

**І.М. Голодний**  
**Л.С. Червінський**  
**А.В. Жильцов**  
**О.В. Санченко**  
**О.І. Романенко**

# **МОДЕЛЮВАННЯ РЕГУЛЬОВАНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА**

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

**Київ 2019**

УДК 621.3.078(073)

ББК 31.291я7

Г60

*Рекомендовано Вченою радою  
Національного університету біоресурсів і природокористування України  
(Протокол №                      від                      2019 р.)*

**Р е ц е н з е н т и:**

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

**Голодний І.М., Червінський Л.С., Жильцов А.В.,  
Санченко О.В. Романенко О.І.**

Г 60    Моделювання регульованого електропривода: Підручник. –  
К.: Аграр Медіа Груп, 2019. – 266 с.: іл.

ISBN 978-617-646-199-9

Приведені основи моделювання регульованого електропривода в системі MatLab. Описана бібліотека пакетів Simulink і Sim Power System, які використовуються при моделюванні електромеханічних систем. Розглянуті питання побудови і моделювального проектування регульованого електропривода постійного і змінного струму.

Для викладачів і студентів енергетичних спеціальностей вищих навчальних закладів III-IV рівнів акредитації. Книга також буде корисна для спеціалістів-виробничників.

УДК 621.3.078(073)

ББК 31.291я7

ISBN 978-617-646-199-9

© І.М. Голодний,  
Л.С. Червінський,  
А.В. Жильцов,  
О.В. Санченко,  
О.І. Романенко

2019

## ЗМІСТ

Передмова .....	6
Вступ .....	8
В1. Загальні положення .....	8
В2. Замкнені системи керування електроприводами .....	10
В3. Моделювання, основні поняття і визначення .....	21
В4. Мета і завдання вивчення дисципліни .....	24
<i>Питання для самоконтролю</i> .....	24
1. Основи комп'ютерного моделювання електропривода в системі MatLab .....	26
1.1. Пакет MatLab .....	26
1.1.1. Continuous (Неперервні блоки) .....	27
1.1.2. Math (Математичні функції) .....	29
1.1.3. Sinks (Віртуальні прилади для спостереження і реєстрації процесів) .....	29
1.1.4. Sources (Джерела сигналів) .....	31
1.1.5. Sim Power Systems Elements (Бібліотека пасивних силових елементів) .....	37
1.1.6. Power Electronics (Елементи силової електроніки) .....	37
1.1.7. Machines (Бібліотека електричних машин) .....	50
1.2. Побудова моделей у системі MatLab .....	53
1.2.1. Виділення об'єктів .....	53
1.2.2. Операції з блоками .....	53
1.2.3. Переставлення блоків моделі .....	54
1.2.4. Установлення параметрів блока .....	54
1.2.5. Вилучення блоків .....	54
1.2.6. Від'єднання блоків .....	54
1.2.7. Зміна кутової орієнтації блока .....	55
1.2.8. Зміна розмірів блока .....	55
1.2.9. Зміна і переміщення імені блока .....	55
1.2.10. Створення з'єднувальних ліній .....	56
1.2.11. Розстановка міток сигналів і коментарів .....	56

1.2.12. Створення підсистеми .....	57
1.2.13. Запис і друкування моделі .....	57
1.3. Моделювання теплових режимів електродвигуна .....	58
<i>Питання для самоконтролю .....</i>	<i>61</i>
2. Моделі напівпровідникових перетворювачів напруги в системах електропривода .....	62
2.1. Моделі керованих випрямлячів .....	62
2.1.1. Модель однофазного керованого випрямляча .....	62
2.1.2. Модель трифазного керованого випрямляча .....	80
2.1.3. Визначення енергетичних показників за результатами моделювання .....	88
2.2. Модель широтно-імпульсного перетворювача (ШІП) .....	88
2.3. Модель автономного інвертора .....	104
<i>Питання для самоконтролю .....</i>	<i>117</i>
3. Моделювання в MatLab електропривода постійного струму .....	118
3.1. Моделювання двигунів постійного струму .....	118
3.1.1. Двигуни постійного струму незалежного збудження .....	118
3.1.2. Двигуни постійного струму послідовного збудження .....	130
3.1.3. Двигуни постійного струму змішаного збудження .....	139
3.1.4. Віртуальні моделі двигунів постійного струму .....	141
3.2. Моделювання електропривода тиристорний перетворювач напруги (керований випрямляча) – двигун (ТПН-Д) .....	149
3.2.1. Модель електропривода з автоматичним регулюванням моменту (струму) в системі ТПН-Д .....	149
3.2.1.1. Модель електропривода з від'ємним зворотним зв'язком за струмом .....	149
3.2.1.2. Модель електропривода з відсічкою за струмом .....	153
3.2.1.3. Модель електропривода з від'ємним зворотним зв'язком за швидкістю .....	156
3.2.1.4. Модель двоконтурної системи з підпорядкованим регулюванням струму та швидкості системи ТПН-Д .....	157

