РОЗР} \leq \frac{U_{В}^2}{P_{ЕЛ.СЕР}} = \frac{757^2}{1,35 \cdot 1000} = 424,48 \text{ Ом}.$$

В режимі гальмування перезбудженням перетворювач частоти збільшує величину магнітного потоку, При цьому магнітна система двигуна перенасичується, оскільки частота обертання зменшується, а напруга залишається номінальною. Збільшуються втрати в обмотках двигуна і кінетична енергія від механізму перетворюється в теплову в самому двигуні. Такий спосіб гальмування найчастіше використовується при скалярному керуванні, без застосування зовнішніх резисторів при різких гальмуваннях. Спосіб неможливо використовувати при керуванні швидкістю синхронних двигунів з постійними магнітами. Через підвищене тепловиділення в двигуні використання цього способу зупинки при частих розгонах/гальмуваннях також неможливе.

Модулі рекуперації

При зatoryжних гальмуваннях або частих пусках двигунів середніх та великих потужностей доцільною стає рекуперація енергії гальмування в мережу. При цьому підвищуються надійність привода за рахунок виключення з системи ланки скидання теплової енергії та його ККД.

Існує дві основні схеми скидання енергії:

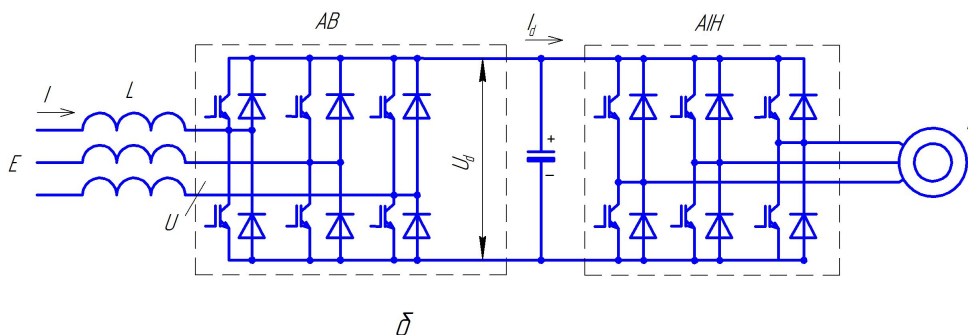
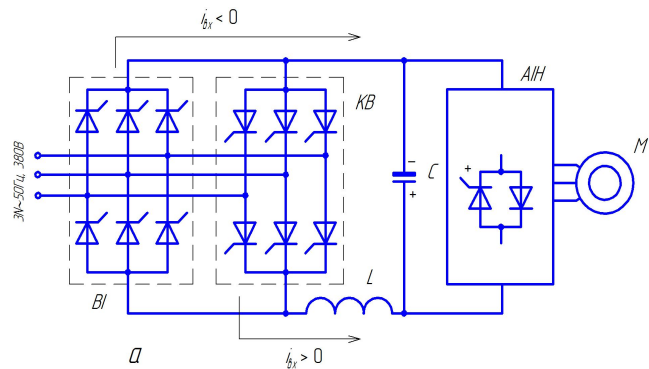
- з інвертором, веденим мережею (рис.5.67, а);
- з активним випрямлячем (рис. 5.67, б).

Перша схема використовується в тиристорних перетворювачах частоти зазвичай невеликих потужностей, тому що в цьому випадку формується несинусоїдальний струм в мережі, та забезпечується $\cos\varphi < 1$.

У випадку використання активного випрямляча з'являється можливість забезпечення синусоїдального струму в мережі а також підтримання $\cos\varphi$ на рівні одиниці. Активний випрямляч є окремим модулем рекуперації, який виконується в тому ж корпусі, що і перетворювач частоти і підключається до клем ланки постійного струму.

Рис. 5.67 Рекуперативне гальмування в електроприводах з перетворювачем частоти:

а – схема з веденим мережею інвертором ВІ; б – схема з активним випрямлячем АВ; КВ – керований випрямляч; U_d , I_d – напруга і струм після активного випрямляча



При роботі в системі декількох інверторів напруги вони можуть бути об'єднані між собою через ланку постійного струму для обміну гальмівною енергією (рис. 5.68).

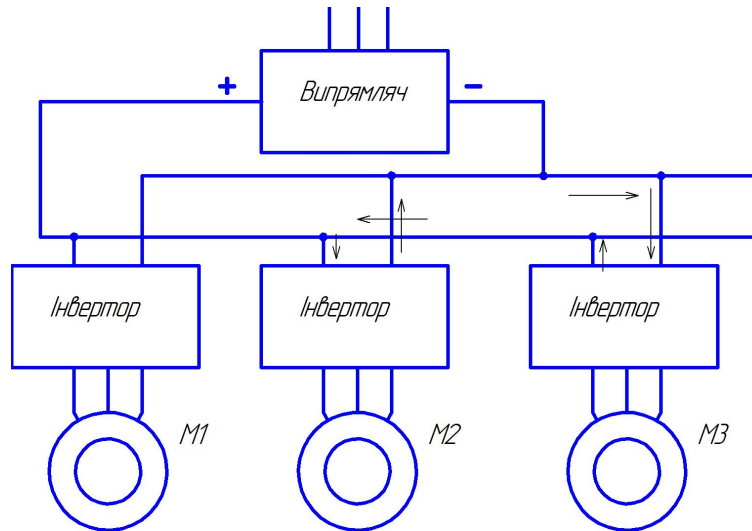


Рис. 5.68. Схема багатодвигунного електропривода з обміном гальмівною енергією по мережі постійного струму

Енергія, що проходить через інвертори при гальмуванні одного з двигунів одразу ж споживається іншими двигунами. Потужність, яка споживається з мережі, зменшується. Це дозволяє вибрати некерований випрямляч потужністю, меншою за сумарну потужність інверторів, підключених до ланки постійного струму.

При підключенні великої кількості інверторів до випрямляча слід встановлювати додаткові дроселі для обмеження струмів споживання окремими інверторами.

Прогнози розвитку перетворювачів

Зусилля виробників направлені на мінімізацію впливу приладів на мережу живлення і навколишнє обладнання, підвищення лінійності вихідних параметрів і створення систем, які за швидкодією зможуть замінити приводи постійного струму.

З точки зору споживачів намічається розподіл перетворювачів частоти на дві групи: перша група – прилади, орієнтовані на мінімізацію доступу користувача до параметрів

налагодження приводу і призначені для обслуговування спеціалістами меншої кваліфікації, друга група – прилади, які мають максимальну кількість доступних параметрів впливу на роботу двигуна і розраховані на обслуговування спеціалістами, які зможуть здійснити необхідне конфігурування електропривода.

Питання для самоконтролю

1. Який метод використовують для спрощення математичного опису машин змінного струму?
2. Які системи координат використовують при побудові систем електропривода?
3. Поясніть будову крокового двигуна.
4. Поясніть принцип роботи крокового двигуна.
5. Наведіть статичні механічні характеристики крокового двигуна.
6. В чому полягає відмінність безконтактної машини постійного струму від вентильної машини?
7. Наведіть класифікацію способів регулювання асинхронних двигунів.
8. При яких способах регулювання асинхронний двигун працює з малим значенням ковзання?
9. Який основний недолік регулювання швидкості асинхронного двигуна зміною напруги живлення?
10. Назвіть економічний спосіб регулювання асинхронного двигуна з великим значенням ковзання.
11. Вкажіть особливість механічної характеристики асинхронного двигуна при реостатному регулюванні.
12. Чому необхідно проводити корекцію величини напруги живлення при частотному регулюванні асинхронного двигуна?
13. Скільки двигунів можна живити від одного перетворювача частоти типу інвертор напруги, а скільки від інвертора струму?
14. Поясніть суть скалярного регулювання асинхронного електропривода.

15. Який недолік скалярного керування асинхронним приводом?
16. Поясніть суть векторного керування асинхронним електроприводом.
17. Які перетворювачі координат використовуються в системах з векторним керуванням?
18. Поясніть відмінність прямого керування моментом асинхронного двигуна від векторного.
19. За яким алгоритмом проводиться перемикання ключів інвертора при прямому керуванні моментом асинхронного двигуна?
20. Який тип інвертора використовують при прямому керуванні моментом асинхронного двигуна?
21. Поточні значення яких величин необхідно знати для організації прямого керування моментом асинхронного двигуна?
22. За якими параметрами вибирають перетворювач частоти?
23. Які умови вибору захисних апаратів для перетворювачів частоти?
24. Які фільтри використовують на вході перетворювача частоти?
25. Назвіть додаткове обладнання на виході перетворювача частоти і їхнє призначення.
26. Які способи електричного гальмування використовують в приводах з перетворювачем частоти?
27. Для чого використовують гальмівні резистори в перетворювачах частоти?
28. Приведіть розрахунок гальмівного резистора.

6. РЕГУЛЬОВАНІ ЕЛЕКТРОПРИВОДИ З ЕЛЕКТРОМАГНІТНИМИ МУФТАМИ

Електромагнітна муфта – це електромеханічний пристрій, призначений для з'єднання і роз'єднання вала двигуна з валом виконавчого механізму за допомогою електромагнітного або магнітного поля. В електроприводі їх застосовують як зчіпні муфти (з попереднім пуском ненавантаженого двигуна); для плавного або ступінчатого регулювання швидкості обертання; як виконавчі елементи сервоприводів; для створення заданих навантажень, обмеження навантажень, гальмування; для керування різними механізмами від одного регульованого двигуна тощо.

За принципом дії електромагнітні муфти поділяють на дві групи (рис. 6.1):

- муфти з механічним зв'язком;
- муфти зі зв'язком через електромагнітне поле (індукційні муфти).



Рис. 6.1. Класифікація електромагнітних муфт

Всяка електромагнітна муфта складається з ведучої і веденої частин, виконавчого органу і електромагнітної системи з керуючим елементом – обмоткою збудження. Остання одержує живлення від джерела постійного струму.

В електромагнітній муфті з механічним зв'язком обертовий момент, створюваний двигуном, передається від ведучої частини муфти до веденої механічним тертям або зчепленням,

параметрично керованим магнітним полем електромагніту, який входить до складу муфти.

В індукційних муфтах обертовий момент передається від ведучої частини муфти до веденої за допомогою поля, створеного електромагнітною системою, що входить до конструкції муфти.

Стосовно електромагнітних муфт розрізняють *обертовий момент і момент, що передається*.

Обертовим називають момент, який розвивається електромагнітною муфтою з механічним зв'язком при наявності ковзання у виконавчому органі.

Передаваний момент електромагнітної муфти з механічним зв'язком – це найбільший момент, який здатна передати муфта при відсутності ковзання у виконавчому механізмі.

Оскільки потужність P_{BX} , яку споживає обмотка електромагніта, менша за потужність $P_{ВИХ}$ на веденому валу, то електромагнітну муфту можна розглядати як підсилювач з коефіцієнтом підсилення по потужності:

$$K_{П} = P_{ВИХ}/P_{BX} = M \omega / (UI), \quad (6.1)$$

де M – електромагнітний момент муфти; ω – усталена кутова швидкість обертання; U – напруга живлення обмотки; I – усталене значення струму в обмотці.

В регульованих електроприводах електромагнітні муфти використовуються в діапазоні потужностей від кількох ват до десятків мегават.

Основними характеристиками електромагнітних муфт є:

- силові;
- енергетичні;
- експлуатаційні.

До *силових* характеристик належать:

- статична електромеханічна по передаваному моменту – залежність моменту, що передається муфтою, від усталеного значення сигналу керування (струму збудження) $M_{П} = f(I_{ЗБ})$;
- статична електромеханічна характеристика по обертовому моменту $M_{О} = f(I_{ЗБ})$ – залежність між усталеними значення-

- ми обертового моменту та струмом збудження;
- механічна характеристика $M = f(s, \omega)$ – залежність моменту, який розвиває муфта, від ковзання або частоти обертання;
 - динамічна характеристика $M_{\Pi} = f(t)$ або $M_O = f(t)$ - залежність моменту, який розвиває муфта, від часу.

Енергетичними характеристиками називають залежності допустимої середньої потужності втрат ΔP (при повторно-короткочасних режимах роботи) або енергії втрат за цикл A_{Π} від параметрів режиму, які впливають на умови теплопередачі. В більшості випадків замість цієї характеристики дається значення $\Delta P_{НОМ}$ для нормального режиму при нормованих умовах навантаження.

Експлуатаційні характеристики визначають термін роботи, в межах якого муфта зберігає свою роботоздатність. Додаткові експлуатаційні показники – електричний опір ізоляції, допустиме перевантаження, діапазон робочих температур середовища тощо.

Режимом роботи електромагнітних муфт (ГОСТ 18306-72) називається комбінація наступних параметрів: відносної частоти обертання ведучої і веденої частин, статичного і динамічного моментів навантаження, частоти циклів при даній тривалості вмикання в циклі.

Найбільш типові режими роботи:

Важкий одиночний режим – тривалий або близький до тривалого (ТВ близьке до 100%). Швидкість і моменти навантаження можуть приймати які-завгодно допустимі значення залежно від робочої машини. При цьому передбачається, що перед кожним вмиканням в муфті відновлюється початковий тепловий стан. Режим характерний для зчіпних муфт.

Повторно-короткочасний режим вмикань-вимикань з частотою циклів, при яких не відбувається перегрівання муфти, тобто середні втрати в муфті $\Delta P_{СР}$ не перевищують допустимих $\Delta P_{ДОП}$. В залежності від розрахункової потужності втрат $\Delta P_{СР}$ такий режим поділяється на важкий ($\Delta P_{СР} > 0,8 \Delta P_{ДОП}$), середній ($0,8 \Delta P_{ДОП} > \Delta P_{СР} > 0,4 \Delta P_{ДОП}$) і легкий ($\Delta P_{СР} < 0,4 \Delta P_{ДОП}$). Режим характерний для коробок швидкостей, циклових механізмів. Такі муфти іноді називають перемикаючими.

Періодичні режими муфт в системах автоматичного керування характеризуються високою частотою перемикань, період яких співмірний з перехідним процесом у муфті. Такі муфти часто називають слідкуючими.

6.1. Електромагнітні фрикційні муфти

Виконавчим органом електромагнітних фрикційних муфт є фрикційні диски, між якими виникає сила тертя. Класифікують фрикційні муфти за такими ознаками:

- за кількістю дисків – одно- або багатодискові;
- за положенням контуру відносно магнітної системи: винесені або магнітопровідні диски;
- за характером тертя: з сухими або змащуваними дисками;
- за видом струмовідводу: контактний або безконтактний.

Однострижкова фрикційна електромагнітна муфта складається з ведучої півмуфти 3 (рис. 6.2), насадженої на первинний вал 11, веденої півмуфти 5, пружини 9 і направляючої втулки 7, нерухомо закріпленої на вторинному валу 10. Втулка має виступ 6, який входить в паз півмуфти 5. Остання може рухатися вздовж вала 10. В розточку ведучої півмуфти 3 вставлена обмотка 2, кінці якої приєднані до контактних кілець 1. На кільця 1 накладаються щітки (на рисунку не показані), через які підводиться струм до обмотки. До торців півмуфт 3 і 5 приклепано фрикційні диски 4.

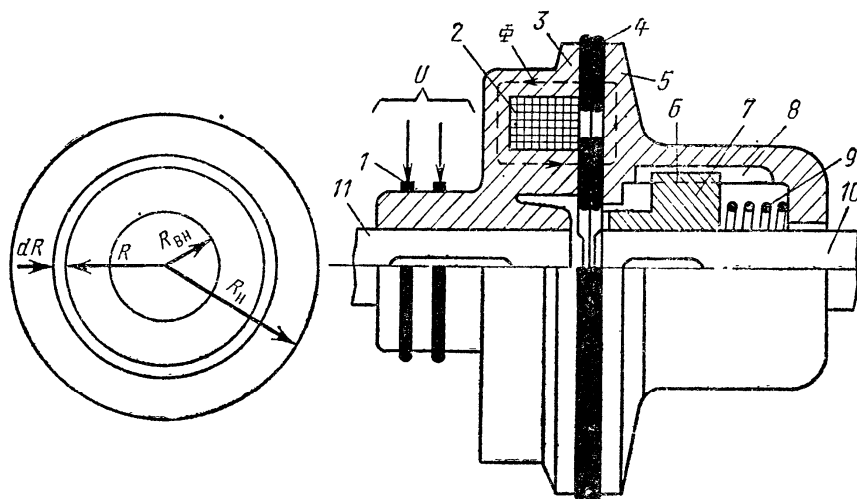


Рис. 6.2. Однострижкова електромагнітна фрикційна муфта

При знеструмленій обмотці пружина 9, яка впирається в направляючу втулку 7, відсовує рухому частину 5 веденої півмуфти вправо. Фрикційні диски розходяться і ведений вал від'єднується від ведучого. Якщо через обмотку протікає струм, виникає магнітний потік Φ , який замикається через півмуфти 3 і 5, виконані з магнітом'якої сталі. Під дією електромагнітної сили ведена півмуфта притягується до ведучої. Між дисками 4 виникає сила натискання, яка забезпечує необхідну силу тертя і надійне їх зчеплення.

