

**НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ БІОРЕСУРСІВ
І ПРИРОДОКОРИСТУВАННЯ УКРАЇНИ
ІНСТИТУТ ЕНЕРГЕТИКИ, АВТОМАТИКИ
І ЕНЕРГОЗБЕРЕЖЕННЯ**

І.М.ГОЛОДНИЙ, О.В.САНЧЕНКО

**РЕГУЛЬОВАНИЙ АСИНХРОННИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД
ВЕНТИЛЯЦІЙНОЇ СИСТЕМИ З ШИРОТНО-
ІМПУЛЬСНИМ КЕРУВАННЯМ**

Монографія

Київ – 2020

УДК 621.3.067

ББК 31.291я7

Г 60

*Рекомендовано Вченою радою
Національного університету біоресурсів і природокористування України
(Протокол № 2 від 23.09.20 р.)*

Рецензенти:

д-р техн. наук, проф. **Л.І. Мазуренко** (Інститут електродинаміки НАНУ); д-р техн. наук, **М.І. Трегуб** (Білоцерківський національний університет); д-р техн. наук **А.П. Нікіфоров** (Національний університет біоресурсів і природокористування України)

Голодний І.М., Санченко О.В.

Г 60 Регульований асинхронний електропривод вентиляційної системи з широтно-імпульсним керуванням. – К.: ТОВ "ЦП "Компринт", 2020. – 117 с.: іл.

ISBN

Розглянуті характеристики силових електронних перетворювачів напруги в системах керування електромеханічними системами з вентиляторним навантаженням. Приведені основи побудови імітаційних комп'ютерних моделей регульованого електропривода вентиляційних систем.

Для науковців, фахівців електроенергетичної галузі.

УДК 621.3.067

ББК 31.291я7

ISBN

© І.М. Голодний, О.В. Санченко,
© НУБіП України, 2020

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ	6
ПЕРЕДМОВА	7
РОЗДІЛ 1. ПРОБЛЕМИ СУЧАСНОГО РЕГУЛЬОВАНОГО АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА	9
1.1. Способи регулювання частоти обертання асинхронних двигунів.....	9
1.2. Побудова систем керування регульованого асинхронного електропривода вентиляційних систем	16
1.3. Аналіз вихідної форми напруги перетворювачів у сучасних системах регульованого асинхронного електропривода	20
1.4. Безпечна робота електронного силового ключа	30
Проблемні висновки	34
РОЗДІЛ 2. ПРОЦЕСИ ФОРМУВАННЯ ВИЩИХ ГАРМОНІК У СКЛАДІ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ ТА СТРУМУ НАПІВПРОВІДНИКОВОГО РЕГУЛЯТОРА НАПРУГИ АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА	36
2.1. Фізична суть гармонічного спотворення синусоїдальної напруги мережі напівпровідниковими регуляторами напруги та принцип їх роботи з керуванням за принципом широтно-імпульсного перетворювача	36
2.1.1. Фізична суть виникнення гармонічних спотворень під час роботи напів провідникових перетворювачів напруги	36
2.1.2. Силові електричні схеми регуляторів напруги за способом керування широтно-імпульсного перетворювача	36
2.2. Математичні основи аналізу гармонічного складу вихідної кривої напруги та струму напівпровідникового регулятора	37
2.2.1. База математичного аналізу несинусоїдального режиму	37
2.2.2. Залежності для визначення коефіцієнтів гармонічних складових вихідної напруги	39

2.3. Імітаційні комп'ютерні моделі регульованого асинхронного електропривода з напівпровідниковими регуляторами напруги	42
2.3.1. Імітаційна модель однофазного тиристорного регулятора напруги з фазово-імпульсним керуванням ..	42
2.3.2. Імітаційна модель трифазного асинхронного електропривода з тиристорним регулятором напруги з фазово-імпульсним керуванням	48
2.3.3. Імітаційна модель однофазного напівпровідникового регулятора напруги на базі широтно-імпульсного перетворювача	55
2.3.4. Імітаційна модель трифазного напівпровідникового регулятора напруги на базі широтно-імпульсного перетворювача	59
2.3.5. Імітаційна модель трифазного асинхронного електропривода з напівпровідниковим регулятором напруги з широтно-імпульсним керуванням	63
РОЗДІЛ 3. РОЗРОБКА ІНЖЕНЕРНОГО МЕТОДУ ЗАХИСТУ ТРАНЗИСТОРНОГО КЛЮЧА ВІД ІМПУЛЬСІВ ЗВОРотної НАПРУГИ З УРАХУВАННЯМ ВИХІДНИХ ДАНИХ КОМП'ЮТЕРНОГО МОДЕЛЮВАННЯ	68
3.1. Особливості вибору снабберних кіл для транзисторного ключа.....	68
3.2. Математичний опис для розрахунку снабберного RC-кола	69
3.2.1. Загальні аналітичні вирази	69
3.2.2. Аналітичні вирази роботи електронного ключа з індуктивним навантаженням	72
3.3. Моделювання роботи снаббера силового електронного ключа трифазного регулятора напруги	74
3.4. Методика інженерного розрахунку силової елементної бази регулятора напруги з широтно-імпульсним керуванням з використанням результатів моделювання...	80
РОЗДІЛ 4. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ РЕГУЛЬОВАНОГО АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА З ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ	

НАПРУГИ НА БАЗІ ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНОГО КЕРУВАННЯ	82
4.1. Дослідження однофазного перетворювача напруги з широтно-імпульсним керуванням як елемента регульованого асинхронного електропривода	82
4.1.1. Особливості роботи однофазного регулятора напруги з широтно-імпульсним керуванням	82
4.1.2. Методика експериментальних досліджень	84
4.1.3. Результати експериментальних досліджень	85
4.2. Дослідження регульованого асинхронного електропривода перетворювачем напруги на базі широтно-імпульсного керування.....	86
4.2.1. Робота регульованого трифазного асинхронного електропривода з широтно-імпульсним перетворювачем напруги	87
4.2.2. Методика проведення експериментів	88
4.2.3. Результати експериментальних досліджень	90
РОЗДІЛ 5. ВИРОБНИЧА ПЕРЕВІРКА ТА ЕКОНОМІЧНА ЕФЕКТИВНІСТЬ	96
5.1. Виробнича перевірка результатів дослідження.....	96
5.2. Техніко-економічні показники застосування регульованого електропривода осьового вентилятора на базі широтно-імпульсного регулятора напруги.....	96
ВИСНОВКИ	101
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	103
ДОДАТКИ	113

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

ШПІ – широтно-імпульсний перетворювач;
АІН – автономний інвертор напруги;
ШІМ – широтно-імпульсна модуляція;
VD – діод;
VT – транзистор;
C – конденсатор;
D – діапазон регулювання;
Г-Д – генератор-двигун;
 ω_H – номінальна частота обертання ротора двигуна;
 ω – поточна частота обертання ротора двигуна;
 s – ковзання двигуна;
 f_1 – частота струму живлення;
 p_{II} – кількість пар полюсів;
 U – напруга живлення;
 M – електромагнітний момент двигуна;
 M_C – момент опору робочої машини;
 P_S – потужність ковзання;
 f_K – частота комутації транзисторного ключа;
 T_K – період комутації транзисторного ключа;
 t_0 – час вимкненого стану транзистора;
 t_P – час робочого стану транзистора;
 α – кут відкриття діода (транзистора);
 γ – відносна тривалість робочого стану транзистора;
ТНДі – коефіцієнт гармонік струму;
ІІ – індекс прибутковості;
ЧДП – чистий дисконтний прибуток.

ПЕРЕДМОВА

У сільському господарстві значна кількість електрообладнання використовується з малопотужними регульованими електроприводами осьових вентиляторів. Швидкість двигуна регулюється зміною підведеної напруги живлення. Для одержання необхідного діапазону регулювання, за даного способу керування, використовують асинхронні спеціальні двигуни АИРП та 4АПА з підвищеним ковзанням, які мають низький ККД=67%. Зміну підведеної напруги здійснюють за допомогою тиристорних регуляторів напруги з фазово-імпульсним керуванням. Такі регулятори напруги створюють усі непарні вищі гармоніки, що погіршує якість електроенергії. Переваги перетворювача частоти, зокрема лінійна регульовальна характеристика і розширений діапазон регулювання 10:1, більш потребує привод із точним регулюванням (дозатори, виконавчі механізми), а економія електроенергії за рахунок роботи двигуна в діапазоні регулювання з номінальним ККД не покриває вартості самого перетворювача частоти через низькі енергетичні показники електродвигуна.

Як робоча гіпотеза передбачається, що перспективним рішенням для створення ефективного регульованого трифазного електропривода є привод із регулятором напруги на базі широтно-імпульсного керування, який дасть змогу, за рахунок зменшення кількості силових електронних елементів і спрощення системи керування, знизити його вартість, отримати спектральний склад вихідної напруги, подібний до спектрального складу частотного перетворювача та поліпшити робочі характеристики самого електропривода.

Нині окремі аспекти проблеми розробки дешевого і з поліпшеною характеристикою спектрального складу вихідної напруги перетворювача малопотужного регульованого електропривода є предметом численних досліджень вчених у всьому світі. Цим питанням присвячені наукові роботи українських вчених, таких як О. І. Адаменко [1], А. В. Башарин [8], Т. К. Бараненко [5, 6, 7], В. І. Мішин [78], М. Т. Лут [80], М. М. Заблюдський [49], Л. І. Мазуренко [62], М. Г. Попович [87], І. В. Жеженко [39, 40, 41, 42, 43, 47] та ін. За кордоном ця проблема

знайшла відображення у працях Kincaid N. G. [100], Chari M. V. K. [94, 105], Carbone R. [95], Fabiane D. [97] та інших.

Наведене вище зумовлює необхідність розробки і дослідження характеристик регульованого асинхронного електропривода, який би поєднував переваги привода з частотним перетворювачем і регулятором напруги з фазово-імпульсним керуванням.

Під час проведення досліджень було використано теорію електричних кіл та теорію імпульсних систем для аналізу спектрального складу вихідної напруги регулятора, теорію електропривода для дослідження робочих характеристик, методи комп'ютерного моделювання в середовищі MatLab/Simulink для перевірки характеристик розроблених рішень, метод експериментального дослідження.

Монографія написана викладачами Інституту енергетики, автоматики і енергозбереження Національного університету біоресурсів і природокористування України.

Автори висловлюють глибоку подяку професорам: відділу електромеханічних систем Інституту електродинаміки НАНУ Мазуренку Л.І кафедри механізації та електрифікації сільськогосподарського виробництва Білоцерківського національного аграрного університету Трегубу М.І., кафедри електропостачання Національного університету біоресурсів і природокористування України Нікіфорову А.П., за велику працю з рецензування монографії та цінні зауваження, які враховано при доопрацюванні матеріалів досліджень.

Всі зауваження і побажання читачів просимо направляти на адресу видавництва.

РОЗДІЛ 1

ПРОБЛЕМИ СУЧАСНОГО РЕГУЛЬОВАНОГО АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА

1.1. Способи регулювання частоти обертання асинхронних двигунів.

Необхідність оптимізації технологічного процесу за затратами електроенергії (електропривод насосів, вентиляторів, компресорів) є однією з причин використання регульованого електропривода. За енергетичними показниками регульований електропривод можна поділити на [8, 10, 16, 31, 73, 52, 56, 63, 79, 80, 81, 88]:

- 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, гідروмуфтою тощо. Усі вони низькоекономічні, малопотужні.

До систем із регенерацією енергії ковзання належать 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. Доцільно використовувати для двигунів великої потужності.

Третій принцип керування 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.

Під час вибору 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 $1,5 \div 2,5$ рази перевищують показники двигунів змінного струму тієї самої потужності й частоти обертання;
- момент інерції двигуна постійного струму в $1,5 \div 1,7$ 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 $2 \div 3$ рази перевищує масу і вартість перетворювачів такої самої потужності. До того ж, ККД системи Г-Д на $10 \div 20\%$ нижчий.

Усі можливі способи регулювання координат електропривода зводяться до двох груп:

- параметричне регулювання у розімкнених системах – зміна координати електропривода за рахунок будь-якого параметра, від якого залежить механічна характеристика двигуна;
- автоматичне регулювання у замкнених системах – регулювання з використанням зворотних зв'язків.

Відомі [69] способи регулювання швидкості асинхронних двигунів наведені на рис. 1.1. Швидкість двигуна визначається двома параметрами: швидкістю обертання електромагнітного поля статора ω_0 і ковзанням s :

$$\omega = \omega_0(1-s). \quad (1.1)$$

Згідно з рівнянням (1.1), принципово можливі два способи регулювання швидкості асинхронного двигуна: регулювання швидкості обертання поля статора ω_0 і регулювання ковзання s за постійної величини ω_0 .

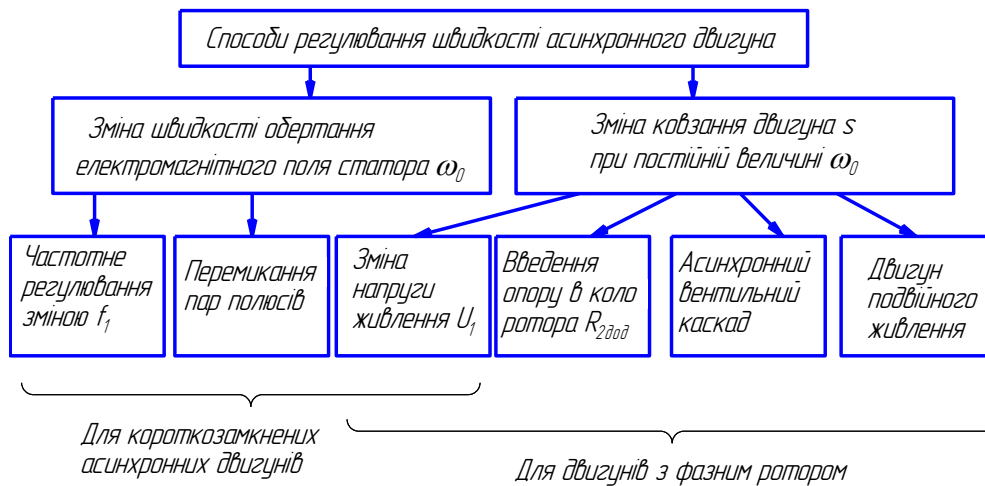


Рис. 1.1. Класифікація способів регулювання швидкості асинхронних двигунів

Регулювання швидкості асинхронних двигунів з фазним ротором можливе впливом на коло ротора: вмиканням додаткових опорів (реостатне регулювання) або введенням додаткової регульованої ЕРС від перетворювача частоти струму (асинхронний вентильний каскад або двигун подвійного живлення). Оскільки асинхронні двигуни малої потужності з фазним ротором не виготовляються, таке регулювання надалі не розглядається. Не розглядається також регулювання швидкості асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором зміною числа пар полюсів обмотки статора, оскільки такі двигуни дають змогу одержувати декілька (від 2 до 4) значень робочих швидкостей і, відповідно, плавно змінювати швидкість та формувати перехідний процес за цього способу неможливо.

Регулювання швидкості асинхронного двигуна шляхом зміни частоти струму живлення впливає із залежності:

$$\omega_0 = \frac{2\pi f_1}{p_n}, \quad (1.2)$$

де f_1 – частота струму живлення; p_n – число пар полюсів.

При цьому необхідно враховувати, що зі зміною частоти змінюється і величина магнітного потоку двигуна:

$$U_1 \approx E_1 = kf_1 \Phi_1, \quad (1.3)$$

де U_1 – напруга живлення; E_1 – ЕРС обмотки статора; Φ_1 – магнітний потік двигуна.

Тому одночасно з регулюванням частоти струму необхідно проводити корекцію величини напруги, алгоритм якої залежить від характеру навантаження.

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 [36]:

1. При $x=0$ $M_C = const$, а $\frac{U_1}{f_1} = const$. (1.4)

2. При $x=-1$ $P_C = M_C \omega_m = const$, а $\frac{U_1}{\sqrt{f_1}} = const$. (1.5)

3. При $x=2$ $M_C = k\omega_m^2 = const$, а $\frac{U_1}{f_1^2} = const$, (1.6)

де M_C – момент опору робочої машини; ω_m – кутова швидкість ротора двигуна, x – показник степеня, що характеризує зміну статичного моменту робочої машини при зміні швидкості.

Регульовальні механічні характеристики асинхронного двигуна за різних залежностей моменту від швидкості наведено на рис. 1.2.

У системах керування сучасних перетворювачів часто передбачена можливість перебудови з метою забезпечення всіх трьох законів регулювання.

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 й дорогі.

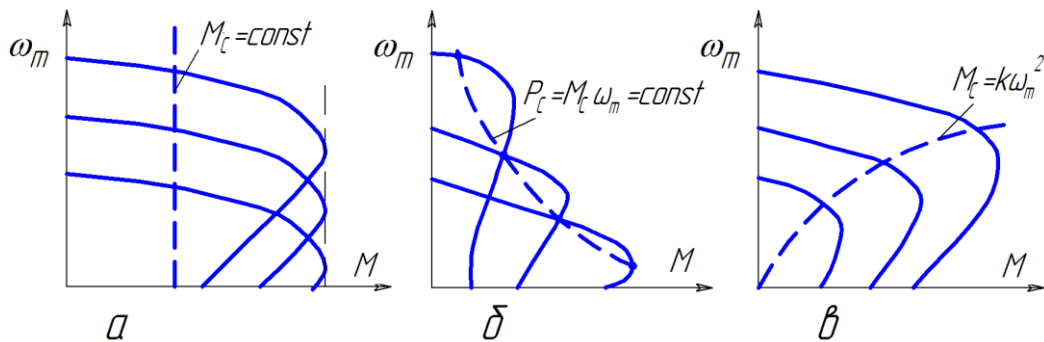


Рис. 1.2. Механічні характеристики розімкнених асинхронних електроприводів зі скалярним керуванням за різного навантаження:
а – постійного; *б* – гіперболічного; *в* – вентиляторного

За частотного (скалярного) керування регулюють амплітуду і частоту статорної напруги. Оскільки фаза напруги не регулюється, 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 статиці економічність скалярного керування електропривода збігається з відповідними показниками за векторного керування.

Векторні й скалярні методи керування дають можливість регулювати момент як у діапазоні нижче від номінальної швидкості, так і вище в усіх чотирьох квадрантах.

Порівняно нескладно регулювати швидкість малопотужних двигунів із короткозамкненим ротором зміною напруги на статорі, оскільки вони мають м'яку механічну характеристику на робочій частині. Залежність швидкості обертання двигуна від напруги на статорі [69] визначається рівнянням:

$$\omega_m = \omega_0 - \frac{I'_R \sqrt{R_R'^2 + X_R'^2}}{K \alpha U_1}, \quad (1.7)$$

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 ($\Phi = \alpha U_1$).

Найбільш простими і дешевими для зазначеного регулювання є регулятори амплітуди напруги живлення. Один із них побудований на фазово-імпульсному методі керування симісторами, тобто на порівнянні опорної напруги пілкоподібної форми і постійної напруги сигналу керування. Рівність миттєвих значень цих напруг визначає фазу відкриття симісторів.

Квадратична залежність моменту від напруги визначає недопустимість значного зниження напруги живлення під час пуску і роботи асинхронного двигуна. Крім того, двигуни загального використання, що працюють з номінальним ковзанням 3–4 %, у розімкнених системах при зміні напруги на статорі практично не змінюють частоти обертання.

Механічні характеристики асинхронного короткозамкненого двигуна з підвищеним ковзанням при регулюванні напруги статора [74, 84] наведені на рис. 1.3, б, в.

За зниження 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 $\omega_0(1-s_K)$.

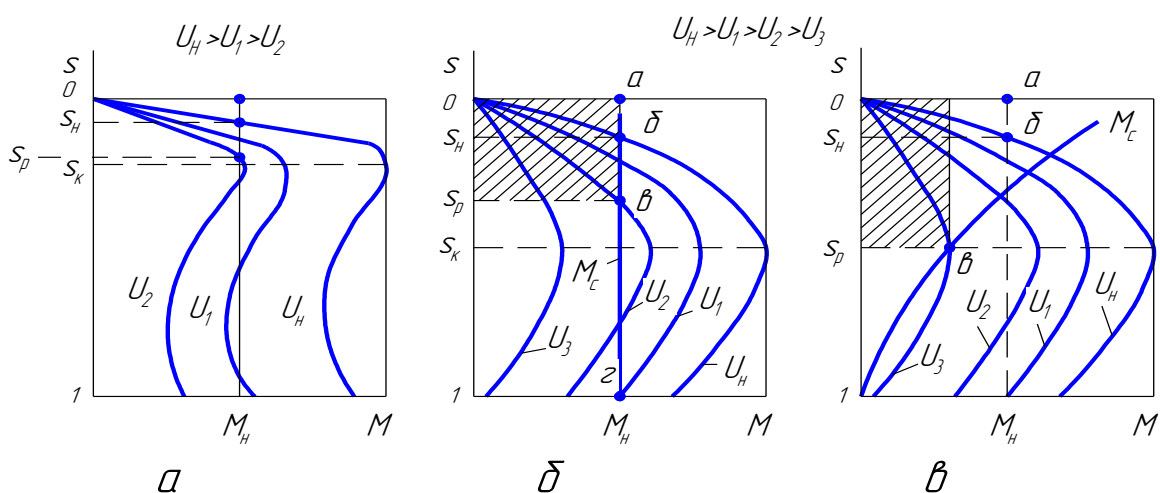


Рис. 1.3. Механічні характеристики асинхронного двигуна загального виконання з ковзанням 3–4% (а) та з підвищеним ковзанням (б, в) при регулюванні напруги живлення

Розглянемо роботу електропривода, коли статичний опір робочої машини на валу двигуна залишається постійним і дорівнює номінальному (рис. 1.3, б). За зниження напруги до величини U_2 двигун буде працювати зі швидкістю, що дорівнює $\omega = \omega_0(1 - s_p)$ з ковзанням s_p . Потужність ковзання P_s , яка виділяється у вигляді втрат у роторі двигуна, буде дорівнювати

$$P_s = M_H \omega_0 s_p \quad (1.8)$$

і пропорційною заштрихованій площі прямокутника $0, a, b, s_p$.
Електромагнітна потужність

$$P_{EM} = M_C \omega_0 \quad (1.9)$$

пропорційна площі $0, a, z, 1$, а корисна потужність на валу двигуна

$$P_{MEK} = M_C \omega_m = M_C \omega_0 (1 - s_p) \quad (1.10)$$

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 під час роботи в точці "в". Ця площа приблизно втричі більша за номінальні втрати в роторі. Природно, що за тривалої роботи в такому режимі ротор двигуна буде перегріватися і двигун вийде з ладу. Для того, щоб можна було використати даний спосіб регулювання, необхідно збільшити встановлену потужність двигуна приблизно в 3 рази або застосувати спеціальну конструкцію інтенсивного тепловідводу. Крім того, за зниження напруги зменшується і перевантажувальна здатність двигуна.

Тому регулювання швидкості зміною підведеної напруги живлення можливе тоді, коли момент опору робочої машини M_C зменшується разом зі зниженням швидкості, тобто, коли робочою машиною буде насос чи вентилятор (рис. 1.3, б). Оскільки зі зниженням швидкості M_C зменшується приблизно в квадраті від величини зниження швидкості, то потужність ковзання P_s зі зниженням швидкості зростає несуттєво. Якщо навантаження на валу двигуна має вентиляторний характер, то максимальна

величина потужності ковзання становитиме 15% від потужності на валу за номінальної швидкості. Тому для приводу вентиляторів і насосів достатньо збільшити встановлену потужність двигуна зі збільшеним ковзанням в 1,2–2 рази.

Такі приводи в сільському господарстві використовують у вентиляційних установках "Клімат-4М" з осьовими вентиляторами ВО та тиристорним регулятором напруги ТСУ-2-КЛУЗ ("Кліматика-1") [37].

Регулювання швидкості асинхронних двигунів із фазним ротором у широкому діапазоні шляхом регулювання напруги статора можливе, коли механічні характеристики електродвигуна штучно пом'якшені. Найпростіше це зробити, ввівши в коло ротора додаткові резистори.

Отже, регулювання швидкості асинхронного двигуна з використанням фазово-імпульсного методу керування має як переваги над частотним, так і недоліки. Переваги – це простота, недорогі системи керування і регулятори напруги. Недоліки – великі втрати енергії при регулюванні, низька стабільність швидкості, джерело гармонічних спотворень.

1.2. Побудова систем керування регульованого асинхронного електропривода вентиляційних систем.

Оскільки система регульованого привода призначена для малопотужних асинхронних двигунів, будемо розглядати сучасні напівпровідникові системи керування на основі силової електроніки, які подають регульовану кількість енергії до електродвигуна. До таких пристроїв належать перетворювачі частоти і тиристорні регулятори напруги, спільною ознакою яких є імпульсна подача напруги до споживача.

Найбільш поширені в регульованому електроприводі перетворювачі частоти [17, 33, 51, 71, 86, 96]. Зазвичай силова частина перетворювача складається з вхідного випрямляча, ланки постійного струму, інвертора та системи керування.

Для прикладу на рис. 1.4 наведено спрощену схему перетворювача частоти "Універсал-2.2" на транзисторах IGBT [74]. Випрямляч приєднаний до ланки постійного струму, яка

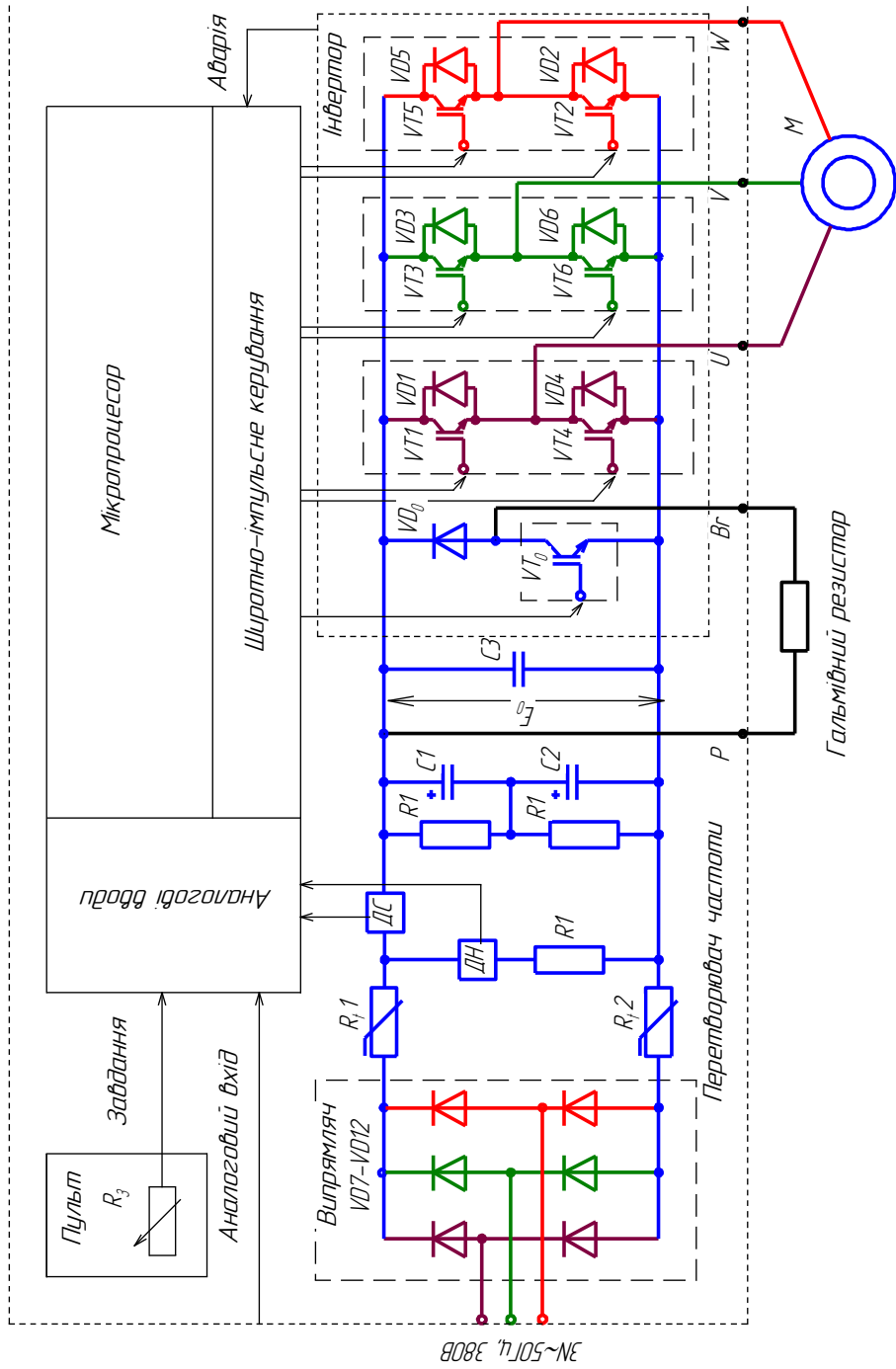


Рис. 1.4. Схема перетворювача частоти на транзисторах IGBT для гальмування зі скиданням енергії на резисторі

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. У холодному стані термістори мають великий опір. Після вмикання перетворювача в мережу струм, що протікає через термістори, розігріває їх, унаслідок 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 за перехідних процесів 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, до складу якого входять три напівмости на транзисторах $VT1$ – $VT6$ та гальмівний ключ на транзисторі VT_0 зі зворотним діодом VD_0 . До гальмівного ключа за потреби 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. Отже, інвертор напруги дає можливість для двостороннього протікання як енергії, так і струму.

Через велику частоту комутацій ключів інвертора (до декількох кГц) між додатною та від'ємною шиною ланки постійного струму виникають значні перенапруги з частотою вільних коливань в кілька МГц. Для захисту силового модуля від пробоя до його затискачів приєднано так званий снабберний конденсатор малої ємності $C3$. Індуктивність цього конденсатора в десятки разів менша від індуктивності електролітичних конденсаторів, що дає змогу 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, відповідно, буде змінюватися й середнє значення напруги фази в періоді. Миттєві значення вихідної напруги перетворювача частоти залежать від способу керування ним.

На входи мікропроцесора подаються аналогові сигнали задавача, зовнішніх керуючих пристроїв, величин напруги та струму випрямляча (датчики ДН і ДС), аварійного стану інверторів та ін.

Розвиток систем регульованого електропривода вентиляторів серії ВО зміною напруги на статорі асинхронного двигуна розпочався зі станцій керування ШАП.5701.03А2Д ("Клімат"). Ці станції забезпечували дискретне регулювання частоти обертання електродвигуна (3 ступеня) [80]. Якісною зміною стало створення пристроїв керування частотою обертання ТСУ-2-КЛУЗ ("Кліматика-1") [36], що реалізує принцип плавного регулювання з використанням тиристорних (симісторних) комутуючих напівпровідникових елементів. Спрощену структурну схему керування такою станцією наведено на рис. 1.5.

Трифазний тиристорний регулятор напруги складається з трьох однофазних регуляторів у вигляді двох тиристорів, з'єднаних зустрічно-паралельно, кожен з яких має свою систему керування.

Найчастіше тиристорами керують фазово-імпульсним методом, який базується на порівнянні синхронізованої пилкоподібної опорної напруги і постійної напруги сигналу керування u_{BX} (рис. 1.5). При рівності миттєвих значень цих напруг схема виробляє імпульси u_{K1} і u_{K2} , підсилює і подає на керуючі електроди тиристорів. Змінювання фази керуючого імпульсу (кута відкривання тиристора α) досягається зміною рівня вхідної напруги керування u_{BX} .

Керування тиристорним регулятором напруги проводиться так. Опорна напруга (рис. 1.5), створена генератором пилкоподібної напруги ГПН і синхронізована з напругою мережі пристроєм синхронізації ПС, подається на схему порівняння СП, на яку одночасно надходить і вхідна напруга u_{BX} (сигнал керування). Сигнал зі схеми порівняння надходить на формувач імпульсів ФІ, потім на розподільник імпульсів РІ та кінцеві підсилювачі потужності П, звідки як потужні з крутим фронтом і

регулюючі за фазою імпульси подається на керуючі електроди тиристорів. Зазвичай між розподільником імпульсів і кінцевим підсилювачем використовують схеми гальванічної розв'язки, які на рисунку умовно показано ламаною стрілкою.

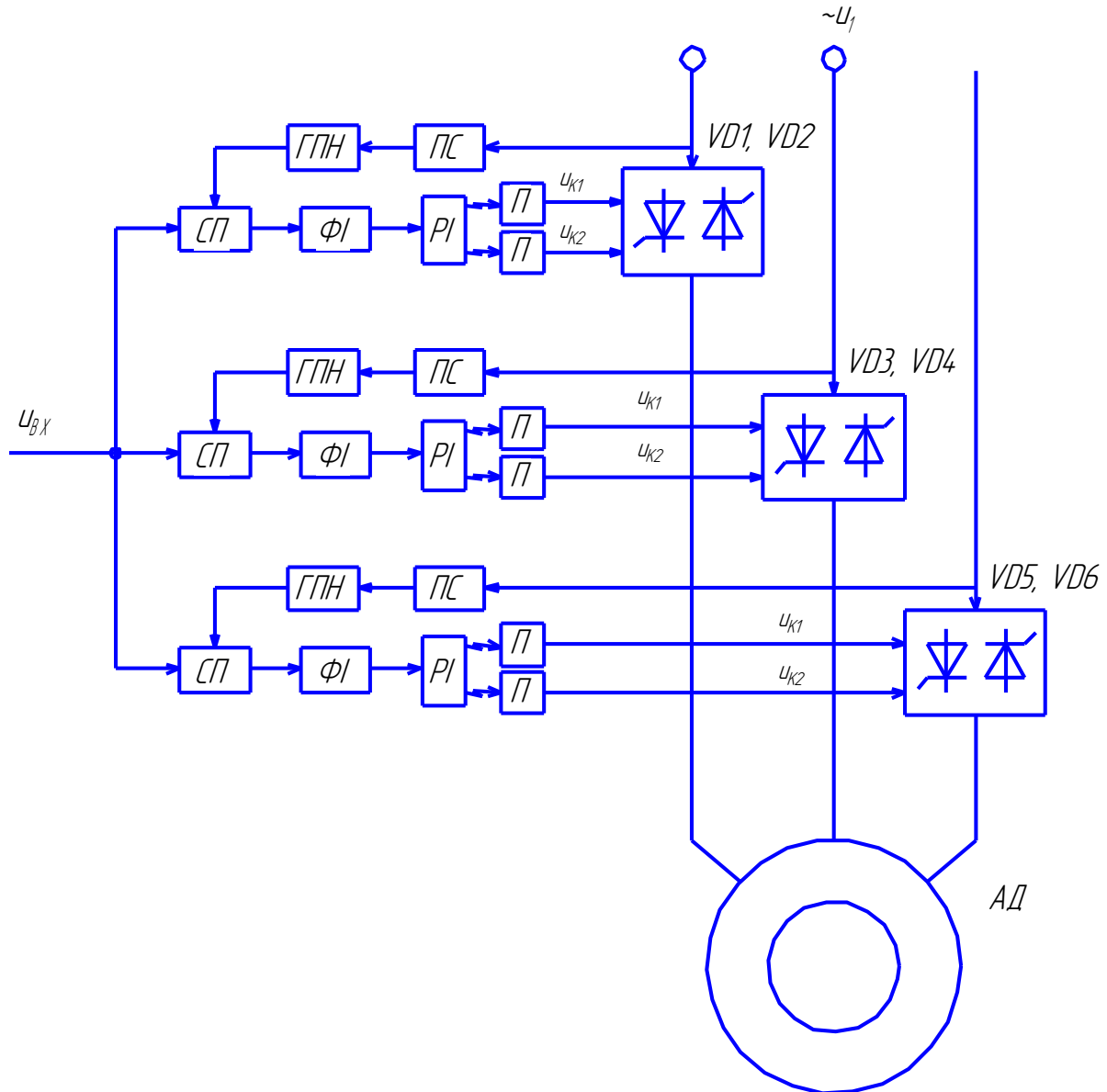


Рис. 1.5. Спрощена схема керування тиристорною станцією "Кліматика-1"

1.3. Аналіз вихідної форми напруги перетворювачів у сучасних системах регульованого асинхронного електропривода

Форма вихідної напруги електронних перетворювачів залежить від способу керування ними [6, 46, 50, 51, 55, 56, 76, 85, 99, 101, 102, 103, 107].

Нині для частотних перетворювачів способи регулювання параметрів результуючого вектора вихідної напруги можна поділити на чотири групи [12, 13, 14, 15]:

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 із широтно-імпульсним регулюванням вихідної напруги і несучої частоти;

3 – регулювання модуля і середньої фази результуючого вектора (регулювання напруги на вході інвертора зі спеціальним управлінням, яке поліпшує гармонічний склад вихідної напруги);

4 – регулювання середнього модуля і середньої фази результуючого вектора у схемах із широтно-імпульсною модуляцією за синусоїдальним, трикутним та іншими законами управління, які поліпшують гармонічний склад вихідної напруги.

Усі інвертори, залежно від структури силової ланки, поділяють на два класи [14]:

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 належать автономні інвертори напруги з $\psi=180^0$ і регулюванням напруги на вході тиристорним регулятором (рис. 1.5). Такі інвертори мають найпростіший спосіб керування. Тут упродовж $1/6$ періоду вихідної напруги (період повторюваності $T_{ПВТ}$) увімкнені три транзистори. Послідовність вмикання транзисторів у роботу відповідає порядку їх нумерації за відносного фазового зсуву на 60^0 . Транзистори, які відносяться до однієї фази, наприклад, $VT1$ і $VT4$ фази А (рис. 1.4), не можуть бути відкриті або закриті одночасно. В який-завгодно момент часу одночасно проводять струм три транзистори, два з яких належать 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. 1.6.