3.2.1.5. Віртуальна модель електропривода з керованим випрямлячем .....	163
3.3. Моделювання електропривода постійного струму на базі широтно-імпульсних перетворювачів (ШП) .....	167
3.3.1. Функціональна модель електропривода з ШП .....	167
3.3.2. Віртуальна модель електропривода з ШП .....	170
<i>Питання для самоконтролю</i> .....	177
4. Моделювання в MatLab електропривода змінного струму .....	179
4.1. Моделі асинхронних двигунів .....	179
4.1.1. Модель асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором (АКЗ) в нерухомій системі координат .....	179
4.1.2. Модель АКЗ в обертовій системі координат .....	190
4.1.3. Модель АКЗ з перетворювачем координат .....	193
4.1.4. Віртуальна модель асинхронного двигуна з фазним ротором .....	198
4.1.5. Віртуальна модель трифазного АКЗ при живленні від однофазної мережі .....	202
4.2. Розімкнена система регульованого електропривода асинхронний короткозамкнений двигун – автономний інвертор напруги із синусоїдальною широтно-імпульсною модуляцією (АКЗ – АІН з ШІМ) .....	206
4.3. Моделювання асинхронного електропривода з векторним керуванням .....	221
4.4. Модель електропривода з магнітоелектричним синхронним електродвигуном .....	233
4.5. Моделі регульованого трифазного асинхронного електропривода з імпульсними регуляторами напруги .....	236
4.6. Модель регульованого електропривода подрібнювача грубих кормів АПК-10А .....	251
<i>Питання для самоконтролю</i> .....	258
Бібліографія .....	260
Предметний покажчик .....	262

## ПЕРЕДМОВА

Пропонований підручник написано у відповідності з програмою навчальної дисципліни "Моделювання регульованого електропривода, апаратів та потокових ліній" для підготовки фахівців у вищих навчальних закладах III-IV рівня акредитації за спеціальністю 141 – електроенергетика, електротехніка та електромеханіка.

В даний час в навчальній літературі відчутна недостача підручників і навчальних посібників з вказаної дисципліни. Існують посібники з окремих розділів. Систематизований же навчальний посібник, написаний відповідно з навчальною програмою, відсутній. Пропонований посібник має на меті усунути вказаний недолік.

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

Володіння теорією в області регульованого електропривода є важливою складовою професійної підготовки і необхідністю спеціаліста даного профілю на ринку праці. Сьогодні досягнення такої мети можливе тільки при застосуванні нових форм навчання з використанням комп'ютерних технологій. Прикладні пакети комп'ютерних програм дозволяють якісно змінити і суттєво розширити можливості студентів і інженерів при дослідженні і проектуванні електромеханічних систем.

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

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

В книзі викладено не тільки методику моделювання регульованого електропривода, але і наведено практичні приклади розрахунку та моделювання. Вихідні теоретичні положення роботи регульованого електропривода та структурні схеми електродвигунів і систем автоматичного керування регульованим електроприводом для розробки і налагодження моделей бралися з [19].

При підготовці посібника автори керувалися вітчизняними та міжнародними стандартами, такими, як IEC 61800-1(1997), IEC 61800-2(1998), IEC 61800-3(2004) Identifier Adjustable speed electrical power drive systems.

Підручник написаний викладачами кафедри електропривода та електротехнологій Національного університету біоресурсів і природокористування України. Передмова, розділи 3, та 4 написані І.М. Голодним, вступ, розділ 1 – Л.С. Червінським, розділ 2 – А.В. Жильцовим, пункти 2.1, 3,3 та 4.5 – О.В. Санченком, пункти 4.1, 4.2 та 5.6 – О.І. Романенком.

Автори висловлюють глибоку подяку професорам: кафедри автоматизованих електромеханічних систем Харківського національного технічного університету сільського господарства Лисиченку М.Л., кафедри електропостачання Національного університету біоресурсів і природокористування України Нікіфорову А.П., відділу електромеханічних систем Інституту електродинаміки НАНУ Мазуренку Л.І. за велику працю з рецензування навчального посібника та цінні зауваження, які враховано при його доопрацюванні.

Всі зауваження і побажання читачів просимо направляти на адресу видавництва.

## ВСТУП

### В1. Загальні положення

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

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

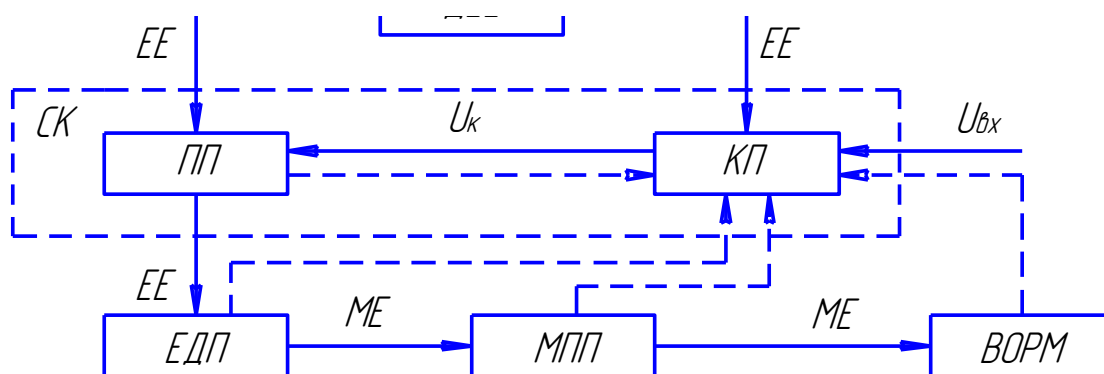


Рис. В.1. Структурна схема автоматизованого електропривода

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

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



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

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

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

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

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

- в розімкненій системі;
- в замкненій системі.

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

За видом силового перетворювача регульовані електроприводи поділяють на:

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

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

## В2. Замкнені системи керування електроприводом

Система електропривода з підпорядкованим керуванням координат (рис. В.2) є найпоширенішою. Об'єктом регулювання цієї системи є електромеханічна система, яка поділена на елементи з передаточними функціями  $W_1(p)$ ,  $W_2(p)$ , ...,  $W_n(p)$  і вихідними координатами  $x_1$ ,  $x_2$ , ...,  $x_n$ . В системі передбачено  $n$  регуляторів з передаточними функціями  $W_{P1}(p)$ ,  $W_{P2}(p)$ , ...,  $W_{Pn}(p)$ .