Швидкодіючі однодискові електромагнітні фрикційні муфти мають тонкий проміжний ведений диск з малим моментом інерції.

Якщо потрібно передати значний обертовий момент при невеликих габаритних розмірах, застосовують багатодискові муфти (рис. 6.3, 6.4). В муфті, показаній на рис. 6.4, під дією магнітного потоку Φ якір рухається вліво і стискає сталеві диски 2. В показаній конструкції магнітний потік проходить через диски. Після зняття напруги з обмотки розчеплення фрикційного пакета забезпечується пружними зовнішніми дисками з "жорсткою" хвилею.

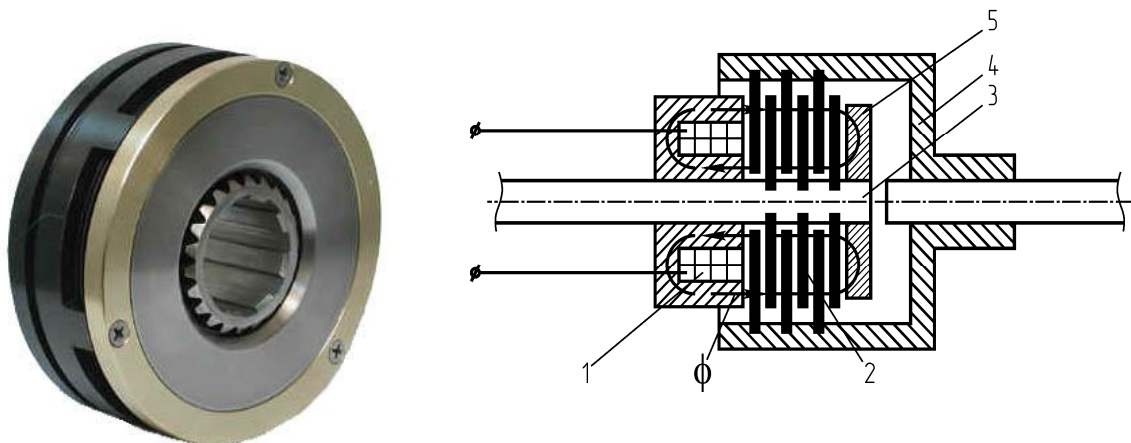


Рис. 6.3. Муфта електромагнітна фрикційна багатодискова серії ЕТМ. Загальний вигляд

Рис. 6.4. Багатодискова фрикційна електромагнітна муфта:
1 – обмотка; 2 – сталеві диски; 3 – ведучий вал; 4 – корпус веденої частини муфти; 5 – якір; Φ – магнітний потік

Фрикційні електромагнітні муфти використовуються і як гальма. Гальмо (рис.6.5) має фланцевий поводок 1, який охоплює

корпус 2. Поводок має чотири отвори 9 для кріплення його до корпусу машини. Якір 6 підвішений на повідку за допомогою кільця 7. Зовнішні диски 5 зчеплені з нерухомим повідком 1. Внутрішні диски 4 і шліцева втулка 3, відділені зазорами від корпусу та якоря, при вимкненій муфті вільно обертаються разом з валом. Напряга живлення підводиться до клеми 10.

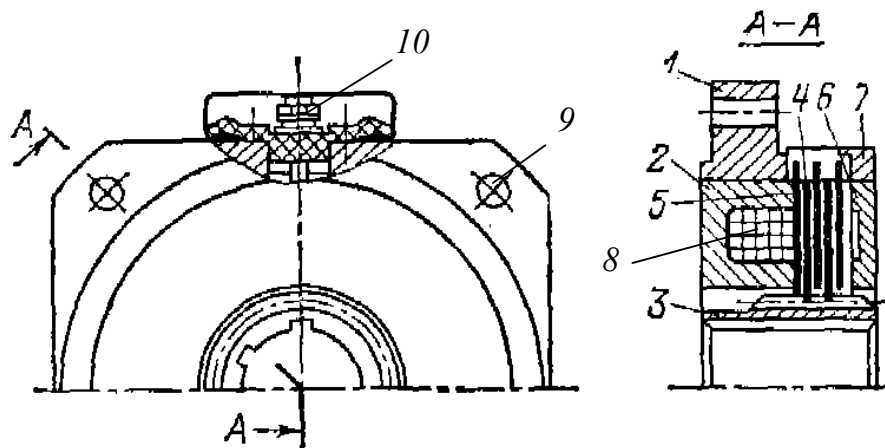


Рис. 6.5. Електромагнітне гальмо з магнітопровідними дисками:

1 – повідок; 2 – корпус; 3 - шліцева втулка; 4 – внутрішні диски; 5 – зовнішні диски; 6 – якір; 7 – кільце; 8 – обмотка; 9 – отвори для кріплення повідка; 10 – ввідна клема

При подачі струму в обмотку 8 до вала прикладається гальмівний момент, який дорівнює обертовому моменту муфти. Після закінчення гальмування вал утримується моментом, рівним моменту, що передається муфтою. Зусилля гальмування передається на корпус вузла через зовнішні диски 5, фланець повідка 1 та деталі кріплення. Для вільного обертання вала обмотку вимикають.

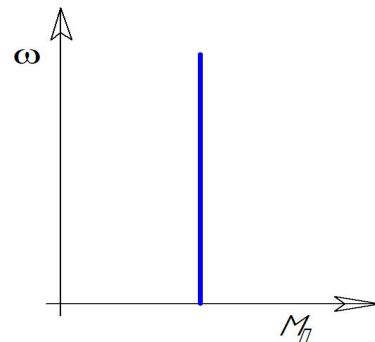
Електромагнітні фрикційні муфти працюють в релейному режимі (увімкнено-вимкнено) і непридатні для плавного регулювання моменту.

Оскільки напруга на обмотці фрикційної муфти не регулюється, то її статична механічна характеристика має вигляд, показаний на рис. 6.6, тобто, момент, створюваний муфтою, не залежить від швидкості.

Динамічна характеристика $M_{BM}=f(t)$ муфти з магнітопровідними дисками при вмиканні показана на рис. 6.7, а.

Її параметри – час запізнення t_0 і час $t_{0.9}$, за який момент муфти зростає до 90% від усталеного значення $M_{уст}$, подаються в інформаційних матеріалах.

Рис. 6.6. Статична механічна характеристика електромагнітної фрикційної муфти



При вимиканні муфти зміна передаваного нею моменту M_{II} в часі наближено описується рівнянням:

$$M_{II} = e^{\frac{-2t}{T_{СУМ}}}, \quad (6.2)$$

де $T_{СУМ} = T_P + T_M$; T_P – стала часу розрядного кола обмотки; T_M – стала часу масивного магнітопроводу.

Рівняння (6.2) описує перехідний процес наближено (рис. 6.7, б), оскільки в ньому не враховані розкриття зазорів внаслідок неплоскості та пружності дисків, внаслідок чого процес прискорюється; тертя в шлицях, вплив мастила та залишкової намагніченості, які подовжують процес.

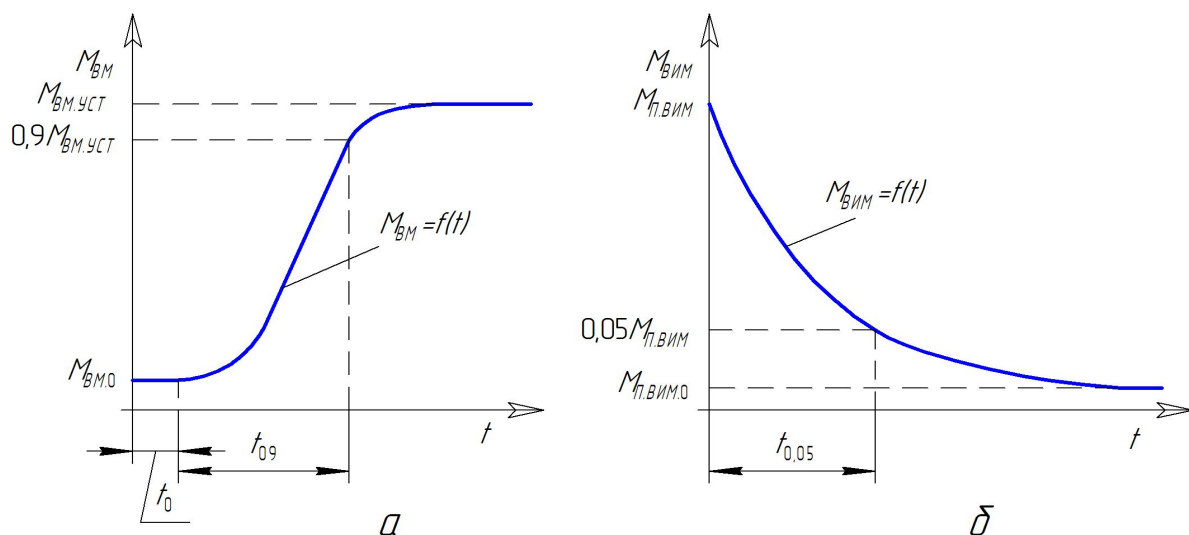


Рис. 6.7. Динамічні характеристики електромагнітної фрикційної муфти з магнітопровідними дисками:

а – при вмиканні; б – при вимиканні

Час спадання передаваного моменту до $0,05M_{П.ВИМ}$ (номінального) $t_{0.05}$ і передаваний залишковий момент $M_{П.ВИМ.0}$ (момент зриву), що розвивається муфтою без ковзання в дисках, наводяться в інформаційних матеріалах.

Вибір фрикційних муфт

Тип фрикційної муфти вибирається залежно від призначення привода.

При виборі муфти оцінюють наступні параметри, які наводяться в їх технічних характеристиках: статичний передаваний (номінальний) момент; динамічний (обертовий) момент; час перехідного процесу; середні втрати; одиничну енергію; залишковий момент спокою.

За номінальним моментом муфти вибирають так:

$$M_{НОМ} > k_3 \cdot M_{СТ.МАКС}, \quad (6.3)$$

де $k_3 = 1,1 \dots 1,6$ – коефіцієнт запасу; $M_{СТ.МАКС}$ – максимальне значення зведеного статичного моменту навантаження.

Обертовий момент муфти повинен бути більшим максимального значення моменту зрушення виконавчого механізму:

$$M_{ОБ} > M_{ЗР}. \quad (6.4)$$

Щоб не було мимовільного переміщення виконавчого механізму (самоходу) під дією залишкового моменту $M_{вм.0}$ (рис.6, а) необхідно перевірити умову:

$$M_{С.МИН} > (1,5 \dots 2,0) M_{ВМ.0}, \quad (6.5)$$

де $M_{С.МИН}$ – зведений до вала муфти мінімальний момент опору виконавчого механізму на холостому ході.

6.2. Електромагнітні порошкові муфти

Порошкові електромагнітні муфти в основному призначені для зчеплення валів з ковзанням, хоча їх можна застосовувати і для жорсткого зчеплення. В таких муфтах між ведучою і веденою частинами є механічний зв'язок через суміш феромагнітного порошку з діелектричним наповнювачем, тому їх часто називають феромагнітними муфтами. Феромагнітний порошок з

зернами розміром від 4 до 50 мкм виготовляють із легованої хромом або нікелем сталі, карбонільного заліза, пермалою. Наповнювач може бути сухим (колоїдний графіт, тальк, тонкодисперсне скло) або рідким (кремнійорганічна чи мінеральна олива).

Таким сумішам притаманні властивості тиксотропії, тобто під дією магнітного поля стають драглевидними, при підсиленні поля все більше тужавіють аж до затвердіння, а при знятті магнітного поля повертаються до попереднього стану. Орієнтуючись вздовж силових ліній поля, феромагнітні частинки створюють ланцюжки – зв'язки, які зчіплюють ведучу і ведену частини муфти. Ведуча поверхня, захоплюючи ведену, приводить її в рух.

Конструктивними ознаками, за якими класифікують порошкові муфти, є: вид наповнювача, вид струмовідводу (контактні, безконтактні), кількість і форма робочих зазорів та шарів, які пронизуються потоком послідовно; кількість обмоток збудження, співвідношення моментів інерції ведучої та веденої частин.

На рис. 6.8 показана схема феропорошкової муфти барабанного типу з двома концентричними поверхнями 9 і 10. Кільцевий простір між ними заповнено порошковою сумішшю 8. На внутрішній (ведучій) півмуфті знаходиться обмотка 7. Кінці обмотки виведені на контактні кільця 2, до яких притискаються щітки 4. Кришки 5 і 14 виготовлені з немагнітного матеріалу, щоб направити більшу частину магнітного потоку через порошковий шар. Цим зменшуються потоки розсіювання, що дозволяє зменшити масу веденої півмуфти.

Коли в обмотці збудження 4 струму немає, з ведучого вала 3 на ведений вал 12 передається невеликий обертовий момент M_0 , обумовлений силами тертя в феропорошковій суміші, ущільненнях 11 муфти та залишковим магнітним потоком. При подачі напруги на обмотку зерна феромагнітного порошку під дією магнітного поля втрачають свободу переміщення. Густина середовища, що знаходиться в барабані, різко зростає, збільшується сила тертя між барабаном і електромагнітом. На веденому валу з'являється обертовий момент. При певному значенні струму збудження феромагнітний порошок і

наповнювач повністю тужавіють. Барабан і електромагніт стають жорстко зв'язаними.

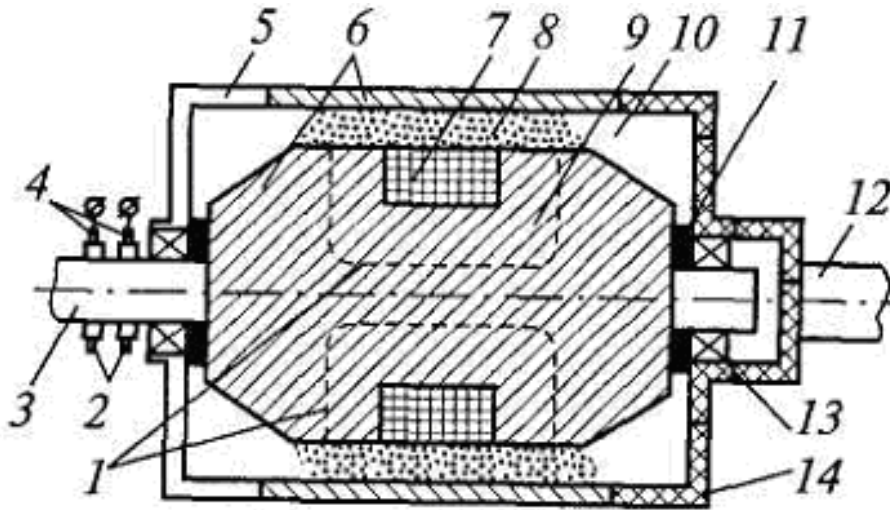


Рис. 6.8. Електромагнітна порошкова муфта барабанного типу:

1 – магнітні потоки; 2 – контактні кільця; 3 – ведучий вал; 4 – щітки; 5, 14 – кришки; 6 – деталі, виготовлені з феромагнітного матеріалу; 7 – обмотка; 8 – порошкова суміш; 9, 10 – концентричні поверхні; 11 – ущільнення; 12 – ведений вал; 13 – підшипник

Передаваний муфтою момент розглядаємо як момент від сил тертя, що діє між порошком і внутрішньою циліндричною поверхнею барабана. Силу тертя, що виникає на одиниці внутрішньої поверхні барабана, можна знайти за рівнянням:

$$p_{\text{ТР.ПИТ}} = k_{\text{ТР.ЕКВ}} p_{\text{ПИТ}} = k_{\text{ТР.ЕКВ}} \frac{B^2}{2\mu_0\mu_{rc}}, \quad (6.6)$$

де $k_{\text{ТР.ЕКВ}}$ – еквівалентний коефіцієнт тертя; $p_{\text{ПИТ}}$ – питоме зусилля, нормальне до ведучої поверхні. Створюється магнітним потоком і дорівнює $B^2/2\mu_0\mu_{rc}$; B – магнітна індукція в зазорі; μ_{rc} – відносна магнітна проникність суміші.