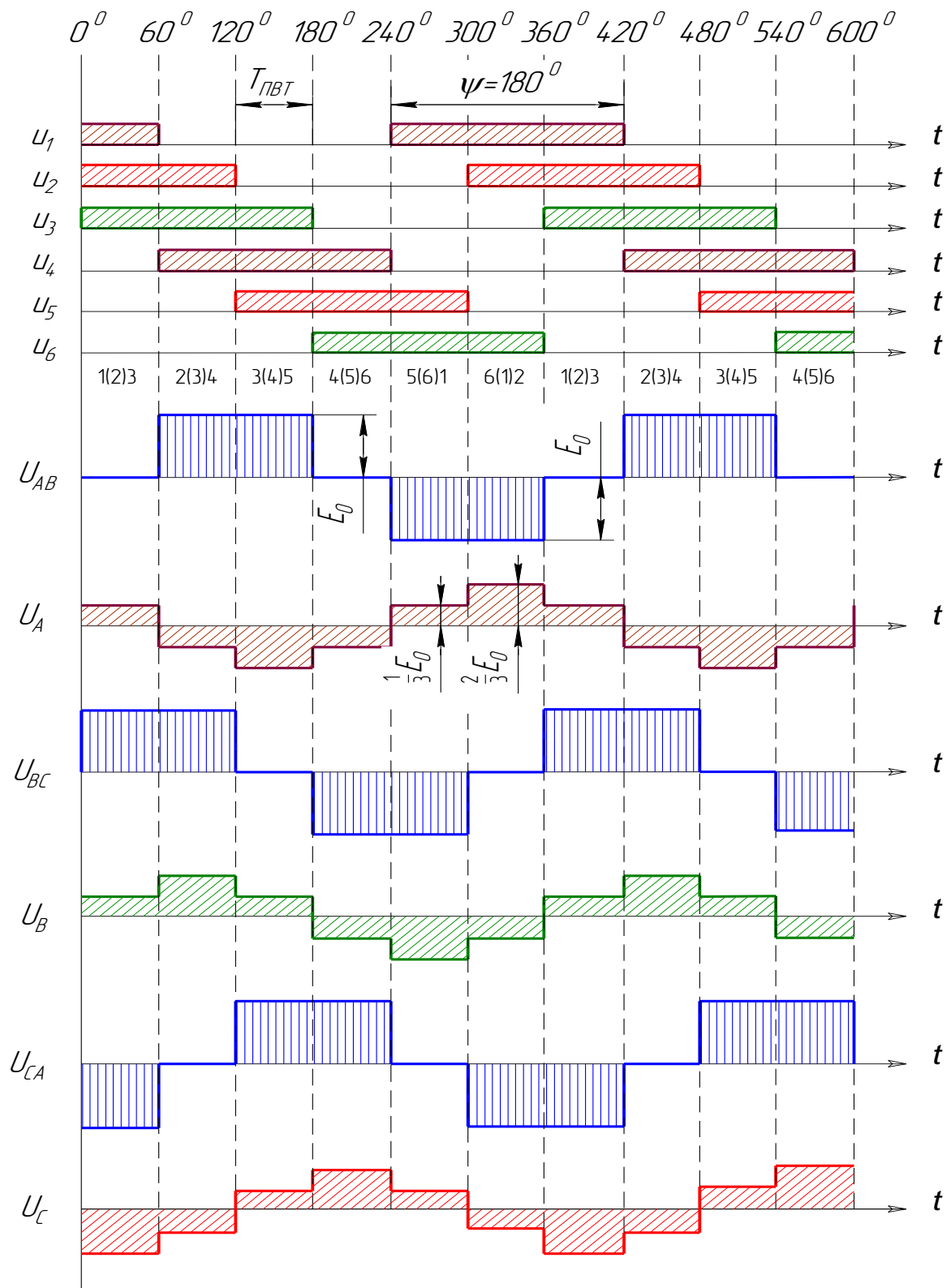


Рис. 1.6. Алгоритм керування АІН
з інтервалом провідності транзисторів $\psi = 180^\circ$:

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

Лінійна напруга формується імпульсами амплітудою E_0 змінної полярності завдовжки 120° , розділених паузою в 60° . Напруги U_{AB} , U_{BC} , U_{CA} зсунуті за фазою на кут 120° . Імпульси напруг з амплітудою E_0 додатної чи від'ємної полярності створюються відкритими навхрест лежачими транзисторами двох фаз, які визначають лінійну напругу, що розглядається. Так, наприклад, у кривій U_{AB} імпульси напруги додатної полярності створюються при відкритих транзисторах $VT3$ і $VT4$, а від'ємної – при відкритих $VT1$ і $VT6$. Інтервали пауз у кривих лінійної напруги формуються відкритими транзисторами спільної групи (катодної чи анодної) двох фаз. У 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 зі значеннями $\frac{1}{3}E_0$ і $\frac{2}{3}E_0$.

Форма кривої вихідної напруги інвертора задовільна для живлення асинхронних двигунів. У ній відсутні парні гармоніки, а також гармоніки, кратні трьом (рис. 1.9, а) [14].

До типу II-1 належать інвертори з $\psi=120^\circ$ і $\psi=150^\circ$ також із регулюванням напруги на вході. У 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. У 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 $\cos\phi_H \leq 0,55$. Форма напруги на навантаженні в цьому випадку аналогічна формі з $\psi=180^\circ$ (рис. 1.6) [14].

Загальним недоліком описаних способів керування є необхідність використання керованого випрямляча для регулювання напруги на виході інвертора, оскільки на інтервалі 30° стан транзисторів змінюється один раз, тобто не створюється шпаруватість імпульсів вихідної напруги.

До типу II-2 належать інвертори з широтно-імпульсним регулюванням на основній і несучій частоті. Часові діаграми напруг керування на транзисторах $VT1$ - $VT6$ (рис. 1.4) та напруги

на виході інвертора за широтно-імпульсного регулювання на основній частоті наведені на рис. 1.7 [14].

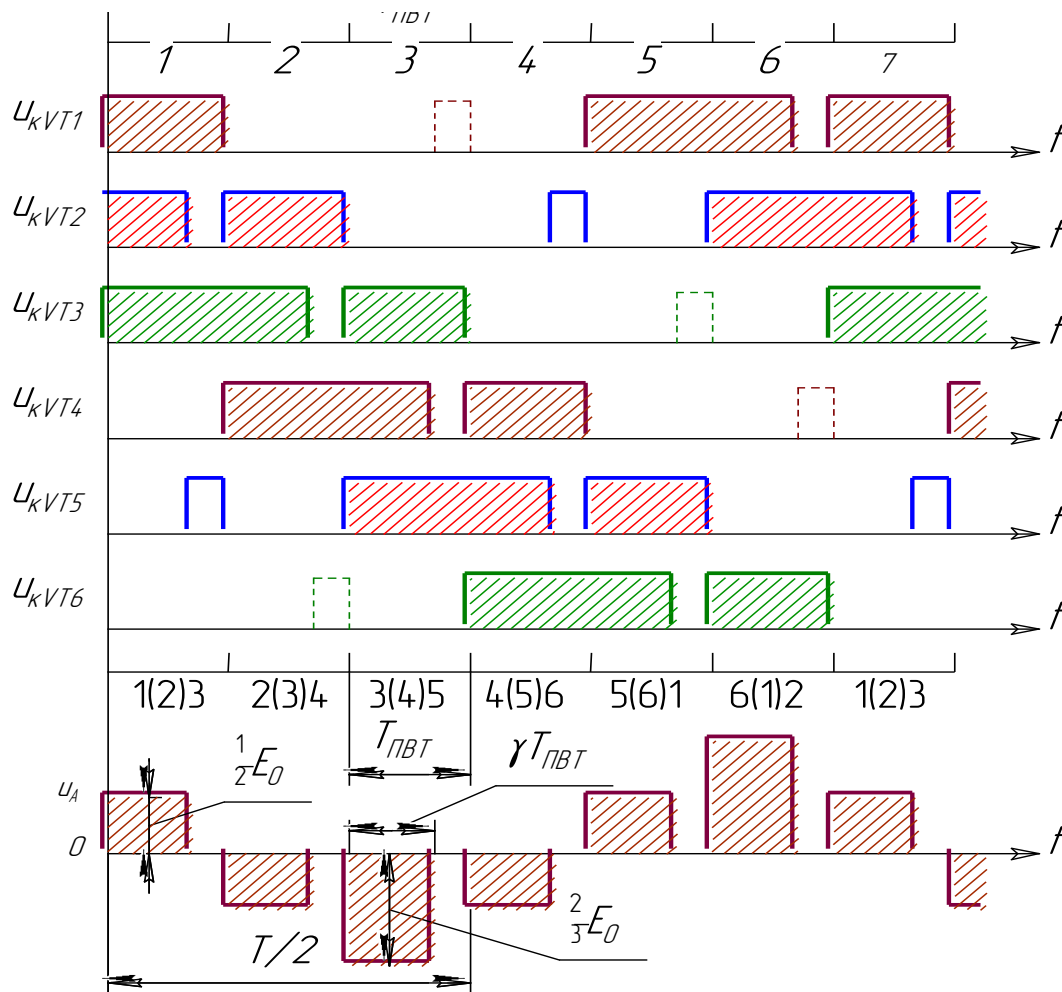


Рис. 1.7. Управління автономним інвертором напруги за широтно-імпульсного регулювання на основній частоті

Упродовж кожного періоду повторюваності $T_{ПВТ}$ для підключення навантаження до джерела живлення відкривають три транзистори (наприклад, $VT1$, $VT2$, $VT3$); 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 $VT1$, $VT2$, $VT3$ закривається транзистор $VT2$, а при відкритих транзисторах $VT2$, $VT3$, $VT4$ – транзистор $VT3$

і т.д. Такий спосіб називається *алгоритмом одиночного перемикавання*.

Широтно-імпульсне регулювання напруги на виході інвертора та 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 транзистори однієї групи (*алгоритм групового перемикавання*). Наприклад, при відкритих транзисторах $VT1$, $VT2$, $VT3$ для створення паузи в напрузі на навантаженні закриваються $VT1$ і $VT3$.

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 за малих значень 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 сформувавши неможливо.

Система керування в алгоритмі одиночного перемикавання здатна формувати паузу у вихідній напрузі інвертора за будь-яких значень τ_H , але в електроприводах під час переходу асинхронного двигуна в генераторний режим із віддачею енергії в джерело живлення ні групове перемикавання, ні одиночне не формують паузу у вихідній напрузі, тому переваги алгоритму одиночного перемикавання виявляються тільки в режимі споживання енергії асинхронним електродвигуном.

Розглянуті способи перемикавання не дають змоги реалізувати постійну силову структуру, що є суттєвим недоліком у роботі автономного інвертора.

При реалізації постійної структури інвертора (тип П-1) зазначені недоліки усуваються. Для цього потрібне додаткове перемикавання транзисторів у кожній фазній групі. Приклад такого управління для алгоритму одиночного перемикавання наведено на рис. 1.7 пунктирними лініями. Тут при закриванні транзистора $VT2$ відкривається транзистор $VT5$, при закриванні транзистора $VT3$ відкривається транзистор $VT6$ і т. д.

З розвитком технології виготовлення силових транзисторів розпочали широко використовувати алгоритми управління з синусоїдальною широтно-імпульсною модуляцією.

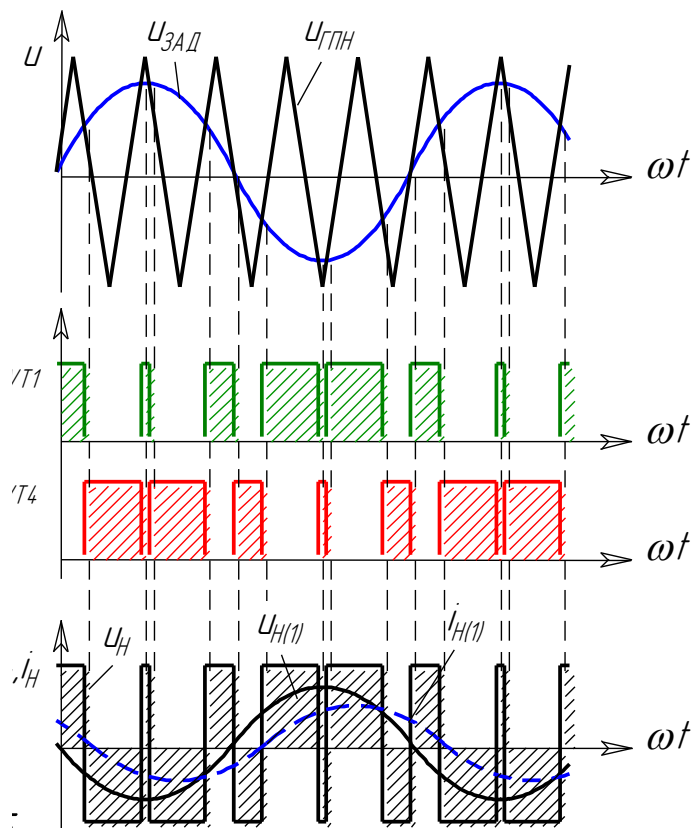


Рис. 1.8. Осцилограми напруг і струму

Генератор пилкоподібної напруги генерує напругу пилкоподібної форми високої частоти $u_{ГПН}$ (рис. 1.8), яка порівнюється з синусоїдальною напругою, частота і величина якої задається задавачем $u_{ЗАД}$. На перетині цих двох кривих виробляються 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 вмикання конденсатора $C3$ (рис. 1.4) для замикання кола цього струму. У результаті АІН має жорстку

зовнішню характеристику, тобто за зміни навантаження напруга АІН практично не змінюється.

Формування вихідної напруги АІН при синусоїдальній ШІМ зображено на рис. 1.8. Там же зображена перша гармоніка вихідної напруги і пунктиром – перша гармоніка вихідного струму. Згідно з [14], найближча до першої вища гармоніка зсунута на частоту несучої генератора пилоподібної напруги (рис. 1.9, б). Зазвичай ця частота на порядок вища від основної, тобто дорівнює 500 Гц.

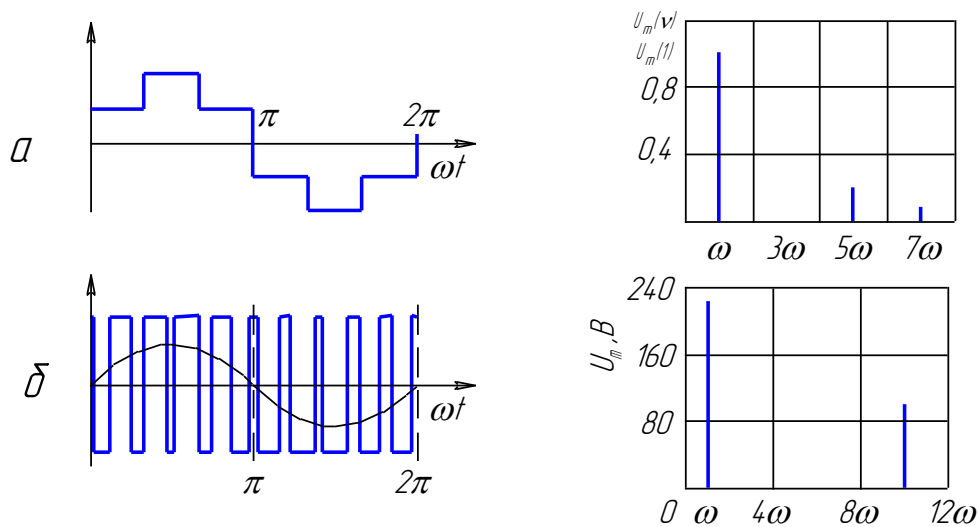


Рис. 1.9. Форма кривих та спектральний склад вихідної напруги частотного перетворювача за різних способів її одержання:

a – алгоритм керування з інтервалом провідності транзисторів $\psi = 180^\circ$;
б – алгоритм управління з синусоїдальною широтно-імпульсною модуляцією

Порівняно нескладно регулювати швидкість малопотужних двигунів із короткозамкненим ротором зміною напруги на статорі, оскільки вони мають м'яку механічну характеристику на робочій частині. Найбільш простими і дешевими для зазначеного регулювання є регулятори амплітуди напруги живлення (рис. 1.5). Один із них побудований на фазово-імпульсному методі керування симісторами, тобто на порівнянні опорної напруги пилоподібної форми і постійної напруги сигналу керування (рис. 1.10). Рівність миттєвих значень цих напруг визначає фазу відкриття симісторів.

Подібно до тиристорного випрямляча, зазначений регулятор напруги створює вищі гармоніки (рис. 1.11, а), що є основним недоліком регулятора. До того ж, цей спосіб придатний тільки за вентиляторного навантаження.

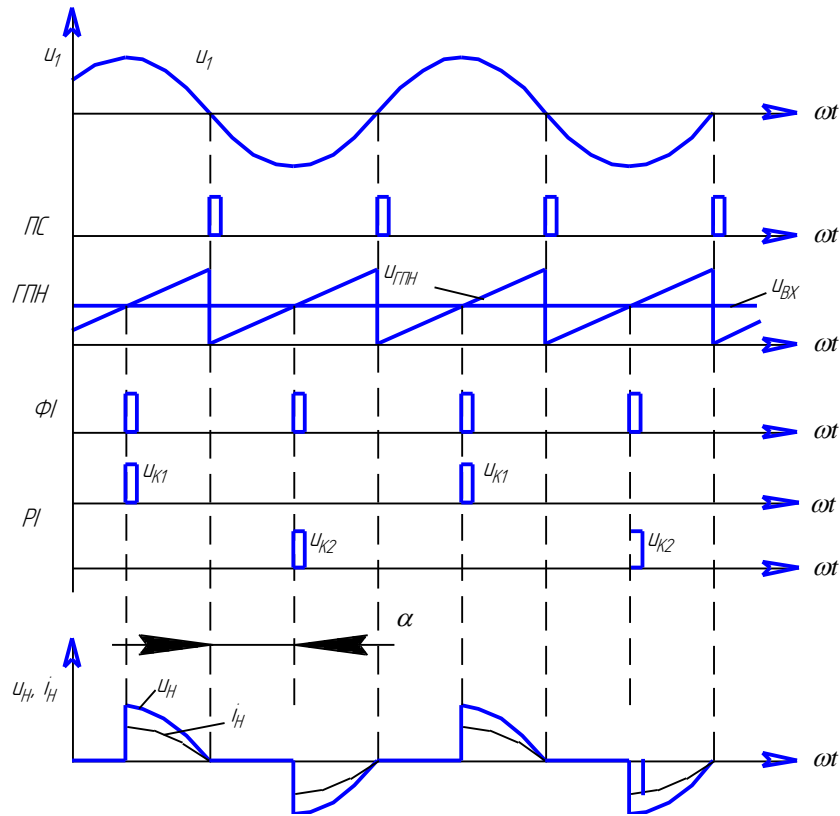


Рис. 1.10. Алгоритм керування тиристорним регулятором напруги та форми напруги й струму на навантаженні

Відомий регулятор напруги з пофазно-імпульсним способом керування [78], за якого вихідна напруга формується періодичною послідовністю імпульсів синусоїдальної напруги і паузою між імпульсами. Причому тривалість імпульсів і паузи кратна періоду синусоїди напруги живлення. За такого регулювання напруги вищі гармоніки відсутні (рис. 1.11, б), але спостерігається коливання обертового моменту, частоти обертання і значна вібрація в електроприводі. Останнє зазвичай є причиною поломок і руйнувань як електродвигуна, так і пов'язаної з ним робочої машини.

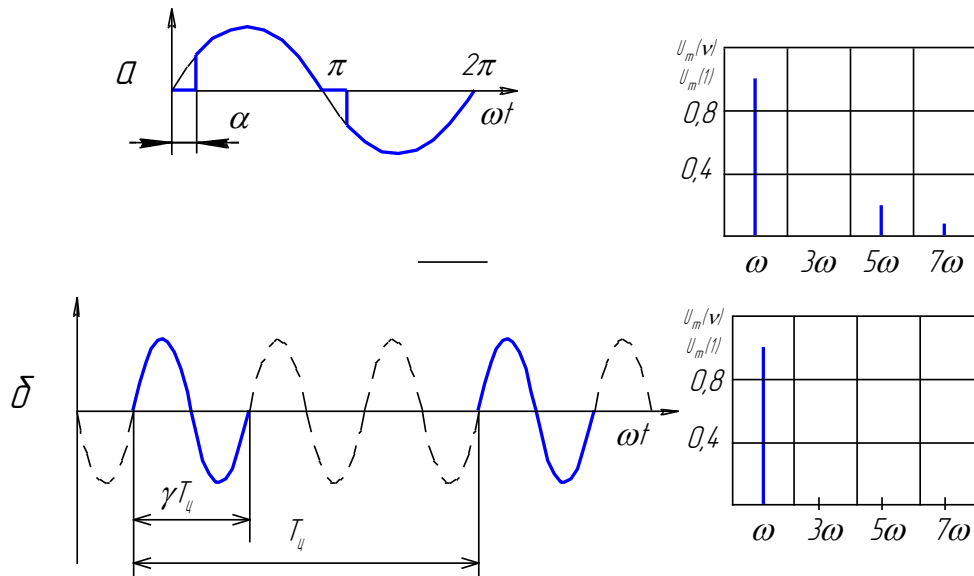


Рис. 1.11. Форма кривих та спектральний склад вихідної напруги тиристорного регулятора напруги за різних способів її одержання:
a – фазово-імпульсне керування; *б* – пофазно-імпульсне керування

Перспективним рішенням для регулювання малопотужного асинхронного електропривода, що відповідає критеріям низької вартості та якісної енергії, є регулятор напруги з керуванням за принципом широтно-імпульсного перетворювача (ШІП), за якого чергуються періоди вмикання і вимикання силового електронного ключа (рис. 1.12). Період циклу на декілька порядків менший від періоду синусоїди напруги живлення.

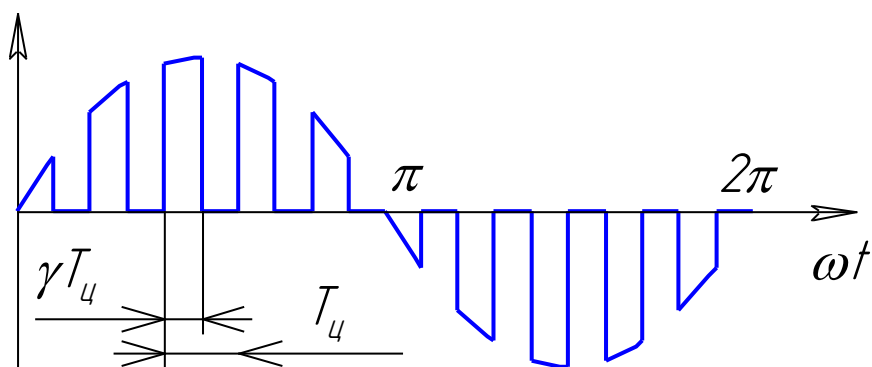


Рис. 1.12. Форма вихідної напруги тиристорного регулятора з керуванням за принципом широтно-імпульсного перетворювача

За такого керування спотворення синусоїди мінімальне, а найближча вища гармоніка, за аналогією з автономним інвертором з синусоїдальним ШІМ, буде виникати кратна несучій частоті (частоті комутації силового ключа).

1.4. Безпечна робота електронного силового ключа.

Зазвичай в імпульсних перетворювачах напруги для електропривода як силовий ключ використовують IGBT-транзистори [50, 68, 72]. Ці транзистори мають обмеження загальної швидкості перемикачів. Враховуючи суперечності у вимогах, що висуваються до IGBT-транзисторів (велика швидкість перемикачів і малі комутаційні втрати), фірми-виробники випускають ряд приладів, які розраховані на різні частотні режими. Наприклад, провідний виробник IGBT-транзисторів фірма International Rectifier [76] класифікує свою продукцію за такими категоріями:

W (надзвичайно висока швидкість)	– 75...150 кГц;
U (надвисока частота)	– 10...75 кГц;
F (висока частота)	– 3...10 кГц;
S (стандартна частота)	– 1...3 кГц.

Частотний діапазон транзистора можна визначити за графіком, взятим із технічних умов на конкретний прилад. Графік (рис. 1.13) показує відповідність робочої частоти максимально допустимому струму через прилад. З графіка видно, що з підвищенням частоти комутації необхідно зменшувати максимальний струм так, як ростуть динамічні втрати транзистора.

Область безпечної роботи описує властивість транзистора витримувати перевантаження за струмом і за напругою. Перевантажити IGBT-транзистор за напругою не допускається, але за струмом він витримує 7...10-кратні короточасні перевантаження.

Отже, "струмові" причини відмови дають час на спрацювання захисту, а перенапруга такого часу не надає, оскільки для транзисторів достатньо декількох наносекунд, щоб вийти з ладу, а за такий час жоден захист спрацювати не встигне. Існує два основних способи захисту: активний і пасивний.

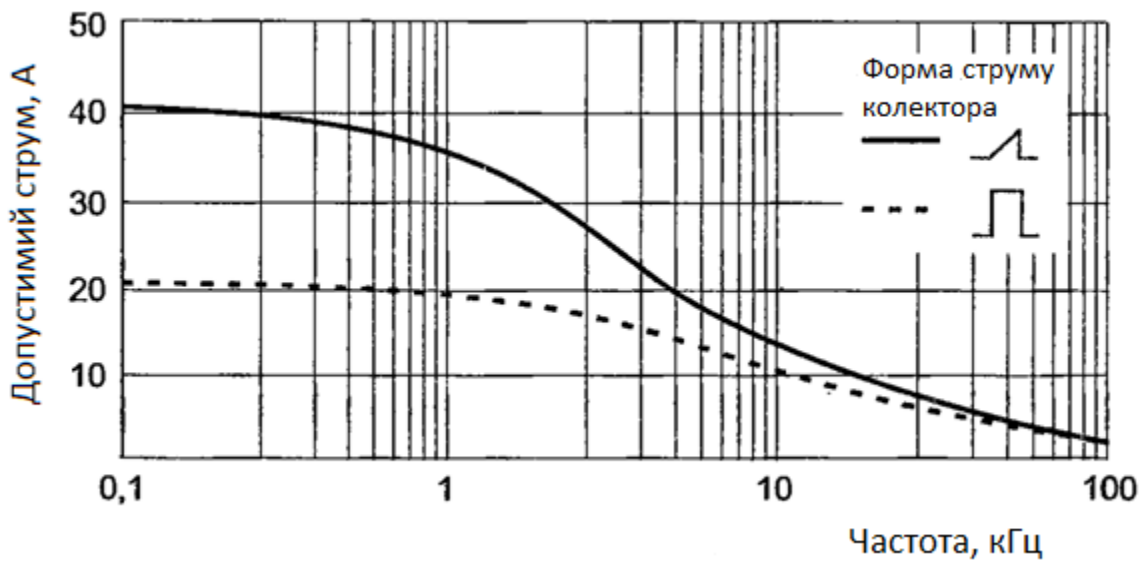


Рис. 1.13. Графік залежності максимально допустимого струму колектора від частоти комутації для транзистора IRG4BC30F

Активний спосіб передбачає таке керування транзистором, за якого мінімізуються викиди напруги, сюди відносяться і плавне вимикання. Активний захист, як правило, включається за потреби. Таке рішення не приводить до збільшення динамічних втрат у штатному режимі роботи, але поступається своєю швидкодією і простотою реалізації захисту порівняно з пасивним. Активний захист використовується для потужних споживачів.

Пасивний захист, на противагу активному, включений постійно, незалежно від того, потрібен він у даний момент чи ні. Цей захист реалізується двома способами: зниження dU/dt , обмеження dU/dt . До першого захисту належать різного роду снаббери, до другого – обмежувачі й варистори. Найчастіше в імпульсних перетворювачах напруги для електропривода використовуються снаббери різної конфігурації (рис. 1.14 та 1.15) [2, 17, 58, 60], а їх вибір залежить від багатьох параметрів – типу силового модуля (IGBT, MOSFET, тиристор), робочої частоти, параметрів навантаження.

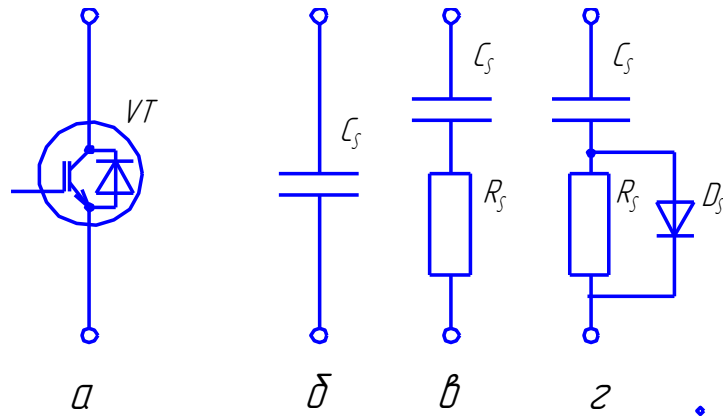


Рис. 1.14. Типи снабберних схем для силового транзисторного ключа:

a – силовий транзисторний ключ, *б* – C-снаббер; *в* – RC-снаббер;
г – RCD-снаббер

Найпростіший снаббер є низькоіндуктивним поліпропіленовим плівковим конденсатором (рис. 1.14, б), який встановлено паралельно шинам живлення транзисторного ключа. Використовується для силових схем до 300 А. Переваги – низькі втрати потужності в снаббері, безпосередньо впливає на перенапругу в моменти вмикання/вимикання ключа. Недоліки – можливе виникнення резонансних коливань струму і напруги між захисним конденсатором і паразитними індуктивностями монтажних з'єднань (при великих струмах).

Для зниження добротності паразитного коливального контуру послідовно з конденсатором встановлюють резистор (рис. 1.14, в). Така схема зазвичай використовується для силових схем для обмеження початкового зарядного струму снабберного конденсатора. Переваги і недоліки аналогічні попередній схемі снаббера.

Для силових схем на високі струми використовують RCD-снаббери (рис. 1.14, г). Працюють на частоті комутації транзисторного ключа до 2 кГц. Переваги – зменшують викиди напруги при вимиканні ключа, малі втрати потужності в снаббері, швидке перемикавання, оскільки снабберний діод блокує коливання. Недоліки – потребує більшої кількості компонентів, складний вибір компонентів.

Для двоплевого силового електронного ключа використовують конфігурацію снаббера, наведену на рис. 1.15.

Даний снаббер використовується для схем на середні й великі струми. Переваги – малі втрати потужності в снаббері, що безпосередньо зменшує імпульси напруги при вимиканні ключа і поліпшує перехідний процес за напругою при вмиканні, не створює коливання напруги в шині постійного струму. Недоліки – потребує значної кількості компонентів, збільшує додаткові втрати, тому не використовується у високочастотних схемах.

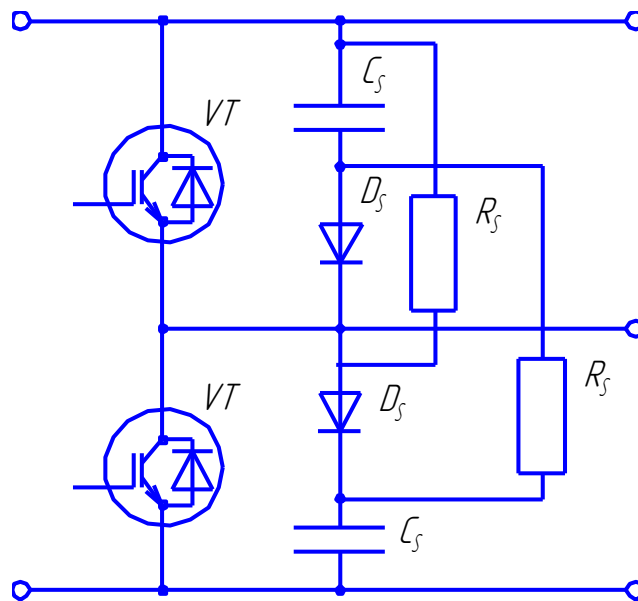


Рис. 1.15. Схема двоплевого транзисторного ключа зі снаббером

На рис. 1.16 наведений графік зміни напруги V_{CE} "колектор-емітер" при вимиканні IGBT-транзистора зі швидкістю di_C/dt за наявності й відсутності снабберного конденсатора [58].

Як правило, на практиці розрахунок елементів снабберного кола проводиться наближено, тому в процесі розробки проводять корекцію параметрів снабберного кола на основі експериментальної перевірки. Основним критерієм вибору є мінімальне значення перенапруги.

Під час вибору конденсатора враховують такі його характеристики:

- допустима напруга постійного струму;
- максимальна величина напруги чи струму пульсацій;
- термін служби.

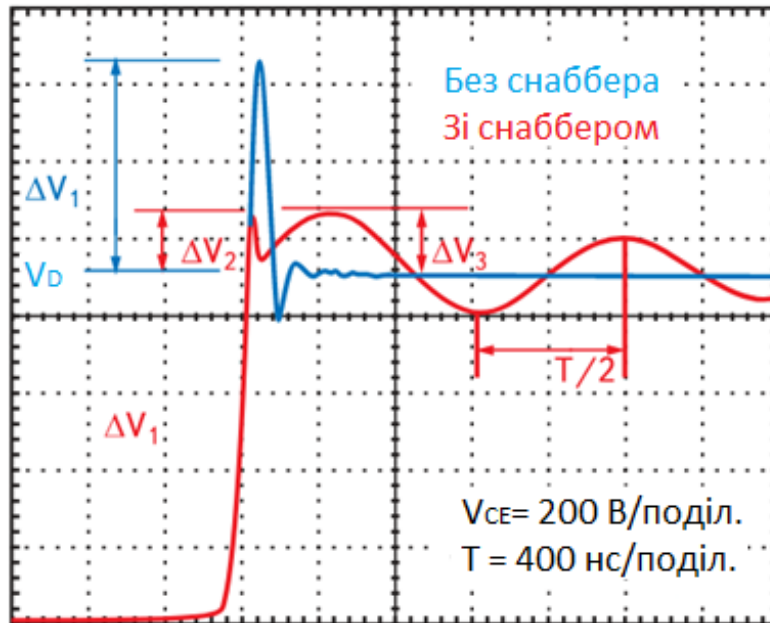


Рис. 1.16. Перехідна напруга при вимиканні IGBT-транзистора:

V_D – напруга живлення; V_{CE} – напруга "колектор-емітер";
 $\Delta V_1, \Delta V_2, \Delta V_3$ – імпульс напруги; T – період комутації транзистора

Необхідно враховувати, що в модулях IGBT [58] 12-го класу напруга DC-шини не повинна перевищувати 850-900 В. У цьому випадку, рекомендується робочу напругу конденсатора вибирати на 1000 В. Значення ємності снаббера повинно бути достатнім для придушення імпульсів напруги при вимиканні транзистора. Зазвичай використовуються конденсатори ємністю 0,1...0,4 мкФ. Неправильно вибрана ємність снаббера призводить до збільшення коливальності паразитного контуру ланки постійного струму.

Проблемні висновки.

1. З огляду літературних джерел встановлено, що принципово можливі два способи регулювання швидкості асинхронного двигуна: регулювання швидкості обертання поля статора ω_0 і регулювання ковзання s при постійній величині ω_0 . Для реалізації зазначених способів регулювання використовують частотні перетворювачі й тиристорні регулятори напруги з фазово-імпульсним керуванням, кожний з яких має переваги і недоліки:

частотні перетворювачі мають поліпшений спектральний склад вихідної напруги, але велику вартість системи керування ним, тиристорні регулятори мають невелику вартість але в складі вихідної напруги присутні всі непарні (крім третьої та кратної їй) вищі гармоніки.

2. Нині не розроблені ефективні перетворювачі напруги, які б поєднували переваги зазначених регуляторів.

3. Теоретичні дослідження характеристик регульованого електропривода, особливо перехідних процесів і спектрального складу напруги живлення електродвигуна, достатньо складні.

4. Розрахунок елементної бази регулятора напруги проводиться наближено, що потребує їх уточнення на експериментальному стенді.

РОЗДІЛ 2

ПРОЦЕСИ ФОРМУВАННЯ ВИЩИХ ГАРМОНІК У СКЛАДІ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ ТА СТРУМУ НАПІВПРОВІДНИКОВОГО РЕГУЛЯТОРА НАПРУГИ АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА

2.1. Фізична суть гармонічного спотворення синусоїдальної напруги мережі напівпровідниковими регуляторами напруги та принцип їх роботи з керуванням за принципом широтно-імпульсного перетворювача.

2.1.1. Фізична суть виникнення гармонічних спотворень під час роботи напівпровідникових перетворювачів напруги.

Робота будь-якого напівпровідникового перетворювача пов'язана з генеруванням вищих гармонік у мережу живлення [9, 38, 45, 48, 53, 54, 61]. Це явище безпосередньо пов'язане з принципом дії перетворювальної установки. Звідси, для оцінки спектрального складу параметрів перетворювачів необхідно, перш за все, розглянути їхній принцип роботи. Надалі буде розглянуто однофазні й трифазні перетворювачі напруги, що працюють за принципом ШП.

2.1.2. Силові електричні схеми регуляторів напруги за способом керування широтно-імпульсного перетворювача.

За принципом дії імпульсні перетворювачі є пристрої, які шляхом імпульсного керування змінюють величину напруги на споживачі. За допомогою імпульсного перетворювача джерело живлення періодично приєднується до навантаження [88]. У результаті, криві вихідної напруги складаються з ділянок кривих вхідної напруги.

Регулювання напруги на виході можна здійснювати трьома способами [71]:

- зміною інтервалу провідності ключа за постійної частоти перемикання (широтно-імпульсний);
- зміною частоти перемикання за постійного інтервалу провідності ключа (частотно-імпульсний);

- зміною частоти перемикання та інтервалу провідності ключа (частотно-широотно-імпульсний).

На рис. 2.1 та 2.2 наведено схему ШІП для регулювання напруги на споживачі змінної напруги. Основою даного регулятора є випрямляч у вигляді діодного мосту (однофазного – VD1-VD4 або трифазного – VD1-VD6) і транзисторний ключ VT. Навантаження в однофазному регуляторі послідовно через діагональ змінної напруги випрямляча приєднано до мережі, у трифазному – перед випрямлячем. Транзисторний ключ VT включений у коло постійної напруги силового діодного мосту.

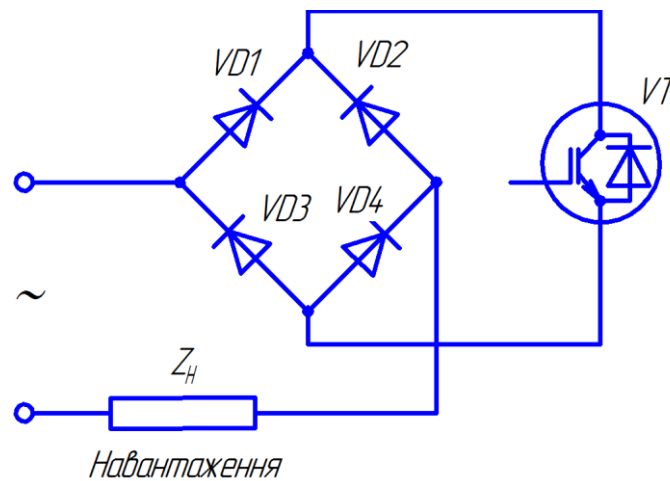


Рис. 2.1. Силова схема однофазного імпульсного регулятора напруги

2.2. Математичні основи аналізу гармонічного складу вихідної кривої напруги та струму напівпровідникового регулятора.