Внутрішній контур керування утворюється першим регулятором з передаточною функцією  $W_{P1}(p)$ , ланкою  $W_1(p)$  і зворотним зв'язком  $u_{331}$  за координатою  $x_1$ . Наступний контур керування утворюється другим регулятором з передаточною функцією  $W_{P2}(p)$ , ланкою  $W_2(p)$  і зворотним зв'язком  $u_{332}$  за координатою  $x_2$  і так далі. Отже, задаючий вплив для будь-якого внутрішнього контуру  $u_{Ki-1}$  є вихідною величиною регулятора відповідного зовнішнього контуру  $u_{3ADi}$ . Тому керування вихідною координатою внутрішнього контуру підпорядковане вихідній координаті зовнішнього контуру. Звідси і назва системи, що розглядається.

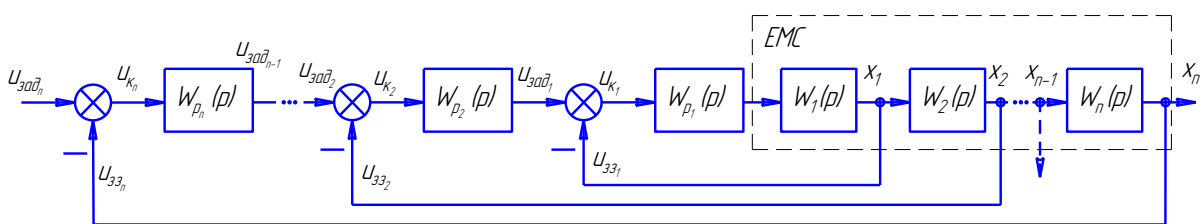


Рис. В.2. Структура схеми підпорядкованого електропривода

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

## Регулятори в системах керування

Передаточна функція регулятора вибирається так, щоб при його вмиканні послідовно з відповідною ланкою системи  $W_I(p)$  –  $W_n(p)$  (рис. В.2) була скомпенсована більша стала часу  $T$  і замість неї діяла менша  $T_0$ .

В системах підпорядкованого керування в основному використовують регулятори чотирьох типів:

- пропорційні (П) з передаточною функцією:

$$W_P(p) = k_{II}; \quad (B.1)$$

- інтегральні (І):

$$W_P(p) = \frac{1}{T_0 p} = \frac{k_i}{p}; \quad (B.2)$$

- пропорційно-інтегральні (ПІ):

$$W_P(p) = \frac{T_1 p + 1}{T_0 p} = \frac{1}{T_0 p} + \frac{T_1}{T_0} = \frac{k_i}{p} + k_{II}; \quad (B.3)$$

- пропорційно-інтегрально-диференційні (ПІД):

$$W_P(p) = \frac{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}{T_0 p} = \frac{1}{T_0 p} + \frac{T_1 + T_2}{T_0} + \frac{T_1 T_2}{T_0} p = \frac{k_i}{p} + k_{II} + k_D, \quad (B.4)$$

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

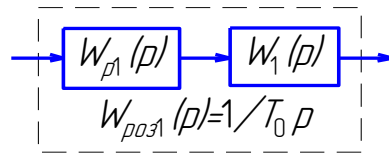
В залежності від виду перетворюваних сигналів розрізняють аналогові і цифрові регулятори. Аналогові реалізуються на основі операційних підсилювачів, цифрові – на основі спеціалізованих обчислювальних пристроїв або мікропроцесорів.

### Послідовність вибору регуляторів в підпорядкованих системах автоматичного керування електроприводами

Послідовність вибору регуляторів розпочинається з внутрішнього контуру, який приймають за перший (рис. В.2).

Для контуру, який складається із вихідної ланки з передаточною функцією  $W_1(p)$  і регулятора з передаточною

функцією  $W_{p1}(p)$  результуючу розімкненої ланки завжди можна привести до інтегруючої з передаточною функцією  $W_{p031}(p) = \frac{1}{T_0 p}$ :

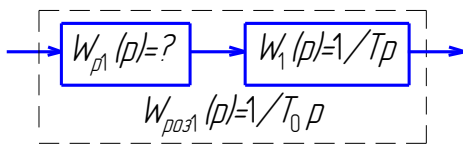


Згідно перетворень передаточних функцій можна записати:

$$W_{p031}(p) = W_{p1}(p)W_1(p) = \frac{1}{T_0 p}.$$

### Вибір регулятора для першого контуру

#### 1. Визначення типу регулятора для основної інтегральної ланки $W_1(p) = \frac{1}{Tp}$ .



$$W_{p031}(p) = W_{p1}(p) \cdot \frac{1}{Tp} = \frac{1}{T_0 p}.$$

$$W_{p1}(p) = \frac{1}{T_0 p} : \frac{1}{Tp} = \frac{T}{T_0} = k_{II}. \quad (B.5)$$

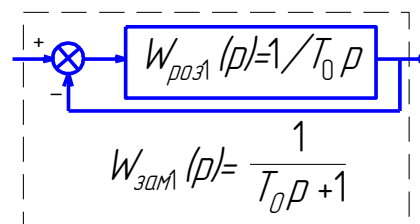
Таким чином регулятор повинен бути пропорційним

$$W_{p1}(p) = k_{II} = \frac{T}{T_0}.$$

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

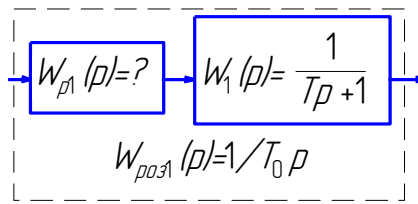
Після створення замкнутого контуру його передаточна функція буде відповідати аперіодичній ланці з малою постійною часу  $T_0$ :

$$W_{зам1}(p) = \frac{\frac{1}{T_0 p}}{1 + \frac{1}{T_0 p}} = \frac{1}{T_0 p + 1}.$$



## 2. Визначення типу регулятора для основної аперіодичної

ланки  $W_1(p) = \frac{1}{Tp+1}$ .