Момент, що передається муфтою:

$$M = 2\pi R^2 L p_{\text{ТР.ПИТ}} = \pi^2 R L k_{\text{ТР.ЕКВ}} \frac{B^2}{\mu_0\mu_{rc}}, \quad (6.7)$$

де R – радіус барабана; L – довжина барабана.

Момент, що передається муфтою при незмінному струмі збудження обмотки не залежить від частоти обертання (рис. 6.9, а), тобто, механічні характеристики такої муфти абсолютно жорсткі.

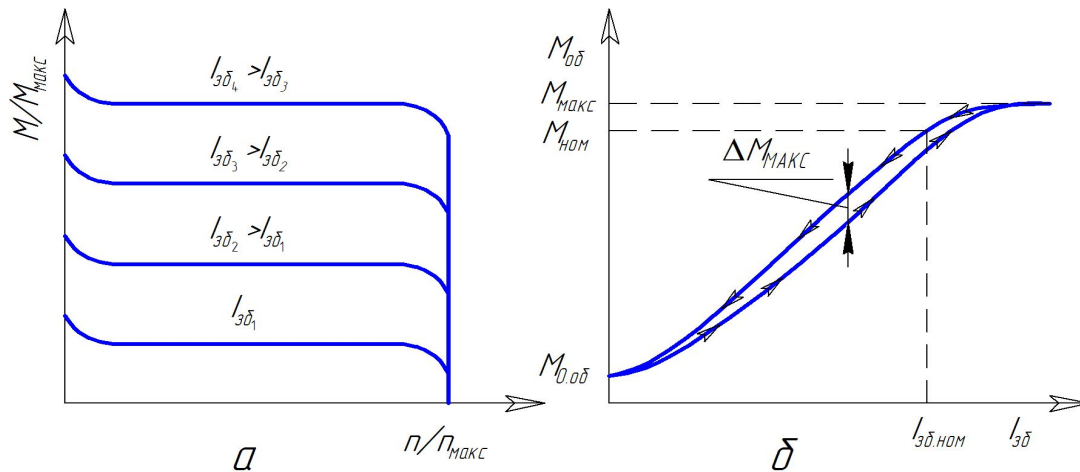


Рис. 6.9. Залежність моменту, що передається порошковою муфтою, від частоти обертання та струму (а) і статична електромеханічна характеристика порошкової муфти по обертовому моменту (б)

Статична електромеханічна характеристика по обертовому моменту $M_{\text{ОБ}} = f(I_{3\text{Б}})$ (рис. 6.9, б) має вид вузької петлі гістерезису внаслідок магнітного гістерезису та зміни концентрації феромагнітних часток в робочому шарі.

Відношення $\Delta M/M_{\text{МАКС}}$ коливається в межах 7...15 %, а $M_{0, \text{ОБ}}/M_{\text{МАКС}}$ - в межах 3...10 %. Найбільша частина статичної характеристики практично лінійна.

Характеристики регульованого електропривода з порошковою муфтою в статичному режимі показані на рис. 6.10. В другому квадранті накреслена статична механічна характеристика по обертовому моменту $M_{\text{ОБ}} = f(I_{3\text{Б}})$. В першому квадранті представлені механічна характеристика двигуна $M_{\text{ДВ}} = f(\omega_1)$ і механічна характеристика виконавчого механізму $M_{\text{С}} = f(\omega_2)$. Коли струм збудження $I_{3\text{Б}, \text{Х}}$ менший струму $I_{3\text{Б}, 1}$, муфта передає залишковий момент, і ведений вал не обертається. При якомусь значенні струму $I_{3\text{Б}, \text{Х}}$, більшому за $I_{3\text{Б}, 1}$, муфта передає момент $M_{\text{а}}$. Ведений вал обертається зі швидкістю ω_2 (точка а') при обертанні вала двигуна зі швидкістю ω_1 (точка а'').

Потужність, споживана від двигуна, $P_{\text{ДВ}} = M_{\text{а}} \omega_1$, а потужність, віддавана в навантаження, $P_{\text{С}} = M_{\text{а}} \omega_2$. Втрати потужності в муфті за рахунок ковзання

$$P_{\text{ВТ}} = P_{\text{ДВ}} - P_{\text{С}} = M_{\text{а}}(\omega_1 - \omega_2). \quad (6.7)$$

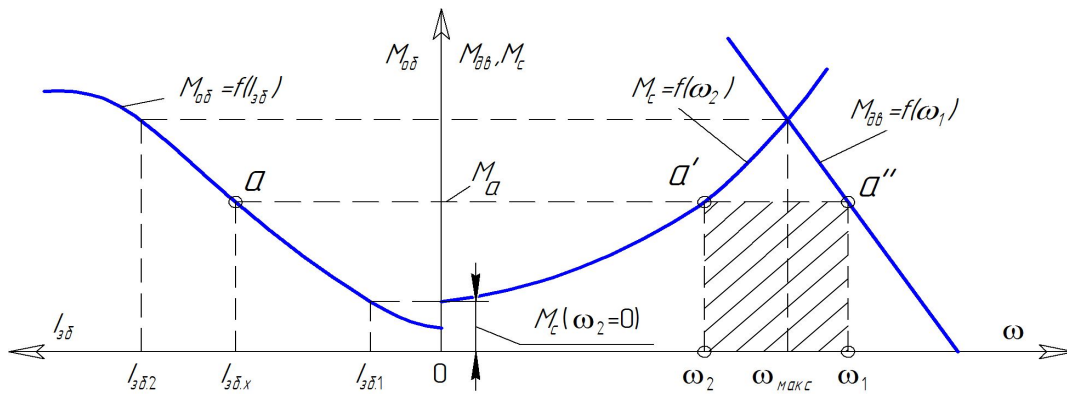


Рис. 6.10. Статичні характеристики феропорошкової муфти, приводного електродвигуна і виконавчого механізму

Потужність втрат, пропорційна заштрихованій площі прямокутника, витрачається на нагрівання муфти і разом з втратами потужності в обмотці електромагніту визначають її температуру.

При струмі збудження $I_{3\delta.2}$ ведучий і ведений вали з'єднані жорстко і обертаються з кутовою швидкістю $\omega_{макс}$. Передаваний момент $M_2 = M_{макс}$, а втрати $P_{BT} = 0$.

Таким чином, феромагнітна муфта працює як асинхронний двигун з ковзанням

$$s = \frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_1} \quad (6.8)$$

На зерна феромагнітного порошку крім електромагнітних сил діють відцентрові сили, пропорційні квадрату кутової швидкості. Для оцінки впливу відцентрових сил вводиться відношення $k_{ВЦ} = P_{ВЦ}/P_{ЕМ}$. Це відношення збільшується зі зростанням діаметра муфти, кутової швидкості і зменшується зі зростанням індукції в зазорі. При певному значенні частоти обертання відношення $P_{ВЦ}/P_{ЕМ}$ наближається до 100% і муфта втрачає керованість. Тому феропорошкові муфти застосовують при швидкостях обертання, менших 3000 об/хв.

Порівняно з електромагнітними муфтами тертя порошкові муфти мають значно більшу швидкодію (приблизно в 10 разів) завдяки відсутності якоря. Зміна моменту в часі для лінійної частини характеристики $M_{об} = f(I_{3\delta})$ визначається законом зростання струму збудження. Тому в схемах автоматики

порошкові муфти описують рівнянням інерційної ланки першого порядку.

Природна динамічна характеристика електромагнітної порошкової муфти при вмиканні на номінальну напругу не має інтервалу запізнення і повністю визначається електромагнітними процесами в колі збудження і масивному магнітопроводі:

$$M = \kappa_M \Phi_{НОМ} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_\Sigma}} \right)^N, \quad (6.9)$$

де κ_M – коефіцієнт моменту; $\Phi_{НОМ}$ – номінальний магнітний потік; t – час перехідного процесу; $T_\Sigma = T_P + T_M$ – сумарна стала перехідного процесу; T_P – стала часу розрядного кола; T_M – стала часу масивного магнітопроводу; N – показник степеня, $N = 1 \dots 1,5$.

Значення коефіцієнта κ_M і показника N залежать від геометрії шару феромагнітної суміші, складу і лінійних швидкостей суміші та інших факторів.

Енергетичні характеристики порошкових муфт аналогічні характеристикам фрикційних електромагнітних муфт. Обмежувальним параметром є максимально допустима температура феромагнітного шару, при якій він зберігає задані властивості.

Порошкові муфти використовують як:

- зчіпні або пускові муфти, які працюють в режимі ковзання тільки в режимі пуску або вимикання;
- гальма, призначені для періодичного гальмування машин і механізмів, що працюють в повторно-короткочасному режимі;
- запобіжні муфти, призначені для захисту кінематичних ланок приводів від перевантажень;
- динамометричні муфти, призначені для роботи в гальмівному режимі короткий час (час вимірювання) при ковзанні, близькому до 100%;
- муфти автоматичного керування, що використовуються в слідкуючих приводах, в системах регулювання швидкості обертання в широких межах і в реверсивних приводах.

6.3. Електромагнітні муфти ковзання

Муфти ковзання призначені в основному для гнучкого зчеплення валів і регулювання частоти обертання веденого вала при нерегульованому приводному двигуні. Їх також називають асинхронними індукційними муфтами зі зв'язком через електромагнітне поле. Існує багато конструктивних розробок таких муфт.

Розглянемо як одні з найпростіших конструкції індукторних муфт з масивним якорем і контактним та безконтактним струмопідводом. Муфта ковзання з контактним струмопідводом (рис. 6.11, *а*) складається з якоря 4 та індуктора 6. Кільцева обмотка 5 індуктора розміщена між двома рядами зубців 3. Індуктор разом з контактними кільцями 2 насаджений на шлицьовий ведучий вал 1, якір 4 – на ведений вал. При обертанні індуктора, через обмотку якого протікає струм, електромагнітне поле також обертається. В якорі 4 наводяться вихрові струми. Від взаємодії обертового поля з вихровими струмами виникає електромагнітний момент, який приводить в рух якір в бік обертання індуктора.

Завдяки відсутності ковзних контактів безконтактні муфти мають вищу експлуатаційну надійність. Обмотка збудження 13 (рис. 6.11, *б*) безконтактної індукційної муфти розміщена в нерухомій частині 12 магнітопроводу. Якір 14 складається з двох феромагнітних половин циліндричної форми, які з'єднуються немагнітним кільцем 10. Останнє запобігає замиканню магнітного потоку по якорю. Як і в попередньому випадку, індуктор 8 насаджено на ведучий вал, а якір 14 – на ведений. Магнітний потік, збуджений струмом в обмотці 13, проходячи по індуктору 8, намагнічує зубці 9. Якщо на внутрішній поверхні якоря при обертанні індуктора магнітна індукція по колу змінюється і наводить вихрові струми в якорі, то на його зовнішній поверхні магнітне поле близьке до однорідного. Завдяки цьому якір 14 практично не взаємодіє з нерухомою частиною 12. Оскільки магнітний потік якоря проходить додатково через немагнітне кільце 10, то обмотка повинна створювати більшу магніторушійну силу порівняно з

контактними муфтами. Це спонукає до підвищеної витрати міді та збільшення розмірів магнітопроводу.

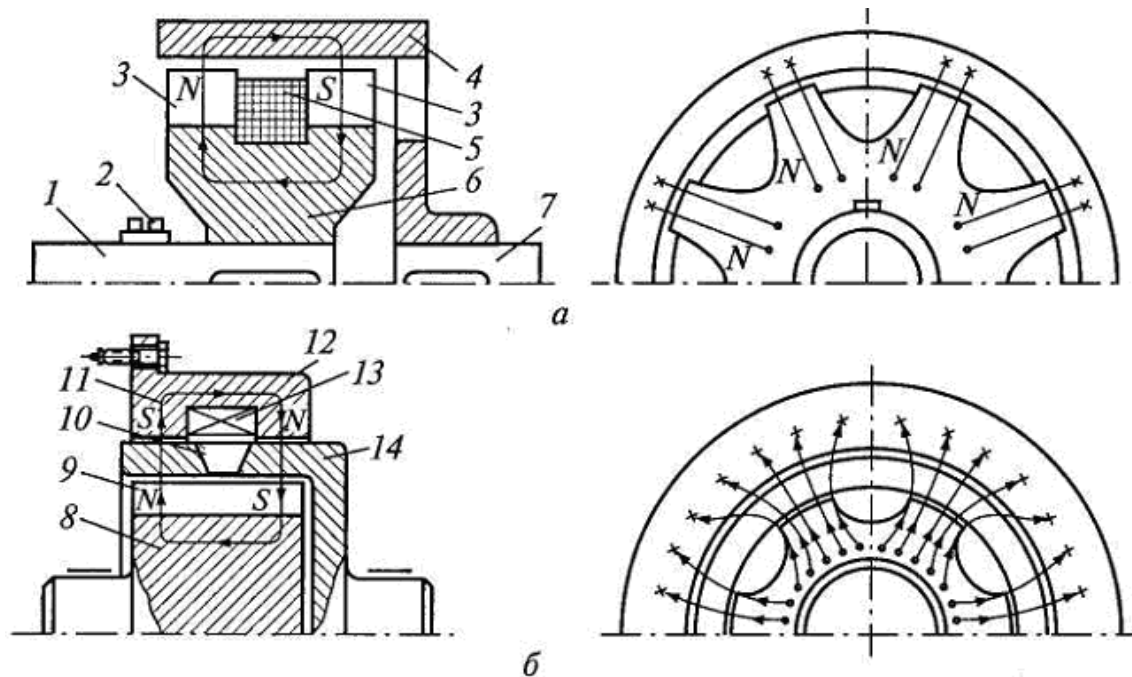


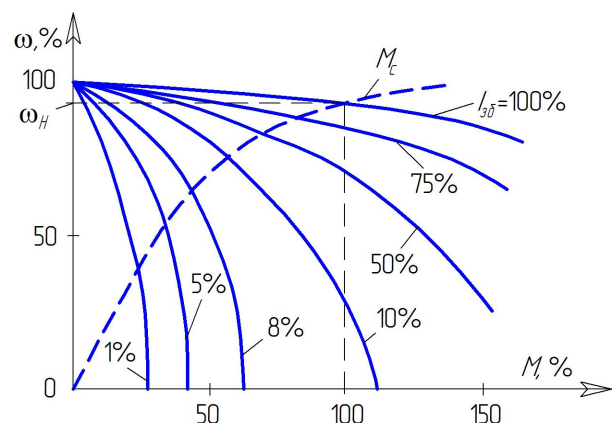
Рис.6.11. Схеми муфт ковзання:

а – індукторної з ковзними контактами; *б* – безконтактної індукторної; *1* – ведучий вал; *2* – контактне кільце; *3, 9* – зубці; *4, 14* – якір; *5, 13* – обмотка; *6, 8* – індуктор; *7* – ведений вал; *10* – кільце немагнітне; *11* – магнітний потік; *12* – нерухома частина

Механічні характеристики індукційної муфти (рис. 6.13) схожі з характеристиками асинхронного двигуна. Характеристики представлені для випадку, коли на веденому валу відсутнє

Рис. 6.13. Механічні характеристики індукційної муфти при різних струмах збудження:

$I_{зБ}$, M і ω – відповідно струм збудження, обертовий момент і швидкість обертання у відсотках від номінальних значень; M_C – механічна характеристика виконавчого механізму



навантаження. При збільшенні моменту навантаження кутова швидкість веденого вала знижується. При цьому зростає ковзання і струми, що наводяться в якорі муфти, внаслідок чого збільшується момент, який передається муфтою.

Механічні характеристики індукційних муфт суттєво залежать від моменту навантаження. Тому для стабілізації швидкості застосовують спеціальні регулюючі пристрої.

Динамічні режими електромагнітних муфт ковзання описуються складною системою нелінійних рівнянь, які розв'язуються досить наближено. На процеси зміни швидкості внаслідок порівняно невеликого відношення обертового моменту до моменту інерції веденої частини найбільший вплив чинить електромеханічна стала часу. З цих причин в більшості випадків при розрахунку перехідних процесів у приводі користуються статичною механічною характеристикою муфти, а в приводах з регулятором швидкості – сім'єю статичних механічних характеристик.