2.2.1. База математичного аналізу несинусоїдального режиму.

За теорією електричних кіл дослідження періодичних несинусоїдальних напруг і струмів здійснюються розкладами кривих в тригонометричний ряд Ейлера–Фур'є. Відомо, що будь-яка періодична функція $f(\omega t)$ може бути описана тригонометричним рядом [70]:

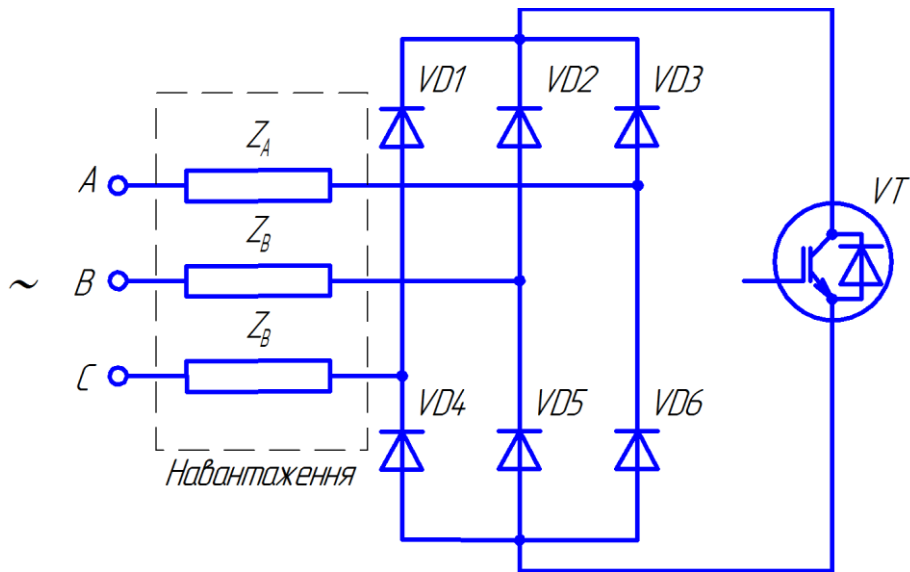


Рис. 2.2. Силова схема трифазного імпульсного регулятора напруги

$$f(\omega t) = a_0 + \sum_n [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)], \quad (2.1)$$

де $\omega = 2\pi/T$ – основна частота, якщо період функції $T = 2\pi$, то $\omega = 1$; n – номер вищої гармоніки; a_0, a_n, b_n – коефіцієнти, відповідно, постійної, косинусної та синусної складових.

Коефіцієнти a_0, a_n, b_n можна знайти за допомогою таких інтегралів:

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) d(\omega t); \quad (2.2)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t); \quad (2.3)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t). \quad (2.4)$$

Зазвичай періодичні функції часу в електротехніці, до яких належать криві напруги та струму перетворювачів, симетричні відносно осі абсцис та початку координат, оскільки вони задовольняють вимогам:

$$f(\omega t) = -f(\omega t + \pi); \quad (2.5)$$

$$f(\omega t) = -f(-\omega t). \quad (2.6)$$

Тоді функція розкладається в ряд, який не містить постійної складової, парних гармонік і косинусів [4, 70]:

$$a_0 = 0;$$

$$a_n = 0.$$

2.2.2. Залежності для визначення коефіцієнтів гармонічних складових вихідної напруги.

Як основу роботи взято регулятор напруги на базі широтно-імпульсного перетворювача. Вихідна напруга і струм регулятора при роботі на активне навантаження має вигляд, наведений на рис. 2.3 [19].

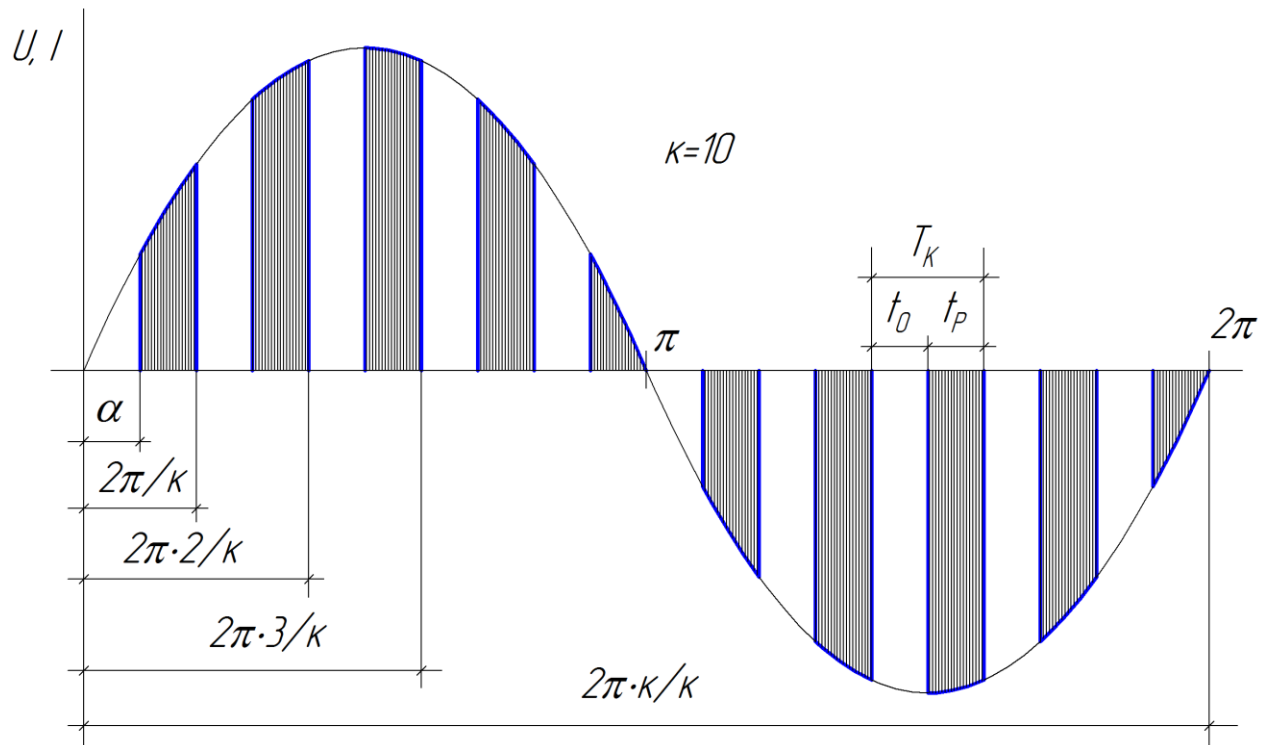


Рис. 2.3. Форма кривих напруги і струму перетворювача на базі ШПІ при роботі на активне навантаження:

κ – кратність частоти комутації транзисторного ключа f_k до основної частоти струму джерела живлення f_1 ; α – кут відкриття транзистора; T_k – період комутації транзисторного ключа; t_0 , t_p – відповідно, час вимкненого та робочого стану транзистора

Тривалість часу роботи і паузи транзисторного ключа визначається рівняннями:

$$t_P = \gamma T_K; \quad (2.7)$$

$$t_{\Pi} = (1 - \gamma)T_K, \quad (2.8)$$

де γ – відносна тривалість робочого стану транзистора.

$$\gamma = \frac{t_P}{T_K} = \frac{t_P}{t_0 + t_P}. \quad (2.9)$$

Оскільки досліджувана функція має вигляд синусоїди $f(\omega t)$ з розривами, то час роботи і паузи транзистора доцільно записати у кутовому вимірі, тобто на інтервалах:

$$\left. \begin{array}{l} 0 \div \alpha; \\ 2\pi \frac{1}{k} \div 2\pi \frac{1}{k} + \alpha; \\ 2\pi \frac{2}{k} \div 2\pi \frac{2}{k} + \alpha; \\ 2\pi \frac{3}{k} \div 2\pi \frac{3}{k} + \alpha; \\ \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \\ 2\pi \frac{c-1}{k} \div 2\pi \frac{c-1}{k} + \alpha. \end{array} \right\} f(\omega t) = 0; \quad (2.10)$$

$$\left. \begin{array}{l} \alpha \div 2\pi \frac{1}{k}; \\ 2\pi \frac{1}{k} + \alpha \div 2\pi \frac{2}{k}; \\ 2\pi \frac{2}{k} + \alpha \div 2\pi \frac{3}{k}; \\ 2\pi \frac{3}{k} + \alpha \div 2\pi \frac{4}{k}; \\ \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \\ 2\pi \frac{c-1}{k} + \alpha \div 2\pi \frac{c}{k}. \end{array} \right\} f(\omega t) = U_m \sin(\omega t). \quad (2.11)$$

У загальному випадку можна записати:

$$2\pi \frac{c-1}{k} \div 2\pi \frac{c}{k} + \alpha, \quad f(\omega t) = 0; \quad (2.12)$$

$$2\pi \frac{c-1}{k} + \alpha \div 2\pi \frac{c}{k}, \quad f(\omega t) = U_m \sin(\omega t), \quad (2.13)$$

де $c = 1, 2, 3, \dots, k$.

Співвідношення між кутом відкривання і тривалістю паузи транзисторного ключа визначаються співвідношенням:

$$\alpha = \frac{t_0 2\pi}{T}; \quad (2.14)$$

$$t_0 = \frac{\alpha T}{2\pi}, \quad (2.15)$$

де T – період основної частоти досліджуваної функції, у нашому випадку, частота мережі живлення.

Функція $f(\omega t) = U_m \sin(\omega t)$ симетрична відносно осі абсцис та початку координат, звідси відсутні коефіцієнти постійної складової та косинусів, а також парні гармоніки.

Формула для визначення синусного коефіцієнта матиме вигляд:

$$b_n = \frac{1}{\pi} \sum_1^c \int_{\frac{2\pi(c-1)}{k} + \alpha}^{\frac{2\pi c}{k}} U_m \sin(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t). \quad (2.16)$$

Вираз

$$\sin(\omega t) \sin(n\omega t)$$

замінімо на рівнозначний

$$\frac{1}{2} [\cos(n-1)\omega t - \cos(n+1)\omega t]$$

і проведемо інтегрування:

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{U_m}{2\pi} \sum_1^c \int_{\frac{2\pi(c-1)}{k} + \alpha}^{\frac{2\pi c}{k}} [\cos(n-1)\omega t d\omega t - \cos(n+1)\omega t d(\omega t)] = \\ &= \frac{U_m}{2\pi} \sum_1^c \left[\frac{1}{n-1} \sin(n-1)\omega t \Big|_{\frac{2\pi(c-1)}{k} + \alpha}^{\frac{2\pi c}{k}} - \frac{1}{n+1} \sin(n+1)\omega t \Big|_{\frac{2\pi(c-1)}{k} + \alpha}^{\frac{2\pi c}{k}} \right] = \\ &= \frac{U_m}{2\pi} \sum_1^c \left\{ \frac{1}{n-1} \left[\sin\left[(n-1)\frac{2\pi c}{k}\right] - \sin\left[(n-1)\frac{2\pi(c-1)}{k} + \alpha\right] \right] - \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{n+1} \left[\sin\left[(n+1)\frac{2\pi c}{k}\right] - \sin\left[(n+1)\frac{2\pi(c-1)}{k} + \alpha\right] \right] \right\}. \quad (2.17) \end{aligned}$$

Отримане рівняння вміщує змінні величини: кут відкривання α і кратність комутації k транзисторного ключа, що дає

можливість отримати величину синусного коефіцієнта за їх різних значень.

Цей математичний опис синусного коефіцієнта отриманий для активного навантаження. За активно-індуктивного навантаження форма кривої напруги буде спотворюватися, відповідно, розрахунки будуть ускладнюватися. Тому надалі дослідження гармонічного складу вихідної напруги регуляторів за різними принципами роботи доцільно проводити на комп'ютерних моделях в MatLab [12, 14, 15, 34, 35, 59, 89, 90].

2.3. Імітаційні комп'ютерні моделі регульованого асинхронного електропривода з напівпровідниковими регуляторами напруги.

2.3.1. Імітаційна модель однофазного тиристорного регулятора напруги з фазово-імпульсним керуванням.

Для проведення порівняльного аналізу характеристик однофазного тиристорного регулятора напруги з фазово-імпульсним керуванням з іншими регуляторами на рис. 2.4 наведено його модель.

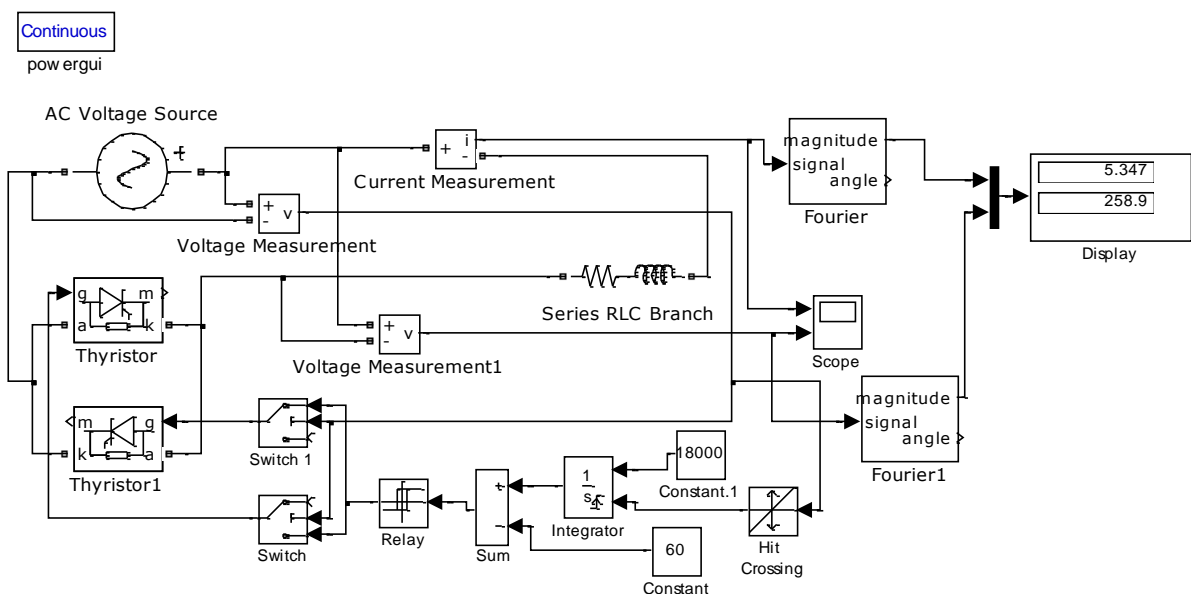


Рис. 2.4. Імітаційна модель перетворювача напруги з фазово-імпульсним керуванням

Силове коло перетворювача [26] складається з джерела змінної напруги AC Voltage Source, двох тиристорів Thyristor і Thyristor 1, з'єднаних зустрічно-паралельно та активно-індуктивного навантаження Series RLC Branch.

Активний опір у навантаженні становить $R_{HAB} = 48$ Ом, індуктивність – $L_{HAB} = 0,0197$ Гн. Аналогічні значення має асинхронний двигун АИРП80-А6У2 приводу осьового вентилятора ВО-Ф-5,6А. Параметри однофазного джерела синусоїдальної напруги такі: амплітуда напруги – 310 В; частота струму – 50 Гц.

Схема керування тиристорами складається з блоків Constant 1, Hit Crossing, Integrator, які реалізують генератор синхронізованої пилкоподібної напруги. Цей генератор через узгоджуючий блок Voltage Measurement керується від мережі живлення AC Voltage Source. Блоки Sum і Relay реалізують формувач імпульсів, а блоки Swich, Swich 1 – розподільник імпульсів, сигнали яких надходять на керуючий вхід "g" тиристорів. Зазначені блоки працюють так. Якщо сигнал керування, що подається на вхід, більший за сигнал порогового значення, то на вихід блока надходить сигнал з першого (верхнього) входу. Якщо сигнал керування менший від порогового значення, то на вихід блока буде надходити сигнал з другого (нижнього) входу. Блок Swich керує тиристором Thyristor, що пропускає позитивну півхвилю, блок Swich 1 – тиристором Thyristor 1, що пропускає негативну півхвилю джерела живлення.

Вхідний сигнал керування створюється блоком Constant, величина константи відповідає куту відкривання тиристора α . Від значення кута відкривання тиристорів залежить величина напруги на виході перетворювача.

У схемі керування тиристорами використано інтегруючий блок (Integrator) із зовнішнім скиданням сигналу до нульового значення. Integrator працює так: вхідний постійний сигнал від блока Constant перетворюється інтегратором у лінійно змінний. При надходженні сигналу від блока Hit Crossing (момент, коли синусоїда напруги джерела живлення має нульове значення) на порт зовнішнього скидання f інтегратора відбудеться скидання вихідного сигналу інтегратора до початкового нульового значення. У результаті, на виході інтегратора формується

пилкоподібний сигнал, синхронізований з синусоїдою напруги джерела живлення.

Релейний блок Relay створює релейну нелінійність. Вихідний сигнал блока може приймати два значення. Одне з них відповідає увімкненому стану реле, друге – вимкненому. Перехід від одного стану в інший відбувається стрибком при досягненні вхідним сигналом порогу вмикання або вимикання реле. Якщо пороги вмикання і вимикання реле мають різні значення, блок реалізує релейну характеристику з гістерезисом. При цьому значення порогу вмикання більше, ніж значення порогу вимикання. Величина сигналу у увімкненому стані дорівнює 1, а у вимкненому 0.

Блоки Fourier і Fourier 1, які під'єднані, відповідно, через узгоджувальні блоки Current Measurement і Voltage Measurement 1 призначені для вимірювання складових гармонік струму і напруги на виході регулятора, амплітудні значення яких виведені на Display. У вікні настроювання параметрів блоків Fourier і Fourier 1 зазначають одиничну величину для вимірювання амплітуди першої гармоніки.

Блок Score призначений для вимірювання миттєвих значень струму і напруги на навантаженні.

Аналіз спектрального складу струму і напруг проводиться за допомогою блоку Score з використанням блоку Powergui.

На рис. 2.5 наведено форми кривих струму та напруги на навантаженні.

З рисунка видно, що при подачі керуючого сигналу на Thyristor позитивної півхвилі він відкривається, струм через наявність індуктивності в навантаженні зростає не стрибком, а плавно. Причому, коли напруга фази, що живить тиристор, проходить через нуль, струм не зникає, а під дією ЕРС самоіндукції, яка створюється індуктивністю навантаження $L_{НАВ}$, протікає ще деякий час, переборюючи від'ємну напругу живлення фази. Тиристор закривається з деяким запізненням, коли струм тиристора досягає нульового значення. Величина ділянки зворотної напруги залежить від величини індуктивності в навантаженні. У результаті, на ділянці від кута закривання Thyristor позитивної півхвилі до кута відкривання Thyristor 1 від'ємної півхвилі відбувається розрив струму в колі, або як його

називають – переривистий режим. При зменшенні кута відкривання α інтервал провідності одного тиристора може перекрити момент відкривання іншого тиристора, тобто настає режим непереривного струму. У такому випадку, напруга на виході тиристорного регулятора дорівнюватиме напрузі живлення.

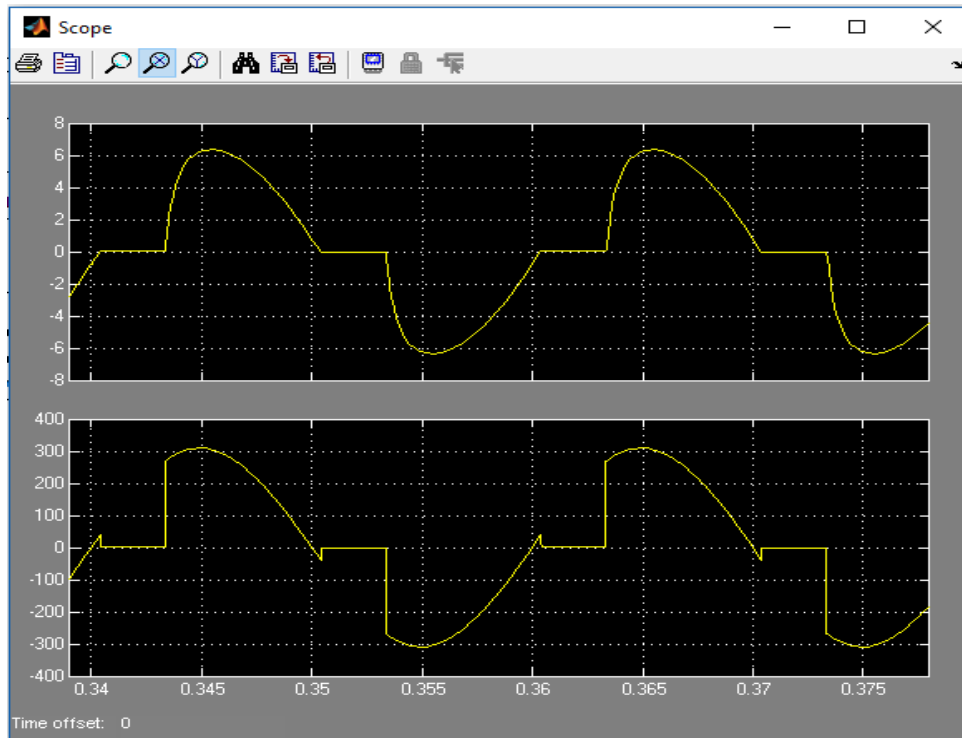


Рис. 2.5. Миттєві значення струму (верхня крива) і напруги (нижня крива) на навантаженні

$$(\alpha = 60^\circ, R_{HAB} = 48 \text{ Ом}, L_{HAB} = 0,0197 \text{ Гн})$$

Однією з важливих особливостей тиристорного регулятора напруги є його властивість регулювати значення вихідної напруги при змінюванні кута α . Залежність амплітуди основної гармоніки вихідної напруги від кута відкривання α наведена на рис. 2.6.

На ділянці при α від 0° до γ (γ – кут затягування закривання тиристора) вихідна напруга відповідає напрузі мережі, при $\alpha = 90^\circ + \gamma$ вихідна напруга вдвічі менша від напруги живлення.

Спектр вихідної напруги та струму, наведений на рис. 2.7 та 2.8, вміщує всі непарні гармоніки.

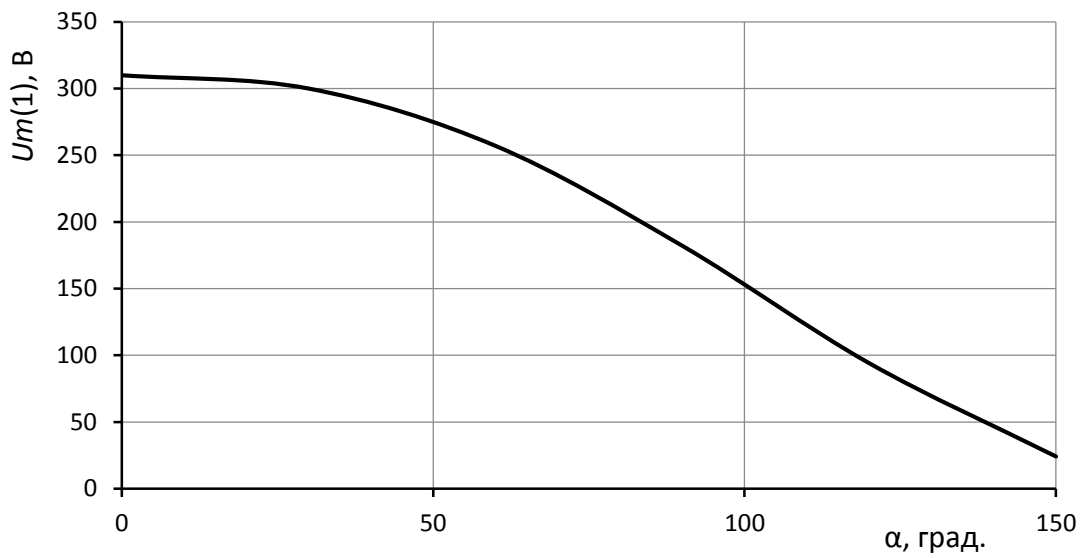


Рис. 2.6. Регулювальна характеристика тиристорного регулятора напруги

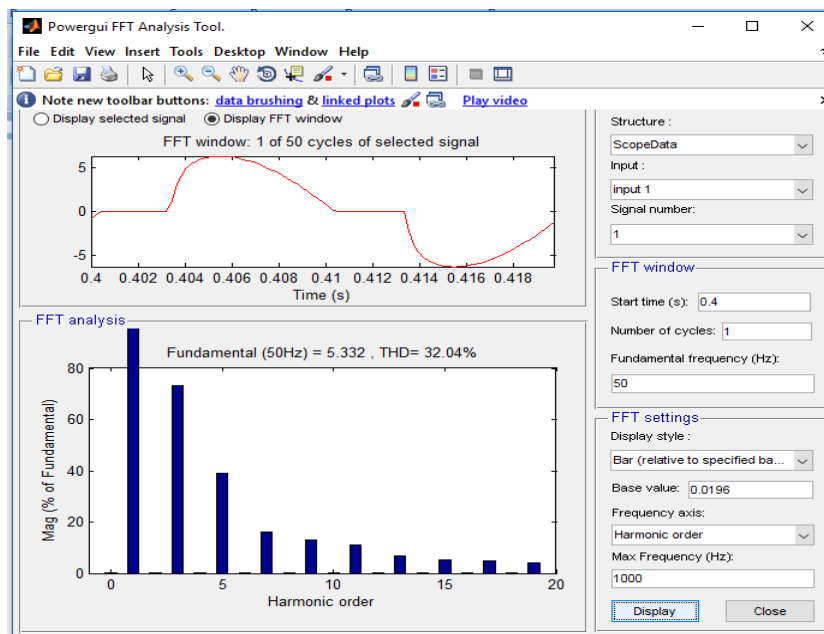


Рис. 2.7. Спектр струму однофазного тиристорного регулятора при $\alpha = 60^\circ$

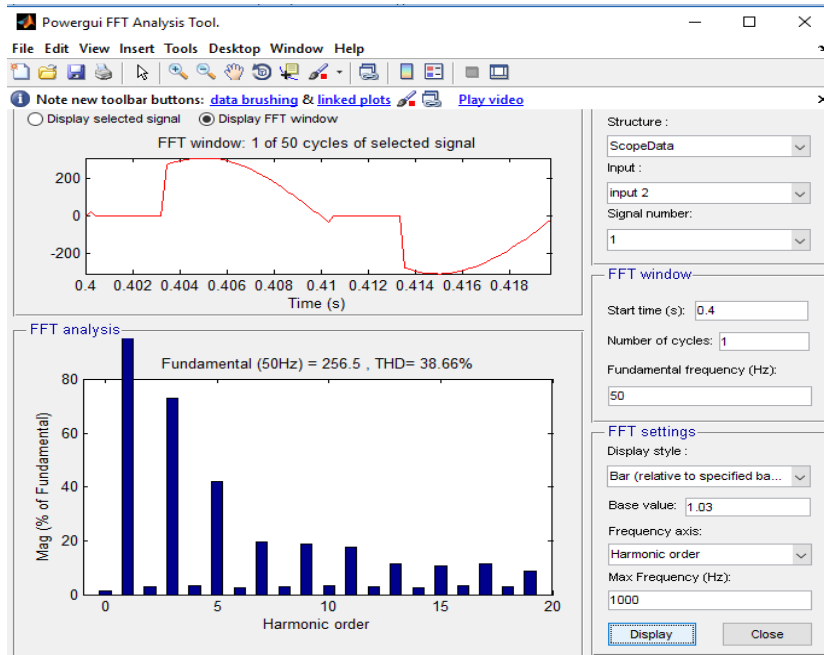


Рис. 2.8. Спектр вихідної напруги однофазного тиристорного регулятора при $\alpha = 60^\circ$

На рис. 2.9 наведені залежності відносних амплітуд гармонік від вихідної напруги. З рисунка видно, що в процесі регулювання при зменшенні вихідної напруги 3 гармоніка наближується до основної, що спотворює форму напруги і струму навантаження.

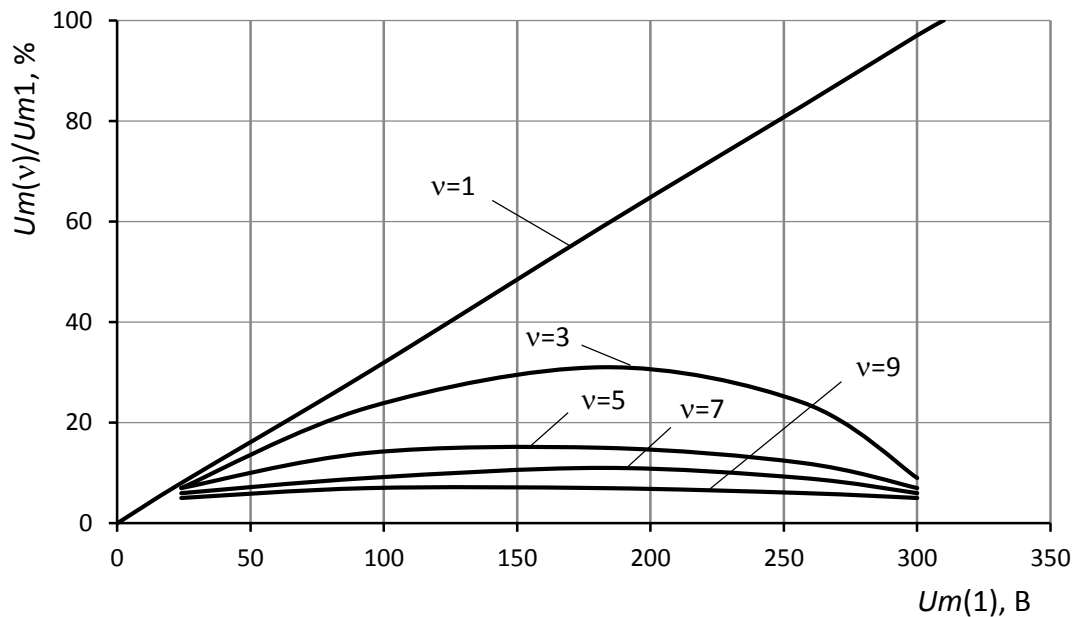


Рис. 2.9. Гармонічний склад вихідної напруги тиристорного регулятора

2.3.2. Імітаційна модель трифазного асинхронного електропривода з тиристорним регулятором напруги з фазово-імпульсним керуванням.

Імітаційна модель трифазного асинхронного електропривода (рис. 2.10) [22] складається з асинхронного двигуна АИРП80-А6У2, параметри якого наведені у вікні настройки двигуна (рис. 2.11). Двигун має підвищений опір обмотки ротора, що зумовлює підвищене ковзання при номінальному моменті, підвищений пусковий момент та невелику кратність пускового струму. Завдяки цьому, даний двигун за вентиляторного навантаження допускає регулювання частоти обертання в широкому діапазоні зміною підведеної напруги.

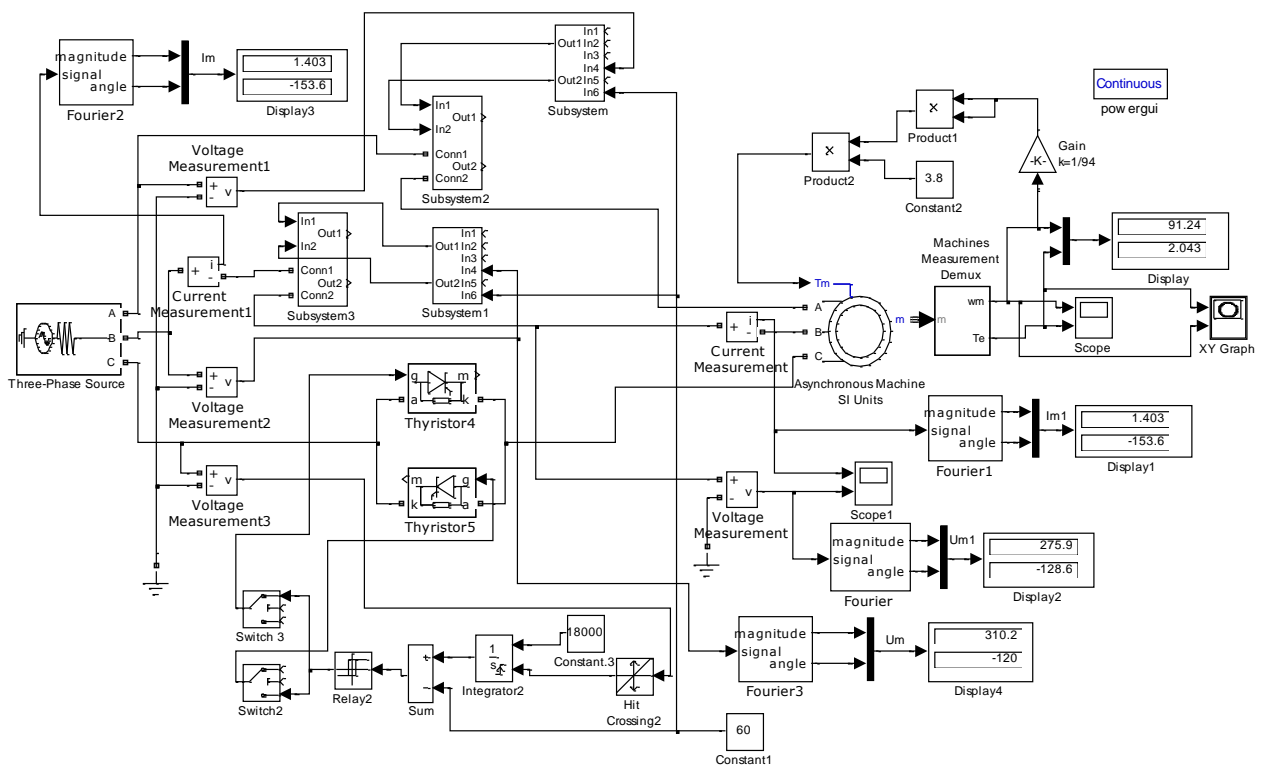


Рис. 2.10. Імітаційна модель трифазного регульованого асинхронного електропривода з тиристорним регулятором напруги з фазово-імпульсним керуванням

Блоками Gain, Product 1, Constant 2 та Product 2 створено вентиляторне навантаження для електродвигуна (момент зрушення не враховано):

$$M_C = M_H \left(\frac{\omega}{\omega_H} \right)^2, \quad (2.18)$$

де M_C , M_H – момент опору вентилятора та номінальний електромагнітний момент двигуна; ω_H , ω – номінальна та поточна частота обертання ротора двигуна.

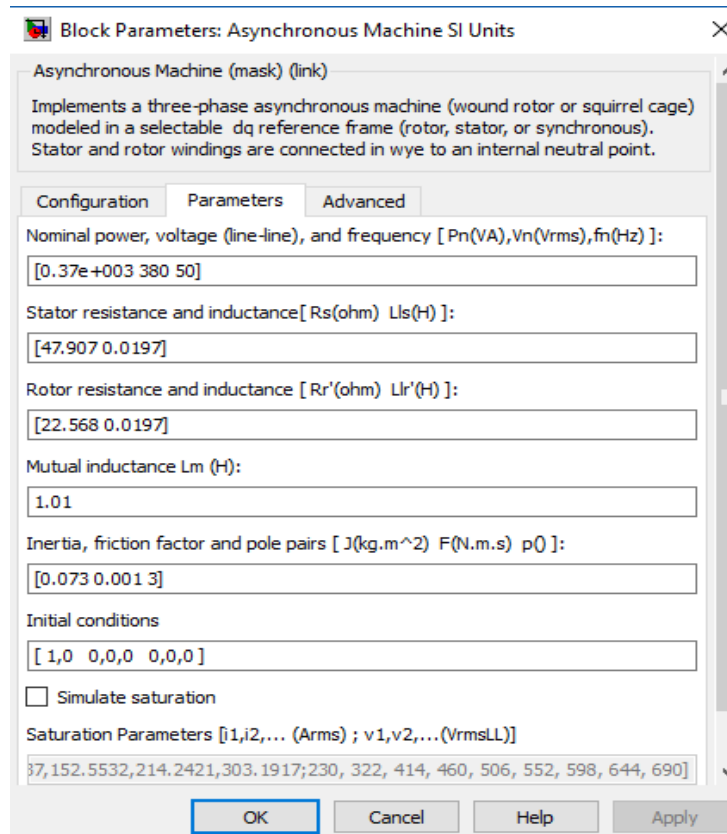


Рис. 2.11. Вікно настройки електродвигуна АИРП80-А6У2

За допомогою універсального блока вимірювання Machines Measurement Demux блоки Display і Scope отримують кількісні значення та спостерігають миттєву швидкість та електромагнітний момент двигуна, а блок XY Graph візуалізує механічну характеристику двигуна.

Трифазний тиристорний регулятор напруги складається з трьох однофазних регуляторів, кожен з яких має свою систему керування. Синхронізуючі сигнали пилкоподібної напруги з кожної фази через блоки Voltage Measurement 1, Voltage Measurement 2, та Voltage Measurement 3 надходять на відповідні

системи керування тиристорами. Для полегшення користування моделлю силові тиристорні блоки фаз А і В та їх відповідні системи керування згруповані в підсистеми Subsystem, Subsystem1, Subsystem2, Subsystem 3.

Блоки Fourier, Fourier1, Fourier 2 призначені для вимірювання гармонійних складових струму, напруги на навантаженні та напруги живлення (верхні значення) та їх початкові фази (нижнє значення).

Кут відкриття тиристорів на всі фази задається блоком Constant 1.

Призначення решти блоків було описано у попередній моделі.

На рис. 2.12 наведено форми кривих струму та напруги на навантаженні трифазного тиристорного регулятора.