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

$$W_{p1}(p) = \frac{1}{T_0 p} : \frac{1}{Tp+1} = \frac{Tp+1}{T_0 p} = \frac{1}{T_0 p} + \frac{T}{T_0} = \frac{k_i}{p} + k_{II}. \quad (B.6)$$

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

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

Тоді передаточна функція розімкненого контуру буде мати вигляд:

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

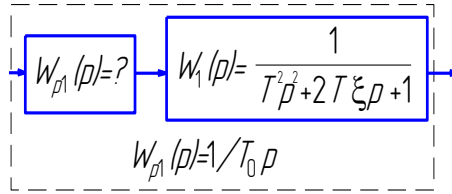
або після обхвату від'ємним зворотним зв'язком, за аналогією з попереднім розв'язком, сумарна передаточна функція замкненого контуру опишеться залежністю:

$$W_{зам1}(p) = \frac{1}{T_0 p + 1}.$$

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

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

де  $\xi$  – коефіцієнт демпфірування, від якого залежить процес затухання.



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

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

Регулятор повинен бути ПІД-регулятором з передаточною функцією

$$W_{p1}(p) = \frac{T^2 p^2 + 2T\xi \cdot p + 1}{T_0 p} \quad (\text{B.7})$$

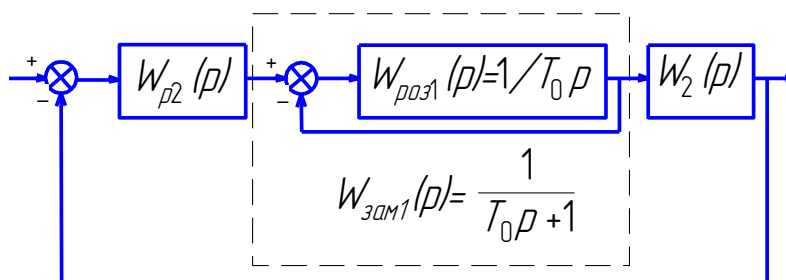
і коефіцієнтами підсилення  $k_I = \frac{2T\xi}{T_0}$ ;  $k_i = \frac{1}{T_0}$ ;  $k_D = \frac{T^2}{T_0}$ .

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

$$W_{PO31} = \frac{1}{T_0 p}, \quad W_{3AM1}(p) = \frac{1}{T_0 p + 1}$$

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

### Вибір регулятора для другого контуру



## 1. Вибір регулятора з інтегруючою вихідною ланкою другого контуру

Передаточна функція інтегруючої вихідної ланки другого контуру має вигляд:

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

Згідно схеми сумарна передаточна функція першого і вихідного другого контуру буде:

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

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

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

Згідно теорії автоматичного керування стандартні настройки відрізняються характеристиками динамічного режиму (табл. В.1).

### В.1. Перехідні характеристики стандартних настройок

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

При виборі стандартної настройки користуються наступними рекомендаціями:

- якщо  $T > 4T_0$ , вибирають настройку на симетричний оптимум, де  $T$  – “велика” стала часу об’єкту керування, тобто така стала часу, дія якої повинна бути скомпенсована регулятором, зазвичай  $T \geq 0,02$  с;

- якщо  $T=4T_0$ , то перехідні характеристики при обох стандартних настройках будуть однакові;
- якщо  $T<4T_0$ , вибирають настройку на технічний оптимум.

Для досягнення технічного оптимуму розімкнена система повинна мати вигляд, показаний на рис. В.3, з сумарною передаточною функцією:

$$W_{\Sigma \text{ТЕХ.РОЗ2}}(p) = \frac{1}{2T_0 p(T_0 p + 1)}. \quad (\text{В.8})$$

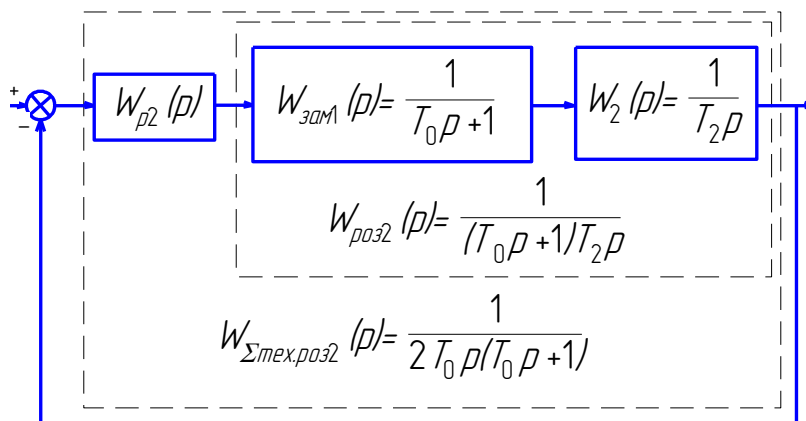


Рис. В.3. Двоконтурна САК, налаштована на технічний оптимум

Тобто, регулятор повинен бути пропорційним з передаточною функцією

$$W_{P2}(p) = \frac{W_{\Sigma \text{РОЗ2}}}{W_{\text{РОЗ2}}} = \frac{1}{2T_0 p(T_0 p + 1)} : \frac{1}{(T_0 p + 1)T_2 p} = \frac{T_2}{2T_0} \quad (\text{В.9})$$