Втрати енергії в електромагнітних муфтах ковзання складаються з втрат ковзання і потужності, споживаної обмоткою. Щоб запобігти перегріванню муфти при роботі, необхідно дотримуватись, щоб номінальні втрати були не меншими від середніх:

$$\Delta P_{НОМ} \geq \frac{1}{t_k} \int_0^{t_k} M(t)s(t)dt, \quad (6.10)$$

де t_k – повний час перехідного процесу; $M(t)$ – механічна характеристика муфти ковзання; $s(t)$ – значення ковзання у відповідному проміжку часу перехідного процесу.

Номінальні втрати в муфті визначаються за виразом:

$$\Delta P_{НОМ} = \Delta P_{S.НОМ} + \Delta P_{ОБ}, \quad (6.11)$$

де $\Delta P_{S.НОМ}$ - номінальні втрати ковзання; $\Delta P_{ОБ}$ – втрати в обмотці збудження.

Номінальні втрати потужності ковзання:

$$\Delta P_{S.НОМ} = \frac{P_{НОМ} s_{НОМ}}{1 - s_{НОМ}}, \quad (6.12)$$

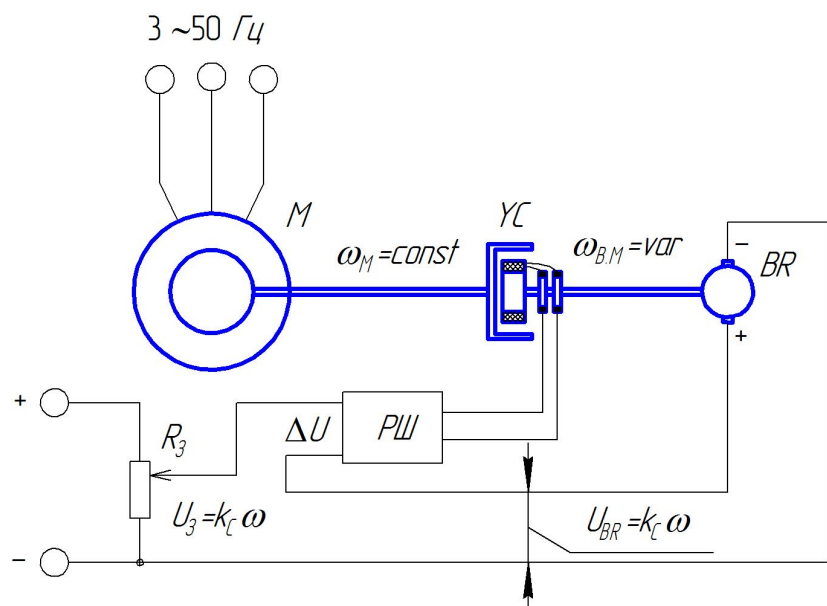
де $P_{НОМ}$ і $S_{НОМ}$ – номінальні значення потужності і ковзання муфти відповідно.

Перевагами електропривода з асинхронними муфтами є висока плавність зміни швидкості, мала потужність перетворювального пристрою для її намагнічування та зручність керування. Основний недолік – низький ККД, обумовлений втратами ковзання.

Через значні втрати потужності асинхронні електромагнітні муфти ковзання можуть бути використані в приводах потужністю від кількох десятків ват до кількох десятків кіловат в електроприводах, де необхідна плавна зміна частоти обертання.

Електромагнітні муфти відносять до електричних апаратів. Структура схем керування муфтами залежить від їх виду, складності електроприводу, необхідності регулювання швидкості вторинного вала, діапазону регулювання, точності регулювання та інших факторів. Для прикладу на рис. 6.14 зображена схема автоматизованого регулювання і стабілізації швидкості обертання вала виконавчого механізму. Ротор асинхронного двигуна M , що обертається з практично постійною швидкістю, з'єднаний з ведучою півмуфтою електромагнітної муфти ковзання. Ведена півмуфта насаджена на вал виконавчого механізму, швидкість якого регулюється шляхом зміни ковзання в муфті при зміні напруги, яка підводиться до обмотки муфти від регулятора швидкості $РШ$ через щітки та контактні кільця. На вхід регулятора швидкості поступає сигнал помилки ΔU .

Рис. 6.14. Схема електропривода з електромагнітною муфтою ковзання



Останній формується як різниця напруги задатчика U_3 , і напруги тахогенератора U_{BR} , пропорційної фактичній швидкості обертання вала виконавчого механізму: $\Delta U = U_3 - U_{BR}$.

Завдяки від'ємному зворотному зв'язку за швидкістю система забезпечує діапазон регулювання швидкості до 40 – 50 з роботою привода на жорстких механічних характеристиках. При цьому жорсткість характеристик і діапазон регулювання збільшуються зі зростанням коефіцієнта підсилення розімкненої системи.

Наближений вигляд механічних характеристик привода показано на рис. 6.15. Робоча область обмежена механічними характеристиками розімкненої системи при номінальному $I_{НОМ}$ (крива 1) та мінімальному $I_{МИН} = 0,1I_{НОМ}$ (крива 2) струмах збудження електромагнітної муфти. Характеристики 3–6 відповідають різним значенням напруги задатчика R_3 в замкненій системі автоматичного керування.

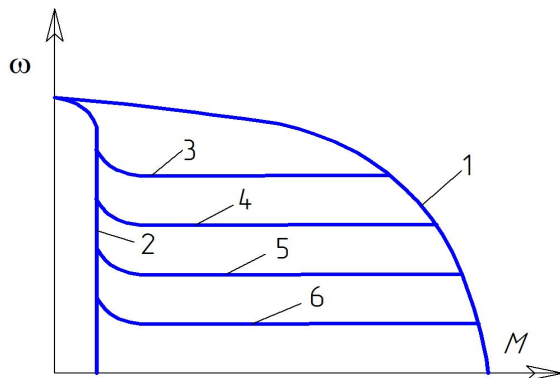


Рис. 6.15. Механічні характеристики асинхронного електропривода з електромагнітною муфтою ковзання і від'ємним зворотнім зв'язком за швидкістю

Регулювання кутової швидкості привода в розглянутій системі автоматичного керування супроводжуються втратами енергії в муфті, які можна розрахувати за формулами (6.10–6.12).

Порівняно з параметричним електроприводом з асинхронним двигуном з підвищеним ковзанням, що регулюється зміною напруги, описаний привод має ряд переваг:

- завдяки відсутності перетворювача напруги система керування простіша і дешевша;
- ширший діапазон регулювання ($D = 40 - 50$);
- вища стабільність швидкості;
- мала потужність системи керування.

Питання для самоконтролю

11. Як поділяються за принципом дії електромагнітні муфти?
12. Назвіть основні характеристики електромагнітних муфт.
13. Які силові характеристики електромагнітних муфт?
14. Які енергетичні та експлуатаційні характеристики електромагнітних муфт?
15. Назвіть найбільш типові режими роботи електромагнітних муфт.
16. Що являється виконавчим органом електромагнітної фрикційної муфти?
17. Яка класифікація фрикційних муфт?
18. Який вигляд має механічна характеристика електромагнітних фрикційних муфт?
19. Порядок вибору електромагнітних фрикційних муфт.
20. Яким чином відбувається механічний зв'язок між ведучою і веденою частинами порошкової електромагнітної муфти?
21. Де використовують порошкові муфти?
22. Для чого призначені електромагнітні муфти ковзання (асинхронні індуктивні муфти)?
23. Опишіть будову електромагнітної муфти ковзання.
24. Який вигляд мають механічні характеристики електромагнітних муфт ковзання. До характеристик якого двигуна вони подібні?
25. Як регулюється швидкість обертання в електроприводі з електромагнітною муфтою ковзання?

7. АДАПТИВНЕ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ

В попередніх розділах розглядалися системи автоматичного керування електроприводами, для яких необхідне значення регульованої величини було попередньо задано постійним або змінювалося за визначеним законом чи в функції іншої величини. Синтез подібних систем проводиться за заданими показниками якості на основі тільки попередньої інформації про властивості і характеристики об'єкту керування і зовнішніх збурень, які діють на об'єкт і систему керування. Якого-небудь автоматичного поповнення інформації, яка необхідна для керування електроприводом, при роботі таких систем не передбачалось, оскільки вважається, що неповна інформація суттєво не впливає на реалізацію основної задачі керування.

В той же час при автоматизації електроприводів виробничих машин зі складними технологічними процесами доводиться рахуватися з тим, що в процесі їх експлуатації характеристики технологічного процесу і зовнішні збурення на систему керування непередбачено змінюються в широких межах. В таких випадках автоматична система управління (АСУ) не може виконати основну задачу управління на базі використання тільки початкової інформації. Тому необхідно, щоб у процесі роботи АСУ сама могла автоматично поповнювати відсутню інформацію. Коли ж інформація досягне необхідної повноти, система повинна автоматично змінити задаючий вплив, параметри чи характеристики керуючого пристрою для найкращого (оптимального) управління об'єктом. Системи такого роду отримали назву *адаптивних або самоприспосовних*. Найбільш розповсюджений клас адаптивних систем – *самоналагоджувальні системи* (СНС).

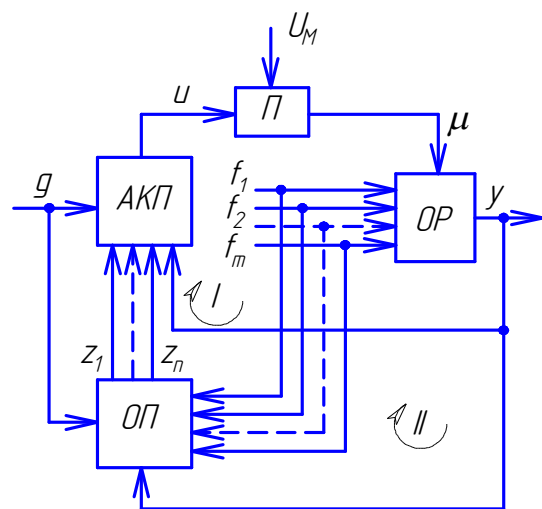
Приклад функціональної схеми СНС наведено на рис. 7.1.

Контур I може бути утворений однією з автоматичних систем керування, що розглядалися раніше. В специфічний для адаптивної системи контур II входить ряд пристроїв і елементів, таких як датчики технологічних величин, обчислювальні пристрої, оптимізатори тощо. Всі ці пристрої і елементи об'єднані в один пристрій *ОП*.

На об'єкт регулювання OP діє збурення f_1, f_2, \dots, f_m у вигляді різних фізичних величин. Обчислювальний пристрій відшукує алгоритм керування (закон функціонування) автоматичної системи управління (АСУ) і визначає необхідні для реалізації цього алгоритму керуючі впливи z_1, z_2, \dots, z_n в залежності від значення задаючої величини g , величин збурення і значення вихідної величини y . Далі OP подає сигнали z_1, z_2, \dots, z_n в $AKП$, який, отримавши ці сигнали, змінює свої параметри чи структуру і виробляє необхідний вплив u на перетворювач $П$, в результаті чого виникає дія μ на об'єкт регулювання OP .

Рис. 7.1. Функціональна схема СНС:

OP – об'єкт регулювання (електропривод і технологічна машина); $AKП$ – автоматичний керуючий пристрій; $П$ – силовий перетворювач; OP – обчислювальний пристрій; I – основний контур керування; II – додатковий контур керування; U_M – напруга мережі



Таким чином, роботу СНС можна подати в три етапи:

- отримання інформації про стан процесу керування і обробка накопиченої інформації;
- визначення на цій основі алгоритму керування, який забезпечує оптимальний режим роботи об'єкту керування;
- реалізація вибраного алгоритму.

Критерій (показник) якості може бути вибраний довільний з тих, що використовуються для АСУ електропривода з робочою машиною (швидкодія, точність тощо) або вироблений новий, виходячи з практичних міркувань. Наприклад, для багатьох об'єктів регулювання таким критерієм може бути продуктивність технологічної машини, затрати енергії на виробництво одиниці продукції тощо. В подібних випадках оптимальним буде процес управління, при якому досягається екстремум якості.

Регулюючою величиною при цьому для АСУ електропривода буде швидкість електропривода або переміщення робочого органу технологічної машини. Показником якості тут є деяка функція $F(y, f, t)$ декількох змінних, які залежать не тільки від регулюючої величини y (в загальному випадку регулюючих величин може бути декілька), але й від неконтрольованого збурення f і часу t . Тому функція F не є постійною і раніше відомою, але вона має екстремальний характер по відношенню до регульованої величини y .

Самоналагоджувальні системи за ознакою мети управління зазвичай діляться на дві основні групи: екстремальні системи, дія яких направлена на досягнення і підтримання екстремуму показника якості, і системи стабілізації заданого значення показника якості.

7.1. Екстремальні системи

Екстремальні системи при неконтрольованих змінах характеристик об'єкта і зовнішніх умов його роботи (збурень f) відшукують і підтримують такі значення регульованої величини y , які в даний момент необхідно мати, щоб показник якості F був екстремальним. Таким чином на екстремальну систему (рис. 6.2, *a*) крім звичайної задачі автоматичного підтримання заданого значення y накладається додаткова задача автоматичного пошуку найвигіднішого значення задаючого впливу $g_{ЕКСТР}$, тобто найвигіднішого значення самої величини $y_{ЕКСТР}$, яке б відповідало екстремуму показника якості $F_{ЕКСТР}$. Іншими словами, екстремальна система є, по-перше, пошуковою системою і, по-друге, екстремум знаходиться як результат пошуку значення g , тобто програми управління. Звідси і друга назва екстремальних систем – системи з самоналагоджуванням програми.

В такій системі функції аналізатора і синтезатора виконує пристрій пошуку екстремуму, який разом з виконавчим елементом утворюють екстремальний регулятор EP .

Екстремальні пошукові системи доцільно використовувати тільки тоді, коли зміна вигляду функції F в часі відбувається відносно повільно, і можна говорити про статичні

характеристики об'єкту $F = \varphi_1(y, f)$ або, що те ж саме по суті, про характеристики $F = \varphi(g, f)$. Причому ці характеристики є екстремальним (рис. 7.2, б), тобто функція F має максимум (суцільна лінія) або мінімум (штрихова лінія).

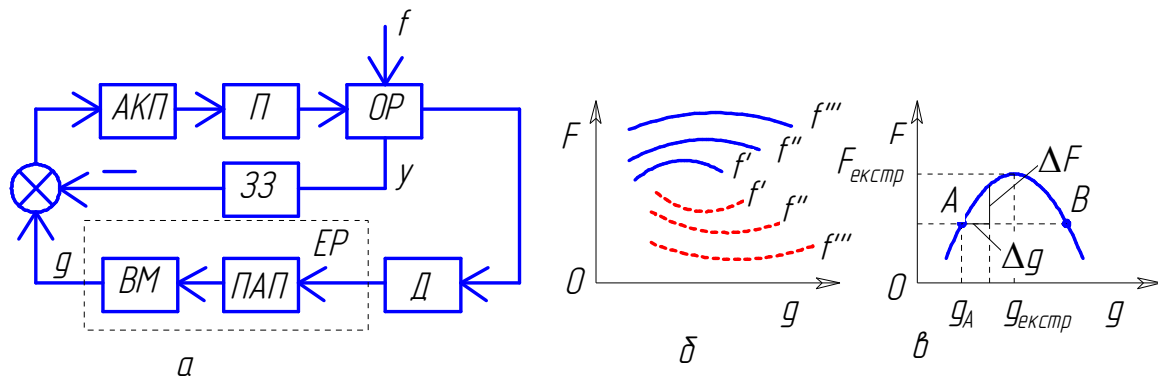


Рис. 7.2. Функціональна схема (а) та статичні характеристики (б, в) екстремальної системи:

АКП – автоматичний керуючий пристрій; *П* – силовий перетворювач; *ОР* – об'єкт регулювання; *ЗЗ* – елемент зворотного зв'язку за регульованою величиною; *Д* – датчик показника якості; *ПАП* – пристрій автоматичного пошуку екстремуму; *ВМ* – виконавчий механізм; *EP* – екстремальний регулятор

Розглянемо принцип автоматичного пошуку на прикладі визначення впливу $g_{екстр}$, що забезпечує екстремум функції $F = F_{екстр}$ об'єкту зі статичною характеристикою $F = \varphi(g)$ (рис. 7.2, в). Постільки ця характеристика має дві вітки, то за значеннями в одній точці характеристики не можна судити про напрямок зміни g , яке відповідає необхідному напрямку зміни F . Коли поточний стан системи визначається точкою A лівої вітки характеристики, величину g необхідно збільшувати, а для точки B правої вітки величину g необхідно зменшувати. Щоб визначити правильний напрямок руху до екстремуму, регулятор EP може, наприклад, виконати наступні операції: спочатку визначити і запам'ятати величину $F(g_A)$, змінити g на величину Δg і знову виміряти і запам'ятати величину F при $g = g_A + \Delta g$. Після цього, обчисливши величину $\Delta F = F(g_A + \Delta g) - F(g_A)$, знак якої уже визначає напрямок змінювання g , екстремальний регулятор виробляє робочий вплив.