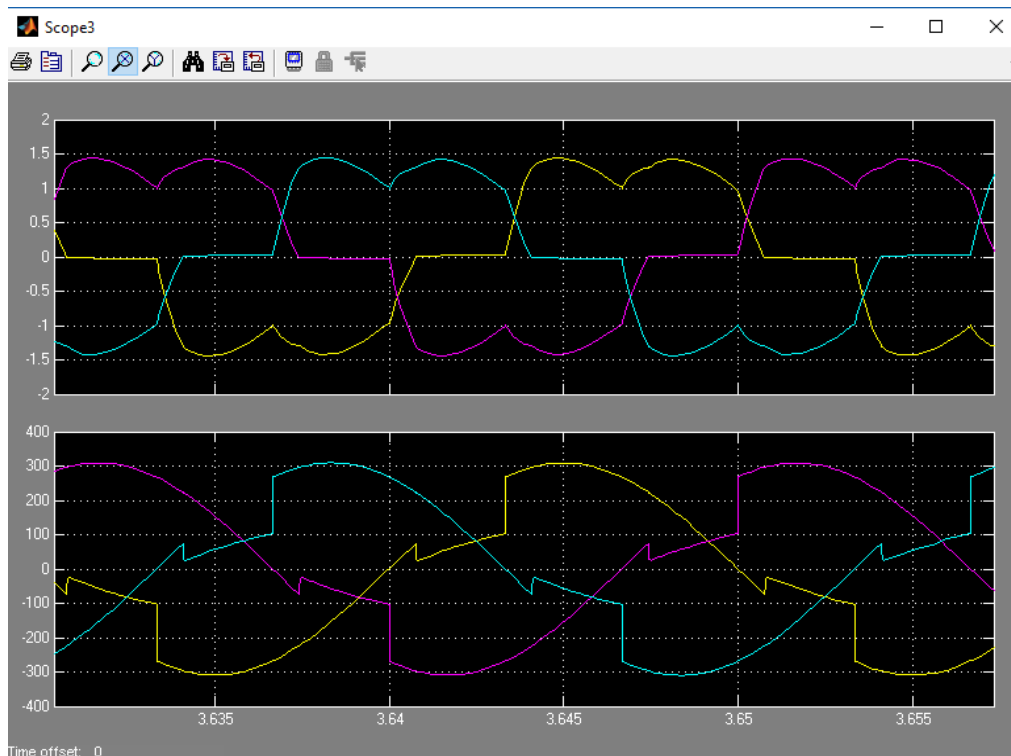


Рис. 2.12. Миттєві значення струму (верхня крива) і напруги (нижня крива) на навантаженні при $\alpha = 60^\circ$

Як видно з рисунка, тиристор, аналогічно для однофазного регулятора, через наявність індуктивності в навантаженні закривається з деяким запізненням, коли струм тиристора досягає

нульового значення. Форма кривої струму має провал у верхній частині синусоїди. Це зумовлено тим, що на даній ділянці вимкнена одна фаза. Якщо розглянути форму кривої напруги, то з рисунка видно, що на вимкненій фазі напруга не дорівнює нульовому значенню. Потенціал напруги формується двома іншими увімкненими фазами. Тобто, створюється перекик фазних напруг на обмотках двигуна.

Залежність амплітуди основної гармоніки вихідної напруги від кута відкривання α наведено на рис. 2.13.

Характеристика має нелінійний характер. Вихідна напруга регулятора при зміні кута відкривання до 50° майже не змінюється, а після 50° – різко спадає.

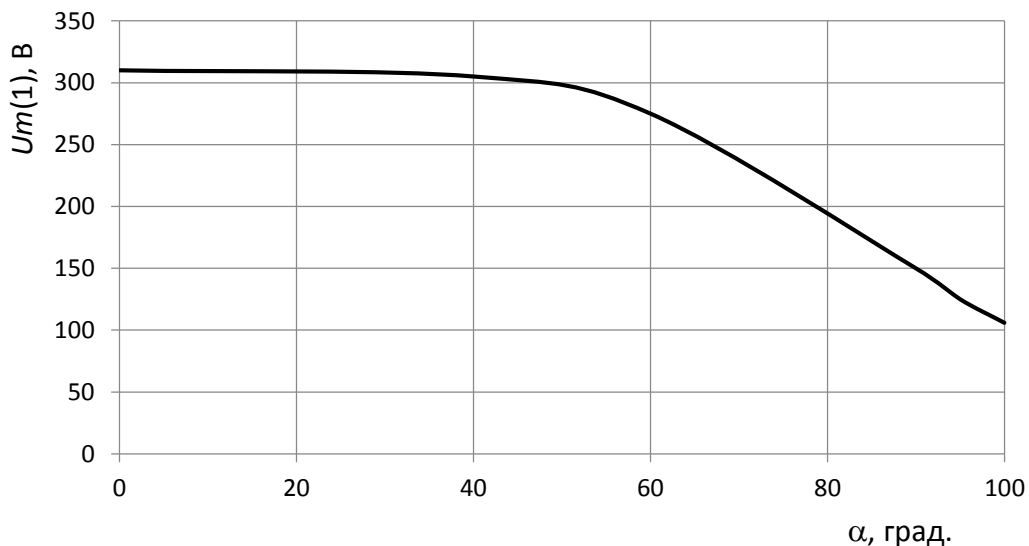


Рис. 2.13. Регульовальна характеристика трифазного тиристорного регулятора напруги

Спектр вихідної напруги та струму наведено на рис. 2.14 та 2.15. Спектр вихідної напруги вміщує всі непарні гармоніки. Спектр струму має також непарні гармоніки крім третьої та кратних їй.

На рис. 2.16 та 2.17 наведені залежності відносних амплітуд гармонік напруги та струму від величини вихідної напруги. З рис. 2.16 видно, що вища 3 гармоніка напруги домінує і в процесі зниження вихідної напруги вона наближується до основної і, при $U_{m(1)} < 150$ В, навіть перевищує основну.

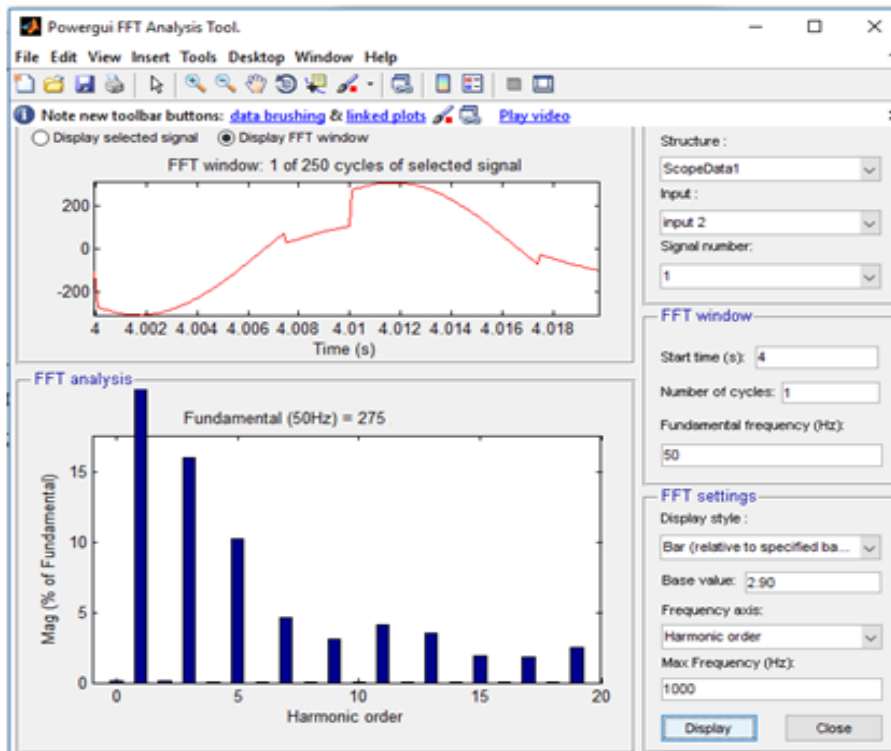


Рис. 2.14. Спектр вихідної напруги трифазного тиристорного регулятора при $\alpha = 60^\circ$

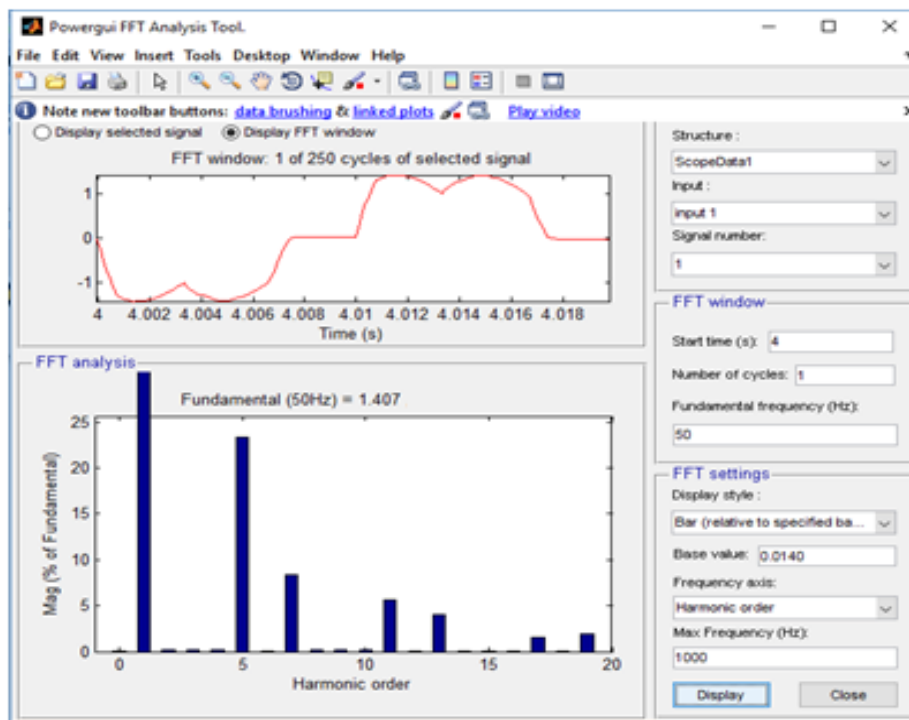


Рис. 2.15. Спектр струму трифазного тиристорного регулятора при $\alpha = 60^\circ$

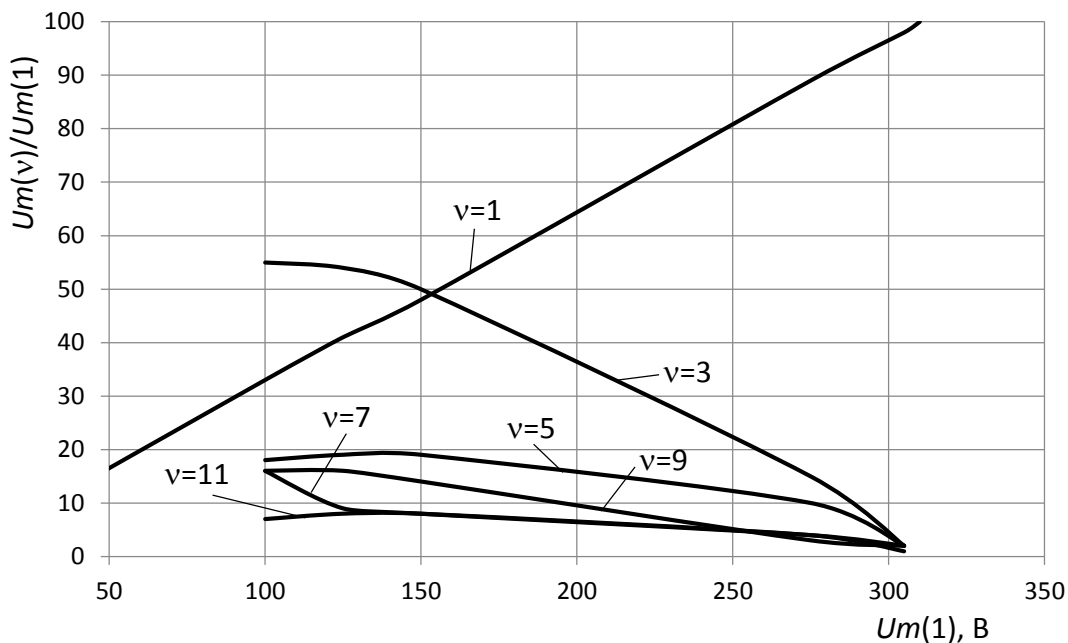


Рис. 2.16. Гармонічний склад вихідної напруги трифазного тиристорного регулятора

Аналізуючи спектральний склад струму (рис. 2.17) можна сказати, що перша вища гармоніка 5, вона домінує і найбільше спотворює форму струму. Максимального значення 5 гармоніка набуває при значенні вихідної напруги на рівні 130 В.

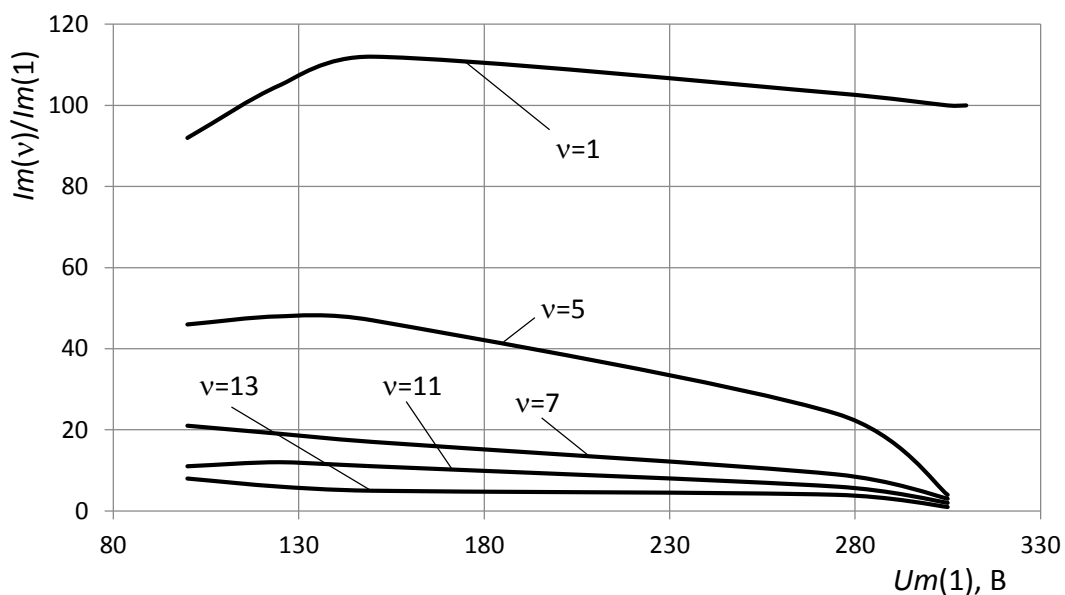


Рис. 2.17. Гармонічний склад струму на навантаженні трифазного тиристорного регулятора

На рис. 2.18 наведена регулювальна характеристика трифазного асинхронного електропривода з тиристорним регулятором напруги. Характеристика отримана на комп'ютерній моделі і наведена у відносних одиницях, тобто поточні значення величин розділені на відповідні їх номінальні значення. Дослідження характеристики здійснювали при зміні величини напруги від $0,34U_H$ до U_H . Для регулювальної характеристики $n^*=f(U^*)$ значення швидкості за відповідної напруги записували з вимірювального блоку Display (верхнє значення).

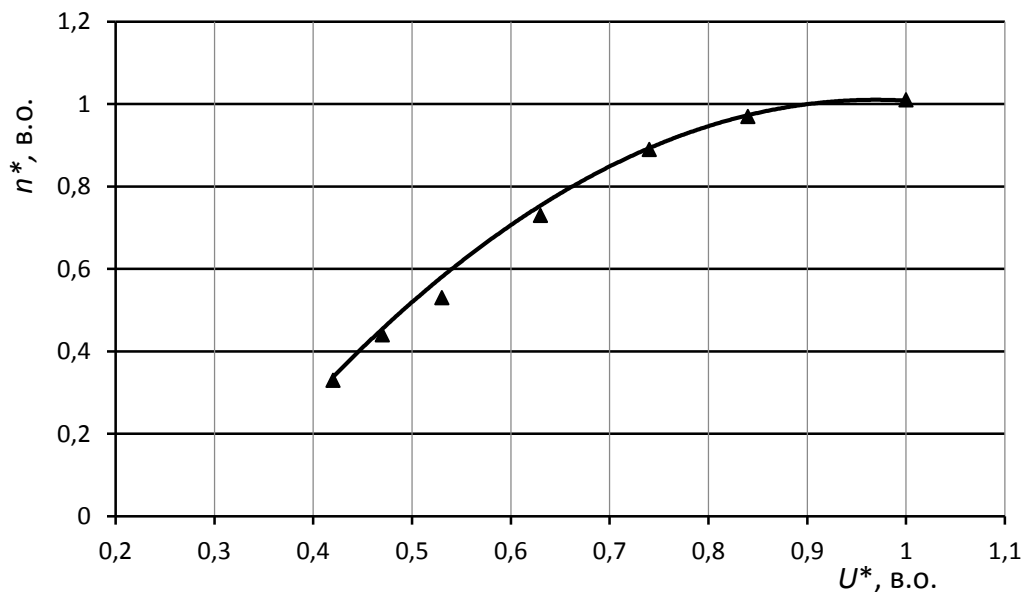


Рис. 2.18. Регулювальна характеристика трифазного регульованого асинхронного електропривода з тиристорним регулятором напруги з фазово-імпульсним керуванням

Для перевірки достовірності отриманих результатів на комп'ютерній моделі було проведено дослідження на лабораторному стенді регульованого електропривода осьового вентилятора ВО-7,1М з двигуном АИРП80А6У2 (див. розділ 4). За результатами досліджень отримали залежність у відносних одиницях $n^*=f(U^*)$, яка на рис. 2.18 наведена у вигляді трикутних маркерів.

Порівняння отриманих результатів свідчить, що відхилення показів комп'ютерної моделі й лабораторного стенду не перевищує 5%. Тобто можна стверджувати, що результати

досліджень підтвердили адекватність комп'ютерної моделі реальним характеристикам електропривода.

2.3.3. Імітаційна модель однофазного напівпровідникового регулятора напруги на базі широтно-імпульсного перетворювача.

Імітаційну модель напівпровідникового перетворювача з широтно-імпульсним керуванням наведено на рис. 2.19. У складі силового блоку перетворювача є діодний міст Universal Bridge, у діагональ змінної напруги якого послідовно увімкнено джерело змінної напруги AC Voltage Source і активне навантаження Series RLC Branch [26, 28]. У діагональ постійної напруги увімкнений силовий транзистор IGBT, який виконує роль ключа для вмикання і вимикання силового кола.

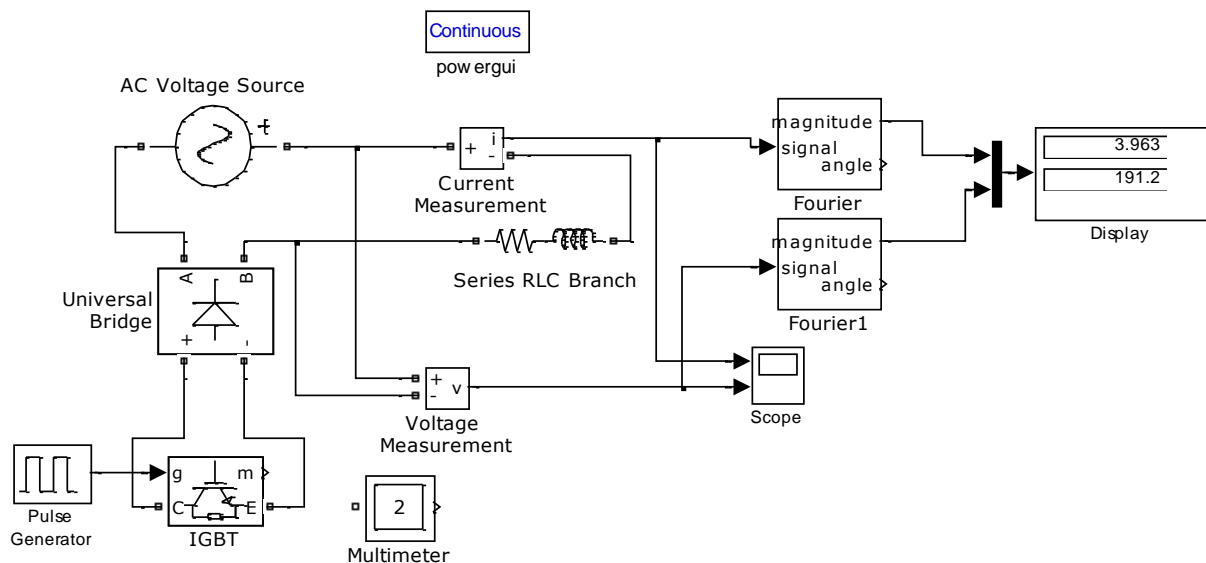


Рис. 2.19. Імітаційна модель однофазного регулятора напруги з широтно-імпульсним керуванням

У комп'ютерну модель введено блок Multimeter для вимірювання миттєвих значень струму та напруги напівпровідникових елементів діодного моста, які вибираються в полі Measurement даного вимірювального блока.

Для регулювання вихідної напруги регулятора використовують два параметри: час періоду комутації T_K і час роботи транзисторного ключа t_P за період комутації. Керування транзистором регулятора напруги здійснює блок Pulse Generator. У полях вікна настройки (рис. 2.20) задається T_K (Period, c) і t_P (Pulse Width, %).

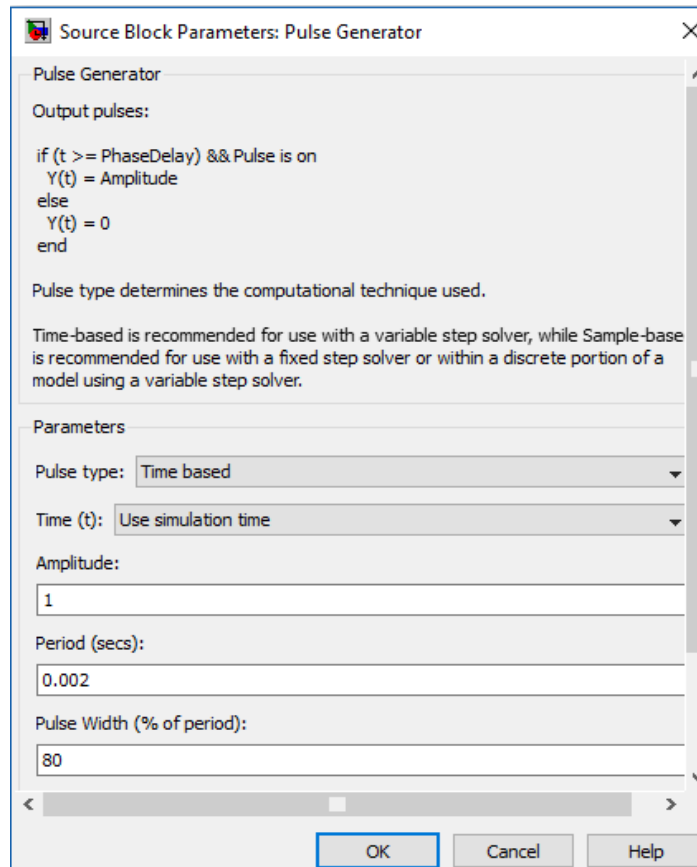


Рис. 2.20. Вікно настройки блока керування транзисторним ключем

Результати роботи однофазного регулятора напруги наведено на рис. 2.21. Як впливає з осцилограми, синусоїда вихідної напруги регулятора з широтно-імпульсним керуванням порізна з періодом, який складається з часу увімкненого і вимкненого стану силового транзистора. Струм на навантаженні має переривистий характер, тобто за час паузи транзисторного ключа він спадає до нульового значення. До того ж, при комутації транзисторного ключа через індуктивність на навантаженні виникають імпульси

зворотної напруги в силовому колі, що потрібно враховувати під час вибору параметрів регулятора.

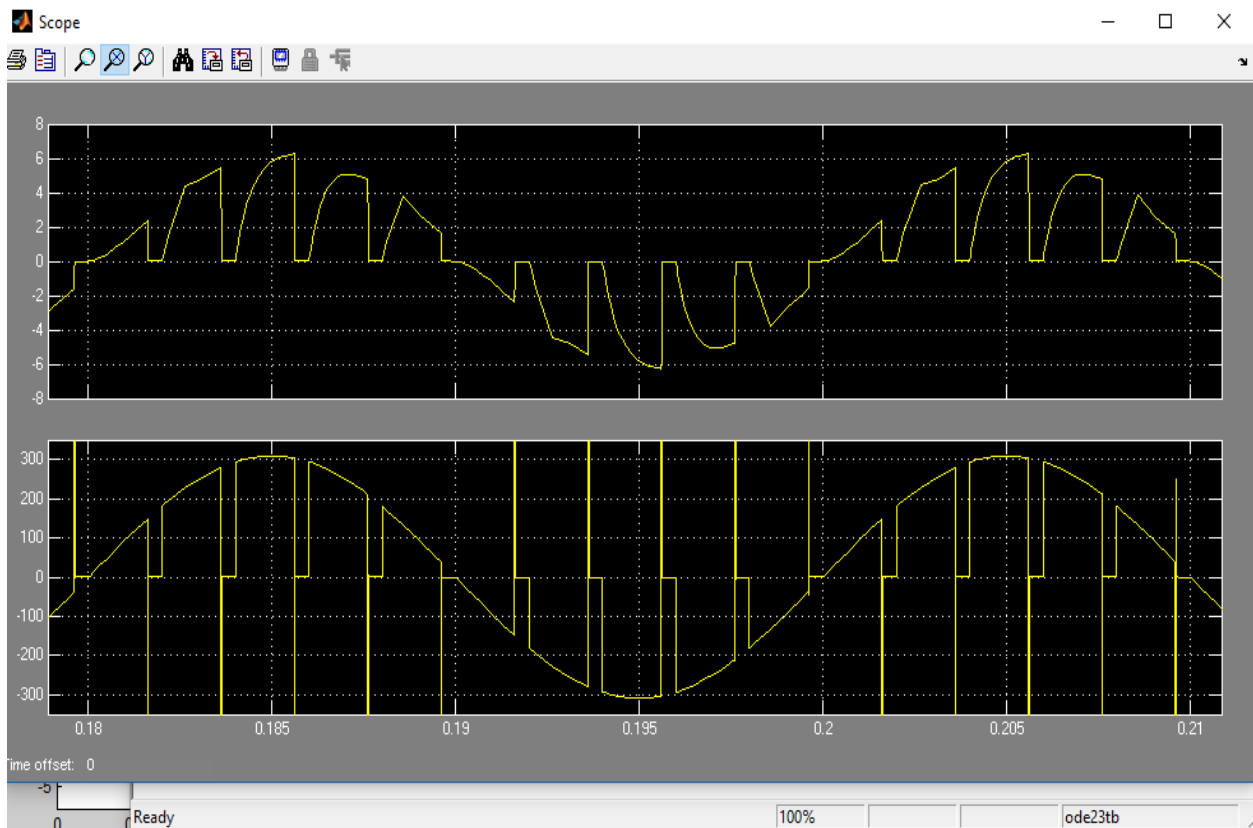


Рис. 2.21. Миттєві значення струму (верхня крива) і напруги (нижня крива) на навантаженні при $t_p= 80\%$ і $\kappa= 10$ ($U_{imn.max}= 11000$ В, $U_m(1)= 191$ В)

Для вибору частоти комутації транзисторного ключа було здійснено дослідження з визначення залежності від частоти комутації транзисторного ключа величини імпульсу зворотної напруги (рис. 2.22).

Дослідження здійснювалися так. У вікні настройки блока керування Pulse Generator з кроком 500 Гц задаємо частоту комутації (у вікні настройки частота задається як період комутації Period, с) від 500 до 3000 Гц. Для кожної частоти комутації вибираємо такий час роботи транзисторного ключа за період комутації, який відповідає величині амплітудного значення вихідної напруги основної частоти (50 Гц) $U_{m(1)} = 257 \pm 1$ В.

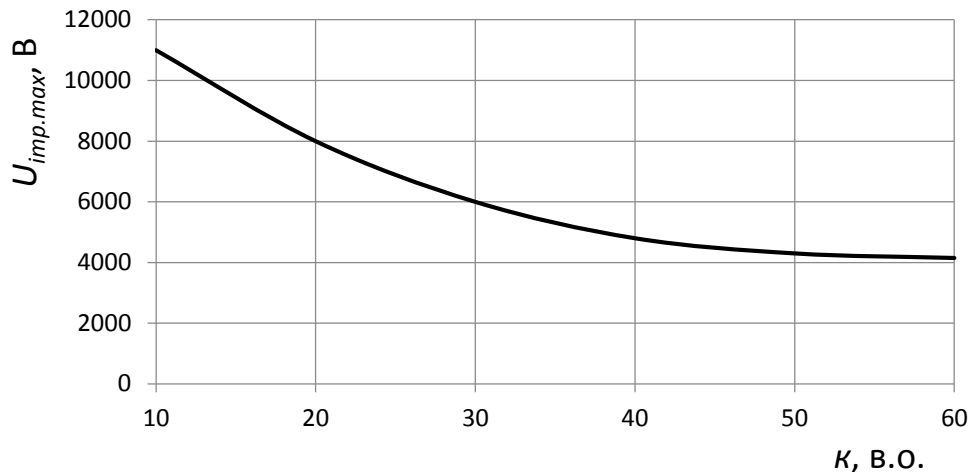


Рис. 2.22. Залежність імпульсу зворотної напруги від кратності частоти комутації

Як впливає з отриманої залежності (рис. 2.22), величина імпульсу зворотної напруги різко зменшується до частоти комутації $f_k = 2000$ Гц. При подальшому збільшенні частоти комутації необхідно враховувати динамічні теплові втрати транзисторного ключа.

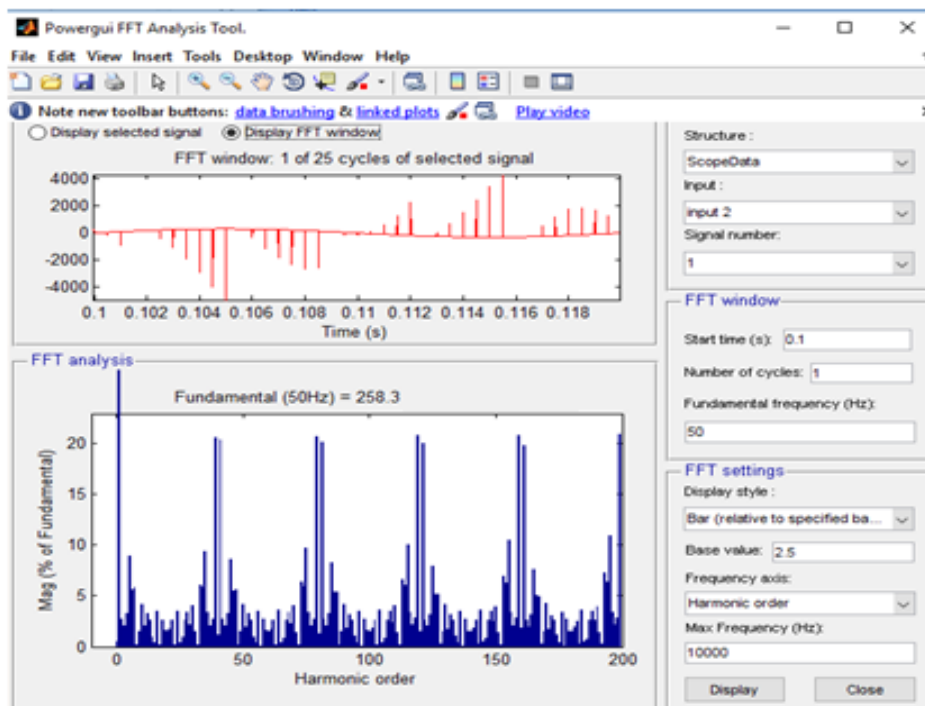


Рис. 2.23. Спектр вихідної напруги регулятора напруги з широтно-імпульсним керуванням ($f_k = 2000$ Гц, $t_p = 97,9\%$)

Спектр вихідної напруги та струму, наведений на рис. 2.23 та 2.24, в яких домінують непарні вищі гармоніки, кратні частоті комутації. Тобто, при частоті комутації $f_k = 2000$ Гц ($\kappa = 40$) вищі гармоніки проявляються на рівні 39 і 41, 79 і 81, 159 і 161 і т.д. Спектр напруги має незначний фон інших гармонік, величина яких не перевищує 10%. Це пояснюється спотворенням форми вихідної напруги імпульсами зворотної напруги.

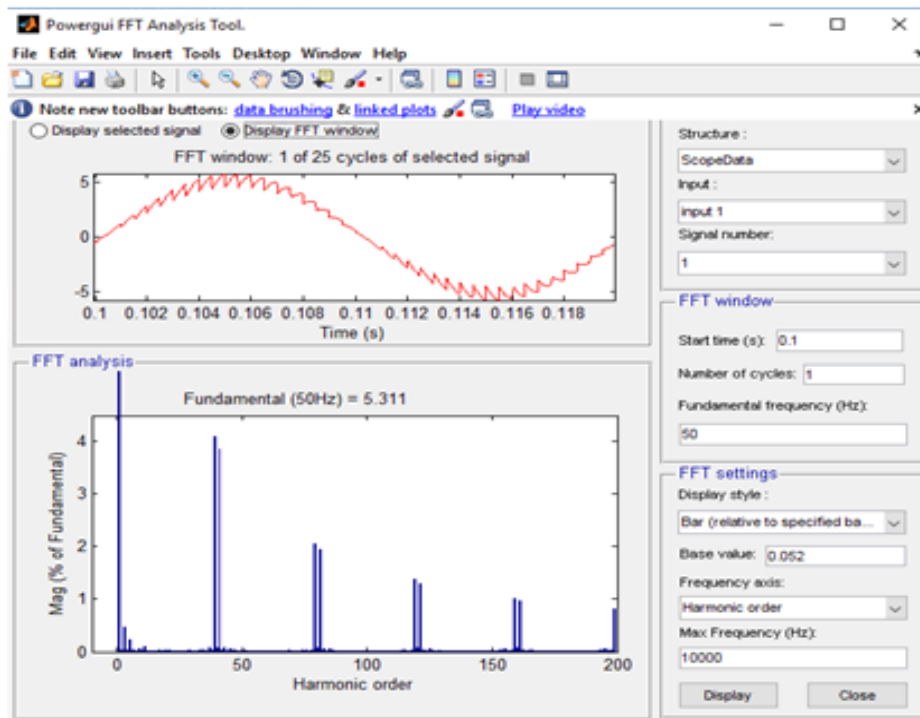


Рис. 2.24. Спектр струму регулятора напруги з широтно-імпульсним керуванням ($f_k = 2000$ Гц, $t_p = 97,9$ %)

2.3.4. Імітаційна модель трифазного напівпровідникового регулятора напруги на базі широтно-імпульсного перетворювача.

Імітаційна модель трифазного напівпровідникового перетворювача з широтно-імпульсним керуванням наведена на рис. 2.25. У складі силового блоку перетворювача [25, 30] є трифазне джерело живлення Three-Phase Source, у кожній фазі якого увімкнено активно-індуктивне навантаження RL, трифазний діодний міст UniversalBridge. Блоками RL імітується активний опір та індуктивність обмотки статора електродвигуна. У коло

постійної напруги діодного моста увімкнено силовий транзистор IGBT, який виконує роль ключа для вмикання і вимикання силового кола.

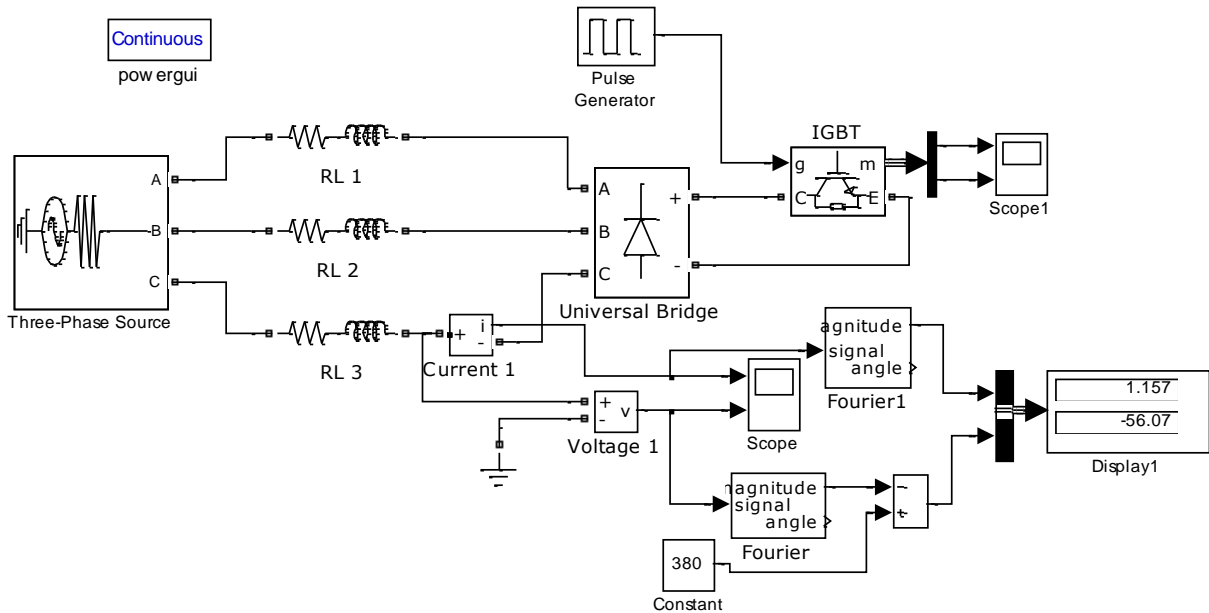


Рис. 2.25. Імітаційна модель трифазного регулятора напруги з широтно-імпульсним керуванням

Керування роботою транзистора здійснюється блоком Pulse Generator, в якому задається частота комутації та час увімкненого стану транзистора.

Решта блоків моделі допоміжні й використовуються для визначення миттєвих значень напруги та струму (блок Scope), а також їх амплітудні величини для основної гармоніки (блок Display 1) та спектральний склад (блок powergui).

Як впливає з осцилограми блока Scope (рис. 2.26), синусоїда вихідної напруги перетворювача з широтно-імпульсним керуванням порізнана з періодом, який складається з часу увімкненого і вимкненого стану силового транзистора. Таким чином, створена модель трифазного перетворювача напруги працездатна і відтворює задані параметри вихідної напруги живлення електродвигуна.