і коефіцієнтом підсилення  $k_{II} = \frac{T_2}{2T_0}$ . (В.10)

При такій настройці передаточна функція замкненого контуру матиме вигляд:

$$W_{\text{ЗАМ2}} = \frac{1}{2T_0^2 p^2 + 2T_0 p + 1}. \quad (\text{В.11})$$

Система автоматичного керування, яка налаштована на технічний оптимум, не завжди забезпечує відповідну якість перехідного процесу за збуренням. Тому зовнішні контури в



електроприводі (контур швидкості або кута повороту) часто налаштовують на симетричний оптимум.

Структурна схема замкнутого контуру для симетричного оптимуму показана на рис. В.4. Його сумарна передаточна функція розімкненої системи:

$$W_{\Sigma \text{СИМ.РОЗЛ}}(p) = \frac{4T_0 p + 1}{8T_0^2 p^2 (T_0 p + 1)}. \quad (\text{В.12})$$

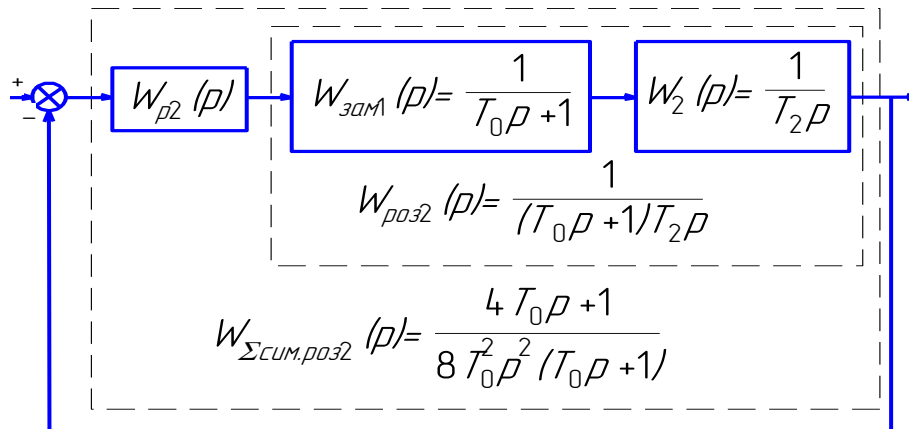


Рис. В.4. Двоконтурна САК, налаштована на симетричний оптимум

В якості регулятора повинен бути використаний ПІ-регулятор з передаточною функцією

$$W_p(p) = \frac{4T_0 p + 1}{8T_0^2 p^2 (T_0 p + 1)} : \frac{1}{(T_0 p + 1) T_2 p} = \frac{T_2 (T_0 p + 1)}{8T_0^2 p} = \frac{T_2}{2T_0} + \frac{T_2}{8T_0^2 p}. \quad (\text{В.13})$$

Коефіцієнти підсилення вибраного регулятора дорівнюють:

$$k_{\text{п}} = \frac{T_2}{2T_0}; \quad k_i = \frac{T_2}{8T_0^2}. \quad (\text{В.14})$$

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

$$W_{\text{зам}2}(p) = \frac{1}{8T_0^2 p^2 + 4T_0 p + 1}. \quad (\text{В.15})$$

## 2. Вибір регулятора з аперіодичною вихідною ланкою другого контуру

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

Сумарна передаточна функція першого і вихідного другого контуру дорівнює:

$$W_{PO32}(p) = \frac{1}{T_0 p + 1} \cdot \frac{1}{T_2 p + 1}.$$

Для реалізації в даній системі технічного оптимуму (рис. В.5) згідно з рівнянням (В.12) необхідно, щоб сумарна передаточна функція розімкненого контуру мала вигляд:

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

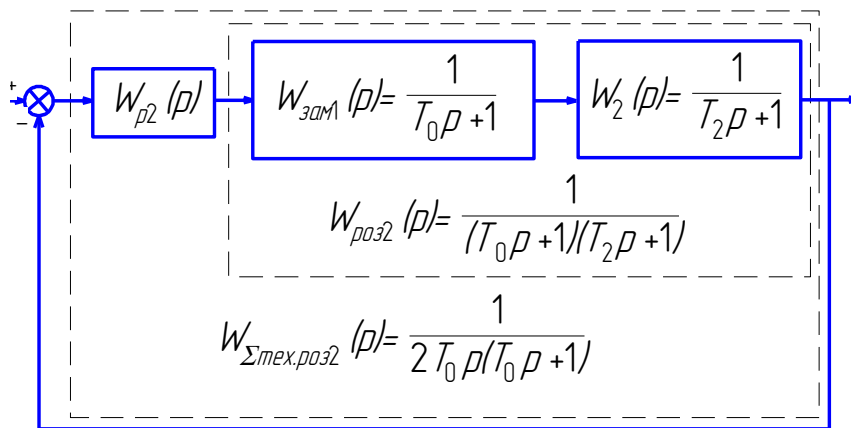


Рис. В.5. Двоконтурна САК з аперіодичною вихідною ланкою другого контуру, налаштована на технічний оптимум

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

$$W_{P2}(p) = \frac{W_{\Sigma PO32}}{W_{PO32}} = \frac{1}{2T_0 p(T_0 p + 1)} \cdot \frac{1}{(T_0 p + 1)(1 + T_2 p)} = \frac{T_2}{2T_0} + \frac{1}{2T_0 p} \quad (\text{В.16})$$