В загальному випадку, коли екстремальна система має декілька регулюючих величин, тобто декілька задаючих впливів g_1, g_2, \dots, g_n , умовою екстремуму функції $F(g_1, g_2, \dots, g_n)$, яка називається *цільовою функцією*, є рівність нулю в точці екстремуму всіх часткових похідних цієї функції:

$$\partial F / \partial g_1 = 0, \partial F / \partial g_2 = 0, \dots, \partial F / \partial g_n = 0. \quad (7.1)$$

Якщо визначити цільову функцію, як векторну величину в просторі з n осями, за якими відраховують величини g_1, g_2, \dots, g_n , то умови (7.1) запишуться так:

$$\text{grad}F = K_1(\partial F / \partial g_1) + K_2(\partial F / \partial g_2) + \dots + K_n(\partial F / \partial g_n), \quad (7.2)$$

де $\text{grad}F$ – градієнт функції F ; K_1, K_2, \dots, K_n – одиничні вектори осей координат.

Таким чином, екстремальна система повинна забезпечити рух робочої точки по поверхні F в просторі значень g_1, g_2, \dots, g_n до точки, де $\text{grad}F = 0$. Щоб здійснити такий рух, необхідно, по-перше, визначити градієнт і, по-друге, у відповідності зі значенням градієнту організувати рух до точки екстремуму. Реалізація цих двох задач може бути проведена різними способами. Нижче розглянуті деякі найпростіші із них.

Щоб визначити градієнт, можна використати, наприклад, пробні (вивчаючі) впливи на об'єкт з розділенням цих впливів або за часом, або за частотою.

У випадку розділення за часом пробні впливи здійснюють у вигляді імпульсних пробних кроків, які задаються по чергово по кожній із вхідних координат. Припустимо, що вектор F робочої точки має координати g_1, g_2, \dots, g_n . Дано приріст Δg_1 першої координати. Вимірявши і запам'ятавши значення $F(g_1 + \Delta g_1, g_2, \dots, g_n)$, можна знайти значення:

$$\partial F / \partial g_1 \approx [F(g_1 + \Delta g_1, g_2, \dots, g_n) - F(g_1, g_2, \dots, g_n)] / \Delta g_1. \quad (7.3)$$

Аналогічно визначають всі інші часткові похідні функції F . Метод пробних кроків отримав найбільше розповсюдження завдяки простоті технічної реалізації. Для відфільтрування високочастотних перешкод в сигналі $F(t)$ використовують звичайне усереднення величини $F(t)$ за допомогою фільтрів

низьких частот. Недолік цього способу при наявності декількох змінних g_i – суттєві затрати часу на пошук.

Спосіб синхронного детектування використовує розділення пробних впливів за частотою. З цією метою для орієнтації робочої точки відносно точки екстремуму до основних сигналів g_1, g_2, \dots, g_n , що повільно змінюються, додають від генератора ГПС пробні невеликі гармонічні складові $\alpha_i \sin \omega_i t$ (рис. 7.3).

Синхронні детектори СД1, СД2, ..., СДn помножують складові функцій F на відповідні гармоніки пробних сигналів і за допомогою фільтрів $\Phi 1, \Phi 2, \dots, \Phi n$ усереднюють в часі ці добутки. В результаті на виходах синхронних детекторів отримують величини, пропорційні з точністю до малих вищих порядків складових градієнта, тобто $k_1(\partial F / \partial g_1), k_2(\partial F / \partial g_2), \dots, k_n(\partial F / \partial g_n)$.

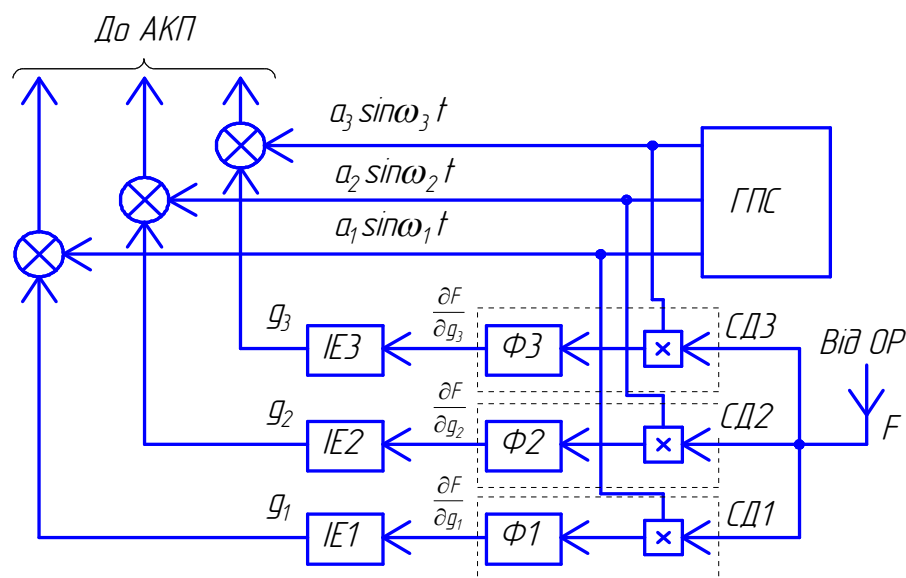


Рис. 7.3. Функціональна схема екстремальної системи з синхронним детектуванням

Перевагами способу синхронного детектування є висока швидкість обчислення градієнта, оскільки всі часткові похідні визначаються паралельно, і висока захищеність від перешкод.

Нижче наведено деякі типові методи організації руху до точки екстремуму.

Метод градієнту побудований на автоматичному пошуку з розділенням пробних і робочих операцій. Спочатку визначається

напрямок руху і величина градієнту, а потім робочі рухи до екстремуму. При цьому забезпечується одночасна зміна всіх координат g_i так, щоб рух робочої точки відбувався суворо по градієнту, як показано на рис. 7.4 для випадку двох величин g_1 і g_2 . Робочий рух може бути або безперервний, або кроковий.

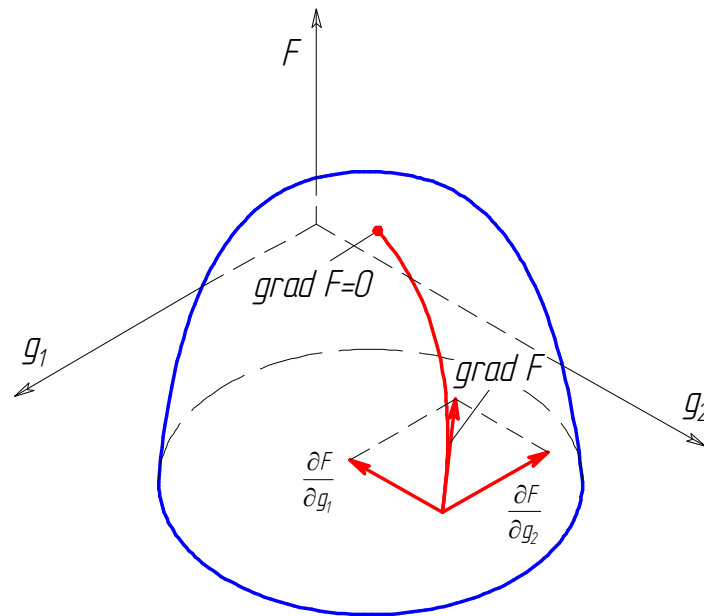


Рис. 7.4. Організація пошуку екстремуму методом градієнту

При безперервному русі кожна величина g_i повинна змінюватися зі швидкістю, пропорційною значенням відповідних часткових похідних:

$$g_i = k(\partial F / \partial g_i), \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad (7.4)$$

де k – деякий коефіцієнт пропорційності ($k > 0$ при пошуку максимуму, $k < 0$ при пошуку мінімуму).

Для реалізації закону (7.4) використовують інтегральні елементи екстремального регулятора, наприклад елементи ІЕ1–ІЕ3 (рис. 7.3), виконані у вигляді інтегральних ланок.

При дискретному (кроковому) русі кожне значення g_i після виміру градієнта змінюється на величину, пропорційну відповідній частковій похідній функції F :

$$\Delta g_i = k(\partial F / \partial g_i), \quad i = 1, 2, \dots, n. \quad (7.5)$$

Метод крокового пошуку з поєднанням пробного і робочого руху зазвичай використовують для одномірних об'єктів, тобто

при одній змінюваній величині g . В цьому випадку рух до екстремуму здійснюється дозованими в часі кроками з постійною швидкістю зміни величини g . Система, зробивши крок Δg_k , де k – номер кроку, вимірює величину F_k і зрівнює її з запам'ятованим значенням F_{k-1} на попередньому кроці. В залежності від знаку приросту $\Delta F_k = F_k - F_{k-1}$ наступний крок Δg_{k+1} проводиться у відповідну сторону.

Схема екстремальної системи за методом крокового пошуку наведена на рис. 7.5.

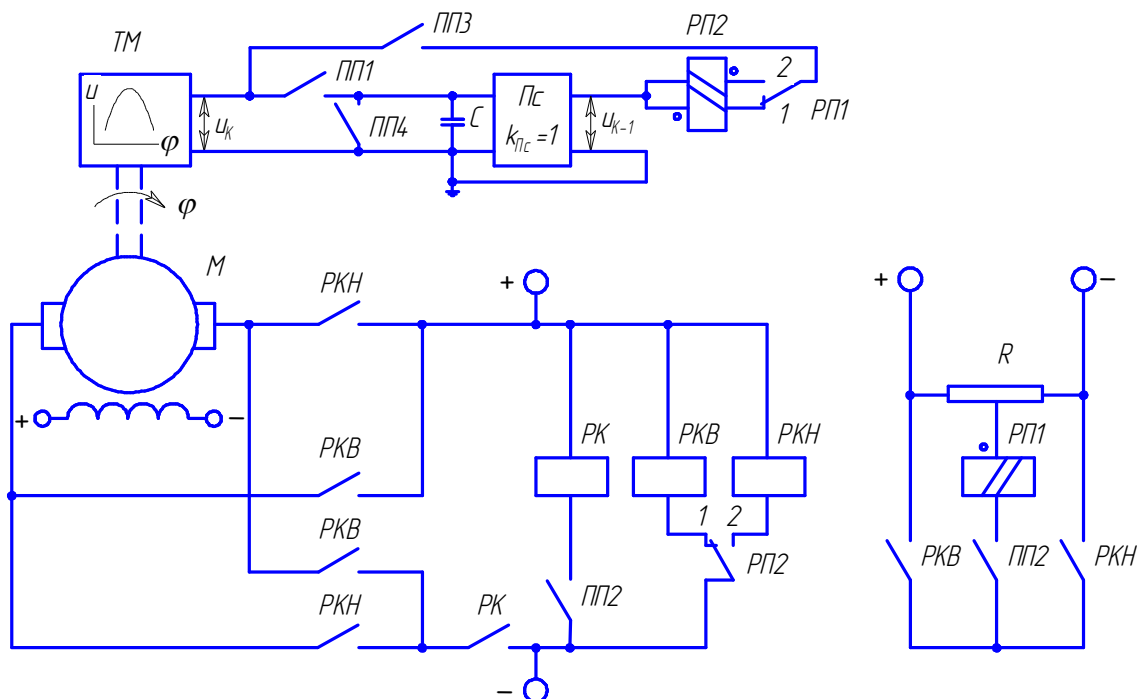


Рис. 7.5. Екстремальна система з кроковим пошуком

З метою більшої наочності перемикаючі і логічні елементи екстремального регулятора подані у вигляді контактних реле, а виконавчим механізмом регулятора є реверсивний серводвигун M . В цій схемі функції виконавчого механізму регулятора і електропривода суміщені. Об'єктом регулювання служить технологічна машина $ТМ$ з екстремальною характеристикою $F = \varphi(g)$. Регулюючий параметр для $ТМ$ є кут повороту вала двигуна φ , тобто $g = \varphi$. Показник якості F характеризується величиною напруги постійного струму u_k , яка надходить від

датчика якості. Система здійснює пошук максимального значення $u_{ЕКСТР}$.

Пристрій автоматичного пошуку складається з вузла запам'ятовування значення u_{k-1} (конденсатор C і підсилювач $Пс$ з великим вхідним опором і коефіцієнтом підсилення $k_{Пс} = 1$), двопозиційних поляризованих реле $РП1$ і $РП2$, реле вибору напрямку кроку $РКВ$ і $РКН$, а також реле $РК$, яке приєднує якір двигуна до джерела живлення. При вмиканні реле $РКВ$ вал двигуна обертається в напрямку збільшення кута φ . Вмиканням реле $РКН$ змінюють напрямок обертання на протилежний. Реле $РП1$, котушка якого підключена до середньої точки потенціометра R , запам'ятовує напрямок кроку. Реле $РП2$ служить елементом порівняння значень u_k і u_{k-1} . Черговість окремих операцій циклу пошуку і дозування кроку в часі забезпечується програмним пристроєм $ПП$ (на схемі показані тільки його контакти $ПП1$ – $ПП4$).

Припустимо, що на початку циклу роботи перемикаючий контакт реле $РП2$ знаходиться в положенні 1, тоді вмикається реле $РКВ$ (крок $+\varphi$), і його контакти замикаються. На короткий проміжок часу Δt_1 замикається контакт $ПП1$. Конденсатор C заряджається до напруги $u_{k-1} = u_0$. Після розмикання контакту $ПП1$ ця напруга запам'ятовується на конденсаторі. Вихідною напругою підсилювача $Пс$, таким чином, буде u_0 .

Потім на короткий час Δt_2 замикаються контакти $ПП2$. Один із них вмикає реле $РК$ і двигун робить перший крок $\Delta\varphi = \int_0^{\Delta t_2} \omega dt$.

Другий контакт $ПП2$ по колу через замкнений контакт $РКВ$ підключає обмотку реле $РП1$ на напругу з полярністю, яка відповідає положенню 1 перемикаючого контакту $РП1$ (напрямок кроку $+\varphi$). По закінченню кроку замикається на короткий проміжок часу Δt_3 контакт $ПП3$, який по колу через замкнений контакт 1 реле $РП1$ вмикає обмотку реле $РП2$ на різницю напруг u після і до кроку, тобто на різницю $u_1 - u_0$. Якщо $u_1 > u_0$, контакт реле $РП2$ залишиться в положенні 1. Якщо $u_1 < u_0$, реле $РП2$ переключить свій контакт в положення 2, тому вимкнеться реле $РКВ$ і ввімкнеться реле $РКН$ (крок $-\varphi$), підготувавши для наступного циклу обробки кроку в зворотному напрямку.

Остання ділянка циклу – замикання на короткий проміжок часу Δt_4 контакту ПП4, який закорочує конденсатор C і "стирає" інформацію про попереднє значення $u_1 = u_0$. Цикл, який продовжувався протягом часу $t_{Ц}$, закінчений. Розпочинається новий цикл і т.д.

Процес роботи розглянутої системи ілюструється графіком $\varphi = f(t)$ на рис. 7.6. Постільки система має релейний елемент, в ній можливі автоколивання ("рискання") навколо точки екстремуму.