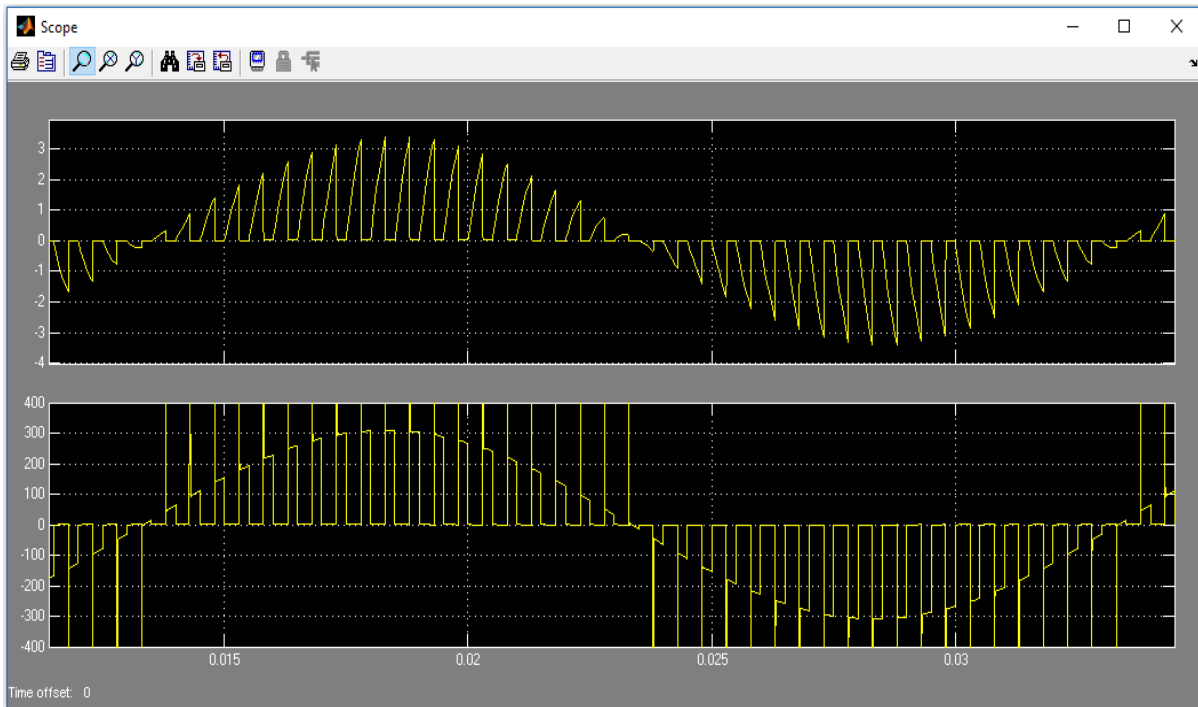


Рис. 2.26. Миттєві значення струму (верхня крива) і напруги (нижня крива) на навантаженні при $t_p=60\%$ і $f_k=2000$ Гц ($T_k=0,0005$ с, $\kappa=40$)

Регулювальною характеристикою для трифазного регулятора на основі ШПІ (рис. 2.27) є залежність вихідної напруги $U_m(1)$ від тривалості увімкненого стану транзисторного ключа за період перемикання t_p . Як впливає з рисунку, ця характеристика має лінійну ділянку з плавною зміною вихідної напруги ($t_p < 99\%$) і нелінійну з різкою зміною напруги ($t_p > 99\%$). Такий характер регулювальної характеристики потребує під час розробки регулятора напруги використання двозонного регулювання – "грубе регулювання" і "тонке регулювання".

Спектр струму трифазного регулятора напруги з широтно-імпульсним керуванням (рис. 2.28) аналогічний однофазному (рис. 2.24), в якому домінують непарні вищі гармоніки, кратні частоті комутації. Тобто, за частоти комутації $f_k=2000$ Гц ($\kappa=40$) вищі гармоніки проявляються на рівні 39 і 41, 79 і 81 і т.д. Спектр струму має незначний фон інших гармонік, величина яких не перевищує 3%.

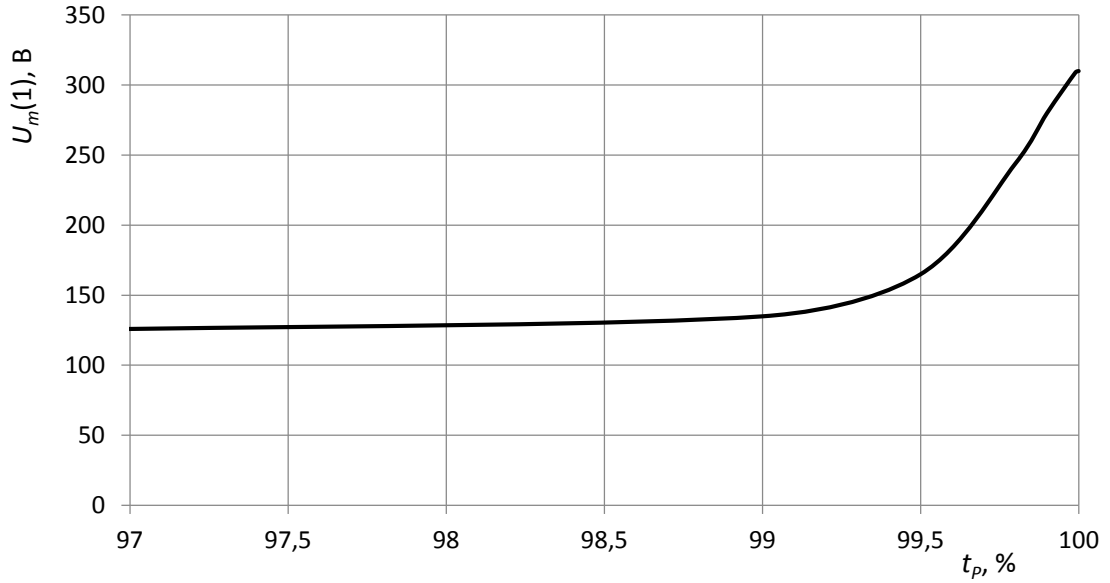


Рис. 2.27. Регулювальна характеристика трифазного регулятора напруги з широтно-імпульсним керуванням

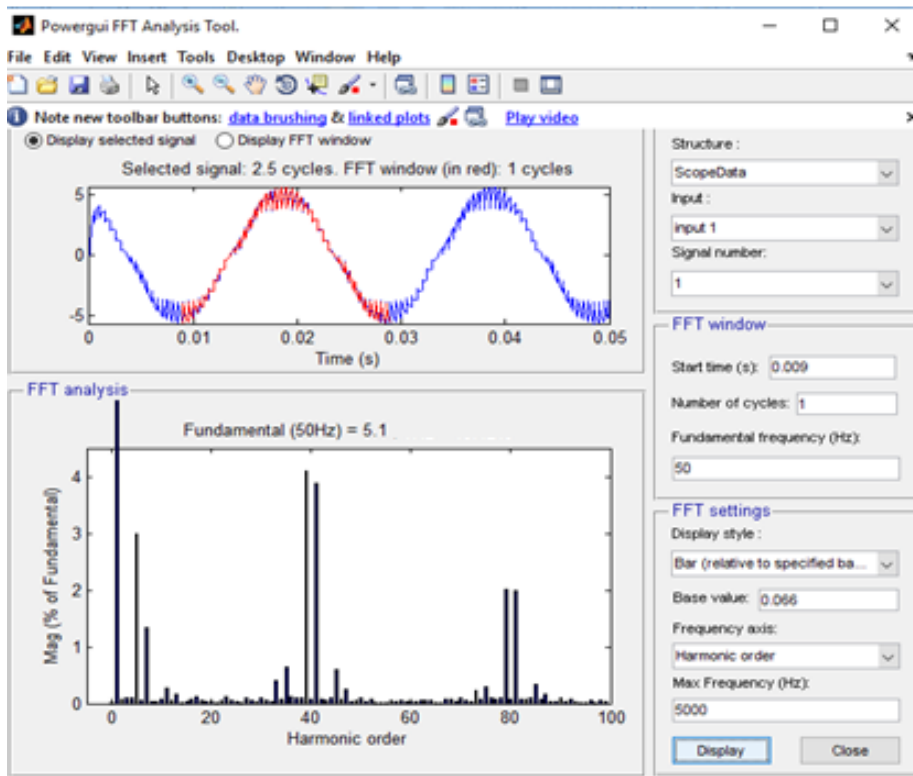


Рис. 2.28. Спектр струму трифазного регулятора напруги з широтно-імпульсним керуванням ($t_p = 98,8\%$, $f_k = 2000$ Гц, $U_m(1) = 244$ В)

Аналізуючи спектральний склад струму залежно від вихідної напруги (рис. 2.29), можна стверджувати, що основна гармоніка (50 Гц) домінує на всьому інтервалі регулювання.

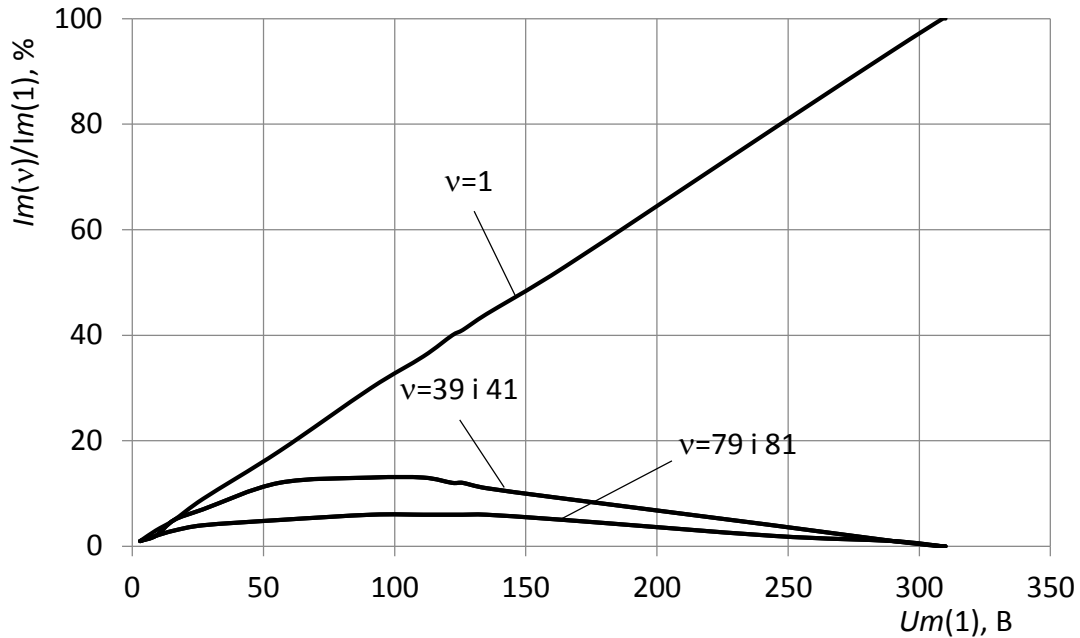


Рис. 2.29. Гармонічний склад струму трифазного регулятора напруги на базі ШІП

2.3.5. Імітаційна модель трифазного асинхронного електропривода з напівпровідниковим регулятором напруги з широтно-імпульсним керуванням.

Основу силової частини регулятора напруги становлять по два транзистори в кожній фазі, які включені зустрічно-паралельно (рис. 2.30). Керування ними проводиться блоком Pulse Generator. Керуючі імпульси одночасно подаються на затвор транзистора "g". Вмикаються ті транзистори, на яких напруга колектор-емітер додатна. Тобто, у кожній фазі один транзистор працює на додатну напівхвилю, інший – на від'ємну. Таким чином, напруга від джерела живлення до електродвигуна одночасно по всіх фазах подається й вимикається. Форма вихідної напруги регулятора наведена на рис. 2.31. Таке керування регулятором напруги не

потребує синхронізації керуючих імпульсів з фазною напругою. Зсув фаз напруг зберігається, але є проблема із захистом транзисторів від зворотних імпульсів напруги.

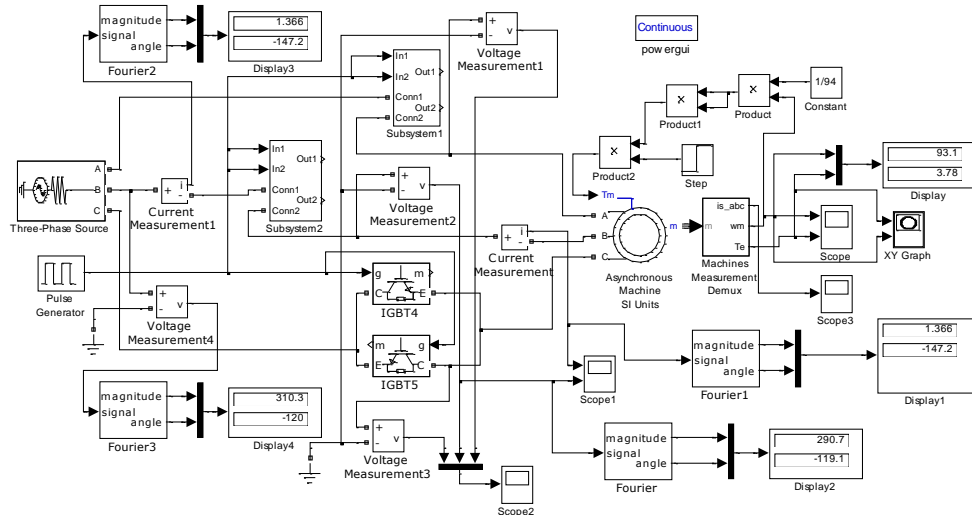


Рис. 2.30. Імітаційна модель трифазного асинхронного електропривода з регулятором напруги на основі ШП

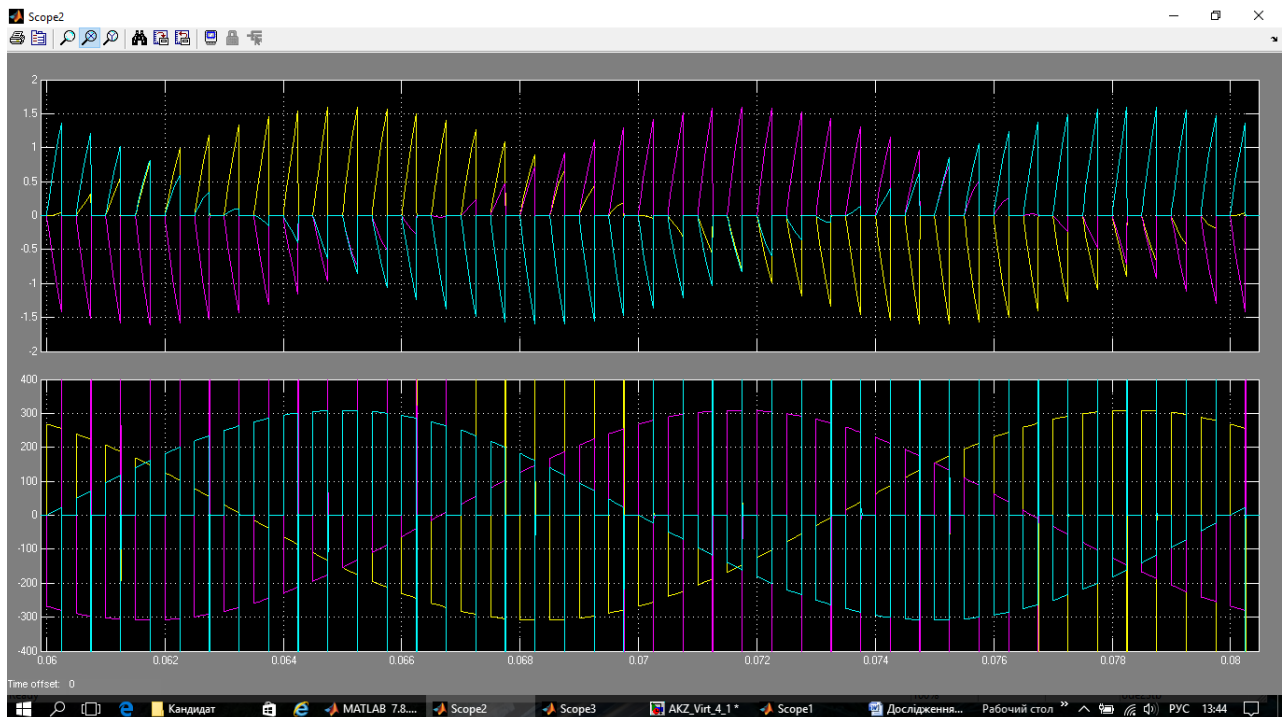


Рис. 2.31. Миттєві значення струму (верхня крива) і напруги (нижня крива) на навантаженні при $t_p = 50\%$ і $f_k = 2000$ Гц

Спектр струму імітатора трифазного регулятора напруги з широтно-імпульсним керуванням (рис. 2.32) аналогічний моделі трифазного ШП (рис. 2.28), в якому домінують непарні вищі гармоніки, кратні частоті комутації. Тобто, при частоті комутації $f_K = 2000$ Гц ($\kappa = 40$) вищі гармоніки проявляються на рівні 39 і 41, 79 і 81-ї і т. д. Спектр струму має незначний фон інших гармонік.

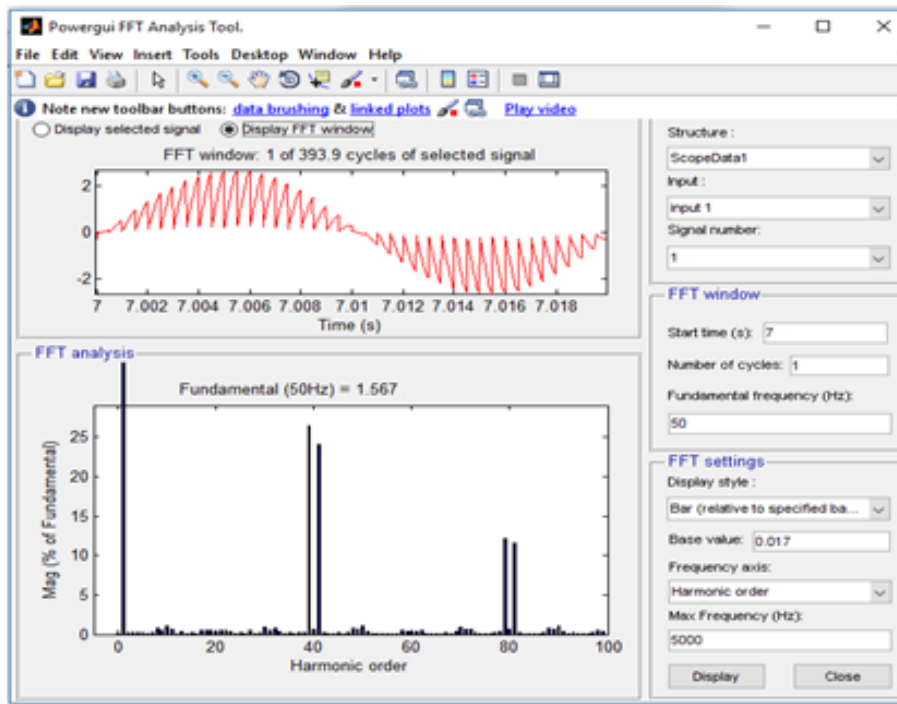


Рис. 2.32. Спектр струму регульованого трифазного асинхронного електропривода з регулятором напруги з широтно-імпульсним керуванням ($t_p = 95,5\%$, $f_K = 2000$ Гц, $U_m(1) = 165$ В)

На рис. 2.33 наведено робочі характеристики трифазного регульованого асинхронного електропривода з широтно-імпульсним перетворювачем напруги. Характеристики отримані на комп'ютерній моделі (рис. 2.30) і наведені у відносних одиницях. Дослідження характеристик проводили при зміні величини напруги від $0,53U_H$ до U_H . Для регульовальної характеристики $n^* = f(U^*)$ значення швидкості за відповідної напруги записували з вимірювального блока Display (верхнє значення). Значення потужності для енергетичної характеристики $P_2^* = f(U^*)$ визначали як добуток $P_2^* = M_2\omega / P_H$, де M_2 – поточне

значення електромагнітного моменту електродвигуна (блок Display нижнє значення).

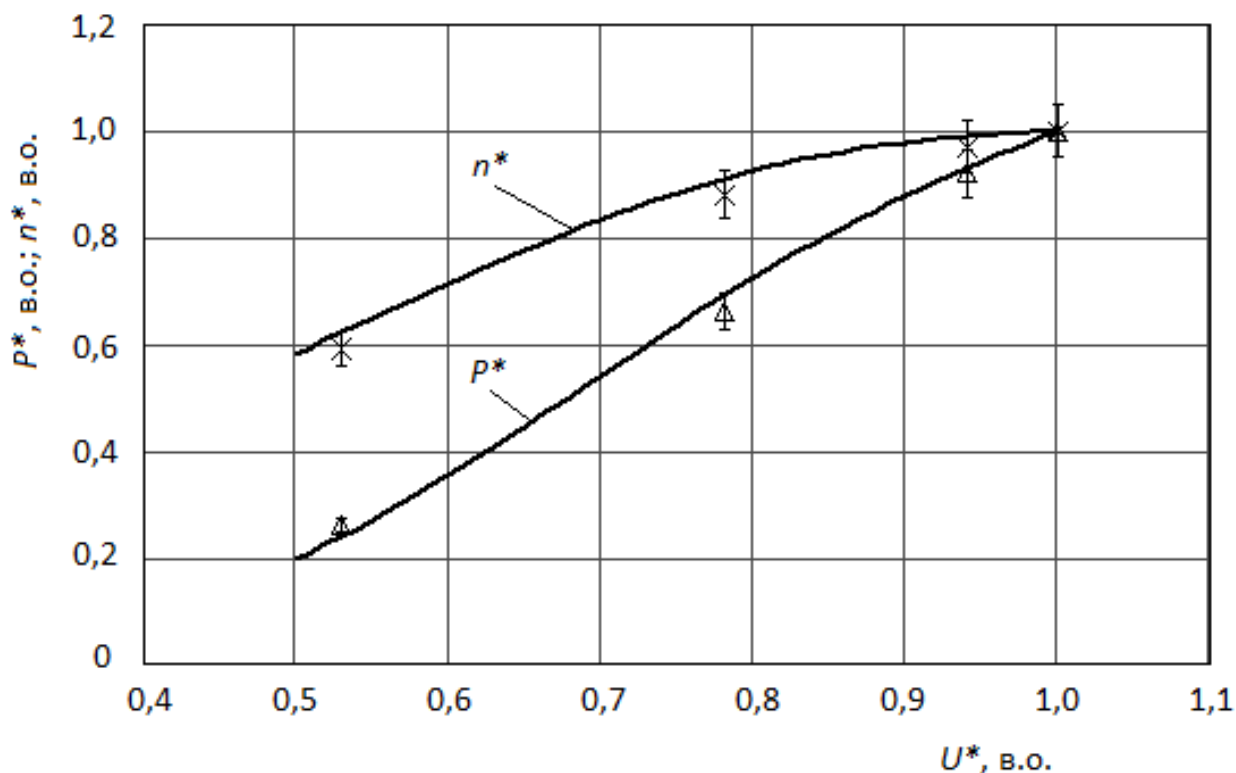


Рис. 2.33. Робочі характеристики трифазного регульованого асинхронного електропривода з широтно-імпульсним регулятором напруги

Для перевірки достовірності отриманих результатів на комп'ютерній моделі було здійснено дослідження на експериментальній установці регульованого електропривода осьового вентилятора ВО-7,1М з двигуном АИРП80А6У2 і широтно-імпульсним регулятором напруги (див. розділ 3). За результатами досліджень отримали залежності у відносних одиницях $n^*=f(U^*)$, $P_2^*=f(U^*)$, які наведені на рис. 2.33 як маркери, відповідно, для регульовальної характеристики трикутником Δ , для енергетичної – х.

Порівняння отриманих результатів показало, що відхилення показів комп'ютерної моделі і лабораторного стенду не перевищує 5%. Тобто, можна сказати, що результати досліджень підтвердили адекватність комп'ютерної моделі реальним характеристикам електропривода.

Перехідний процес пуску електродвигуна за моментом і швидкістю наведено на рис. 2.34. Специфіка регульованого електропривода з регуляторами напруги на базі широтно-імпульсного і фазово-імпульсного керування виявляється в характері перехідного процесу за моментом, значення якого має деяку пульсацію. Водночас, за рахунок інерційності робочої машини (осьового вентилятора), пульсація моменту суттєво не впливає на коливання швидкості електродвигуна.

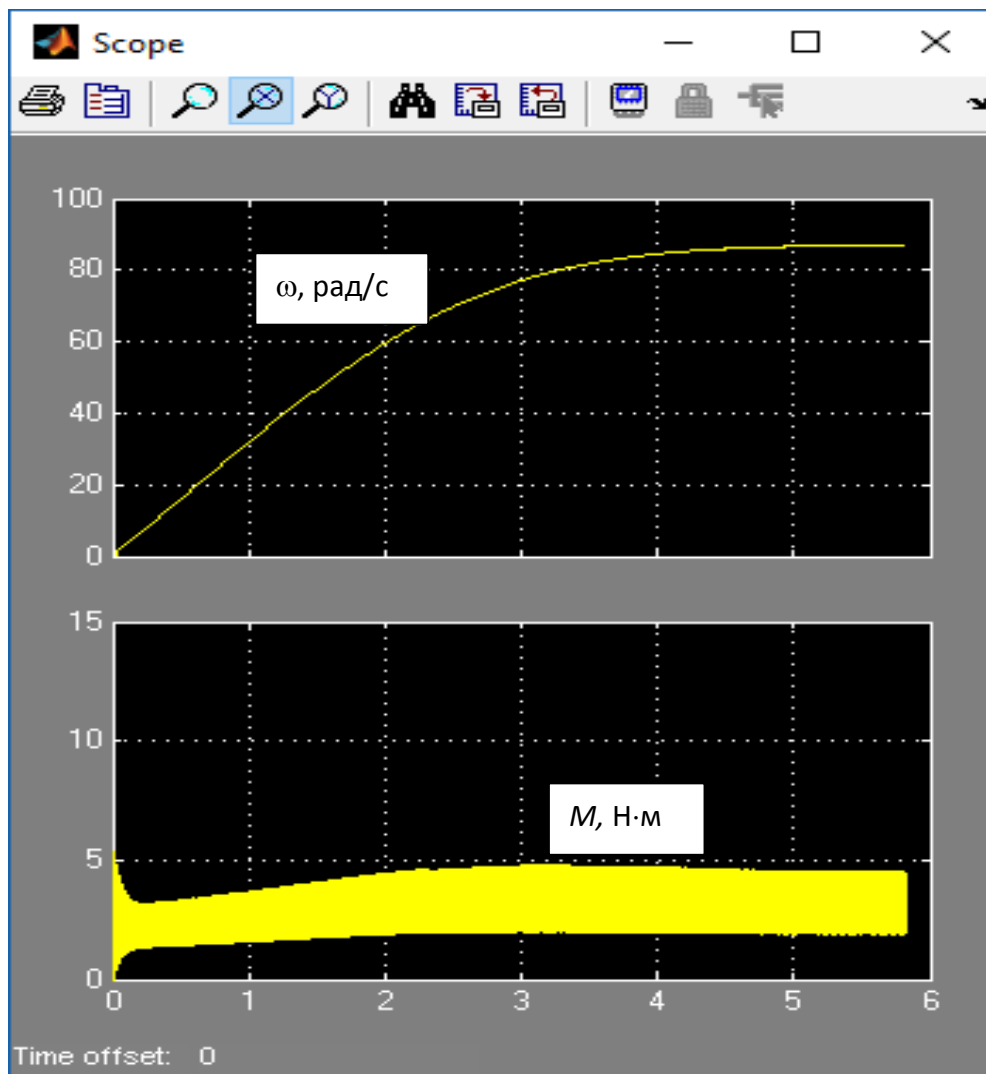


Рис. 2.34. Перехідний процес регульованого трифазного електропривода на базі широтно-імпульсного керування ($t_p = 95,5\%$, $f_k = 2000$ Гц)

РОЗДІЛ 3

РОЗРОБКА ІНЖЕНЕРНОГО МЕТОДУ ЗАХИСТУ ТРАНЗИСТОРНОГО КЛЮЧА ВІД ІМПУЛЬСІВ ЗВОРотної НАПРУГИ З УРАХУВАННЯМ ВИХІДНИХ ДАНИХ КОМП'ЮТЕРНОГО МОДЕЛЮВАННЯ

3.1. Особливості вибору снабберних кіл для транзисторного ключа

Будь-який силовий електронний ключ характеризується наявністю розподіленої паразитної індуктивності L_{Π} . До того ж, індуктивність є і в навантаженні L_H . Ця особливість важлива для силових кіл імпульсних перетворювачів. При комутації з великою частотою виникає перенапряга на виводах електронних ключів. Наприклад, при вимиканні IGBT-транзистора напруга на колекторі відносно потенціалу шини живлення U_D зростає на величину:

$$\Delta U = \Sigma L \times di_K/dt, \quad (3.1)$$

де $\Sigma L = L_{\Pi} + L_H$ – сумарна індуктивність у колі, di_K/dt – швидкість спадання струму в колекторі.

У результаті, сумарна напруга "колектор-емітер" $\Sigma U_{KE} = U_D + \Delta U \gg U_{\text{доп}}$ може перевищити допустимі значення і вивести транзистор з ладу. Як зазначено раніше, напруга зростає в процесі спадання прямого струму, відповідно, снабберні кола на вимиканні виконують такі функції:

- обмеження швидкості зростання амплітуди імпульсу напруги;
- розділення в часі процесу спадання струму і зростання напруги, що знижує потужність втрат при вимиканні.

Для захисту від перенапруг можуть бути використані снабберні кола різної конфігурації [11, 93, 106].

Для обмеження перехідних перенапруг здебільшого використовують спеціальні снабберні конденсатори, розміщені безпосередньо на KE-виводах IGBT-транзистора. Конструкція снабберної ємності повинна забезпечувати не тільки мінімальну розподілену індуктивність, а й доступність під'єднання до

силового електронного ключа. Перевага: малі втрати в снаббері, що безпосередньо впливає на зменшення перенапруги в моменти вмикання і вимикання транзисторного ключа. Недоліки: можливість виникнення резонансних коливань струму і напруги між захисним конденсатором і паразитними індуктивностями.

Для зменшення добротності паразитного коливання коливального контуру послідовно з конденсатором встановлюють резистор "RC-снаббер", або резистор з діодом "RCD-снаббер". Така схема, зазвичай, використовується в низьковольтних перетворювачах. Варто зауважити, що кожний елемент снаббера має власну індуктивність. Крім того, зі збільшенням елементів зростає й кількість з'єднань, що також збільшує паразитну індуктивність снабберного кола.

Виходячи з вищезазначеного, з точки зору вартості й масогабаритних показників перетворювальної установки доцільно використовувати найпростіші снаббери, розміщувати їх якомога ближче до захисного силового електронного ключа, конструювати їх з низькоомних низькоіндуктивних резисторів і низькоіндуктивних конденсаторів. Діод може бути видалений за умови вибору оптимального значення опору, що задовольняє умови процесу вмикання/вимикання електронного ключа [93, 98].

3.2. Математичний опис для розрахунку снабберного RC-кола.

3.2.1. Загальні аналітичні вирази.

Для дослідження динамічних процесів снабберного кола IGBT-транзисторного ключа на рис. 3.1 використано схему імпульсного послідовного стабілізатора понижуючої дії (чопперна схема) [77].

За законом Кірхгофа можна записати наступні рівняння:

$$\left. \begin{aligned} U_D &= e_L + e_{KE} + L_{S1} \cdot \frac{di}{dt}; \\ e_L &= L \cdot \frac{di_L}{dt} + R \cdot i_L; \\ e_{KE} &= L_{S2} \cdot \frac{di_S}{dt} + R_S \cdot i_S + \frac{1}{C_S} \int i_S dt; \\ i_L &= i_{KE} + i_S + i_d; \\ i &= i_{KE} + i_S, \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

де U_D – напруга живлення; e_L , e_{KE} – падіння напруги на індуктивності L та виводах "колектор-емітер" транзисторного ключа; L , L_{S1} , L_{S2} – індуктивності; R , R_S – активний опір; C_S – ємність конденсатора снабберного кола; i , i_L , i_{KE} , i_S – струм, відповідно, у транзисторному ключі, індуктивності L , у колі "колектор-емітер", у колі снаббера.

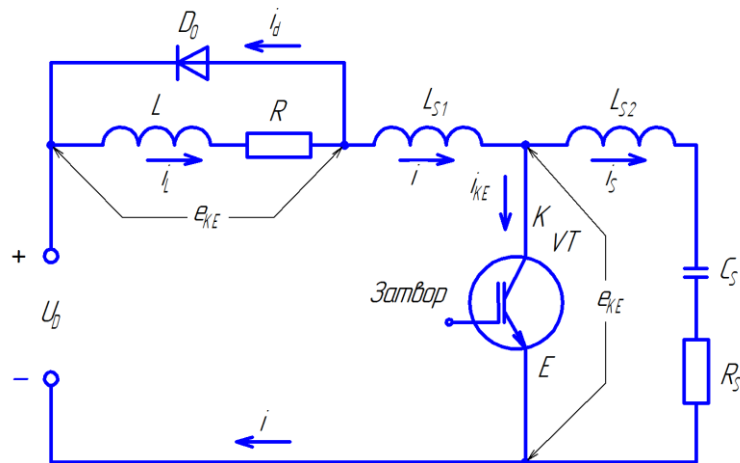


Рис. 3.1. Схема для розрахунку снабберного кола силового електронного ключа

Після невеликих математичних перетворень отримуємо рівняння балансу напруги силового електронного ключа:

$$(L_{S1} + L_{S2}) \cdot \frac{di_S}{dt} + R_S \cdot i_S + \frac{1}{C_S} \int i_S dt = U_D - L_{S1} \cdot \frac{di_{KE}}{dt} - e_L. \quad (3.3)$$

Рівняння (3.3) набуває двох форм залежно від полярності напруги e_L . На рис. 3.2 наведено форми струму і напруги, які властиві для силових електронних ключів. Інтервал вимикання електронного ключа поділений на дві ділянки: I – до початку провідності зворотного діода D_0 ; II – після початку провідності. Для полегшення аналізу електромагнітних процесів приймаємо спрощення: зворотний струм діода і пряме падіння напруги на діоді дорівнюють нулю.

1. Ділянка I ($e_L > 0$).

$$i_L = i = i_{KE} + i_S; \quad i_d = 0. \quad (3.4)$$

Рівняння (3.3) набуде вигляду:

$$(L + L_{S1} + L_{S2}) \cdot \frac{di_S}{dt} + (R + R_S) \cdot i_S + \frac{1}{C_S} \int i_S dt = U_D - R \cdot i_{KE} - (L + L_{S1}) \cdot \frac{di_{KE}}{dt}. \quad (3.5)$$

2. Ділянка II ($e_L = 0$).

$$(L_{S1} + L_{S2}) \cdot \frac{di_S}{dt} + R_S \cdot i_S + \frac{1}{C_S} \int i_S dt = U_D - L_{S1} \cdot \frac{di_{KE}}{dt}. \quad (3.6)$$

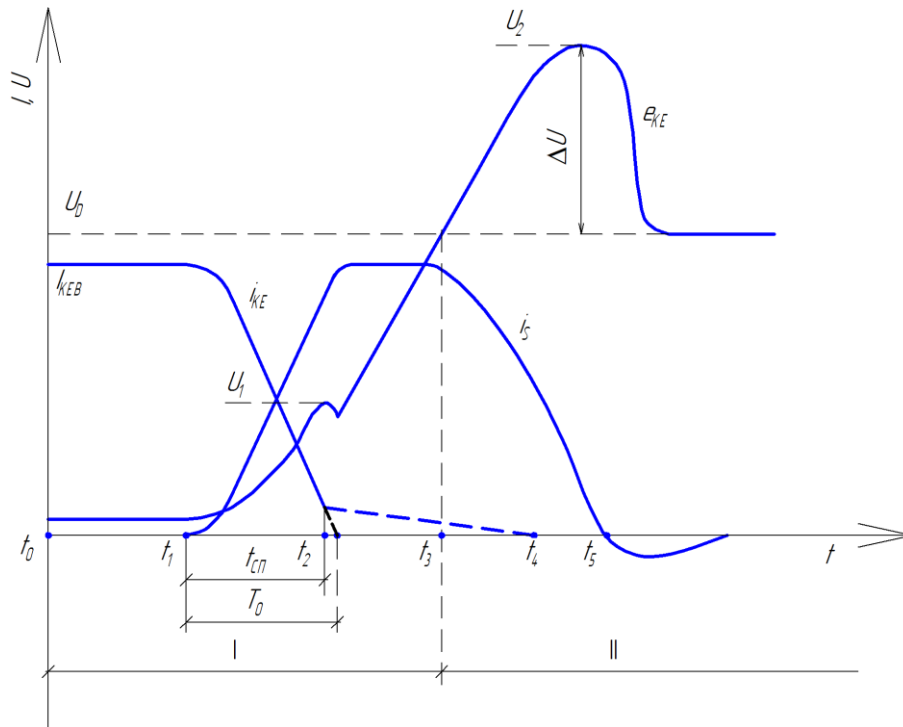


Рис. 3.2. Динаміка процесу вимикання силового електронного ключа

Увесь інтервал вимикання транзисторного ключа має характерні часові ділянки.

Ділянка $t_0 \leq t < t_1$. Інтервал часу затримки вимикання транзистора. Струм i_{KE} в цей період залишається без змін і решта параметрів також.

Ділянка $t_1 \leq t < t_2$. Інтервал часу спадання струму $t_{СП}$. Струм електронного вимикача шунтується снаберним колом, напруга e_{KE} зростає.

Вираз для визначення струму транзисторного ключа на цій ділянці:

$$i_{KE} = I_{KEB} \left(1 - \frac{t_{1-2}^2}{T_0^2}\right), \quad T_0 = \frac{t_{СП}}{\sqrt{1 - \left(\frac{I_{t_2}}{I_{KEB}}\right)^2}}, \quad (3.7)$$

де I_{KEB} – струм вимикання, t_{1-2} – поточний час на ділянці t_1-t_2 ; $t_{СП}$ – час спадання струму; I_{t_2} – струм силового електронного ключа в момент t_2 .