і коефіцієнтами підсилення

$$k_{\Pi} = \frac{T_2}{2T_0}; \quad k_i = \frac{1}{2T_0}. \quad (\text{В.17})$$

Для реалізації симетричного оптимуму (рис. В.6) згідно з рівнянням (В.12) потрібно, щоб сумарна передаточна функція мала вигляд:

$$W_{\Sigma СИМ. PO32}(p) = \frac{4T_0 p + 1}{8T_0^2 p^2 (T_0 p + 1)}.$$

Регулятор повинен мати передаточну функцію

$$W_{P2}(p) = \frac{W_{\Sigma PO32}}{W_{PO32}} = \frac{4T_0 p + 1}{8T_0^2 p^2 (T_0 p + 1)} \cdot \frac{1}{(T_0 p + 1)(T_2 p + 1)} = \frac{4T_0 T_2 p^2 + (4T_0 + T_2)p + 1}{8T_0^2 p^2} =$$

$$= \frac{T_2}{2T_0} + \frac{4T_0 + T_2}{8T_0 p} + \frac{1}{8T_0^2 p^2}. \quad (B.18)$$

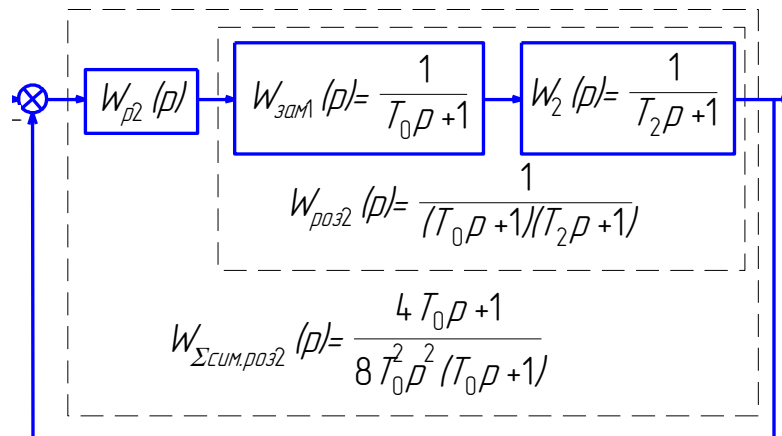


Рис. В.6. Двоконтурна САК з аперіодичною вихідною ланкою другого контуру, налаштована на симетричний оптимум

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

$$k_{II} = \frac{T_2}{2T_0}; \quad k_I = \frac{4T_0 + T_2}{8T_0}. \quad (B.19)$$

*Приклад В.1.* Для двоконтурної системи автоматичного керування електроприводом з підпорядкованим керуванням (рис. В.7) вибрати регулятори і розрахувати їх коефіцієнти з урахуванням, що некомпенсована постійна часу  $T_0 = 1/300$  с.

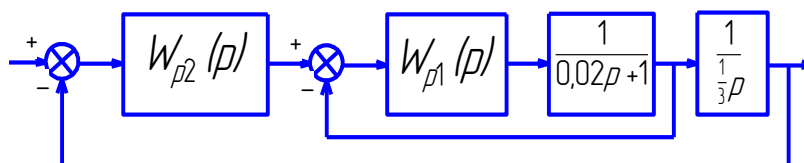


Рис. В.7. Структурна схема двоконтурної САК з підпорядкованим керуванням

За умовами вибору регулятора першого контуру необхідно, щоб сумарна передаточна функція дорівнювала  $W_{PO31} = \frac{1}{T_0 p}$ .

Тоді передаточна функція регулятора буде:

$$W_{P1}(p) = \frac{W_{PO31}(p)}{W_1(p)} = \frac{1}{\frac{1}{300} p} : \frac{1}{0,02 p + 1} = \frac{6p + 300}{p} = 6 + \frac{300}{p}.$$

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

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

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

$$W_{3AM1}(p) = \frac{1}{\frac{T_0 p}{1 + \frac{1}{T_0 p}}} = \frac{1}{1 + T_0 p} = \frac{1}{\frac{1}{300} p + 1}.$$

Сумарна передаточна функція першого і вихідного другого контуру:

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

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

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

Передаточна функція регулятора для даної настройки:

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

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

Для настройки на симетричний оптимум розімкнена система має бути:

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

Передаточна функція регулятора для даної настройки:

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

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

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

### **В3. Моделювання, основні поняття і визначення**

*Моделлю називається* будь який інший об'єкт, окремі властивості якого повністю або частково співпадають з властивостями вихідного об'єкту. Таким чином, вичерпно повної моделі бути не може, вона завжди обмежена і повинна відповідати тільки цілям моделювання, відображувати рівно стільки властивостей вихідного об'єкту і в такій послідовності, скільки необхідно для конкретних досліджень.

Основними цілями моделювання є:

1. Виявити взаємозалежності змінних величин, характер їх змінювання в часі, знайти існуючі закономірності.

При створюванні моделі стає зрозумілішою структура досліджуваного об'єкту, виявляються важливі причинонаслідкові зв'язки.

2. Передбачити поведінку об'єкту і керувати ним, застосовуючи різні варіанти управління.

3. Прискорити і здешевити процес проектування об'єкту, включаючи етапи ескізного, технічного і робочого проектування.

Безпосередні дослідження на реальних об'єктах не завжди бажані і можливі тому, що

- експеримент може бути довготривалим;
- виникає ризик зламати або знищити об'єкт;
- виникає ризик здоров'ю і життю дослідників чи навколишньому середовищу;
- відсутність реального об'єкту, може бути, наприклад, коли він на стадії проектування.