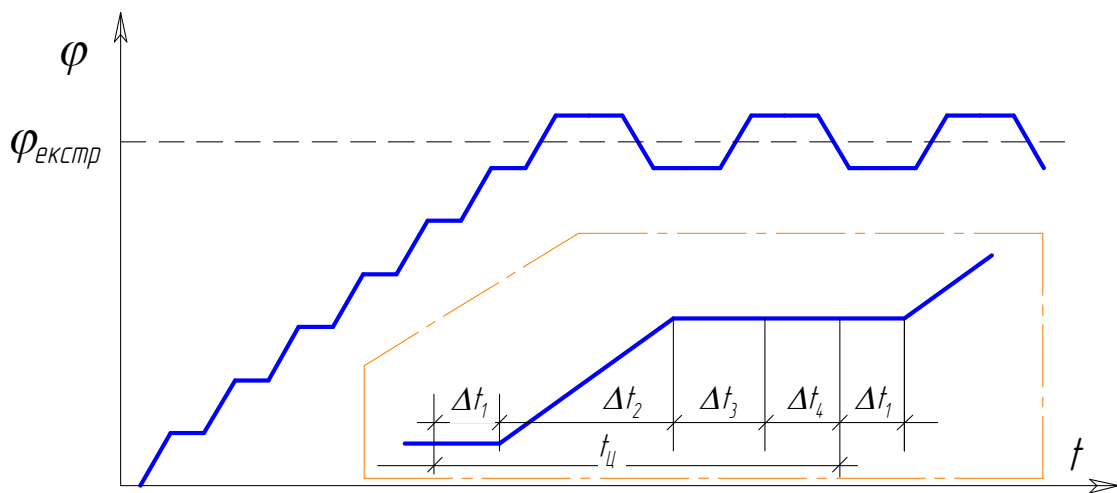


Рис. 7.6. Ілюстрація крокового пошуку екстремуму

7.2. Самоналагоджувальні системи зі стабілізацією заданого значення показника якості

Самоналагоджувальні системи зі стабілізацією заданого значення показника якості в основному призначені для підтримання оптимальних динамічних властивостей АСУ при непередбачуваних змінах її параметрів і зовнішніх збурень. Можна виділити два види таких систем: системи з самоналагодженням параметрів (власне самоналагоджувальні системи) і системи з самоналагодженням структури (самоорганізуючі системи).

Системи з самоналагодженням параметрів автоматично, не за заданим раніше законом, змінюють які-небудь параметри автоматичного керуючого пристрою АКП основного контуру,

тобто коефіцієнти підсилення, коефіцієнти інтенсивності введення похідних і інтегралів в закон керування тощо. На відміну від екстремальних (пошукових) систем тут самоналагодження часто здійснюється аналітичним шляхом без організації процесу пошуку. Системи такого типу називають також *безпошуковими* або *аналітичними*. Знаючи рівняння незмінної частини системи і її коректуючі пристрої, а також зовнішній вплив, можна аналітично визначити оптимальну настройку коректуючих пристроїв системи, наприклад за її частотними характеристиками, як це роблять при синтезі неадаптивних систем. У випадку СНС цей розрахунок виконується обчислювальним пристроєм контуру самонастройки.

Для спрощення обчислювального пристрою *ОП* самоналаштування часто використовують варіант *ОП* з моделлю-еталоном. Така модель має динамічні характеристики, що слугують еталоном для основної замкненої АСУ. За показник якості F може бути прийнята, наприклад, амплітудна частотна характеристика (АЧХ) системи, точніше, її значення $A_3(\omega)$ в одній або декількох точках при визначених частотах ω .

На рис. 7.7, а наведена функціональна схема СНС з моделлю-еталоном і стабілізацією однієї точки АЧХ. Модель-еталон представляє собою в даному випадку фільтр вузької смуги $\Phi 1$, АЧХ якого на фіксованій частоті $\omega_{ПР}$ відповідає необхідній АЧХ настроюваної замкненої АСУ $A_{3,НЕОБХ}(\omega_{ПР})$. Для отримання інформації про поточне значення показника якості $A_3(\omega)$ використовують реакцію основної системи на пробний гармонічний сигнал $u_{ПР}=a\sin\omega_{ПР}t$ від генератора *ГПС*. Цей сигнал подається і на вхід моделі.

Із вихідної величини y фільтр вузької смуги $\Phi 2$ виділяє коливальну складову з частотою $\omega_{ПР}$, амплітуда якої пропорційна модулю $A_3(\omega)$. На виході обчислювального пристрою *ОП*, який в простому випадку складається з двох випрямлячів $Bn1$ і $Bn2$ і елемента порівняння *ЕП*, отримується сигнал $\Delta A_3(\omega)$, пропорційний відхиленню фактичного значення $A_3(\omega_{ПР})$ від заданого $A_{3,НЕОБХ}(\omega_{ПР})$ (рис. 7.7, б). Отриманий сигнал поступає через підсилювач *Пс* на виконавчий механізм *ВМ* (в даному випадку є інтегратор), який діє на коректуючий пристрій *АКП*

основної системи з метою встановлення необхідного значення модуля АЧХ на даній частоті.

Для стабілізації декількох точок АЧХ використовують відповідну кількість аналогічних контурів самонастройки, кожний з яких працює на своїй частоті $\omega_{ПРi}$.

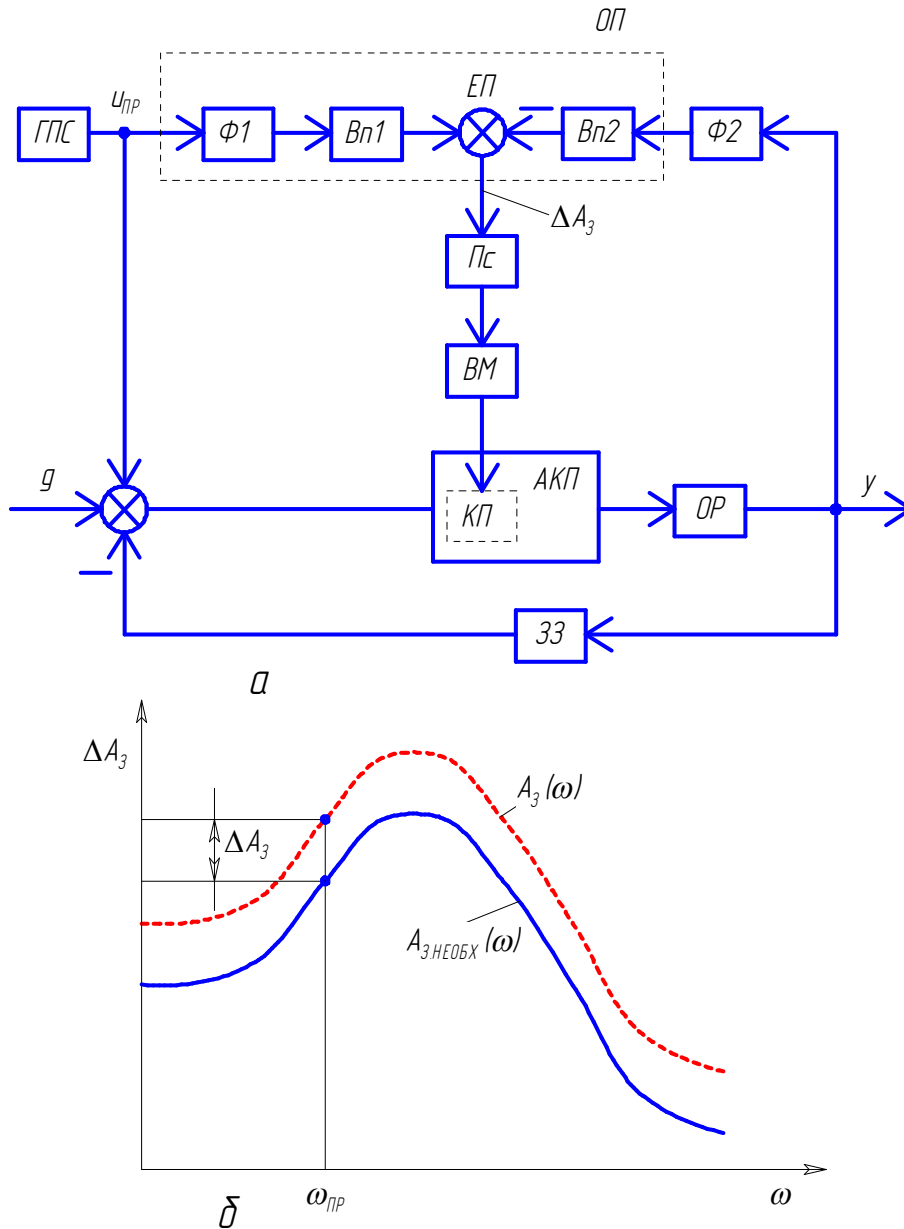


Рис. 7.7. Функціональна схема СНС з моделлю-еталоном (а) і графік (б), що пояснює роботу стабілізації показника якості

В деяких випадках в одномірних екстремальних системах дві нелінійності, що відповідають об'єкту і пристрою, який обчислює градієнт, взаємно компенсуються і вся система зводиться до

лінійної. В межах екстремуму залежність $F=f_1(y)$ часто з достатньою точністю може бути апроксимована параболою $F=ay^2$. При цьому вирахування градієнта зводиться до визначення $dF/dy=2ay$. Тоді послідовне з'єднання об'єкта і обчислювального пристрою еквівалентно лінійній пропорційній ланці з вхідною змінною y і вихідною dF/dy .

Системи з самоналагодженням структури автоматично, не за заданим раніше законом, змінюють структуру АКП основного контуру системи. Таким способом змінюється алгоритм управління об'єктом. В загальному випадку у вказаних системах закон управління не заданий. Зарані невідомо, які коректуючі пристрої і як вводити, які логічні і обчислювальні операції здійснювати, які вихідні величини і яким чином вимірювати і т.д. Зокрема, в деяких випадках буває не задана структура лише однієї частини системи, наприклад, коректуючого пристрою.

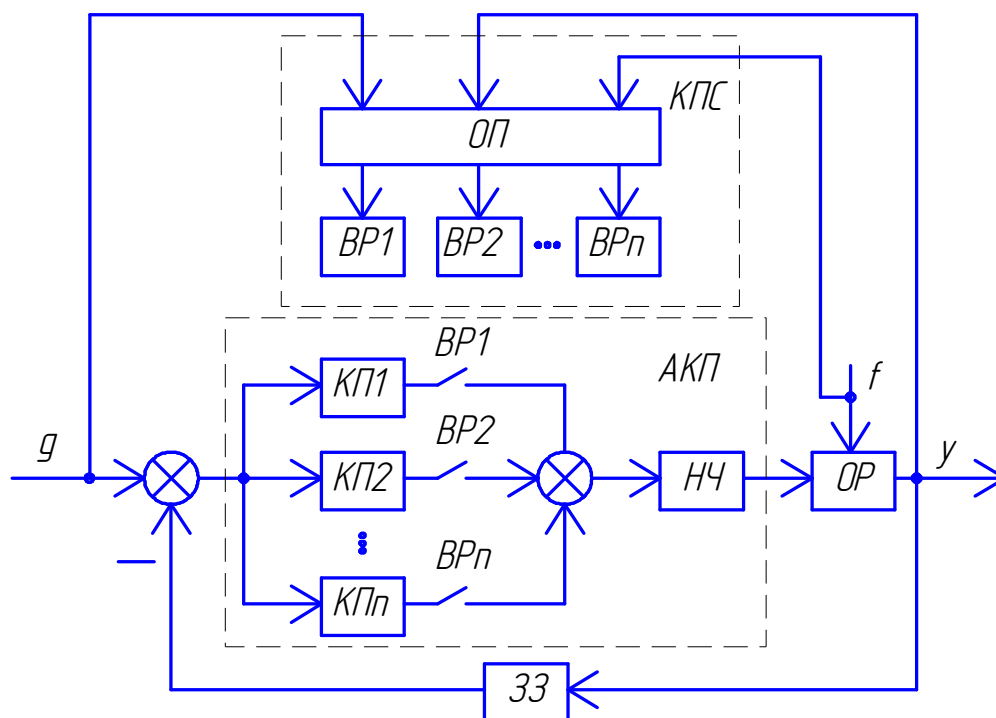


Рис. 7.8. Схема СНС з самоналагодженням структури системи:

ОП – обчислювальний пристрій; *BP1, BP2, ..., BPN* – виконавче реле; *КПС* – керуючий пристрій самоналагоджування; *КП1, КП2, ..., КПn* – коректуючий пристрій; *НЧ* – незмінювана частина; *АКП* – автоматичний керуючий пристрій; *ОР* – об'єкт регулювання; *ЗЗ* – елемент зворотного зв'язку

Прикладом найпростішої системи СНС з самоналагодженням може служити система з адаптацією корекції (рис. 7.8). Змінювальна частина *АКП* в цьому випадку являє собою набір визначеної кількості коректуючих пристроїв *КПі*. Вони включаються в контур основної АСУ або відключаються від нього за допомогою виконавчих реле *ВРі* керуючого пристрою самоналагодження *КПС*. Задача *КПС* полягає в стабілізації або оптимізації прийнятого показника якості *F* шляхом вибору визначеної коректуючої ланки або комбінації декількох ланок. Самоналагодження може відбуватися або з використанням пробного сигналу (за тією ж схемою, що і для системи на рис. 7.7), або за пошуковим сигналом (як для екстремальних систем).

Використання адаптивних АСУ електропривода постійно розширюється в процесі розробки і впровадження нової техніки (керуючих пристроїв на інтегральних мікросхемах, малогабаритних цифрових обчислювальних машин тощо). Такі системи особливо перспективні при вирішенні задач комплексної механізації і автоматизації технологічних процесів, оскільки є ланками складніших автоматичних систем керування виробництвом.

Питання для самоконтролю

1. Назвіть особливість адаптивних систем керування електроприводами.
2. Який найбільш розповсюджений клас адаптивних систем?
3. На які дві групи діляться самоналагоджувальні системи?
4. Назвіть особливість екстремальних систем керування.
5. Назвіть декілька типових методів організації руху до точки екстремуму.
6. Вкажіть особливість систем з самоналагоджуванням параметрів керування.
7. Вкажіть особливість системи з самоналагодженням структури системи.

Електропривод постійного струму фірми Lenze

Серія EVD530-E

Властивості:

- робота привода в першому квадранті;
- вихідна потужність 0,36...2,00 кВт;
- напруга живлення привода 190...265 В;
- силовий елемент – тиристорний міст;
- зворотний зв'язок: тахогенератор або напруга якоря;
- діапазон регулювання:
 - 20:1 із зворотним зв'язком за напругою якоря;
 - 100:1 із зворотним зв'язком за напругою тахогенератора.

А.1. Технічні характеристики

Тип		531	532	533	534	
Вихідна потужність	P, Вт	360		720	1360	2040
Напруга живлення	U ₁ , В	190...265				
Струм якоря (для 534 можна змінювати)	I _{яmax} , А	2		4	8	12
Напруга якоря при живленні U ₁ =230 В	U _я , В	180		180	180	170
Напруга збудження	U _з , В	0,9U ₁				
Максимальний струм збудження	I _{зmax} , А	0,3		0,6	1,5	
Коефіцієнт форми	F _{Fmax}	1,4		1,4	1,6	1,2
I-R- компенсація	R _я , Ом	0...20		0...10	0...0,5	0...2,5
Максимальна напруга керування	U _к , В	10				
Номінальна напруга тахогенератора	U _{тг} , В	10...120				
Час пуску	t _п , с	1...10				
Мінімальна швидкість	n _{min} , об./хв.	(0...0,25)n _н				
Максимальна швидкість	n _{max} , об./хв.	(0,75...1)n _н				
Температура середовища	T, °С	0...45				
Маса	m, кг	0,4				1,2
Запобіжник		FF6,3/250 V		FF8/250 V	FF20/250 V	
Вхідний дросель (мережевий дросель)		-	-	-	2,5 мН, 18 А ELN1-02550H018	
Вихідний дросель (якірний дросель)		Узгоджується з електродвигуном ELK-440H004, 40 мН, 4,4 А ELK-500H002, 50/15 мН, 2/10 А ELA-400H010, 40/12 мН, 10/18 А				
Фільтр РЧ-перешкод		EZF1-004A001			EZF1-018A001	
Блок для згладжування імпульсів напруги RC-фільтр		EZ00341588				
Оксидно-цинковий варістор		S20 R275			B32 K275	

Серія EVD470-E

Властивості:

- робота привода в першому квадранті;
- вихідна потужність 1,3...7,0 кВт;
- напруга живлення привода:
190...265 В для EVD471/472,
340...460 В для EVD472/473;
- силовий елемент – тиристорний міст;
- зворотний зв'язок: тахогенератор або напруга якоря;
- діапазон регулювання:
 - 20:1 із зворотним зв'язком за напругою якоря;
 - 100:1 із зворотним зв'язком за напругою тахогенератора;
 - 20:1 в моментному режимі.