Ділянка $t_2 \leq t < t_3$. На даній ділянці струм снабберного кола досягає максимального значення, у момент t_3 напруга $e_{KE}=U_D$.

$$i_{KE} = I_{t_2} e^{-\frac{t_{2-3}-t_2}{t_{ЗАЛ}}}, \quad (3.8)$$

де t_{2-3} – поточний час на ділянці t_2-t_3 ; $t_{ЗАЛ}$ – час залишкового струму.

Ділянка $t \geq t_3$. Струм транзисторного ключа припиняється в момент t_4 . Напруга e_{KE} досягає свого максимального значення, накопичена в індуктивності L_{S1} енергія повністю передається в ємність C_S , у момент t_5 струм у снабберному колі дорівнює нулю, а потім змінює свій знак і після закінчення перехідного процесу припиняється, що відповідає усталеному значенню $e_{KE}=U_D$.

3.2.2. Аналітичні вирази роботи електронного ключа з індуктивним навантаженням.

Початковий струм навантаження $i=I_{KEB}$ залишається незмінним на інтервалі затримки вимикання, на підставі чого, напруга e_{KE} визначається таким чином:

$$e_{KE} = \left(2L_{S2}t_{1-2} + \frac{t_{1-2}^3}{3C_S}\right) \cdot \frac{I_{KEB}}{T_0^2} + R_S \cdot I_{KEB} \frac{t_{1-2}^2}{T_0^2}. \quad (3.9)$$

Для спрощення розрахунків приймаємо допущення: $i_{KEB} = I_{t_2} = 0$ у момент $t=t_2$. Тоді $i_S = I_{KEB}$. У цьому випадку рівняння (3.9) на інтервалі t_2-t_3 матиме вигляд:

$$e_{KE} = U_C + \frac{I_{KEB} \cdot (t_{2-3}-t_2)}{C_S} + R_S \cdot I_{KEB}, \quad (3.10)$$

де $U_C = \frac{I_{KEB} \cdot t_2}{3C_S}$.

Оскільки діод в момент $t=t_3$ проводить зворотний струм індуктивності L , то $e_L \approx 0$. Тоді на ділянці $t_3=t_5$ баланс напруги матиме вигляд:

$$(L_{S1} + L_{S2}) \cdot C_S \frac{d^2 U_{C_S}}{dt^2} + R_S C_S \frac{dU_{C_S}}{dt} + U_{C_S} = U_D. \quad (3.11)$$

Після розв'язку рівняння (3.11) отримаємо вираз:

$$\begin{aligned} e_{KE}(t) = & U_D + \frac{U_0}{\omega} \cdot e^{-\delta(t_3-5-t_3)} \cdot \{\delta \sin[\omega(t_3-5-t_3)] + \omega \cos[\omega(t_3-5-t_3)]\} + \\ & + \frac{I_0}{\omega C_S} \cdot e^{-\delta(t_3-5-t_3)} \cdot \sin[\omega(t_3-5-t_3)] + \frac{U_0 L_{S2}}{\omega L_{\Sigma}} \cdot e^{-\delta(t_3-5-t_3)} \times \\ & \times \{\delta \sin[\omega(t_3-5-t_3)] - \omega \cos[\omega(t_3-5-t_3)]\} + \frac{I_0 L_{S2}}{\omega} \cdot e^{-\delta(t_3-5-t_3)} \times \\ & \times \{\delta^2 \sin[\omega(t_3-5-t_3)] - 2\delta\omega \cos[\omega(t_3-5-t_3)]\} + R \times \\ & \times \left\{ I_0 \cdot e^{-\delta(t_3-5-t_3)} \cos[\omega(t_3-5-t_3)] - \frac{U_0}{2\omega L_{\Sigma}} \cdot e^{-\delta(t_3-5-t_3)} \cdot \sin[\omega(t_3-5-t_3)] \right\}, \end{aligned} \quad (3.12)$$

де $\delta = \frac{R_S}{2(L_{S1}+L_{S2})}$ – коефіцієнт затухання; $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{(L_{S1}+L_{S2})C_S}}$ – кругова частота резонансних коливань контуру; $\omega = \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2}$ – частота вільних коливань контуру; $I_0 = I_{KEB}$, $U_0 = -I_{KEB}R_S$ – початкові умови для визначення постійних інтегрування.

У випадку $R_S \rightarrow 0$, що відповідає чисто ємнісному снабберу, рівняння спрощуються:

$$i_S(t) = I_{KEB} \cdot \cos[\omega(t_3-5-t_3)]; \quad (3.13)$$

$$e_{KE}(t) = U_D + I_{KEB} \left(\frac{1}{\omega C_S} - L_{S2}\omega \right). \quad (3.14)$$

У момент $t=t_5$ струм $i_S=0$, тоді із (3.13)

$$t_5 = t_3 + \frac{\pi}{2\omega}. \quad (3.15)$$

Підставляємо (3.15) в (3.14)

$$U_2 = U_D + I_{KEB} \left(\frac{1}{\omega C_S} - L_{S2}\omega \right). \quad (3.16)$$

3.3. Моделювання роботи снаббера силового електронного ключа трифазного регулятора напруги.

Для дослідження роботи снабберного кола і вибору його параметрів в основу взято модель трифазного напівпровідникового перетворювача з широтно-імпульсним керуванням, наведену на рис. 2.25. Для дослідження спектрального складу замість блока powergui використано блок To Workspace (рис. 3.3).

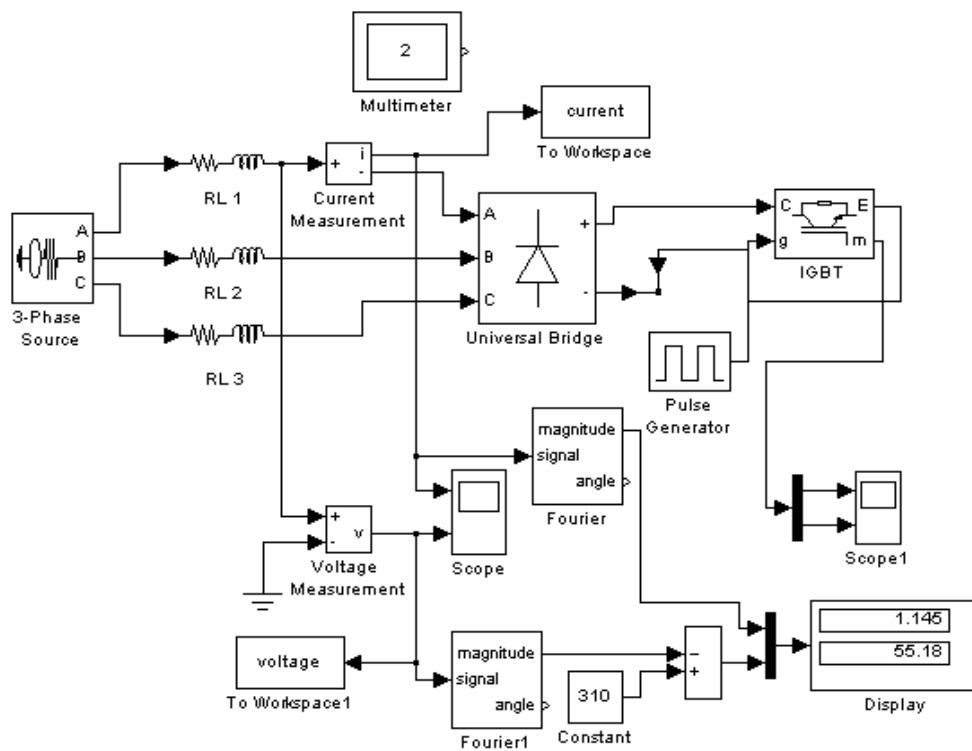


Рис. 3.3. Імітаційна модель трифазного регулятора напруги на базі широтно-імпульсного керування

Вікно настройки силового транзисторного ключа IGBT дає можливість задати параметри елементів снабберного кола, яке складається з резистора R_S і ємності C_S (рис. 3.4).

На рис. 3.5–3.6 наведено електромагнітні процеси в силовому електронному ключі та спектр вихідної напруги й струму вихідної напруги регулятора без снабберного кола. Значення активного опору снаббера задано на рівні $R_S = 15 \cdot 10^9$ Ом.

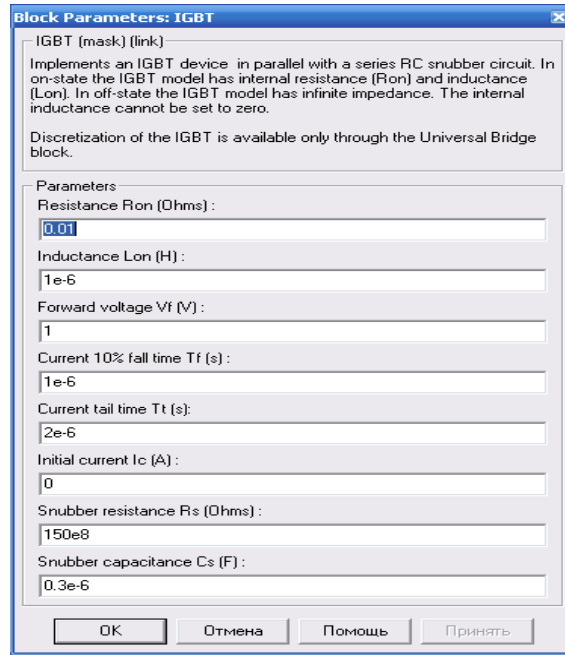
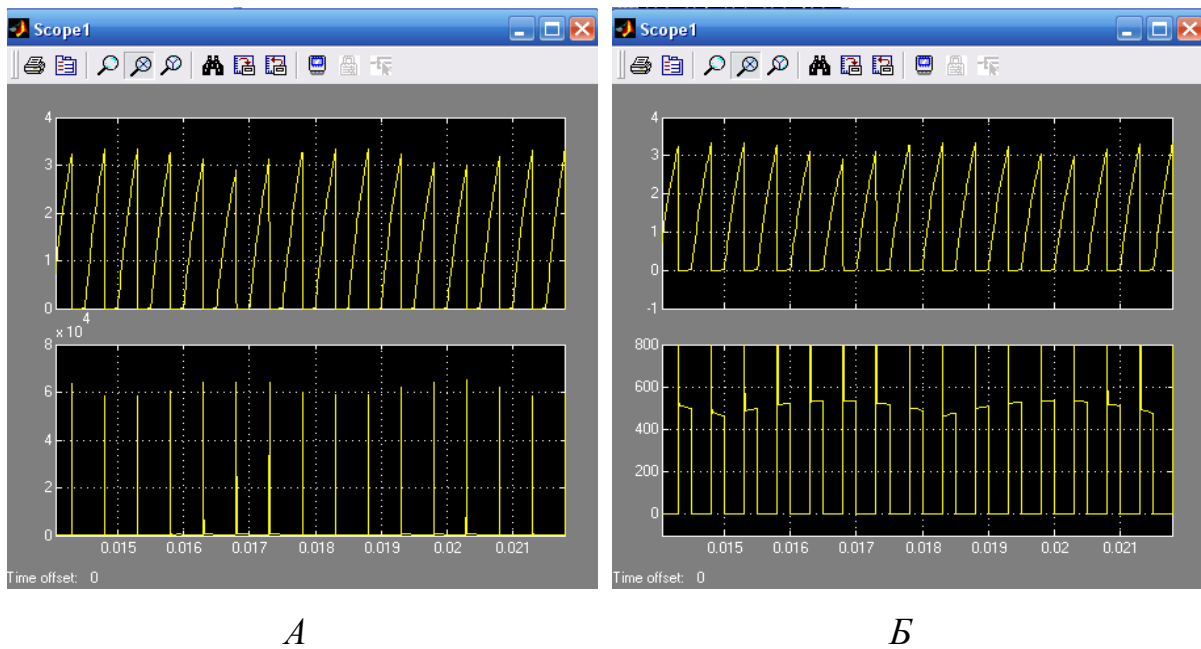


Рис. 3.4. Вікно настройки силового транзисторного ключа IGBT



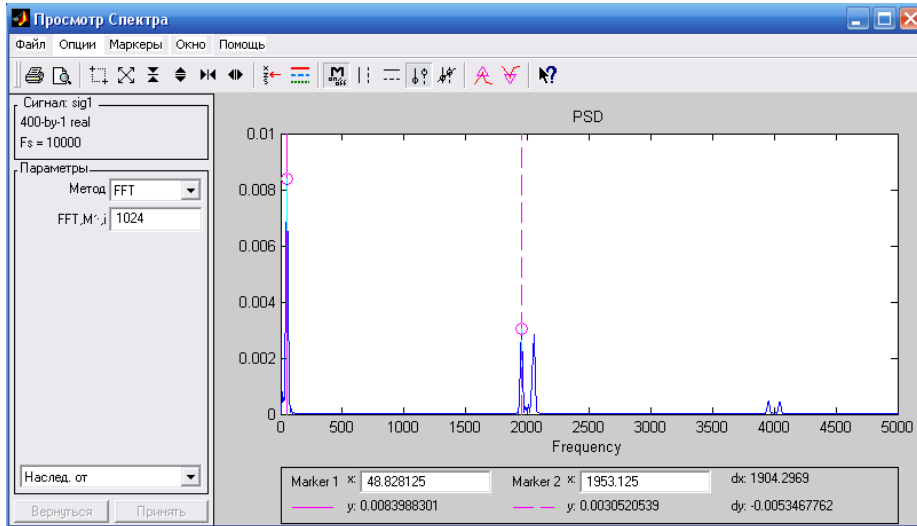
A

B

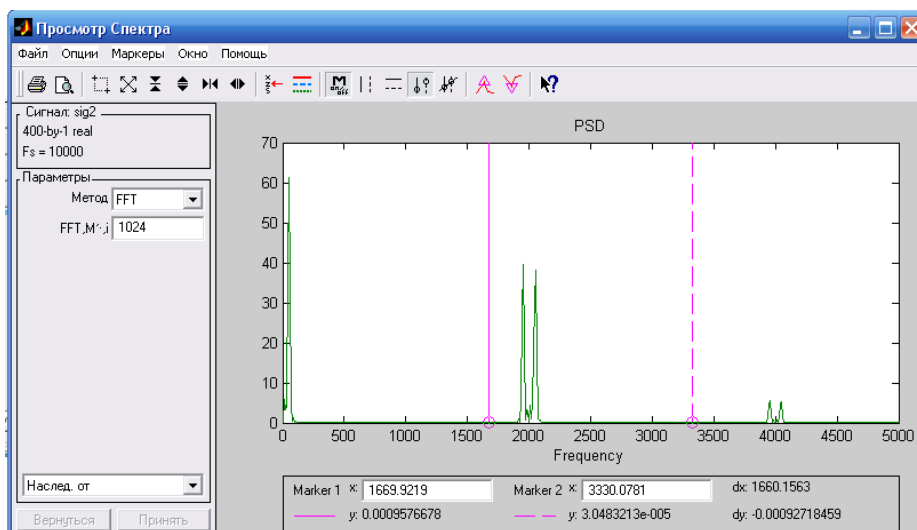
Рис. 3.5. Форма кривої струму (верхнє вікно) та напруги (нижнє вікно):
a – збільшений масштаб; *b* – зменшений масштаб

На збільшеному масштабі миттєвих значень напруги (рис. 3.5, *a*) можна спостерігати величину імпульсу напруги, у нашому

випадку $U_{IMP} = 60$ кВ. На рис. 3.5, б – величину напруги живлення силового ключа, $U_D = 500$ В. Динаміка зміни кривої напруги відповідає теоретичним викладкам, наведеним на рис. 3.2.



а



б

Рис. 3.6. Спектр струму (а) та вихідної напруги (б) регулятора з широтно-імпульсним керуванням

Для визначення абсолютних значень гармонічних складових в амперах і вольтях користуються формулами:

$$I(\nu)_{max} = \frac{y_\nu}{y_1} \cdot I(1)_{max}; \quad U(\nu)_{max} = \frac{y_\nu}{y_1} \cdot U(1)_{max}, \quad (3.17)$$

де $I(\nu)_{max}$, $U(\nu)_{max}$ – амплітуди ν вищих гармонік струму і напруги в амперах і вольтях; $I(1)_{max}$, $U(1)_{max}$ – амплітуди перших гармонік струму і напруги в амперах і вольтях, визначаються за показами дисплея (рис. 3.3); y_1 , y_ν – величини, що визначені за рис. 3.6.

Для розрахунку снаббера задають час, за який повинен зарядитися конденсатор. Як правило, за час зарядки конденсатора t_3 наближено беруть час закривання транзистора, збільшений в 2...3 рази [63]. Ємність конденсатора визначають за формулою:

$$C_S = \frac{I_K \cdot t_3}{U_D}, \quad (3.18)$$

де I_K – струм транзистора; U_D – напруга джерела живлення.

Максимальну перенапругу на колекторі при вимиканні транзистора з урахуванням ємності снаббера визначають за рівнянням [58]:

$$\Delta U_S = \sqrt{\frac{\Sigma L + I_K^2}{C_S}}. \quad (3.19)$$

Розрахунок за рівняннями (3.18) і (3.19) наближений. Зазвичай номінал снабберного конденсатора для керування двигунами потужності від сотень ват до десятків кіловат, незалежно від типу двигуна, напруги, режимів роботи, вибирають наближено в межах 0,1...0,4 мкФ. Комп'ютерна модель регулятора напруги (рис. 3.3) дає можливість відкоригувати величини снабберного конденсатора.

Конкретний вираз для визначення значення опору снабберного резистора R_S відсутній. Його вибирають з двох міркувань [67].

1. Опір повинен бути достатньо малим, щоб конденсатор встиг розрядитися навіть за мінімальної тривалості увімкненого стану транзистора t_P :

$$\frac{t_P}{3} > R_S C_S. \quad (3.20)$$

Тривалість роботи транзисторного ключа задається блоком Pulse Generator (рис. 3.3).

2. Опір повинен бути достатньо великим, щоб імпульсний струм через транзистор не перевищував допустимого значення. Якщо струм буде більший від допустимого, необхідно збільшувати величину опору, навіть не звертаючи увагу на рівняння (3.20).

З урахуванням наведених вище аналітичних викладок і наступних уточнень, за результатами комп'ютерного моделювання було вибрано дані снаббера: $R_S = 150$ Ом, $C_S = 0,3$ мкФ.

Результати комп'ютерного моделювання з використанням розрахованого RC-снаббера наведені на рис. 3.7 і 3.8 [29].

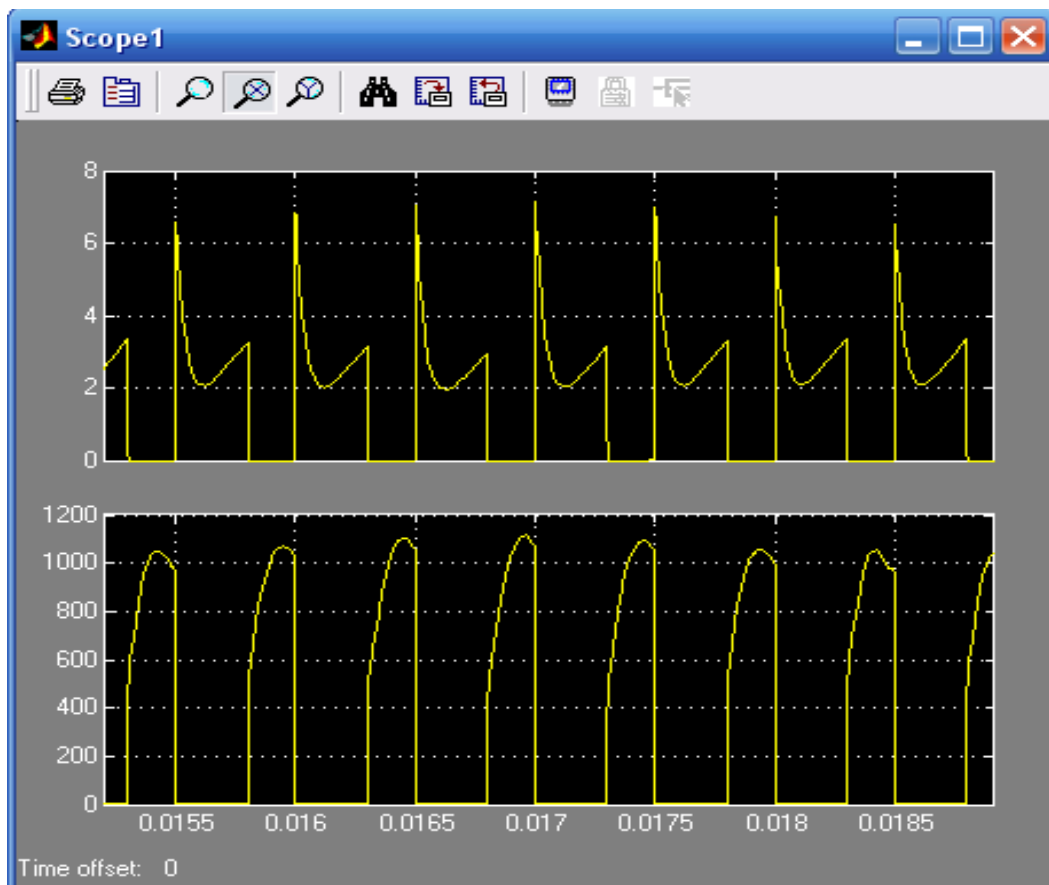
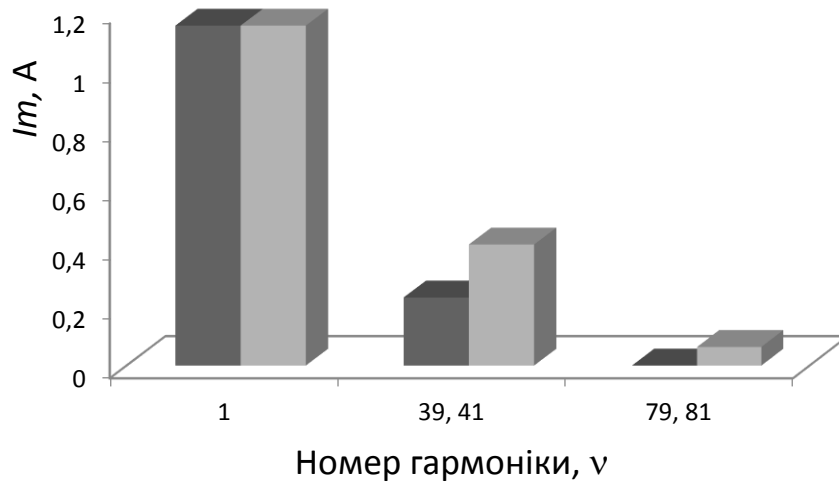


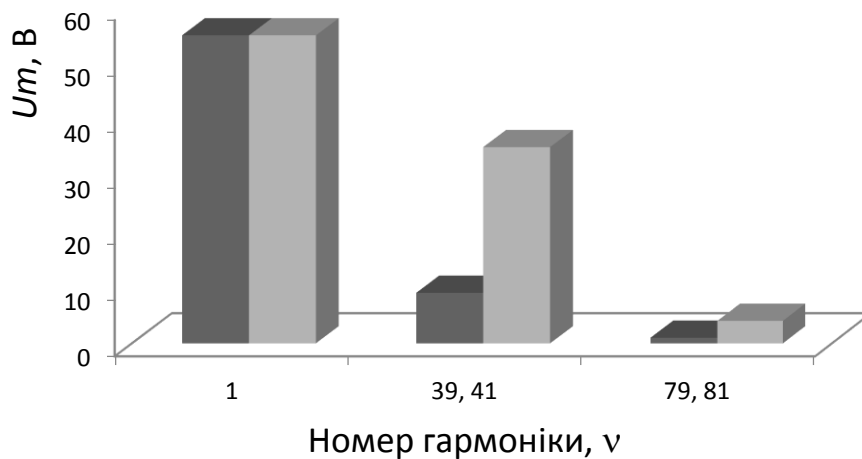
Рис. 3.7. Миттєві значення струму (верхня крива) і напруги (нижня крива) з використанням снаббера

Згідно з результатами досліджень встановлено, що використання снаббера дало змогу зменшити імпульс напруги при вимиканні електронного транзисторного ключа від 60 кВ (рис. 3.5, *a*) до 1,1 кВ (рис. 3.7).

Гармонічний склад струму і напруги регулятора з використанням снабберного вузла не змінюється. Вплив вищих гармонік як струму, так і напруги у відсотковому відношенні до основної зменшується (рис. 3.8).



a



б

Рис. 3.8. Абсолютні значення амплітуд гармонік струму (*a*) і напруги (*б*) трифазного регулятора напруги зі снаббером (ліві колонки) і без нього (праві колонки)

3.4. Методика інженерного розрахунку силовій елементній бази регулятора напруги з широтно-імпульсним керуванням з використанням результатів моделювання.

Аналітичний розрахунок елементної бази регуляторів напруги, як правило, проводиться наближено з наступною корекцією даних на експериментальній установці. Відповідно до цього, пропонується методика вибору параметрів силових електронних елементів із використанням результатів комп'ютерного моделювання. З цією метою використовується модель в MatLab трифазного регулятора напруги з широтно-імпульсним керуванням (рис. 3.3). Силове коло моделі складається з трифазного джерела живлення 3-Phase Source, активно-індуктивного навантаження RL у кожній фазі, діодного мостового випрямляча Universal Bridge, транзисторного ключа IGBT із вбудованим RC-снабберним вузлом.

Вибір діодів для випрямляча проводимо за показами віртуального вимірювального пристрою Display (верхнє вікно), який вимірює амплітудне значення струму першої гармоніки. Вимірювання здійснюється за номінального значення напруги живлення.

Для подальших розрахунків силових елементів приймаємо частоту комутації $f_k = 2,0 \dots 2,5$ кГц. На моделі частота комутації задається блоком Pulse Generator.

Для вибраної частоти комутації як силовий електронний ключ вибираємо IGBT-транзистор серії S зі стандартним режимом комутації

$$f_k = 1,0 \dots 3,0 \text{ кГц.}$$

Вибираємо параметри транзистора за показами середнього значення струму віртуального осцилографа Scope 1 (верхнє вікно). Для вибраного типу транзистора проводимо перевірку відповідності максимально допустимого струму до прийнятої частоти комутації.

Для захисту транзисторного ключа вибираємо RC-снабберний вузол.

Параметри снабберної ємності C_S наближено визначаємо за рівнянням (3.18). Максимальну перенапругу ΔU_S , яка буде

створюватися на снабберному колі, розраховуємо за рівнянням (3.19).

Вибір снабберного резистора R_S проводимо за рівнянням (3.20).

Необхідну потужність розсіювання енергії в R_S за повний цикл вмикання/вимикання силового електронного ключа наближено визначають за рівнянням [64]:

$$P_{R_S} = \frac{C_S \cdot U_D^2}{2} f_K. \quad (3.21)$$

Уточнення вибраних параметрів елементів снабберного вузла проводимо на комп'ютерній моделі за показами віртуального осцилографа Scope 1 (нижнє вікно). Імпульс напруги повинен бути меншим від допустимих перенапруг за паспортними даними на вибраний транзистор силового електронного ключа.

РОЗДІЛ 4

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ РЕГУЛЬОВАНОГО АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА З ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ НАПРУГИ НА БАЗІ ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНОГО КЕРУВАННЯ

4.1. Дослідження однофазного перетворювача напруги з широтно-імпульсним керуванням як елемента регульованого асинхронного електропривода.

4.1.1. Особливості роботи однофазного регулятора напруги з широтно-імпульсним керуванням.

Для перевірки раніше викладених теоретичних положень з гармонічного складу вихідної напруги перетворювачів було розроблено широтно-імпульсний перетворювач напруги з послідовним комутуючим (ключовим) елементом для регульованого живлення навантаження (у даному випадку активного) [74]. Електричну схему перетворювача напруги наведено на рис. 4.1, а зовнішній його вигляд – на рис. 4.2.

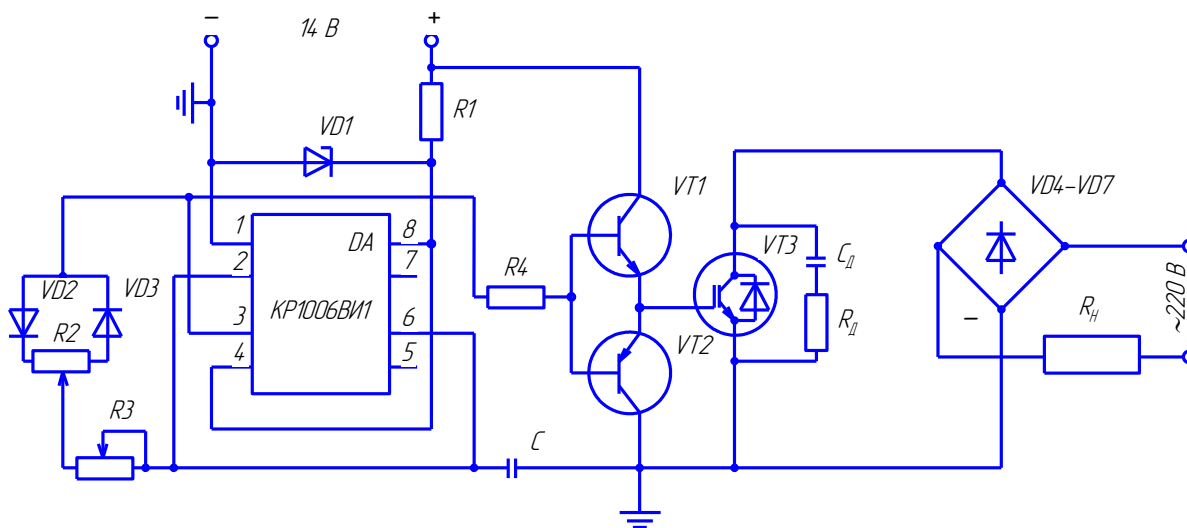


Рис. 4.1. Електрична схема широтно-імпульсного перетворювача напруги з активним навантаженням

У схемі перетворювача можна виокремити такі функціональні блоки: стабілізований блок живлення схеми керування ($VD1, R1$),

генератор імпульсів ($DA, VD2, VD3, R2, R3, C$), підсилювач постійного струму ($R4, VT1, VT2$), комутуючий елемент ($VT3$), RC -снаббер (R_D, C_D), силовий діодний міст ($VD4-VD7$) та активне навантаження R_H . Комутуючий елемент $VT3$ увімкнений в діагональ постійної напруги силового діодного моста, а навантаження R_H послідовно через діагональ змінної напруги приєднано до мережі.

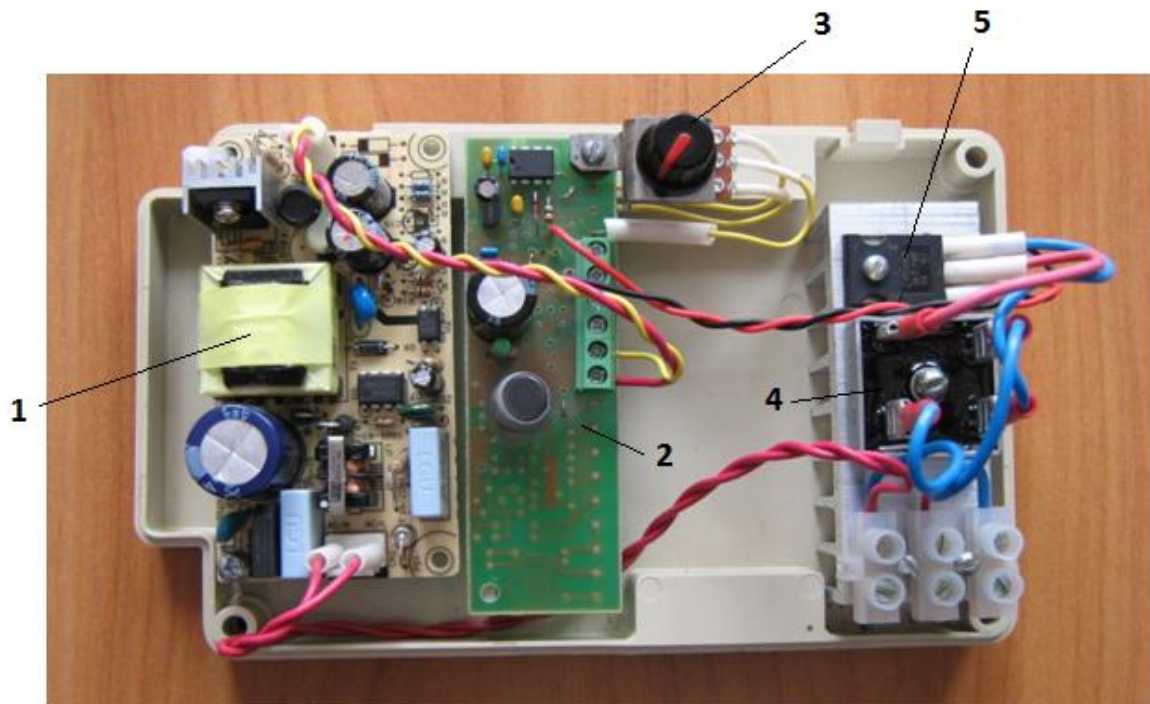


Рис. 4.2. Зовнішній вигляд широтно-імпульсного перетворювача напруги: 1 – блок живлення системи керування; 2 – генератор імпульсів; 3 – регулятор величини вихідної напруги $R2$; 4 – силовий діодний міст; 5 – комутуючий елемент $VT3$

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 використовують у генераторах імпульсів, широтно-імпульсних модуляторах, фазових модуляторах, перетворювачах напруги, ключових і виконавчих пристроях тощо. Співвідношення імпульс/пауза регулюють потенціометром $R2$, а тривалість періоду (несучу частоту) – змінним резистором $R3$. Середнє значення

вихідної напруги регулюється тривалістю імпульсів резистором R_2 за незмінної її частоти.

Під час подачі живлення на схему керування перетворювача через діод VD_2 , ліву частину подільника напруги R_2 та 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 , 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. Навантаження R_H через силовий діодний міст приєднується до мережі живлення ~ 220 В.

Після зарядки конденсатора C до напруги $\frac{2}{3}U_M$ на виході таймера DA напруга зменшиться практично до нуля, транзистор VT_1 закриється, а VT_2 відкриється. При цьому транзистор VT_3 закривається і навантаження від'єднується від мережі. 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 (особливо за активно-індуктивного навантаження) та зменшення сумарних втрат в імпульсному перетворювачі у схему введено снаббер (демпфер) з послідовно увімкнених конденсатора C_D і резистора R_D .

4.1.2. Методика експериментальних досліджень.

Під час дослідження форми вихідної напруги використовували аналоговий двоканальний осцилограф СІ-83. Шпаруватість імпульсів (величину діючої напруги на виході перетворювача) регулювали потенціометром 3 (рис. 4.2).

Дослідження спектра вихідної напруги здійснювали за допомогою універсального вимірювального приладу ДМК32. При вимірюванні гармонік відповідні частоти порівнювали з основною частотою та ізолювали від решти спектра за допомогою внутрішнього фільтра. Покази виводились як часткова величина від основної гармоніки. Результати виводилися на екрані гістограм.

4.1.3. Результати експериментальних досліджень.

Під час експериментальних досліджень за допомогою аналогового двоканального осцилографа було зафіксовано форму кривої вихідної напруги розробленого перетворювача (рис. 4.3). Як випливає з осцилограми, крива синусоїдальної напруги мережі живлення порізана на частки, тобто підтверджені теоретичні викладки регулювання змінної напруги за принципом широтно-імпульсного керування. Частота перемикання силового транзисторного ключа дорівнює 450 Гц, що в 9 разів більше від основної (50 Гц). Цей перетворювач напруги працював на активне навантаження, тому форму кривої вихідного струму не вимірювали, оскільки вона повторює форму вихідної напруги.

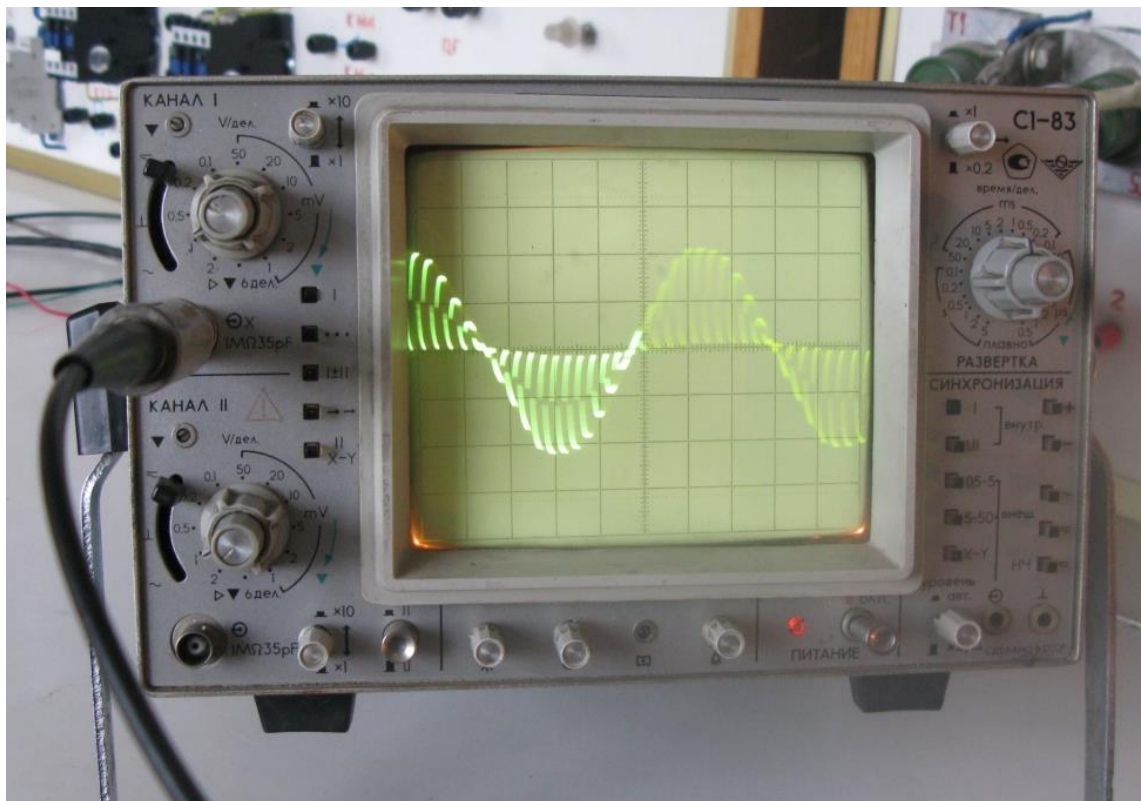


Рис. 4.3. Форма кривої вихідної напруги перетворювача

Результати досліджень спектрального складу вихідної напруги перетворювача (рис. 4.4) підтвердили теоретичні викладки про формування вищих гармонік кратних несучій частоті, якою є 9-та гармоніка. Пік вищих гармонік явно

виражений на 8, 10 та 17, 19, які знаходяться в області, кратній несучій частоті, тобто 9 та 18.