### Групи моделей

Моделі умовно можна розділити на три групи: фізичні, аналогові і математичні.

**Фізичні** моделі – це моделі, в яких реальний об'єкт заміщений на його збільшену або зменшену копію. Такі копії створюються на основі теорії подібності.

Наприклад, літакобудівники створюють зменшену модель проектованого літака і продувають її в аеродинамічній трубі, виявляючи при цьому позитивні і негативні сторони майбутньої конструкції.

**Аналогові** моделі базуються на заміні досліджуваного об'єкта об'єктом іншої фізичної природи з аналогічною поведінкою. Так, процеси коливання механічних систем (рис. В.8) або теплові процеси в нагрівних установках можна досліджувати за допомогою електричних кіл.

**Математична** модель зображується математичним описом реального фізичного об'єкту, який базується на фізичних законах, що описують поведінку об'єкту. Так, електромеханічні і механічні процеси, що відбуваються в системі "двигун постійного струму незалежного збудження (ДПС НЗ) – робоча машина" у відносних одиницях математично описуються рівняннями, що базуються на законах Кіргофа і Ньютона:

$$\left. \begin{aligned} u_{\text{я}} &= R_{\text{я}}(T_{\text{я}}p + 1)i_{\text{я}} + k\Phi_{\text{н}}\omega; \\ J\omega p &= i_{\text{я}}k\Phi_{\text{н}} - m_{\text{с}}. \end{aligned} \right\},$$

де  $u_{я}$  – миттєве значення напруги на якорі двигуна;  $T_{я}$  – електромагнітна стала часу якірного кола;  $p$  – оператор Лапласа;  $i_{я}$  – миттєве значення струму в колі якоря;  $k$  – конструктивний коефіцієнт, якій залежить від параметрів обмотки якоря;  $\Phi_H$  – номінальний магнітний потік;  $\omega$  – кутова швидкість;  $J$  – зведений до вала електродвигуна момент інерції системи "електродвигун-робоча машина";  $m_C$  – миттєве значення моменту опору робочої машини.

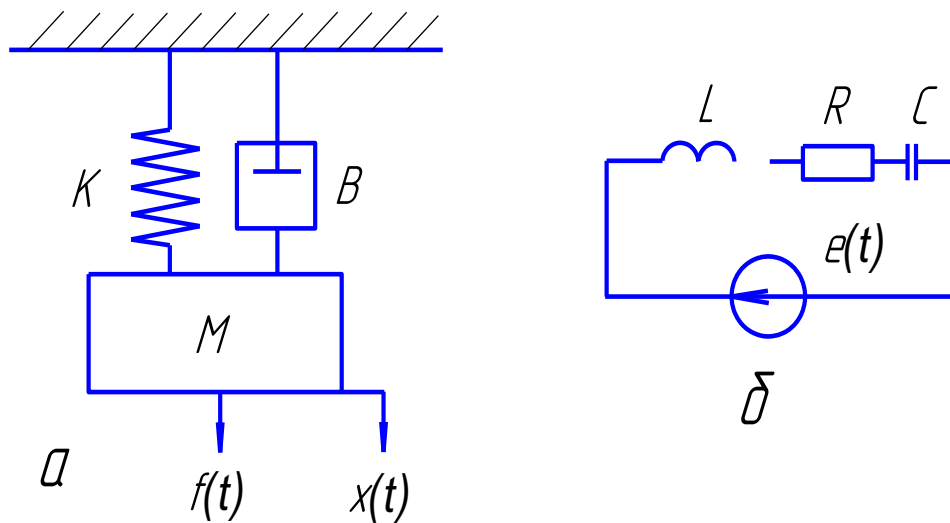


Рис. В.8. Механічний коливальний контур (а) і його електрична модель (б):  $K$  – пружини;  $B$  – демпфер;  $M$  – маса;  $f(t)$  – зовнішня сила;  $x(t)$  – переміщення;  $L$  – індуктивність;  $R$  – активний опір;  $C$  – ємність;  $e(t)$  – ЕРС джерела живлення

Властивості об'єкта, зображеного математичною моделлю, можна вивчати за допомогою аналітичних і обчислювальних методів.

**Аналітичний** метод придатний для дослідження системи, яка описується диференціальними рівняннями першого і другого порядку.

Системи більш високих порядків досліджуються тільки **чисельними** методами, які базуються на використанні комп'ютерного моделювання.

При дослідженні регульованого електропривода найчастіше користуються пакетами комп'ютерних програм **MatLab** і **Simulink**.

#### **В4. Мета і завдання вивчення дисципліни**

Метою вивчення дисципліни “Моделювання регульованого електроприводу, агрегатів та поточкових ліній” є набуття студентами навичок в розробці, проектуванні, дослідженні та налагодженні сучасного регульованого електропривода з використанням комп’ютерного моделювання в системі MatLab.

Завдання вивчення дисципліни:

- знати основні положення регульованого електропривода і вміти користуватися ними при визначенні розрахункових параметрів всіх його елементів за допомогою пакету MatLab (Simulink);
- вміти вірно вибрати електродвигуни, перетворювальні пристрої, апарати керування і захисту регульованого електропривода на основі віртуального моделювання в пакеті MatLab;
- знати енергетику регульованих електроприводів та способи економії енергії;
- знати вплив техніки регулювання, що використовується, на властивості електромеханічної системи.