А.2. Технічні характеристики

Тип		471	472	473	
Вихідна потужність	P, кВт	1,3	2,5	4	7
Напруга живлення	U _Л , В	190...265		340...460	
	U _Ф , В	190...265		190...265	
Струм якоря	I _{яmax} , А	8	16	27	
Напруга якоря	U _я , В	160		260	
Напруга збудження	U _з , В	0,9U _Ф , В		0,9U _Л , В	
Максимальний струм збудження	I _{зmax} , А	0,8	2,0		2,5
Коефіцієнт форми - без дроселя - з дроселем	F _{Fmax}	1,4			
		1,2	1,2		1,2
Напруга керування	U _к , В	10...180			
Напруга тахогенератора	U _{тг} , В	10...180			
Час пуску	t _п , с				
Мін. швидкість	n _{min} , об./хв.	(0...0,25)n _н			
Макс. швидкість	n _{max} , об./хв.	(0,75...1,0)n _н			
Температура середовища	T, °С	0...45			
Маса	m, кг	1,2	2,1	2,8	
Запобіжник силовий		FF16A/600V EFSFF0160AYE	FF25A/600V EFSFF0250AYH	Зовнішній	
Запобіжник для електроніки		Не потрібно	FF4A/500V EFSFF0040AWB	FF8A/500V EFSFF0080AWB	

А.3. Додаткові елементи для захисту привода і двигуна від пульсацій напруги

Тип привода	471	472		473
Фільтр РЧ-перешкод	9 А, 250 В EZF1-009A001	18 А, 250 В EZF1-018A001	16 А, 440 В EZF3-016A001	36 А, 440 В EZF3-036A001
Вхідний дросель (мережевий дросель)	2.5 мН, 18 А ELN1-025H018	0.98 мН, 35 А ELN1-009H035		0.98 мН, 35 А ELN1- 009H035
Кількість, шт	1		2	
Оксидно-цинковий варістор R_U	B32 K275 ¹⁾		B32 K460 ²⁾	
Силовий запобіжник	Внутрішній			FF40A/600V EFSFF0400AYI

¹⁾ Підключення до мережі 190...265 В.

²⁾ Підключення до мережі 340...460 В.

Серія EVD480-E

Властивості:

- двоквadrантний привод;
- вихідна потужність 10,5...115,0 кВт;
- напруга живлення привода 340...460 В;
- силовий елемент – тиристорний міст;
- зворотний зв'язок: тахогенератор або напруга якоря;
- діапазон регулювання:
 - 20:1 із зворотним зв'язком за напругою якоря;
 - 100:1 із зворотним зв'язком за напругою тахогенератора;
 - 200:1 в моментному режимі.

А.4. Технічні характеристики

Тип		481	482	483	484	485
1	2	3	4	5	6	7
Вихідна потужність	P, кВт	10,5	23	46	92	115
Напруга живлення	3фU _Л , В	340...460				
Напруга якоря	U _Я , В	460 В для U _Л = 400 В (1,15×U _Л)				
Струм якоря	I _{Яmax} , А	23	50	100	200	250
Напруга збудження	U _з , В	0,9×U _{Л1,L2(N)}				
Максимальний струм збудження	I _{зmax} , А	8				10
Напруга керування	U _к , В	10...180				
Напруга тахогенератора	U _{тг} , В	10...180				
Температура середовища	T, °С	0...45				
Потенціометр	R, Ом	10 кОм /1 Вт				

1	2	3	4	5	6	7
Запобіжник в колі збудження		FF16 A/500 V				
Запобіжник для електроніки		F1 A/450 V				
Маса	т, кг	4,5	5,5	8,5	10,5	13

А.5. Додаткові елементи для захисту привода і двигуна від пульсацій напруги

Тип привода	481	482	483	484	485
Фільтр РЧ-перешкод	EZF3-025A001	EZF3-050A001	EZF3-110A001	EZF3-180A001	EZF3-280A001
РЧ-фільтр для нульового проводу	EZF1-009A001				EZF1-018A001
Мережевий дросель L _к	3x0.88 мН, 35 А ELN3-0088H035	3x0.75 мН, 45 А ELN3-0075H045	3x0.38 мН, 85 А ELN3-0038H085	3x65 μН, 170 А ELN3-0017H170	3x115 μН, 270 А ELN3-0011H270
Мережевий запобіжник F1, F2, F3	FF25 A/ 600 В	FF50 A/ 600 В	FF100 A/ 600 В	FF200 A/ 600 В	FF315 A/ 600 В

Серія EVD4900-E

Властивості і функції:

- чотирьох квадрантний реверсивний електропривод;
- вихідна потужність 6,7...504,0 кВт;
- напруга живлення привода:
340...460 В для EVD472/473;
- силовий елемент – тиристорний міст;
- зворотний зв'язок: тахогенератор або напруга якоря;
- діапазон регулювання:
 - 20:1 із зворотним зв'язком за напругою якоря;
 - 320:1 із зворотним зв'язком за напругою тахогенератора;
 - 300:1 в моментному режимі;
 - 1000/2000:1 з резольвером/енкодером.

А.6. Технічні характеристики

Тип		4902	4903	4904	4905	4906	4907
1	2	3	4	5	6	7	8
Вихідна потужність	Р, кВт	6,7	10,5	23,1	46,2	84,0	105,0
Напруга живлення	3фU _л , В	340...460					
Напруга якоря	U _я , В	420 В для U _л = 400 В (1,05×U _л)					

1	2	3	4	5	6	7	8
Номинальний струм якоря	$I_{я.н}, A$	16	25	55	110	200	250
Максимальний струм якоря	$I_{я.маx}, A$	29	45	90	150	240	300
Напруга збудження	U_3, B	$0,875 \times U_{L1,L2(N)}$					
Максимальний струм збудження	$I_{з.маx}, A$	3,5		10			
Втрати потужності	$P_{втр}, Bт$	60	18	185	288	577	650
Температура середовища	$T, ^\circ C$	0...+45					0...+35
Маса	$m, кг$	9,2	13,1	13,8	18	22	

Продовження таблиці А.6.

Тип		4908	4909	4911	4912	4913
Вихідна потужність	$P, кВт$	139,0	210,0	294,0	420,0	504,0
Напруга живлення	$3\phi U_{л}, B$	340...460				
Напруга якоря	$U_{я}, B$	420 В для $U_{л} = 400 B (1,05 \times U_{л})$				
Номинальний струм якоря	$I_{я.н}, A$	16	25	55	110	200
Максимальний струм якоря	$I_{я.маx}, A$	330	500	700	1000	1200
Напруга збудження	U_3, B	$0,875 \times U_{L1,L2(N)}$				
Максимальний струм збудження	$I_{з.маx}, A$	15	30			
Втрати потужності	$P_{втр}, Bт$	840	1220	2100	2850	3400
Температура середовища	$T, ^\circ C$	0...+35				
Маса	$m, кг$	28	28	60	60	60

А.7. Додаткові елементи для захисту привода і двигуна від пульсацій напруги

А.7. Запобіжники

А.7.1. Характеристика запобіжників в фазі для захисту перетворювача напруги (F',F'2,F'3) при $U_{л.м} \leq 460 B$

Тип перетворювача напруги	Тип запобіжника	Операційний клас
4902	FF 20 A	aR
4903	FF 32 A	aR
4904	FF 63 A	aR
4905	FF 125 A	aR
4906	FF 200 A	aR
4907	FF 315 A	aR
4908	FF 400 A	aR
4909	FF 550 A	aR

А.7.2. Характеристика запобіжників в колі якоря двигуна (F'4)
при $U_{Л.М} \leq 460$ В

Тип перетворювача напруги	Тип запобіжника	Операційний клас
4902	FF 20 А	aR
4903	FF 32 А	aR
4904	FF 80 А	aR
4905	FF 125 А	aR
4906	FF 200 А	aR
4907	FF 315 А	aR
4908	FF 500 А	aR
4909	FF 700 А	aR

А.7.3. Внутрішні запобіжники

Призначення	Тип перетворювача напруги	Тип запобіжника	Напруга, В
Коло збудження (F1, F2)	4902...4907	FF 16 А	500 В
	4908...4913	FF 32 А	600 В
Електронний блок (F3, F4)	4902...4913	М 0,5 А	500

А.8. Мережеві дроселі

А.8.1. Мережеві дроселі для приєднання джерела живлення

Тип перетворювача	Номінальні дані			
	L	I , А	$P_{ВТРАТ}^{1)}$, Вт	Маса, кг
4902	3x1,2 мН	3x17	30	3
4903	3x1.1 мН	3x25	46	6
4904	3x0,75 мН	3x45	80	10
4905	3x0.27 мН	3x105	120	20
4906	3x165 μ Н	3x170	125	32
4907	3x115 μ Н	3x270	215	40
4908	3x94 μ Н	3x300	220	50
4909	3x60 μ Н	3x450	245	58
4911	3x46 μ Н	3x600	280	77
4912	3x32 μ Н	3x900	390	125
4913	3x28 μ Н	3x1000	360	115

А.8.1. Мережеві дроселі для окремого джерела живлення
обмотки збудження

Тип перетворювача	Номінальні дані			
	L , мН	I , А	$P_{ВТРАТ}^{1)}$, Вт	Маса, кг
4902...4903	9,00	5	11	1,0
4904...4908	3,50	14	28	2,4
4909...4813	0,98	35	35	2,9

¹⁾ Втрати при номінальному навантаженні

А.9. РЧ-фільтри в колі живлення

Тип перетворювача	I_H , А	$P_{ВТРАТ}$, Вт	$U_{МАКС}$, В	Маса, кг
4902	16	12	550±0%	4
4903	25	15		4
4904	50	15		4
4905	120	33		10
4906	180	40		13
4907	250	12		15
4908	320	21		21
4909	600	57		22
4911	600	57		22
4912	1000	100		28
4913	1000	100		28

**Порівняльні характеристики перетворювачів частоти
різних виробників і серій**

Серія	Спосіб управління		P, кВт	U _{ВХ} , В	f _{ВИХ} , Гц	Управління		Тип входів управління		Функції захисту	Особливості
	скалярний	векторний				на пристрої	через шини	аналогові	цифрові		
Фірма-виробник – ABB											
ACS550	+	+	0,75-355	200-480	0-500	+	+	+	+	+	Стандартний привод. Простий при монтажі, наладці, експлуатації
ACH550	+	+	0,65-355	380-480	0-500	+	+	+	+	+	Спеціалізований привод для систем вентиляції і кондиціонування повітря
ACS800	+	DTC (пряме управ. моментом)	0,55-5600	208-690	0-300	+	+	+	+	+	Промисловий привод для точного регулювання
Фірма-виробник – Baumuller											
bmaXX	+	+	0,2-2,2	180-264	0,1-400	+	+	+	+	+	Компактність, функціональність, європейська якість
bmaXX	+	+	0,4-11	342-528	0,1-400	+	+	+	+	+	
Фірма-виробник – Bonfiglioli Vectron											
ACT 201	+	+	0,55-9,2	184-264	0-1000	+	+	+	+		Компактні габарити при великій потужності; IP20, для VCB-400 – IP54 (опція)
ACT 401	+	+	0,55-130	320-528	0-1000	+	+	+	+		
VCB 400	+	+	4-355	400-460	0-400		+	+	+		
Фірма-виробник – Control Techniques											
Unidrive SP	+	+	0,37-1500	200-690	0-3000	+	+	+	+	+	Керування синхронними і асинхронним двигунами; вбудований ПЛК; можливість рекуперації
Commander SK	+	+	0,25-1320	100-690	0-1500	+	+	+	+		Компактний, високі точність і динаміка в розімкненому контурі
Digitax ST	+	+	0,75-19,3	200-480	0-40000 об/хв.	+	+	+	+		Компактний сервопривод з вбудованим ПЛК
Фірма-виробник – Danfoss											
VLT Automation Drive	+	+	0,25-1200	200-240; 380-500; 535-690	0-1000	+	+	+	+	Safety Stop, тепловий, від КЗ між фазами та на землю	Російський графічний дисплей, USB-порт, вбудований контролер

Фірма-виробник – Delta Electronics											
VFD-E	+	+	0,2-11	90-528	0,1-600	+	+	+	+	+	Компактний, вбудований ПЛК, ЕМІ-фільтр
VFD-EL	+	-	0,2-3,7	90-528	0,1-600	+	+	+	+	+	Компактний, ЕМІ-фільтр
VFD-VE	+	+	0,75-75	180-528	0-3600	+	+	+	+	+	FOC - векторне управління, пряме управління моментом, серворежим
VFD-F	+	-	0,75-220	180-528	0,1-120	+	+	+	+	+	Для насосів і вентиляторів, захист від "сухого" ходу
VFD-B	+	+	0,75-75	180-660	0,1-2000	+	+	+	+	+	Універсальне використання, зворотний зв'язок за швидкістю
VFD-G	+	-	0,75-220	342-528	0,1-120	+	+	+	+	+	Для компресорів і екструдерів, лічильник електроенергії, 1 А аналогові входи
Фірма-виробник – Electronica Santerno											
Sinus K	+	+	4-800	342-550	0-800	+	+	8	4		Вбудований гальмівний ключ до 132 кВт
Sinus Penta	+	+	4-2000	342-550; 518-760	0-1000	+	+	8	4		Вбудований гальмівний ключ до 132 кВт, вбудовані логічні функції
Фірма-виробник – Emotron CDX											
CDX	+	ДТС (пряме керування моментом)	7,5-22	325-455	0-300	Пульт виносний	опція	4	8	Монітор навантаження відслідковує крутний момент двигуна	Корпус IP54, встановлюється на двигуні. Функції стандартні
Фірма-виробник – Emotron VSA VSC											
VSA23,48 VSC48	+	+	0,18-7,5	170-264; 323-490	0-200	+	опція	2	4+2 опція	Монітор навантаження відслідковує крутний момент двигуна	Вбудований ЕМС фільтр, компактний корпус
Фірма-виробник – Fuji Electric											
Frenic Mini	+	+	0,1-4	200-400	0-400	+	+	2	5	всі	Компактний, низька вартість
Frenic Eco	+	+	0,75-560	400	0-400	+	+	3	7	всі	Наявність спеціальних функцій для насосів і вентиляторів, каскад до 5 насосів, є виконання IP54, вбудований дросель кола постійного струму з 75 кВт

Frenic Multi	+	+	0,1-15	200-400	0-400	+	+	2	7	всі	Збільшений строк служби конденсаторів і вентиляторів, удвічі швидший процесор
Frenic 5000G	+	+	0,4-630	400	0-400	+	+	2	11	всі	Надійна загальнопромислова серія с широким набором функцій
Frenic Mega	+	+	0,4-630	400	0-400	+	+	3	11	всі	Збільшений термін служби конденсаторів і вентиляторів, удвічі швидший процесор, перевантаження 200% протягом 3 сек.
Фірма-виробник – Hitachi											
L200-002NFEF; L200-022NFEF	+	+	0,2-2,2	200-240	0-1000	+	+	+	+	+	Однофазний перетворювач
L200-004NFEF; L200-075NFEF	+	+	0,4-7,5	380-460	0-1000	+	+	+	+	+	Трифазний перетворювач
L300-015NFE; L300-132NFE	+	+	1,5-132	380-460	0-1000	+	+	+	+	+	Трифазний перетворювач
SJ-200-002NFEF; SJ200-022NFEF	+	+	0,2-2,2	200-240	0-1000	+	+	+	+	+	Однофазний перетворювач
SJ-200-004NFEF; SJ200-075NFEF	+	+	0,4-75	380-460	0-1000	+	+	+	+	+	Трифазний перетворювач
SJ 300	+	+	1,5-132	200-400	0,1-400	+	+	+ три	+ вісім		IP20
Фірма-виробник – КЕВ											
Combevert F5-M	+	+	0,37-900	200-240; 400-460	0-1600	пульт оператора	Profibus DP, Device Net, Modbus, Ethernet, Canbus, Sercos, Interbus	+ два	+ вісім		Постачання в комплекті із спеціальним двигуном власного виробництва, гальмівним резистором, дроселем, фільтром ЕМС, пультом управління, кабелями, роз'єднувачами; IP20