При збільшенні несучої частоти, відповідно, вищі гармоніки теж збільшуються. Логічно допустити, що при роботі на активно-індуктивне навантаження, яким є електродвигун, індуктивність буде бар'єром для струмів високої частоти, що є позитивним для роботи таких регуляторів напруги. Але при цьому буде зростати частка динамічних втрат у силових електронних елементах.

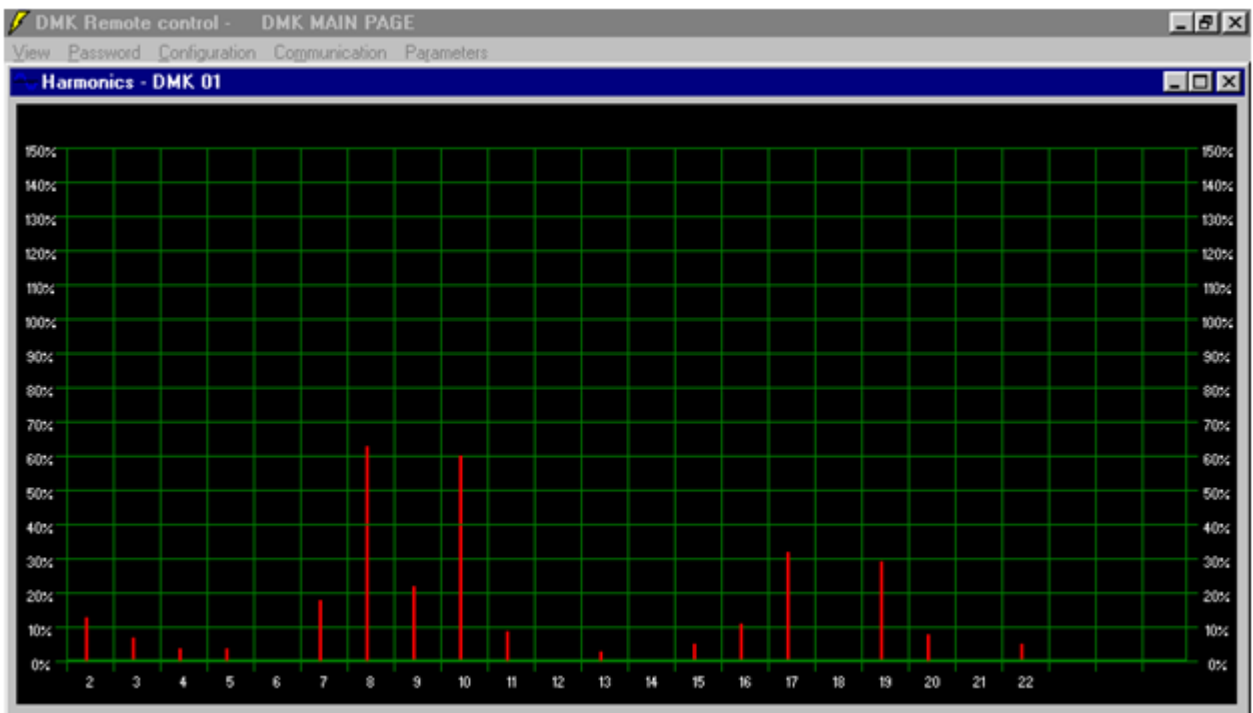


Рис. 4.4. Спектральний склад вихідної напруги перетворювача з ШПІ-керуванням при роботі на активне навантаження

Проведеними дослідженнями підтверджено працездатність широтно-імпульсного перетворювача напруги. Аналіз спектрального складу вихідної напруги підтвердив теоретичні викладки про формування вищих гармонік, які утворюються кратними несучій частоті (450, 900 Гц і т. д.)

4.2. Дослідження регульованого асинхронного електропривода перетворювачем напруги на базі широтно-імпульсного керування.

4.2.1. Робота регульованого трифазного асинхронного електропривода з широтно-імпульсним перетворювачем напруги.

Силова частина регульованого трифазного асинхронного привода (рис. 4.5) складається з двох частин: сам асинхронний електродвигун АД, випрямляч В і силовий транзисторний ключ VT.

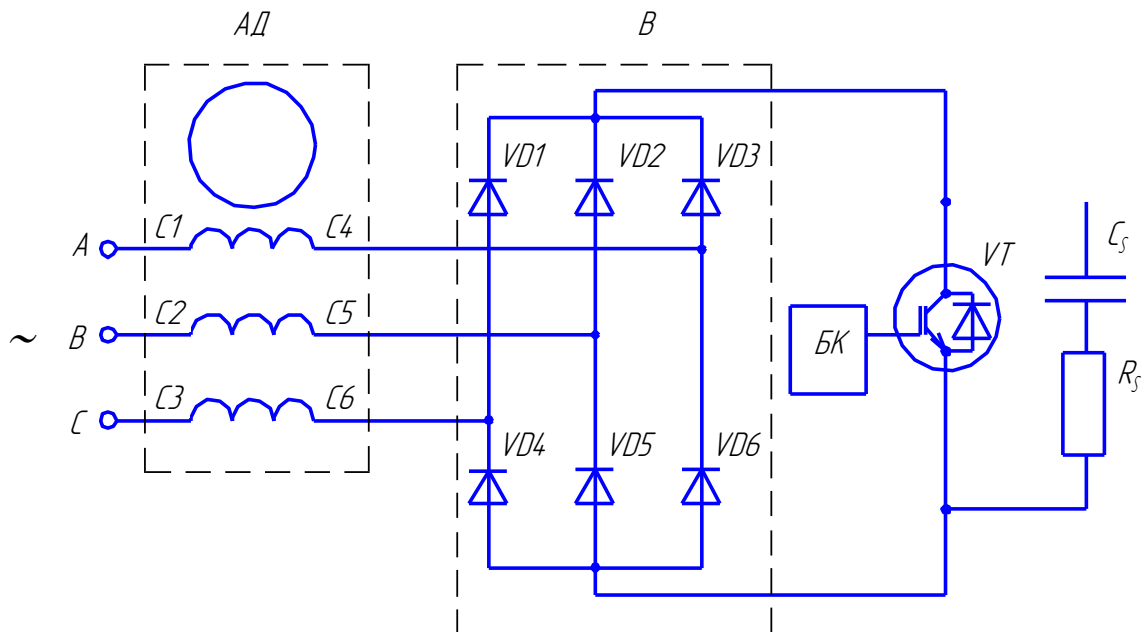


Рис. 4.5. Електрична схема регульованого трифазного асинхронного електропривода з перетворювачем напруги на базі широтно-імпульсного керування

Вхідні виводи обмотки електродвигуна (C1, C2, C3) приєднані до мережі живлення, а вихідні (C4, C5, C6) – до випрямляча. У колі постійної напруги випрямляча встановлено транзистор VT, який виконує роль силового електронного ключа. Паралельно силовому транзистору приєднано ємність C_5 і активний опір R_5 , які є елементами снаберного вузла. За допомогою блока керування БК він замикає/розмикає силове електричне коло.

Робота блока керування аналогічна блоку, наведеному на рис. 4.1. У разі зміни шпаруватості вихідної напруги змінюється її величина, а, відповідно, і швидкість асинхронного електродвигуна.

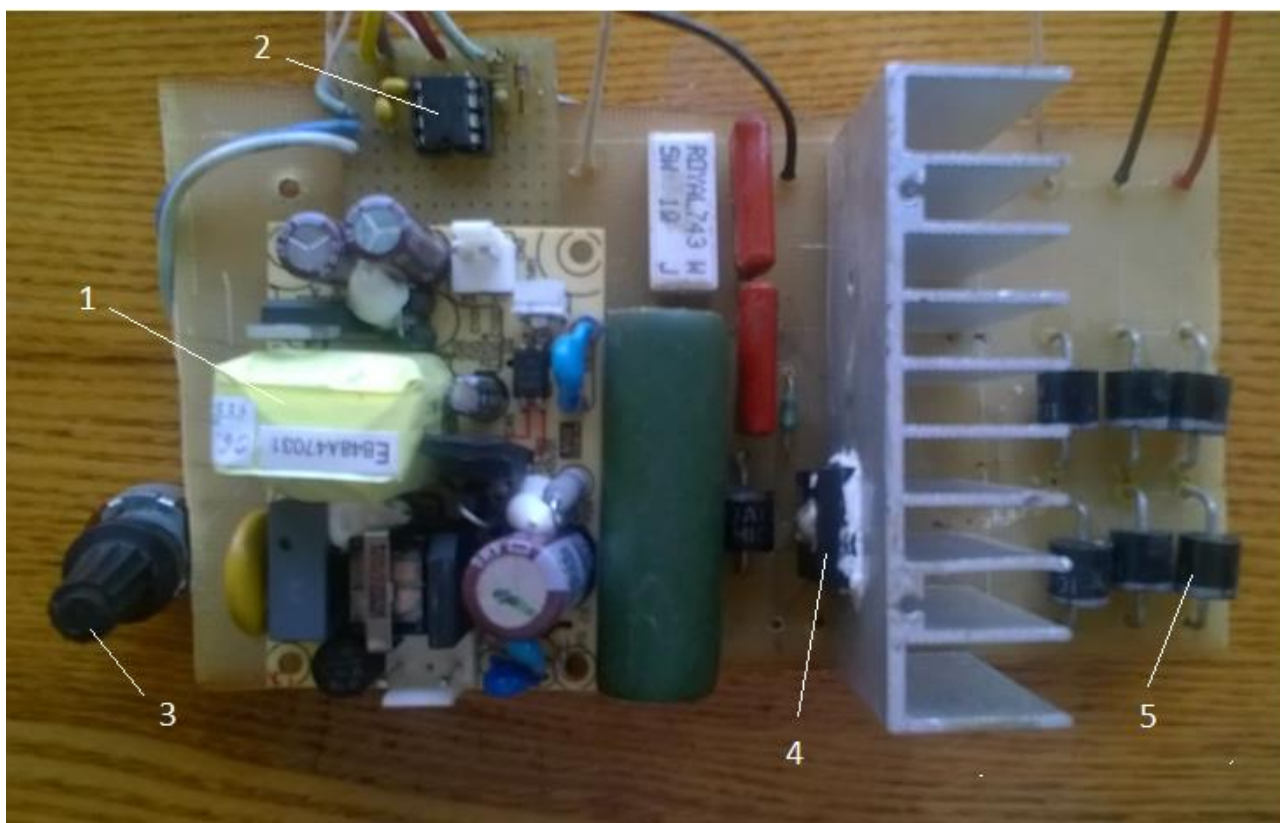


Рис. 4.6. Зовнішній вигляд трифазного широтно-імпульсного перетворювача напруги:

1 – блок живлення системи керування; 2 – генератор імпульсів; 3 – регулятор величини вихідної напруги $R2$; 4 – комутуючий елемент $VT3$; 4 – силовий діодний міст

Регульований електропривод розроблений для осьового вентилятора ВО-7,1М з двигуном АИРП80А6У2.

4.2.2. Методика проведення експериментів.

Під час дослідження форми вихідної напруги використовували аналоговий осцилограф СІ-112А. Шпаруватість імпульсів (величину діючої напруги на виході перетворювача) регулювали потенціометром.

Дослідження спектра вихідної напруги здійснювали за допомогою універсального вимірювального приладу ДМК32. При вимірюванні гармонік відповідні частоти порівнювали з основною

частотою та ізолювали від решти спектра за допомогою внутрішнього фільтра. Покази виводились як часткова величина від основної гармоніки. Результати виводилися на екрані гістограм.

Дослідження робочих характеристик електропривода вентилятора здійснювали для двох регульованих систем: із тиристорним регулятором напруги ТСУ2-КЛУЗ і регулятором напруги на базі широтно-імпульсного керування. Для проведення досліджень використовували такі вимірювальні прилади: комплект К505 для вимірювання споживаного струму, напруги і потужності, тахометр Д-1ММ для вимірювання швидкості обертання ротора електродвигуна. Досліджували залежності споживаних із мережі потужності й струму та частоти обертання вентилятора від підведеної до двигуна напруги.

Для створення гальмівного моменту на валу досліджуваного асинхронного двигуна використовували балансиру машину, яка є навантажувальним генератором постійного струму незалежного збудження, станина якого може повертатися в стоякових підшипниках. Кут повороту станини залежить від навантаження і обмежується спеціальним пружним пристроєм. На корпусі балансируної машини закріплено стрілку, яка показує кут повороту станини відносно нерухомої шкали залежно від величини гальмового моменту M_G . Для зручності вимірювання гальмового моменту шкала проградуєрована в Н·м.

Вали досліджуваного двигуна і балансируної машини жорстко з'єднані за допомогою муфти. Для забезпечення регулювання в широких межах струму збудження навантажувального генератора, живлення обмотки збудження передбачене від регульованого джерела постійного струму.

Момент на валу досліджуваного двигуна визначали зі співвідношення:

$$M_2 = M_G + \Delta M_0, \quad (4.1)$$

де ΔM_0 – момент, еквівалентний втратам у балансируній машині та досліджуваному двигуні.

Момент на валу двигуна визначали при живленні від трифазних регуляторів напруги двох типів: з фазово-імпульсним керуванням і широтно-імпульсним. Визначення моменту на валу

двигуна, який відповідає опору робочої машини, здійснювали так. Регуляторами напруги в межах $(0,3 \dots 1,0)U_H$ задавали величину напруги живлення досліджуваного двигуна. Навантажувальною машиною задавали такий момент, який би утримував швидкість двигуна відповідно до попередньо визначеної регулювальної характеристики (рис. 4.8). Механічні характеристики двигуна, природну за напруги живлення 220 В і штучну за мінімальної напруги живлення, яка забезпечувала стійку роботу електропривода, визначали аналогічно за допомогою навантажувальної машини. При цьому для кожної напруги задавали навантаження від нульового значення до повної зупинки двигуна. При живленні двигуна з напругою 220 В його вмикали безпосередньо в мережу.

Дослід проводили тричі. Для подальшого аналізу визначали середнє значення результатів.

Корисну потужність P_2 , споживану повну потужність S_1 , коефіцієнт корисної дії η , коефіцієнт потужності $\cos\varphi$ визначали аналітично за формулами:

$$P_2 = \frac{M_2 n}{9550}; S_1 = 3U_1 I_1; \eta = P_2/P_1; \cos\varphi = P_1/S_1, \quad (4.2)$$

де M_2 – електромагнітний момент, що розвивається на валу двигуна; U_1 – напруга на виході регулятора; P_1 , I_1 споживана потужність та струм.

4.2.3. Результати експериментальних досліджень.

Під час експериментальних досліджень осцилограф СІ-112А зафіксував форму кривої вихідної напруги розробленого трифазного перетворювача напруги з широтно-імпульсним керуванням (рис. 4.7). Як впливає з осцилограми, крива синусоїдальної напруги мережі живлення порізнана на частки, тобто підтверджені теоретичні викладки регулювання змінної напруги за принципом широтно-імпульсного керування. Частота перемикання силового транзисторного ключа дорівнює 2000 Гц, що в 40 разів більше від основної (50 Гц).

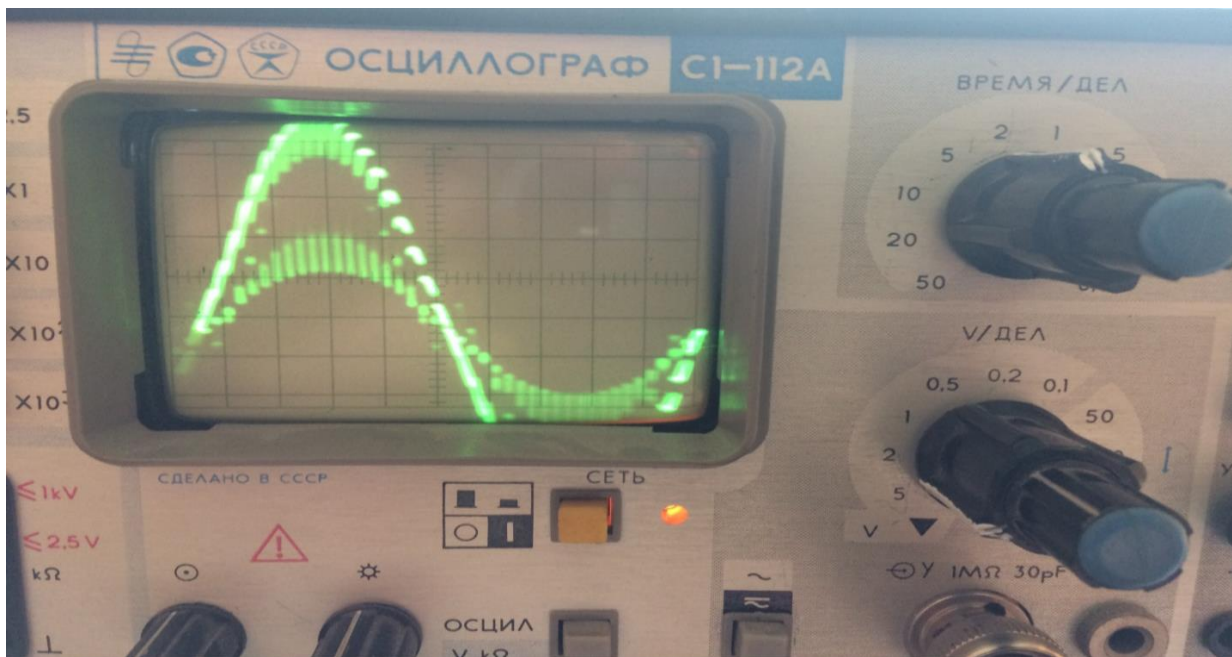


Рис. 4.7. Форма кривої вихідної напруги трифазного перетворювача з широтно-імпульсним керуванням ($f_k = 2000$ Гц)

Результати досліджень спектрального складу вихідної напруги цього перетворювача (рис. 4.8) підтвердили попередні теоретичні й експериментальні дослідження однофазного перетворювача щодо формування вищих гармонік кратних несучій частоті, якою в цьому випадку є 40-ва гармоніка. Пік вищих гармонік явно виражений на 39, 41 та 79, 81, які знаходяться в області кратній несучій частоті, тобто 40 та 80.

За результатами досліджень отримано залежність у відносних одиницях $n^* = f(U^*)$ (рис. 4.9). Як випливає з рис. 4.9, регулювальні характеристики приводів із тиристорним регулятором напруги та широтно-імпульсним керуванням подібні. Характер регулювальної характеристики з частотним керуванням наближається до лінійної. Привод з такою характеристикою доцільно використовувати для приводів, які потребують високої точності регулювання швидкості, наприклад, дозаторів, виконавчих механізмів тощо.

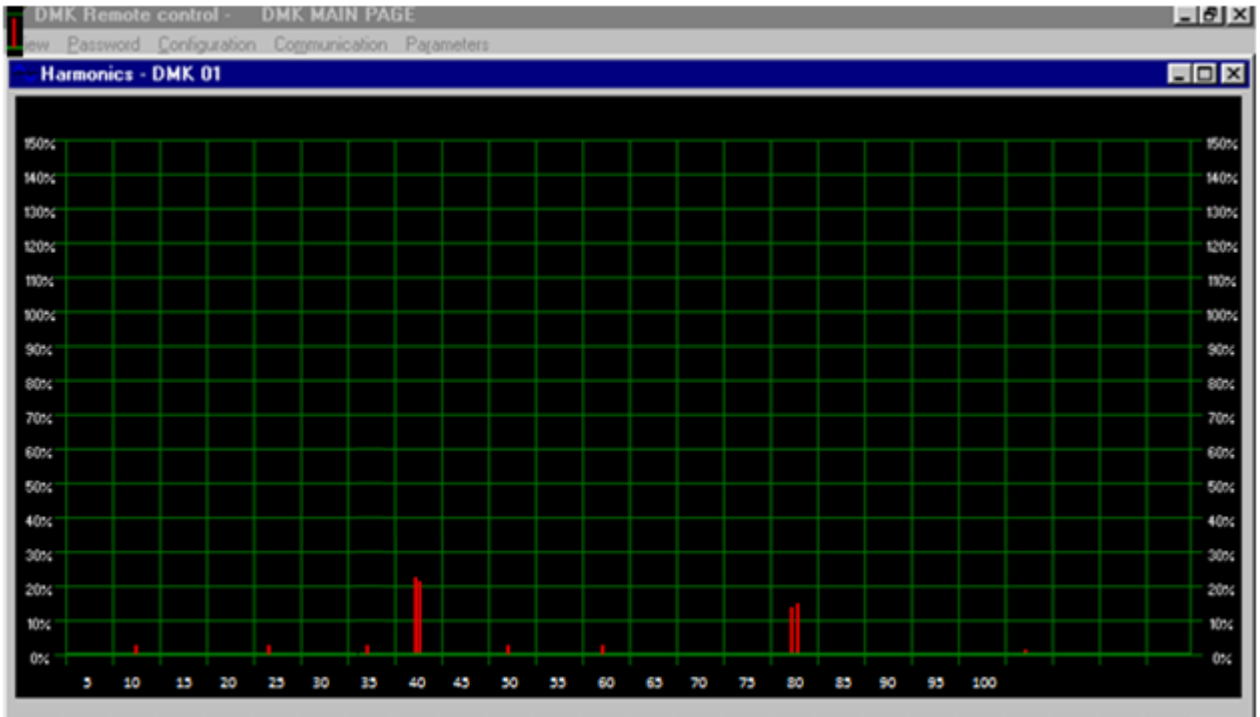


Рис. 4.8. Спектральний склад вихідної напруги трифазного перетворювача з ШІП керуванням ($f_k = 2000$ Гц)

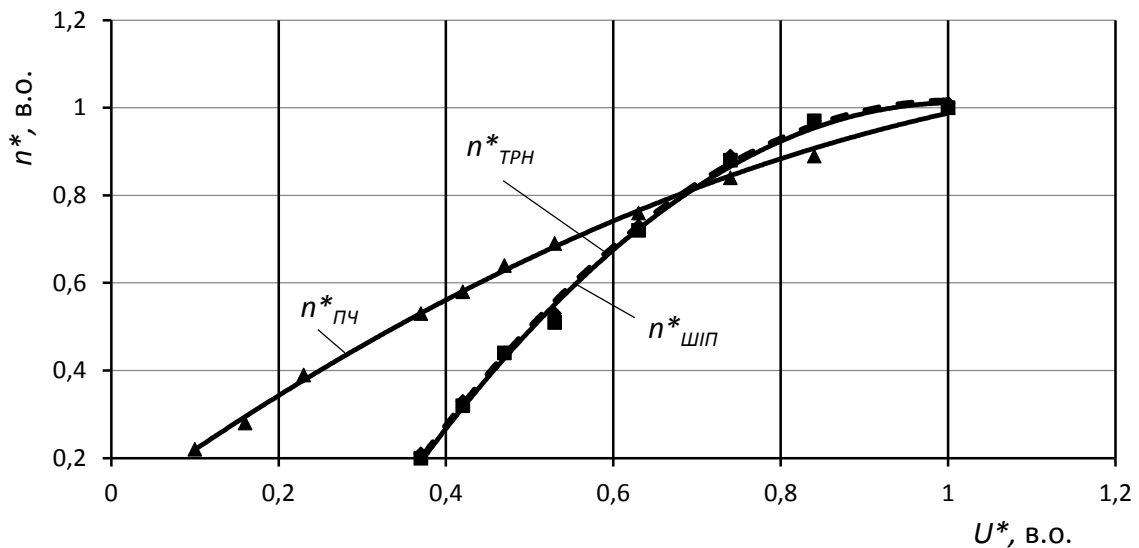


Рис. 4.9. Регулювальна характеристика трифазного асинхронного електропривода осьового вентилятора з тиристорним регулятором напруги, широтно-імпульсним регулятором та перетворювачем частоти

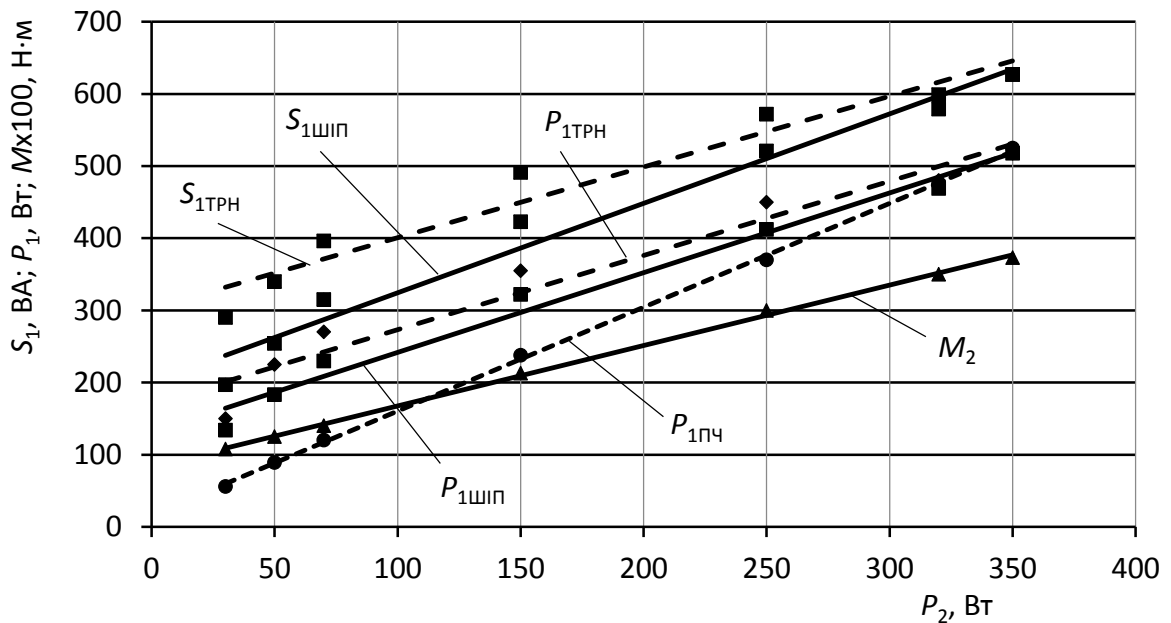


Рис. 4.10. Робочі характеристики регульованого електропривода осьового вентилятора з тиристорним регулятором напруги, широтно-імпульсним регулюванням та перетворювачем частоти

Споживана потужність електропривода з регулятором напруги з широтно-імпульсним керуванням на 10% менша від електропривода з тиристорним регулятором (рис. 4.10). Електропривод з перетворювачем частоти має в середньому на 25% меншу споживану потужність порівняно з приводом з регулятором із широтно-імпульсним керуванням. Економія електроенергії за рахунок підвищеного ККД цього електропривода (рис. 4.11) через його невелику потужність незначна, а капітальні затрати набагато більші порівняно з регульованим електроприводом на базі тиристорного регулятора напруги чи регулятора з широтно-імпульсним керуванням, які не окупаються за рахунок зниження затрат на споживану електроенергію. Тому економічність регулювання кутової швидкості в електроприводі з широтно-імпульсним регулятором вища порівняно з частотним регулюванням.

На рис. 4.12 наведені експериментальні механічні характеристики регульованого електропривода з широтно-імпульсним регулятором напруги, за якими визначено основні показники регулювання.

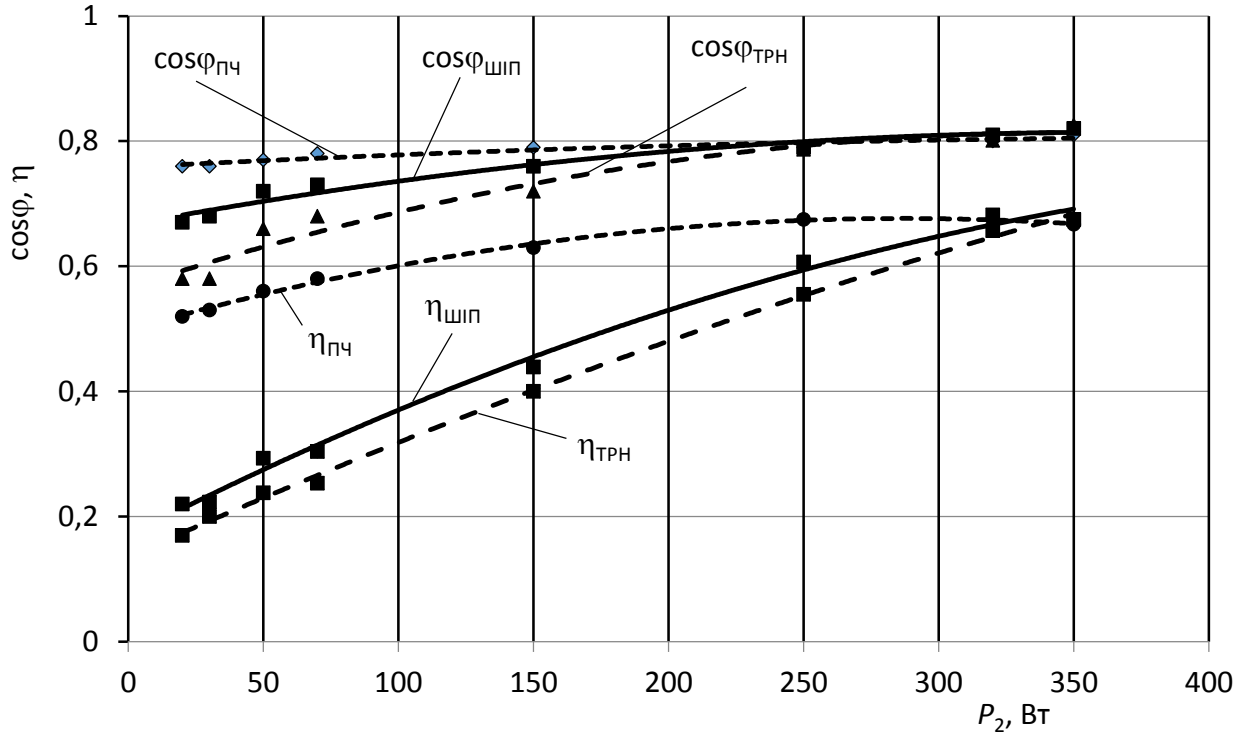


Рис. 4.11. Енергетичні характеристики електропривода трифазного асинхронного електропривода осевого вентилятора з тиристорним регулятором напруги, широтно-імпульсним регулятором та з перетворювачем частоти

Статизм

$$\delta_{СТ} = \frac{\omega_{max} - \omega_{min}}{M_2 - M_1} = \frac{95 - 12}{3,73 - 0,88} = 29,1 \text{ (рад/с)/Н}\cdot\text{м.}$$

Діапазон регулювання

$$D = \omega_{max} : \omega_{min} = 94 : 12 = 7,8 : 1.$$

Для електропривода з тиристорним регулятором напруги діапазон регулювання має значення $D=6:1$ [37], що на 30% менше від діапазону регулювання електропривода з широтно-імпульсним регулятором напруги. Діапазон регулювання частотного електропривода становить $D=9:1$ [32], який для вентиляторних приводів не відіграє значної ролі.

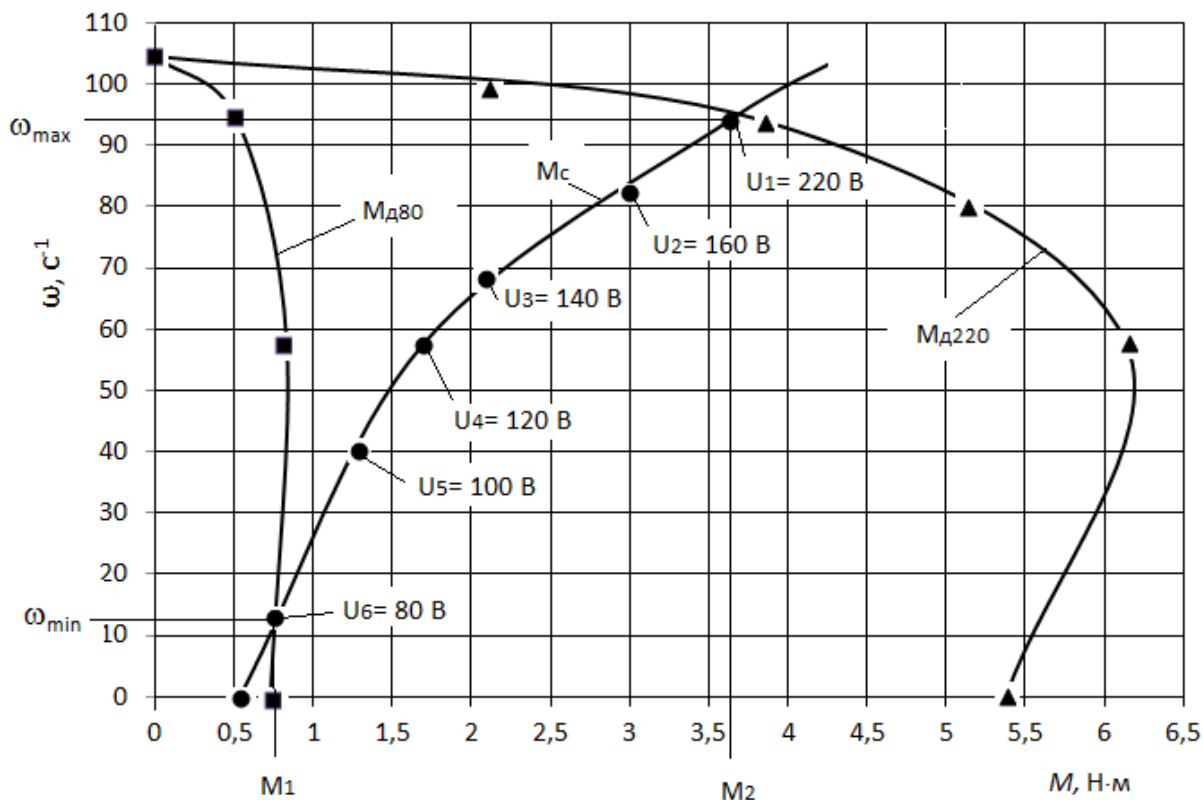


Рис. 4.12. Механічні характеристики регульованого трифазного електропривода осьового вентилятора з широтно-імпульсним регулятором напруги:

$M_{д220}$, $M_{д80}$ – механічні характеристики двигуна при живленні, відповідно, 220 В і 80 В; $M_{с}$ – момент опору осьового вентилятора ВО-7,1М; ω_{\max} , ω_{\min} – максимальна й мінімальна можливі швидкості регульованого електропривода; M_2 , M_1 – електромагнітний момент двигуна, що відповідає максимальній і мінімальній швидкості, відповідно

Розроблений регульований асинхронний електропривод, як і електроприводи з тиристорним регулятором напруги та частотним керуванням, забезпечує плавну зміну частоти обертання двигуна. Показник плавності наближається до одиниці.

РОЗДІЛ 5 ТЕХНІКО-ЕКОНОМІЧНА ОЦІНКА РОЗРОБКИ

5.1. Виробнича перевірка результатів дослідження.

Виробничу перевірку регульованої вентиляційної системи з асинхронним приводом на базі широтно-імпульсного перетворювача напруги здійснювали у виробничому господарстві Відокремленого підрозділу Національного університету біоресурсів і природокористування України "Немішаївський агротехнічний коледж" Бородянського району Київської області.

Метою виробничої перевірки була перевірка працездатності установки у виробничих умовах.

Регульована система вентиляції складалася з осьового вентилятора ВО-7,1М з електродвигуном АИРП80А6У2 та регулятора напруги на базі широтно-імпульсного перетворювача, силовий блок якого складався з шести випрямних діодів та одного IGBT-транзистора з блоком керування ним.

За час перевірки регульована система вентиляції працювала стабільно, без поломок. При цьому відмов чи хибних спрацювань не спостерігалось.

5.2. Техніко-економічні показники застосування регульованого електропривода осьового вентилятора на базі широтно-імпульсного регулятора напруги.

Техніко-економічний розрахунок розробки проводили за порівняльною таблицею техніко-економічних показників за відомою методикою [63, 64, 65]. За базовий варіант взято електропривод вентиляторної установки "Климатика-5" з тиристорним регулятором напруги. Основні технічні характеристики: $U_H = 380 \text{ В}$, $I_H = 63 \text{ А}$.