Фірма-виробник – Lenze											
8400 vector	+	+	0,25-45	200-220; 400-480	0-1000	+	+	+	+	+	Змінна структура
9400 Servo	+	+	0,37-370	180-550	0-1000	+	+	+	+	+	
SMD	+	-	0,25-22	200-230 400-480	0-500	+	RS-485 RTU	+	+	+	Дешеві з незмінною структурою; SMD - IP20 SMV - IP31, IP65
SMV	+	+	0,25-45	200-230; 400-480	0-500	+	RS-485 Ether- net, DeviceNet, CAN- open, Mod- bus, Profi- bus	+	+	+	
8400 vector	+	+	0,25-45	200-220; 400-480	0-1000	+	+	+	+	+	Змінна структура
9400 Servo	+	+	0,37-370	180-550	0-1000	+	+	+	+	+	
SMD	+	-	0,25-22	200-230 400-480	0-500	+	RS-485 RTU	+	+	+	Дешеві з незмінною структурою; SMD - IP20 SMV - IP31, IP65
SMV	+	+	0,25-22	200-230; 400-480	0-500	+	RS-485 Ether- net, DeviceNet, CAN- open, Mod- bus, Profi- bus	+	+	+	
Фірма-виробник – Mitsubishi Electric											
FR-D700	+	+	0,1-7,5	170-264; 325-528	0-400	+	+	+	+	+	ПІД-контролер, RS-485 с RTU протоколом, енергозберігаюча функція
FR-E700	+	+	0,1-15	170-264; 325-528	0-400	+	+	+	+	+	Безсенсорне векторне управління з компенсацією ковзання; Profibus DP, CC-Link; RS-485

FR-F700	+	+	0,75-630	323-528	0-400	+	+	+	+	+	Оптимізація збудження для енергозберігаючого ефекту (до 60%) ЕМС-фільтр
FR-A700	+	+	0,4-630	323-528	0-400	+	+	+	+	+	Перевантаження за струмом до 200%, вбудований ПЛК, підтримання швидкості 0,01%
Фірма-виробник – Moeller											
DF51	+		0,25-7,5	180-264; 352-528	0-400	+	Profibus CAN-open RS-485	2	5	Перевантаження, контроль фаз, перенапруга, низька напруга, КЗ	Простий в управлінні
DV51		+	0,25-7,5	180-264; 352-528	0-400	+	Profibus CAN-open RS-485	2	6	Перевантаження, контроль фаз, перенапруга, низька напруга, КЗ	Максимальний крутний момент двигуна на низьких обертах
DF5	+		11-132	342-528	0-400	+	Profibus CAN-open RS-485	3	6	Перевантаження, контроль фаз, перенапруга, низька напруга, КЗ	Призначений для керування насосами і вентиляторами
DV6		+	0,75-132	342-528	0-400	+	Profibus CAN-open RS-485	3	6	+	Плавне управління для динамічних процесів
Фірма-виробник – Nord											
SK500E	+	+	0,25-7,5	220-240; 380-480	0-400	+	+	+	+	+	Просте управління, висока надійність
SK700E	+	+	1,5-160	380-480	0-400	+	+	+	+		Універсальність, модульна конструкція, IP55 (в перспективі IP66)
K300E	+	+	0,37-4	220-240; 380-480	0-400	+	+	+	+		Широкий діапазон робочих температур, передбачена можливість установки на двигуні, IP65

SK750E	+	+	5,5-22	380-480	0-400	+	+	+	+	+	Модульна конструкція, робоча температура до +60 °С
Фірма-виробник – Omron											
V1000	+	за струмом	0,1-15	170-528	0-1000	+	+	2	6	+	Висока надійність і функціональність
L7	+	в замкненому контурі	0,4-55	323-528	0-400	+	+	1	7	+	Привод для пасажирських ліфтів, синхронних і асинхронних двигунів
F7	+	в замкненому контурі	0,4-300	323-528	0-1000	+	+	2	7	+	Загально-промисловий
G7	+	в замкненому контурі	0,4-300	323-528	0-400	+	+	3	12	+	3-х рівневий ШІМ - високий рівень ЕМС, продовження роботи двигуна
Фірма-виробник – Rockwell Automation Allen Brandley											
Powerflex 4M	+	-	0,25-11	220-480	0-240	+	+	+	+	+	Мікрокомпактні габарити при великій потужності
Powerflex 40	+	+	0,37-11	220-480	0-400	+	+	+	+	+	Розширені можливості керування
Powerflex 400	+	-	2,2-110	220-480	0-320	+	+	+	+	+	Модель орієнтована на використання з вентиляційними і насосними установками
Powerflex 70	+	+	0,37-37	200-600	0-500	+	+	+	+	+	Конструктивна простота
Powerflex 700	+	+	0,75-132	200-600	0-420	+	+	+	+	+	Конструктивна гнучкість
Фірма-виробник – SEW EURODRIVE											
Movidrive B	+	+	0,55-132	342-550	0-6000 об\хв.	+	+	+	8+8 опція	Розпізнає більше 50 поломок: перетворювача, двигуна, редуктора, електромережі, управління	Діапазон регулювання швидкості 1:5000. Уніфікований для асинхронних, синхронних серво- і лінійних електродвигунів. Використовується для складних технологій
Movitrac B	+	+	0,25-75	180-264; 342-550	0-600	+	Profibus Interbus DeviceNet CAN-open	1+1 опція	6	Розпізнає більше 50 поломок: перетворювача, двигуна, електро-	Діапазон регулювання швидкості 1:100 без давача швидкості. Орієнтований на технологічне і підйомно-транспортне обладнання. Функції управління:

										мережі, управ- ління	гальмуванням, підйомником, ПП- регулятор
Movimot	+	+	0,37- 4	342- 550	0-120	+	Profi- Bus Inter- Bus DeviceNet AS-i	опція	+	всі стандар- тні	Монтаж на двигун. Захист від IP54 до IP67 Робоча температура - 30...+40 °С. Управління ел.-магнітним гальмом. Спрощене введення в експлуатацію, швидка діагностика
Movifit FC	+	+	0,37- 4	342- 550	0-100	+	Profi- Bus Inter- Bus DeviceNet Ether- net	-	+	всі стандар- тні	Ступінь захисту від IP65 до IP69. Робоча температура +25...- 40°С. Управління ел.- магнітним гальмом. Спрощене введення в експлуатацію, вбудований ПЛК, швидка діагностика
Фірма-виробник – Vacon											
NXS	+	+	0,37- 200	208- 240; 380- 500; 525- 690	0-320	+	+	0- 10В, 4-20 мА	24VDC	+	Створений для важкої промислової експлуатації
NXP	+	+	0,37- 5000	208- 240; 380- 500; 525- 690	0-320	+	+	0- 10В, 4-20 мА	24VDC	+	Висока точність регулювання
NXC	+	+	160- 5000	208- 240; 380- 500; 525- 690	0-320	+	+	0- 10В, 4-20 мА	24VDC	+	
Фірма-виробник – WEG											
CFW500	+	+	0,18- 15	200- 480	0-500	+	+	1	4	всі	Компактний розмір. Економічний
CFW11	+	+	1,1- 400	220- 480	0-500	+	+	2+2 опція	6+2 опція	всі	Компактний, багатофункціональний
Фірма-виробник – Веспер											
EI-9011 EI-9013	+	+	0,75- 1000	380- 460	0,1-400	+	+	+	+	+	Універсальний векторний перетворювач частоти з прямим керуванням моменту і контрольованим регулюванням швидкості EI-9013. Підвищена потужність, шафне виконання

E2-8300	+	+	0,4-55	200-240 380-480	0,1-650	+	+	+	+	+	Вбудований промисловий PLC контролер
E1-MINI E2-MINI	+	-	0,2-2,2	220-380	1-200	-/+	+	+	+	+	Перетворювач частоти малої потужності
EI-7011 EI-7002	+	-	0,75-315	380-460	0,1-400	+	+	+	+	+	Загальнопромислово-го виконання. EI-7002 - для насосного навантаження
Фірма-виробник – Yaskawa											
V1000	+	за струмом	0,1-15	170-528	0-1000	+	+	2	6	+	Висока надійність і функціональність
L1000	+	+	1,5-110	200-240, 380-480	0-120	+	+	2	8	+	Привод для пасажирських ліфтів, синхронних і асинхронних двигунів
A1000	+	+	0,4-630	200-240, 380-480	0-400	+	+	3	8	+	Загально-промисловий
U1000	+	+	2,2-500	380-480	0-400	+	+	3	8	+	Матричний перетворювач, можливість рекуперації енергії

БІБЛІОГРАФІЯ

1. Адаменко А.И. Методы исследования несимметричных асинхронных машин / А.И. Адаменко. – К.: Наукова думка, 1969. – 356 с.
2. Башарин А.В. Управление электроприводами: учебное пособие для студ. вузов / А.В. Башарин, В.А. Новиков, Г.Г. Соколовский. – Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. Отд-ние, 1982. – 392 с.
3. Бородин И.Ф., Кирилин Н.И. Основы автоматизации и автоматизации производственных процессов / И.Ф. Бородин, Н.И. Кирилин. – М.: Колос, 1977. – 328 с.
4. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MatLab 6.0: учебное пособие для студ. вузов / С.Г. Герман-Галкин. – Санкт-Петербург: КОРОНА принт, 2001. – 320 с.
5. Герман-Галкин С.Г. Силовая электроника: Лабораторные работы на ПК: учебное пособие для студ. вузов / С.Г. Герман-Галкин. – Санкт-Петербург: КОРОНА принт, 2002. – 304 с.
6. Герман-Галкин С.Г. Matlab & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК: учебное пособие для студ. вузов / С.Г. Герман-Галкин. – Санкт-Петербург: КОРОНА-Век, 2008. – 368 с.
7. Герман-Галкин С.Г. Электрические машины: лабораторные работы на ПК: учебное пособие для студ. вузов / С.Г. Герман-Галкин. – Санкт-Петербург: КОРОНА принт, 2003. – 256 с.
8. Электропривод: [підручник для студ. вищ. навч. закл.] / Ю.М. Лавріненко, О.С. Марченко, П.І. Савченко, О.Ю. Синявський, Д.Г. Войтюк, В.П. Лисенко: за ред. Ю.М. Лавріненка.– К.: Ліра-К, 2009. – 504 с.
9. Электропривод сільськогосподарських машин, агрегатів та потокових ліній: [підручник для студ. вищ. навч. закладів] / Є.Л. Жулай, Б.В. Зайцев, Ю.М. Ларіненко, О.С. Марченко, Д.Г. Войтюк: за ред. Є.Л. Жулая. – К.: Вища освіта, 2001. – 288 с.
10. Забродин Ю.С. Промышленная электроника: учебник для студ. вузов / Ю.С. Забродин. – М.: Высш. школа, 1982. – 496 с.
11. Зимин Е.Н. Автоматическое управление электроприводами: учебное пособие [для студ. вузов] / Е.И. Зимин, В.И. Яковлев. – М.: Высш. школа, 1979. – 318 с.
12. Калашников Б.Е. Системы управления автономными инверторами / Б.Е. Калашников, С.О. Кривицкий, И.И. Эпштейн. – М.: Энергия, 1974. – 105 с.
13. Ключев В.И. Теория электропривода: учебник для студ. вузов / В.И. Ключев. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 560 с.
14. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин: учебник для студ. вузов / И.П. Копылов. – М.: Высш. шк., 2001. – 327 с.

15. Корчемний М. Энергозбереження в агропромисловому комплексі / М.Корчемний, В. Федорейко, В. Щербань. – Тернопіль: Підручники @ посібники, 2001. – 984с.
16. Малашенко В.О. Муфти приводів. Конструкції та приклади розрахунків: Навч. посібник. – Львів: Львівська політехніка, 2006. – 196 с.
17. Онищенко Г.Б. Электрический привод: учебник для студ. вузов / Г.Б. Онищенко. – М.: РАСХН, 2003. – 320 с.
18. Основы промышленной электроники / [Руденко В.С., Сенько В.И., Трифонюк В.В.] – К.: Вища шк. головное изд-во, 1985. – 400 с.
19. Преображенский В.И. Полупроводниковые выпрямители / В.И. Преображенский. – [2-е изд.]. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 136 с. – (Б-ка электромонтера; вып. 582).
20. Прянишников В.А. Электроника. Курс лекций / В.А. Прянишников. – Санкт-Петербург, КОРОНА принт, 1998. – 401 с.
21. Регулируемые асинхронные электродвигатели в сельскохозяйственном производстве / В.Н. Андрианов, Д.Н. Быстрицкий, А.В. Павлов, Е.М. Чебуркина; под ред. Д.Н. Быстрицкого. – М.: Энергия, 1975. – 400 с.
22. Сиротин А.А. Автоматическое управление электроприводами / А.А. Сиротин. – М.: Энергия, 1969. – 560 с.
23. Системы автоматизированного управления электроприводами: [учеб. пособие для студ. вузов] / Гульков Г.И., Петренко Ю.Н., Раткевич Е.П., Симоненкова О.Л.; под ред. Ю.Н. Петренко. – Мн.: Новое знание, 2004. – 384 с.
24. Справочник по преобразовательной технике / [Чиженко И.М., Андриенко П.Д., Бран А.А. и др.]; под ред. И.М. Чиженко. – К.: Техніка, 1978. – 447 с.
25. Справочник по автоматизированному электроприводу / под ред. В.А. Елисеева и А.В. Шинянского. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 616 с.
26. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: учебник для студ. вузов / Г.Г. Соколовский. – М.: АСАДЕМА, 2006. – 264 с.
27. Теорія електропривода: [підручник для студ. вищ. навч. закл.] М.Г. Попович, М.Г. Борисюк, В.А. Гаврилюк, О.М. Желдак, О.В. Ковальчук, Є.П. Красовський, С.М. Пересада, М.В. Печеник, В.І. Теряєв, В.М. Пижов: за ред. М.Г. Поповича. – К.: Вища шк., 1993. – 494 с.
28. Черных И.В. Simulink: Инструмент моделирования динамических систем / И.В. Черных. – М.: СОЛОН-Пресс, 2005. – 576 с.
29. Черных И.В. Моделирование электротехнических устройств в Matlab, SimPowerSystems и Simulink / И.В. Черных. – М.: ДМК Пресс; Санкт-Петербург: Питер, 2008. – 288 с.
30. Чиженко И.М. Основы преобразовательной техники: учебное пособие для студ. вузов / И.М. Чиженко, В.С. Руденко, В.И. Сенько. – М.: Высш. школа, 1974. – 430 с.

31. Чунихин А.А. Электрические аппараты: Общий курс. Учебник для вузов. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 720 с.
32. Шишмарев В.Ю. Типовые элементы систем автоматического управления: Учебник для сред. проф. образования / В. Ю. Шишмарев. — М.: Издательский центр «Академия», 2004. — 304.
33. Бобылев Ю. Устройства плавного пуска и торможения двигателей электроустановок: грамотное использование: [Электрон. ресурс]. – Режим доступа: <http://www.twirpx.com/file/39029/> .
34. Устройство плавного пуска [Электрон. ресурс]. – Режим доступа: http://ru.wikipedia.org/wiki/Устройство_плавного_пуска .
35. Системы плавного пуска: [Электрон. ресурс]. – Режим доступа: [http://www05.abb.com/global/scot/scot209.nsf/veritydisplay/5f3e374d2275dfcd c12571a0003e9ca8/\\$file/advlocmansoftst.pdf](http://www05.abb.com/global/scot/scot209.nsf/veritydisplay/5f3e374d2275dfcd c12571a0003e9ca8/$file/advlocmansoftst.pdf) .
36. Motor Controllers Industrial, 2-Phase Motor Reversing Type RR2A.: [Электрон. ресурс]. – Режим доступа: http://www.productselection.net/PDF/UK/mc_rr2a.pdf .
37. Motor Controller AC Semiconductor Motor Controller Type RSBS2325A2V11Cxx: [Электрон. ресурс]. – Режим доступа: http://www.productselection.net/PDF/UK/mc_rsbs.pdf .
38. Softstarter handbook [Электрон. ресурс]. – Режим доступа: [http://www05.abb.com/global/scot/scot209.nsf/veritydisplay/2985284834bcff7f c1256f3a00274038/\\$file/1sfc132002m0201.pdf](http://www05.abb.com/global/scot/scot209.nsf/veritydisplay/2985284834bcff7f c1256f3a00274038/$file/1sfc132002m0201.pdf) .

Для нотаток

Навчальне видання

Голодний Іван Михайлович
Лавріненко Юрій Миколайович
Козирський Володимир Вікторович
Червінський Леонід Степанович
Абдураманов Ділявер Абдураїмович
Торопов Антон Валерійович
Санченко Олександр Володимирович

РЕГУЛЬОВАНИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД

Формат 60x90 $\frac{1}{16}$. Гарнітура Times New Roman.
Папір крейдований. Друк офсетний.
Умовн.друк.арк. 32,1
Підписано до друку 25.11.2015 р.

Видавець і виготовлювач ТОВ "ЦП "Компринт"
01103, м. Київ, вул. Предславинська, 28
тел.: (044) 528-05-42

Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої справи
до Державного реєстру видавців і розповсюджувачів видавничої
продукції ДК №4131 від 04.08.2011 р.