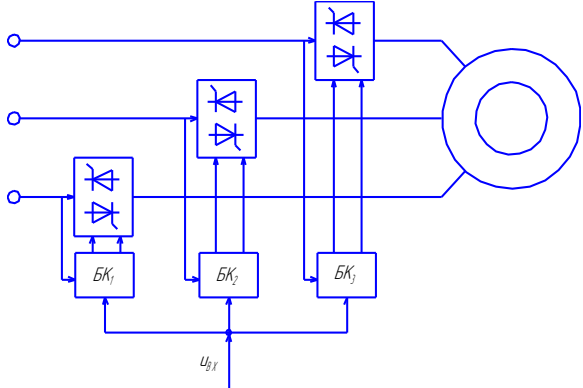
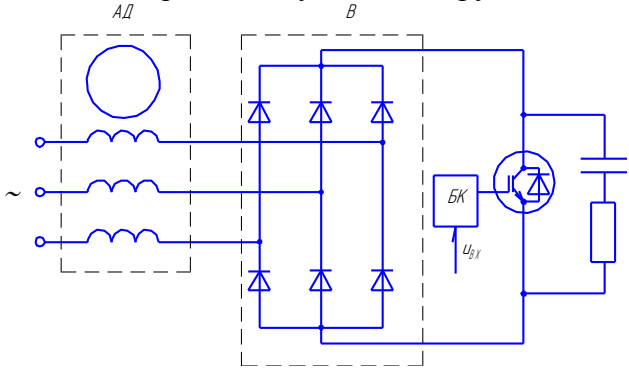
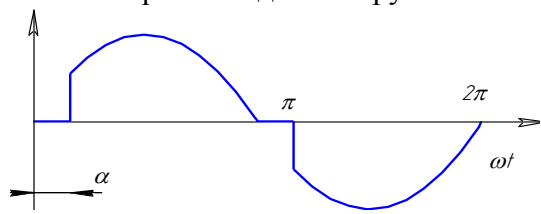
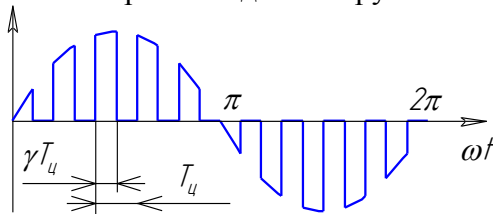
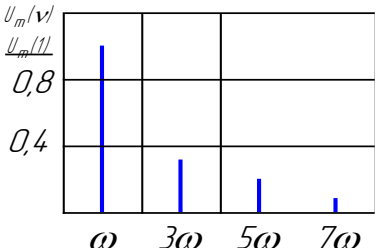
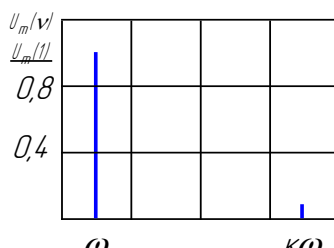
Прибуток від зниження капітальних затрат на створення електропривода.

$$P_K = K_{ТРН} - K_{ШП} = 19200 - 4000 = 15200 \text{ грн.}, \quad (5.1)$$

де $K_{ТРН}$, $K_{ШП}$ – основні капітальні затрати базового варіанта (тиристорний регулятор) і розробки (широтно-імпульсний регулятор).

Таблиця 5.1

Порівняльні техніко-економічні показники

Базовий варіант		Новий варіант	
<p>Електропривод з тиристорним регулятором напруги з фазово-імпульсним керуванням</p> 		<p>Електропривод з регулятором напруги на базі широтно-імпульсного керування</p> 	
Основні капітальні затрати		Основні капітальні затрати	
Елементи	Вартість, грн.	Елементи	Вартість, грн.
Тиристори 250 А, 6 шт.	16200	Діоди 250 А, 6 шт.	1800
Синхронізовані блоки керування БК, 3 шт.	3000	Транзистор IGBT 250 А, 1 шт.	1200
Всього	19200	Блок керування БК, 1 шт.	1000
		Всього	4000
<p>Форма вихідної напруги</p> 		<p>Форма вихідної напруги</p> 	
<p>Гармонічний склад вихідної напруги</p> 		<p>Гармонічний склад вихідної напруги</p> 	

Для порівняння, капітальні затрати на частотний регульований асинхронний електропривод співрозмірної потужності в середньому становлять 25,5 тис. грн. [32].

Станція "Кліматика-5" розрахована на одночасну роботу 20 осьових вентиляторів ВО-7,1М з двигуном АИРП80А6У2 потужністю 0,36 кВт. Загальна потужність станції 7,2 кВт.

Економія спожитої енергії впродовж літнього періоду (3 місяці) за рахунок поліпшення енергетичних характеристик розробки

$$W_{EL} = 0,1 \cdot P_{\Sigma} \cdot T = 0,1 \cdot 7,2 \cdot 720 = 518 \text{ кВт}\cdot\text{год.}, \quad (5.2)$$

де 0,1 – економія електроенергії розробленим електроприводом, P_{Σ} – сумарна потужність привода, кВт; T – час роботи привода, год.

Вартість зекономленої енергії

$$C_{EL} = c_{EL} \cdot W_{EL} = 2,3 \cdot 518 = 1191,40 \text{ грн.}, \quad (5.3)$$

де c_{EL} – вартість електроенергії, грн/(кВт·год.).

Загальний прибуток від впровадження розробки

$$\Pi = \Pi_K + C_{EL} = 15200 + 1191 = 16391 \text{ грн.} \quad (5.4)$$

Оскільки розрахунок проводили порівняльний, то інші експлуатаційні затрати, такі як вартість обслуговування, амортизаційні відрахування, відрахування на поточний ремонт, загальногосподарські витрати тощо, рівнозначні і їх не враховували.

Порівняння інвестиційних проектів і вибір кращого з них рекомендується здійснювати з використанням таких показників [88]:

- чистий дисконтований прибуток (ЧДП) або інтегральний ефект;
- індекс прибутковості (ІП);
- внутрішня норма прибутковості (ВНП);
- термін окупності.

Величину ЧДП за постійної норми дисконту (E) визначають за формулою:

$$\text{ЧДП} = \sum_{t=0}^T (R_t - Z_t) \cdot \frac{1}{(1+E)^t} - K, \quad (5.5)$$

де R_t – результати, які досягаються на кроці t ; Z_t – витрати, які здійснюються на кроці t (без капітальних вкладень); T – тривалість розрахункового періоду; E – постійна норма дисконту; K – капітальні вкладення.

Результати, які досягаються у будь-який період R_t , визначаються вартістю додаткової продукції R_n .

Капітальні вкладення у даному випадку будуть тільки на першому етапі експлуатації:

$$K = B_{ек}, \quad (5.6)$$

де $B_{ек}$ – вартість регулятора напруги.

Норма дисконту приймається постійною і рівною $E = 0,18$.

Індекс прибутковості, який є відношенням суми наведених ефектів до величини капітальних вкладень, розраховується за формулою:

$$ІП = \frac{1}{K} \cdot \sum_{t=0}^T (R_t - Z_t) \cdot \frac{1}{(1+E)^t}. \quad (5.7)$$

Індекс прибутковості тісно пов'язаний з ЧДП, якщо ЧДП позитивний, то ІП більший за одиницю і навпаки. Якщо ІП більший за одиницю, проект ефективний, якщо ІП менший за одиницю – неефективний.

Внутрішня норма прибутковості $E_{ВН}$ (ВНП) є нормою дисконту, за якої величина наведених ефектів дорівнює наведеним капітальним вкладенням. $E_{ВН}$ визначається при розв'язанні рівняння:

$$\sum_{t=0}^T \frac{R_t - Z_t}{(1 + E_{ВН})^t} = \sum_{t=0}^T \frac{K}{(1 + E_{ВН})^t}. \quad (5.8)$$

Коли ВНП дорівнює або більше потрібної інвестору норми прибутку на капітал, інвестиції у даний інвестиційний проект виправдані. В іншому разі вони недоцільні.

Термін окупності – мінімальний часовий інтервал (від початку здійснення проекту), за межами якого інтегральний ефект стає і в подальшому залишається невід'ємним.

На рис. 5.1. та рис. 5.2. наведені відповідно зміни чистого дисконтованого прибутку та індексу прибутковості за тривалості розрахункового періоду експлуатації регульованого електропривода вентиляційної системи з перетворювачем напруги на базі широтно-імпульсного керування п'ять років.

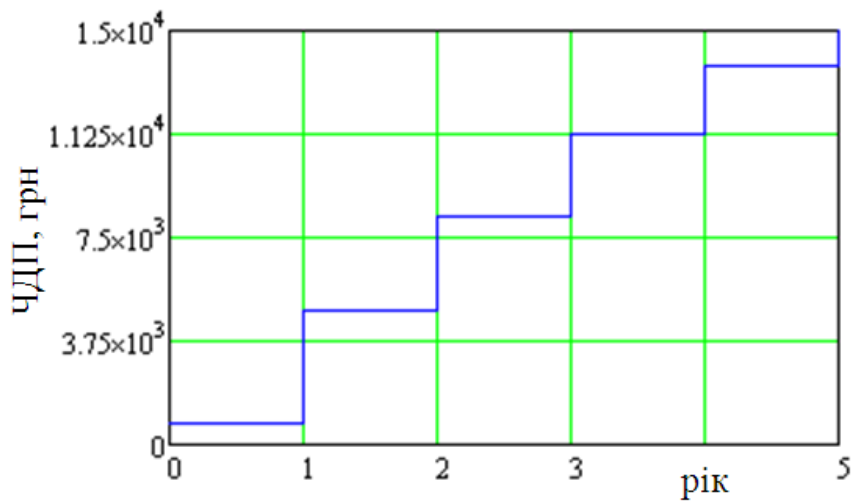


Рис. 5.1. Залежність чистого дисконтового прибутку від тривалості розрахункового періоду

З рис. 5.1. випливає, що вже у перший рік експлуатації розробленого регульованого електропривода вентиляційної системи ЧДП позитивний, що є показником ефективності проекту.

На першому та наступних роках експлуатації індекс прибутковості позитивний і більший за одиницю, що також свідчить про ефективність проекту.

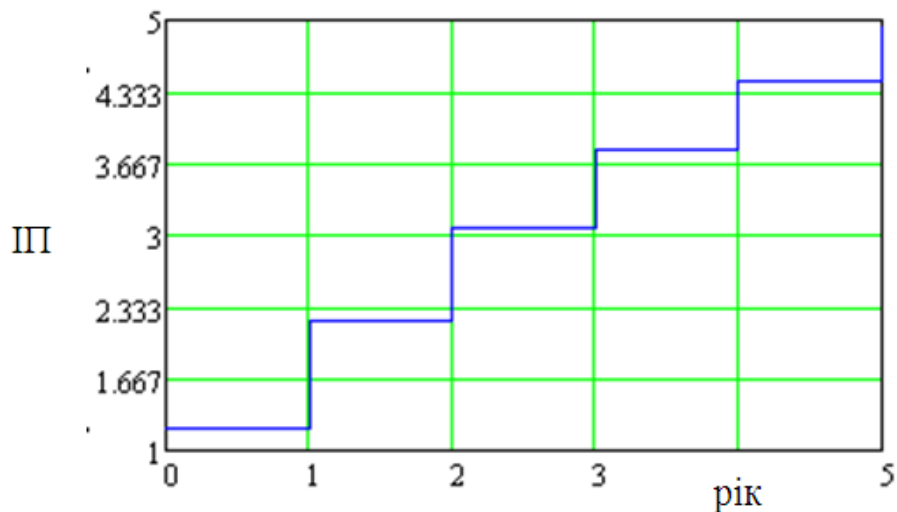


Рис. 5.2. Залежність індексу прибутковості від тривалості розрахункового періоду

Внутрішня норма прибутковості E_{BH} становить 1,2 (рис. 5.2), а термін окупності розробки – один рік.

ВИСНОВКИ

У монографії вирішено актуальне наукове завдання, яке полягає у встановленні взаємозв'язку гармонічного складу та величини амплітуд вищих гармонік вихідної напруги та струму регулятора з імпульсним керуванням від величини вихідної напруги регулятора трифазного регульованого асинхронного електропривода, що має істотне значення для поліпшення розвитку регульованого електропривода осьового вентилятора. За результатами досліджень зроблено такі висновки:

1. Для регульованих асинхронних електроприводів малої потужності, наприклад, осьових вентиляторів, доцільно використовувати регулятори напруги з керуванням за принципом ШП, вищі гармоніки якого кратні частоті комутації транзисторного ключа, а капітальні затрати, порівняно з тиристорними регуляторами напруги з фазово-імпульсним керуванням, в 3,8 раза менші.

2. Встановлена аналітична залежність синусного коефіцієнта вихідної напруги від кута відкривання та кратності частоти комутації транзисторного ключа, що дає можливість визначити вихідну напругу при різних значеннях змінних величин.

3. Розроблено в MatLab імітаційну комп'ютерну модель однофазного і трифазного перетворювача напруги з широтно-імпульсним керуванням. Встановлено, що спектр вихідної напруги і струму складається з вищих гармонік кратних частоті комутації силового транзисторного ключа. Зокрема, за частоти комутації $f_K = 2000$ Гц ($\kappa = 40$) вищі гармоніки проявляються на рівні 39 і 41, 79 і 81, 159 і 161-ї і т.д. Спектр напруги, через спотворення форми вихідної напруги імпульсами зворотної напруги, має незначний фон інших гармонік, величина яких не перевищує 10%.

4. Удосконалено методику розрахунку силових елементів регулятора напруги з широтно-імпульсним керуванням, яка за допомогою комп'ютерної моделі уточнює попередньо наближено визначені параметри елементів. Зокрема визначені елементи RC-снаббера ($R_S = 150$ Ом, $C_S = 0,3$ мкФ) регулятора напруги електропривода осьового вентилятора ВО-7,1М з двигуном АИРП80А6У2 дали змогу зменшити імпульс зворотної напруги

при вимиканні електронного транзисторного ключа від 60 до 1,1 кВ.

5. Результати експериментальних досліджень показників регулювання електропривода свідчать, що діапазон регулювання електропривода з широтно-імпульсним регулятором напруги розширений на 30%, порівняно з тиристорним регулятором напруги, і становить $D=7,8:1$, коефіцієнт плавності близький до одиниці.

Порівнянням отриманих робочих характеристик електропривода вентилятора на комп'ютерній моделі та експериментальних даних встановлено, що розбіжність їх значень не перевищує 5%, яке підтверджує адекватність розробленої імітаційної комп'ютерної моделі.

6. У результаті проведених виробничих випробувань у господарстві Відокремленого підрозділу НУБіП України Бородянського району Київської області встановлено, що загальний прибуток від впровадження установки, порівняно з базовим варіантом (електропривода вентиляційної установки "Климатика-5" з тиристорним регулятором напруги), за літній період становить 15 887 грн.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Адаменко А. И. Методы исследования несимметричных асинхронных машин. К., 1969. 356 с.
2. Алексанян А. А. Мощные транзисторные устройства повышенной частоты. Л., 1988. 321 с.
3. Арриллага Дж., Бредли Д., Боджер П. Гармоники в электрических системах. М., 1990. 320 с.
4. Атабеков Г. И. Теоретические основы электротехники. М.-Л., 1966. Ч. 1. 320 с.
5. Бараненко Т. К., Саравас В. Є. Дослідження амплітудного спектру вхідного стуму асинхронно-вентильного каскаду. Вісник Харківського національного технічного університету сільського господарства імені Петра Василенка. Технічні науки. 2011. Вип. 116. С. 127–128.
6. Бараненко Т. К., Саравас В. Е. Электромагнитная совместимость частотно-регулируемых электроприводов и питающих сетей. Proc. of V Międzynarodowe seminarium polsko-ukraińskie «Problemy elektroenergetyki». Łódź, Polska. 2007. С. 85–92.
7. Бараненко Т. К., Саравас В. Е. Моделирование характеристик асинхронно-вентильного каскада в среде MATLAB. Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету імені Михайла Остроградського. 2009. № 3. Ч. 2. С. 127–130.
8. Башарин А. В., Новиков В. А., Соколовский Г. Г. Управление электроприводами. Л., 1982. 392 с.
9. Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники: Электрические цепи. М., 1978. 528 с.
10. Бобылев Ю. Устройства плавного пуска и торможения двигателей электроустановок: грамотное использование. URL: <http://www.twirpx.com/file/39029/>
11. Воронин П. А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. М., 2001.
12. Герман-Галкин С. Г. Электрические машины: лабораторные работы на ПК. Санкт-Петербург, 2003. 256 с.

13. Герман-Галкин С. Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MatLab 6.0. Санкт-Петербург, 2001. 320 с.
14. Герман-Галкин С. Г. Matlab & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК. Санкт-Петербург, 2008. 368 с.
15. Герман-Галкин С. Г. Силовая электроника: лабораторные работы на ПК. Санкт-Петербург, 2002. 304 с.
16. Глазенко Т. А., Хрисанов В. И. Полупроводниковые системы импульсного асинхронного электропривода малой мощности. Л., 1983. 176 с.
17. Головков А. В., Любицкий В. Б. Блоки питания для системных модулей типа IBM-PC XT. М., 1995. 103 с.
18. Голодний І. М., Санченко О. В. Аналіз спектрального складу вихідної напруги перетворювача з широтно-імпульсним керуванням. Науковий вісник Національного університету біоресурсів і природокористування України. Серія: Техніка та енергетика АПК. 2012. Вип. 174. Ч. 2. С. 99–105.
19. Голодний І. М., Санченко О. В. Аналітичний аналіз вихідної напруги регулятора з ШПП під час роботи на активне навантаження. Науковий вісник Національного університету біоресурсів і природокористування України. Серія: Техніка та енергетика АПК. 2016. Вип. 256. С. 230–233.
20. Голодний І. М., Санченко О. В. До питання регулювання швидкості малопотужного асинхронного електропривода. Науковий вісник Національного університету біоресурсів і природокористування України. Серія: Техніка та енергетика АПК. 2011. Вип. 166. Ч. 4. С. 64–70.
21. Голодний І. М., Синявський О. Ю., Санченко О. В. Дослідження робочих характеристик трифазного асинхронного електропривода з тиристорним регулятором напруги. Енергетика і автоматика. 2017. № 3. С. 55–62.
22. Голодний І. М., Синявський О. Ю., Санченко О. В. Дослідження електромагнітних процесів трифазного асинхронного електропривода з тиристорним регулятором напруги. Науковий вісник Національного університету біоресурсів і природокористування України. Серія: Техніка та енергетика АПК. 2017. Вип. 268. С. 66–74.

23. Голодний І. М., Санченко О. В. Дослідження на моделі в MatLab спектра вихідної напруги та струму однофазного тиристорного регулятора за роботи на RL – навантаження. Науковий вісник Національного університету біоресурсів і природокористування України. Серія: Техніка та енергетика АПК. 2017. Вип. 261. С. 235–243.

24. Голодний І. М., Санченко О. В. Дослідження на моделі в Matlab складу вищих гармонік вихідної напруги та струму трифазного регулятора з ШПІ при роботі на активно-індуктивне навантаження. Вісник Харківського національного технічного університету сільського господарства імені Петра Василенка. Технічні науки. 2016. Вип. 175 «Проблеми енергозабезпечення та енергозбереження в АПК України». С. 63–65.

25. Голодний І. М., Санченко О. В. Комп'ютерна модель трифазного регульованого асинхронного електропривода із широтно-імпульсним перетворювачем. Науковий вісник Національного університету біоресурсів і природокористування України. Серія: Техніка та енергетика АПК. 2016. Вип. 242. С. 97–100.

26. Голодний І. М., Санченко О. В. Порівняльний аналіз на моделі в MatLab гармонічного складу вихідної напруги електронних перетворювачів з різними способами керування при роботі на активне навантаження. Вісник Харківського національного технічного університету сільського господарства імені Петра Василенка. Технічні науки. 2012. Вип. 129 «Проблеми енергозабезпечення та енергозбереження в АПК України». С. 74–78.

27. Голодний И. М., Санченко А. В. Проблемы регулируемого асинхронного электропривода малой мощности. Вестник Всероссийского научно-исследовательского института электрификации сельского хозяйства. 2014. Вып. 1 (14). С. 21–27.

28. Голодний І. М., Санченко О. В. Спектр вихідної напруги та струму напівпровідникового перетворювача з широтно-імпульсним керуванням при роботі на активно-індуктивне навантаження. Механізація та електрифікація сільського господарства. 2013. Вип. 97. Т. 2. С. 232–239.

29. Голодний І. М., Санченко О. В. Дослідження електромагнітних процесів у снаберному вузлі електронного

ключа регулятора напруги. Науковий вісник Національного університету біоресурсів і природо-користування України. Серія: Техніка та енергетика АПК. 2018. Вип. 283. С. 174–180.

30. Голодний І. М., Санченко О. В. Спектральний аналіз на моделі в MatLab вихідної напруги та струму трифазного регулятора з ШПІ під час роботи на активно-індуктивне навантаження. Науковий вісник Національного університету біоресурсів і природо-користування України. Серія: Техніка та енергетика АПК. 2016. Вип. 256. С. 172–177.

31. Голодный И. М., Синявский А. Ю., Санченко А. В. Исследование 3-фазного асинхронного электропривода с тиристорным регулятором напряжения с фазоимпульсным управлением. Вестник ВИЭСХ. 2017. № 4. С. 139–144.

32. Голодный И. М., Синявский А. Ю., Санченко А. В. Дослідження асинхронного електропривода осьового вентилятора з частотним керуванням. Енергетика і автоматика. 2018. № 6. С. 70–77.

33. Грехов И. В. Современные полупроводниковые приборы для преобразователей малой и средней мощности. Известия академии наук. Энергетика. 1993. № 5.

34. Дьяконов В. SIMULINK 4. Специальный справочник. СПб., 2002.

35. Дьяконов В. П. MATLAB R2006/2007/2008 + Simulink 5/6/7. Основы применения. М., 2008. 800 с.

36. Лавріненко Ю. М., Марченко О. С., Савченко П. І. Електропривод. К., 2009. 504 с.

37. Жулай Є. Л., Зайцев Б. В., Лавріненко Ю. М. Електропривод сільськогосподарських машин, агрегатів та потокових ліній. К., 2001. 288 с.

38. Электрическая энергия. Требования к качеству электрической энергии в электрических сетях общего назначения: ГОСТ 13109-97. К., 1999. 31 с.

39. Жежеленко И. В., Саенко Ю. Л., Бараненко Т. К. Анализ сетевого тока преобразователей частоты с различными законами управления. Proc. of V Międzynarodowe seminarium polsko-ukraińskie «Problemy elektroenergetyki». Łódź, Polska, 2007. С. 101–107.

40. Жежеленко И. В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промышленных предприятий. М., 2010. 375 с.
41. Жежеленко И. В., Саенко Ю. Л. Вопросы качества электроэнергии в электроустановках. Мариуполь, 1996. 173 с.
42. Жежеленко И. В., Саенко Ю. Л., Бараненко Т. К. Дополнительные потери, обусловленные генерированием интергармоник. Сборник докладов IX Российской научно-технической конференции по электромагнитной совместимости технических средств и электромагнитной безопасности. Санкт-Петербург, 2006. С. 521–524.
43. Жежеленко И. В., Саенко Ю. Л., Холькин А. М. Математический аспект гармонического анализа входного тока преобразователей со звеном постоянного тока. Наукові праці Донецького національного технічного університету. 2009. № 9 (158). С. 87–94.
44. Жежеленко И. В., Саенко Ю. Л., Барвинский Н. А. Оценка гармоник сетевого тока преобразователей частоты со звеном постоянного тока. Промислова електроенергетика та електротехніка (Промелектро). 2007. № 2. С. 22–24.
45. Жежеленко И. В., Саенко Ю. Л. Показатели качества электроэнергии и их контроль на промышленных предприятиях. М., 2000. 252 с.
46. Жежеленко И. В., Саенко Ю. Л., Бараненко Т. К. Помехи, генерируемые тиристорными преобразователями частоты, и их минимизация. Вести в електроенергетике. 2005. № 3. С. 61–65.
47. Жежеленко И. В., Саенко Ю. Л. Теоретические основы электромагнитной совместимости в системах электроснабжения. 1992.
48. Железко Ю. С. Стандартизация параметров электромагнитной совместимости в международной и отечественной практике. Электричество. 1996. № 1. С. 2–7.
49. Заблодский Н. Н., Худобин К. В. Синтез математической модели асинхронного двигателя с учетом геометрии зубцовой зоны ротора. Науковий вісник Національного університету біоресурсів і природокористування України. Серія: Техніка та енергетика АПК. 2016. Вип. 230. С. 15–20.
50. Забродин Ю. С. Промышленная электроника. М., 1982. 496 с.

51. Закладной А. Н., Праховник А. В., Соловей А. И. Энергозбереження засобами промислового електропривода. К., 2005. 408 с.
52. Зимин Е. Н., Яковлев В. И. Автоматическое управление электроприводами. М., 1979. 318 с.
53. Зиновьев А. Л., Филиппов Л. И. Введение в теорию сигналов и цепей. М., 1975. 280 с.
54. Карташев И. И., Тульский В. Н., Шаманов Р. Г. Влияние качества электроэнергии на потери мощности и энергии в электрических сетях. Метрология электрических измерений в электроэнергетике: IV научно-практическая конференция. М., 2004.
55. Калашников Б. Е., Кривицкий С. О., Эпштейн И. И. Системы управления автономными инверторами. М., 1974. 105 с.
56. Клевцов А. В. Преобразователи частоты для электропривода переменного тока. Тула, 2008.
57. Ключев В. И. Теория электропривода. М., 1985. 560 с.
58. Колпаков А., Ламп Й. Проблемы проектирования IGBT-инверторов: перенапряжение и снабберы. Силовая электроника. 2008. № 5. С. 98–103.
59. Копылов И. П. Математическое моделирование электрических машин. М., 2001. 327 с.
60. Куневич А. В., Сидоров И. Н. Индукционные элементы на ферритах. СПб, 1997. 157 с.
61. Куренный Э. Г., Коломытцев А. Д., Ковальчук В. М. Оценка качества электроэнергии с использованием моделей объектов. Качество электроэнергии в сетях промпредприятий. М., 1977. С. 23–29.
62. Мазуренко Л. І., Попович О. М., Гребеніков В. В. Електричні машини змінного струму та електромеханічні системи на їх основі. Праці Інституту електродинаміки НАН України. 2011. Вип. 29. С. 62–70.
63. Маренич К. Н. Процессы в системе «тиристорный коммутатор – асинхронный двигатель» при фазовом и квазичастотном регулировании напряжения. Преобразование параметров электрической энергии в энергетических и технологических установках. К., 1991. С. 57–63.

64. Методика определения экономической эффективности использования в сельском хозяйстве результатов научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ, новой техники, изобретений и рационализаторских предложений. К., 1986. 118 с.

65. Методика определения экономической эффективности прикладных исследований. М., 1999. 20 с.

66. Методические рекомендации по оценке эффективности инвестиционных проектов и их отбору для финансирования. Под редакцией А. Г. Шахнозарова. М., 1994.

67. Новиков П. Защита силового транзистора. Часть 1. Перенапряжение. Силовая электроника. 2012. № 3. С. 31–35.

68. Руденко В. С., Сенько В. И., Трифонюк В. В. Основы промышленной электроники. К., 1985. 400 с.

69. Онищенко Г. Б. Электрический привод. М., 2003. 320 с.

70. Зевеке Г. В., Ионкин П. А., Нетушил А. В., Страхов С. В. Основы теории цепей. М., 1975. 752 с.

71. Преображенский В. И. Полупроводниковые выпрямители. М., 1986. 136 с.

72. Прянишников В. А. Электроника: курс лекций. Санкт-Петербург, 1998. 401 с.

73. Андрианов В. Н., Быстрицкий Д. Н., Павлов А. В., Чебуркина Е. М. Регулируемые асинхронные электродвигатели в сельскохозяйственном производстве. М., 1975. 400 с.

74. Голодний І. М., Лавріненко Ю. М., Козирський В. В. Регульований електропривод. К., 2015. 509 с.

75. Санченко О. В. Експериментальні дослідження спектрального складу вихідної напруги широтно-імпульсного перетворювача при роботі на активне навантаження. Праці Таврійського державного агротехнологічного університету. 2013. Вип. 13. Т. 2. С. 110–115.

76. Саравас В. Є. Анализ регулируемого электропривода как источника искажений сетевого тока. Электромагнитная совместимость на железнодорожном транспорте: I Международная научно-практическая конференция. Днепропетровск, 2007. С. 43–44.

77. Семенов Ю. М. Силовая электроника для любителей и профессионалов. М., 2001. 327 с.

78. Мишин В. И., Лут Н. Т., Коломиец А. П., Мамедов Ф. А. Системы управления регулируемым электроприводом вентиляторов. М., 1994. 142 с.

79. Гульков Г. И., Петренко Ю. Н., Раткевич Е. П., Симоненкова О. Л. Системы автоматизированного управления электроприводами. М., 2004. 384 с.

80. Самосейко, В.Ф. Теоретические основы управления электроприводом / В.Ф. Самосейко. - СПб.: Элмор, 2007. - 464 с.

81. Сиротин А. А. Автоматическое управление электроприводами. М., 1969. 560 с.

82. Системы плавного пуска. ULR: [http://www05.abb.com/global/scot/scot209.nsf/veritydisplay/5f3e374d2275dfcdc12571a0003e9ca8/\\$file/advlocmansoftst.pdf](http://www05.abb.com/global/scot/scot209.nsf/veritydisplay/5f3e374d2275dfcdc12571a0003e9ca8/$file/advlocmansoftst.pdf).

83. Совместимость технических средств электромагнитная. Термины и определения: ГОСТ 30372-95. Межгосударственный стандарт. 1997.

84. Галиновский А. М., Бобер В. А., Давыдов А. Н., Вишневский А. С. Совершенствование методики расчета рабочих и пусковых характеристик асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором. Електромеханічні і енергозберігаючі системи. 2011. Вип. 3 (15). С. 131–133.

85. Соколовский Г. Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. М., 2006. 264 с.

86. Чиженко И. М., Андриенко П. Д., Бран А. А. Справочник по преобразовательной технике. К., 1978. 447 с.

87. Попович М. Г., Борисюк М. Г., Гаврилюк В. А. Теорія електропривода. К., 1993. 404 с.

88. Устройство плавного пуска. ULR: http://ru.wikipedia.org/wiki/Устройство_плавного_пуска.

89. Ильин Н. И., Лукманова И. Г., Немчин А. М. Управление проектами. М., 1996. 610 с.

90. Черных И. В. Simulink: Инструмент моделирования динамических систем. М., 2005. 576 с.

91. Черных И. В. Моделирование электротехнических устройств в Matlab, SimPowerSystems и Simulink. М.; Санкт-Петербург, 2008. 288 с.

92. Чиженко И. М., Руденко В. С., Сенько В. И. Основы преобразовательной техники. М., 1974. 430 с.

93. Bareghamyan G. V., Melkonyan A. N. Choosing Parameters of the Snubber with Partial Recuperation of the Commutation Energy for PWM Converters. Труды конференции ЕРЕ-РЕМС. 2004.

94. Chari M. V. K. Nonlinear Finite Element solution of electrical machines under no-load and full-load conditions. IEEE TRANS on Magnetic. 1974. Vol. MAG-10. P. 686–689.

95. Carbone R., Rosa F. De, Langella R., Sollazzo A., Testa A. Modelling of AC/DC/AC Conversion Systems with PWM Inverter. IEEE transactions on power electronics. 2002. Vol. 16. № 2. P. 1002–1009.

96. Calculation of major IGBT operating parameters. Infineon Technologies. ANIP9931E. August 1999.

97. Fabiani D., Montanari G. C. The Effect of voltage Distortion on Ageing Acceleration of Insulation Systems Under Partial Discharge Activity. IEEE Electrical Insulation Magazine. 2001. Vol. 17. № 3. P. 24–33.

98. Hiromichi Tai, Makoto Takeda, Toshiaki Matsumoto. Switching Loss Evaluation of Active Gate Controlled IGBT. EPE-PEMC. Riga, Latvia, 2004.

99. Hurng-Liahng J., Wu J., Chang Y., Feng Y. A Novel Active Power Filter for Harmonic Suppression. IEEE Transactions On Power Delivery. 2005. Vol. 20. № 2. P. 1507–1513.

100. Kincaid N. G., Chari M. V. K. The application of finite element method analysis to eddy current nondestructive evaluation. IEEE Trans on Magnetic. 1979. Vol. MAG-15. № 6.

101. Magele Ch., Stogner H., Preis K. Comparison of different Finite Element Formulations for 3D magnetostatic Problems. IEEE Transactions on Magnetics. 1988. Vol. 24. № 1. P. 31–34.

102. Motor Controllers Industrial, 2-Phase Motor Reversing Type RR2A. URL: http://www.productselection.net/PDF/UK/mc_rr2a.pdf

103. Motor Controller AC Semiconductor Motor Controller Type RSBS2325A2V11Cxx. URL: http://www.productselection.net/PDF/UK/mc_rsbs.pdf.

104. Softstarter handbook. URL: [http://www05.abb.com/global/scot/scot209.nsf/veritydisplay/2985284834bcff7fc1256f3a00274038/\\$file/1sfc132002m0201.pdf](http://www05.abb.com/global/scot/scot209.nsf/veritydisplay/2985284834bcff7fc1256f3a00274038/$file/1sfc132002m0201.pdf).

105. Chari M. V. K., Konrad A., Palmo A. Three-Dimensional Vector Potential Analysis for Machine Field Problems. IEEE Trans. 1982. MAG-18. P. 436–446.

106. Zhang Y., Sobhani S., Chokhawala R., Snubber Considerations for IGBT Applications. IPEMC. 1994. P. 261–269.

107. Zhezhelenko I., Sajenko J., Baranenko T. Frequency Converters as Generators of Interharmonics. Proc. of 9th International Conference «Electrical Power Quality and Utilization» (EPQU'07). Barcelona, Spain. 2007.

ДОДАТКИ

Додаток А

Результати досліджень трифазного регульованого електропривода осьового вентилятора ВО-7,1М
з електродвигуном АИРП80А6У2 і тиристорним регулятором напруги з фазово-імпульсним керуванням

Параметри	Показники								Рівняння апроксимації	Достовірність апроксимації
U , В	220	185	163	139	117	103	92	81		
U^* , в.о.	1,00	0,84	0,74	0,63	0,53	0,47	0,42	0,37		
n , об/хв	900	873	801	657	477	396	297	189		
n^* , в.о.	1,00	0,97	0,89	0,73	0,53	0,44	0,33	0,21	$n^* = -2,0034U^{*2} + 4,0447U^* - 1,0302$	0,9962
P_1 , Вт	518	480	450	356	269	240	150	121	$P_1 = 1,0291P_2 + 170,35$	0,9543
P_2 , Вт	350	320	250	150	70	50	30	20		
M_2 , Н·м	3,73	3,45	3,00	2,13	1,40	1,25	1,08	0,88	$M_2 = 0,873P_2 + 83,978$	0,9989
S_1 , ВА	627	599	572	491	396	340	290	203	$S_1 = 0,9798P_2 + 302,8$	0,9488
$\cos\varphi$	0,826	0,801	0,787	0,720	0,680	0,660	0,580	0,580	$\cos\varphi = -2 \cdot 10^{-6}P_2^2 + 0,0014P_2 + 0,5655$	0,957
η	0,675	0,657	0,555	0,400	0,253	0,238	0,200	0,170	$\eta = -1 \cdot 10^{-6}P_2^2 + 0,0019P_2 + 0,1358$	0,9984

Додаток Б

Результати досліджень трифазного регульованого електропривода осьового вентилятора ВО-7,1М з електродвигуном АИРП80А6У2 і широтно-імпульсним перетворювачем напруги ($f_K = 2000$ Гц)

Параметри	Показники								Рівняння апроксимації	Достовірність апроксимації
U , В	220	185	163	139	117	103	92	81		
U^* , в.о.	1,00	0,84	0,74	0,63	0,53	0,47	0,42	0,37		
n , об/хв	900	873	801	657	477	396	297	189		
n^* , в.о.	1,00	0,97	0,89	0,73	0,53	0,44	0,33	0,21	$n^* = -2,0034U^{*2} + 4,0447U^* - 1,0302$	0,9962
P_1 , Вт	518	469	412	322	230	183	134	90	$P_1 = 1,1051P_2 + 131,39$	0,9826
P_2 , Вт	350	320	250	150	70	50	30	20		
M_2 , Н·м	3,73	3,45	3,00	2,13	1,40	1,25	1,08	0,88	$M_2 = 0,837P_2 + 83,978$	0,9989
S_1 , ВА	627	582	523	425	337	278	232	156	$S_1 = 1,2397P_2 + 200,52$	0,974
$\cos\varphi$	0,826	0,801	0,787	0,720	0,680	0,660	0,580	0,580	$\cos\varphi = -1 \cdot 10^{-6}P_2^2 + 0,0008P_2 + 0,6662$	0,9655
η	0,675	0,682	0,607	0,439	0,304	0,293	0,223	0,220	$\eta = -2 \cdot 10^{-6}P_2^2 + 0,0022P_2 + 0,1632$	0,9944

Додаток В

Результати досліджень трифазного регульованого електропривода осьового вентилятора ВО-7,1М
з електродвигуном АИРП80А6У2 і перетворювачем частоти FR-E540-1,5

Пара- метри	Показники								Рівняння апроксимації	Достовірність апроксимації
	50	49	45	37	27	22	16	11		
f_1 , Гц	50	49	45	37	27	22	16	11		
U , В	220	210	180	130	77	60	50	20	$U = 0,0776f_1^2 + 0,2448f_1 + 13,6$	0,9999
U^* , в.о.	1,00	0,95	0,82	0,59	0,35	0,27	0,25	0,09		
n , об/хв	900	873	801	657	427	396	297	189	$n = 17,788f_1 + 3,3333$	0,9981
n^* , в.о.	1,00	0,97	0,89	0,73	0,53	0,44	0,33	0,21	$n^* = -0,4665U^{*2} + 1,3864U^* - 0,0793$	0,9991
I_1 , А	0,98	1,07	0,96	0,72	0,44	0,37	0,26	0,20	$I_1 = -8 \cdot 10^{-6}P_2^2 + 0,0054x + 0,1043$	0,9927
P_1 , Вт	525	474	370	238	120	89	56	38	$P_1 = 1,4388P_2 + 16,665$	0,9994
P_2 , Вт	350	320	250	150	70	50	30	20		
M_2 , Н·м	3,73	3,50	3,00	2,13	1,40	1,25	1,08	0,88	$M_2 = 0,837P_2 + 83,978$	0,9989
S_1 , ВА	649	592	468	301	154	114	73	49	$S_1 = 1,7759P_2 + 26,193$	0,9996
$\cos\varphi$	0,81	0,80	0,79	0,79	0,78	0,78	0,77	0,77	$\cos\varphi = -3 \cdot 10^{-7}P_2^2 + 0,0002P_2 + 0,7583$	0,9687
η	0,667	0,675	0,675	0,63	0,58	0,56	0,53	0,52	$\eta = -2 \cdot 10^{-6}P_2^2 + 0,0012P_2 + 0,4985$	0,9963

Наукове видання

Голодний Іван Михайлович
Санченко Олександр Володимирович

**РЕГУЛЬОВАНИЙ АСИНХРОННИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД
ВЕНТИЛЯЦІЙНОЇ СИСТЕМИ З ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНИМ
КЕРУВАННЯМ**

МОНОГРАФІЯ

Формат 60x90 ¹/₁₆. Гарнітура Times New Roman.

Папір крейдований. Друк офсетний.

Умовн. друк. арк. 7.4.

Підписано до друку 29.09.2020 р.

Видавець і виготовлювач ТОВ "ЦП "Компринт"

03150, м. Київ, вул. Предславінська, 28

Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої справи

до Державного реєстру видавців і розповсюджувачів видавничої
продукції ДК №4131 від 04.08.2011 р.