#### ***Питання для самоконтролю***

1. Що таке електропривод?
2. Які основні пристрої входять до складу електропривода?
3. Яка ознака регульованого електропривода?
4. Назвіть два види автоматичного регулювання.
5. Назвіть найпоширенішу структуру системи керування електроприводом зі зворотними зв'язками.
6. Як поділяються регулятори залежно від виду перетворювальних сигналів?
7. Назвіть основні типи регуляторів, які використовуються в замкнених системах керування електроприводом.
8. З якою метою використовують регулятори в системах керування?
9. Вкажіть, за якими видами керуючого сигналу поділяються системи керування.



10. Перерахуйте основні силові перетворювачі регульованого електропривода.
11. У чому полягають основні завдання при моделюванні регульованого електропривода?
12. Яка мета вивчення моделювання регульованого електропривода?
13. Які переваги комп'ютерного моделювання регульованого електропривода порівняно з роботою на реальних об'єктах?
14. Що таке модель?
15. Які цілі моделювання?
16. Які бувають групи моделей?
17. За якими методами можна вивчати математичну модель?
18. Які найчастіше використовуються комп'ютерні програми для дослідження регульованого електропривода?

# 1. ОСНОВИ КОМП'ЮТЕРНОГО МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДА В СИСТЕМІ MATLAB

## 1.1. Пакет MatLab

Перша версія пакета MatLab була розроблена більше 20 років тому. Нині пакет має велику бібліотеку функцій (більше 800). Блоки загального використання входять до складу ядра MatLab. Функції, специфічні для конкретної області, включені до складу додаткових розділів, які називають toolboxes. Наприклад, повна комплектація бібліотеки Simulink вміщує близько 30 розділів інструментарію. Нижче коротко наведені ті з них, які орієнтовані на дослідження і проектування електропривода з напівпровідниковими перетворювачами. Постільки програма постійно поновлюється, то для уточнення змін у вікнах настройки необхідно звертатися до внутрішньої довідкової системи MatLab.

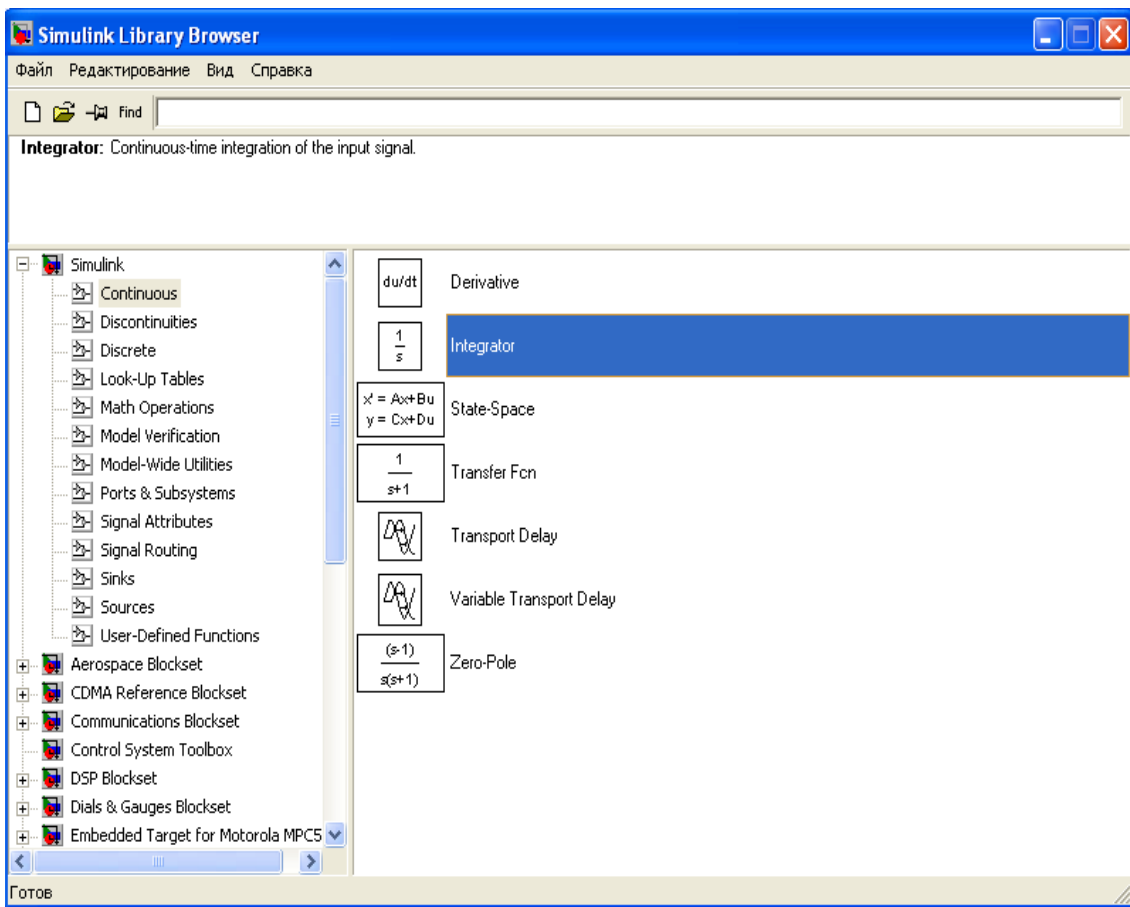


Рис. 1.1. Бібліотека Simulink і додаткові пакети

Бібліотека Simulink (див. рис. 1.1, ліве поле) являє собою набір візуальних об'єктів, використовуючи які можна дослідити кожен систему автоматичного керування. Для всіх блоків є можливість налаштування параметрів. Параметри налаштування відображаються в панелі вікна налаштування вибраного блока. Кнопка Help на панелі вікна налаштування відкриває детальну інформацію про блок і його параметри налаштування.

Вся бібліотека Simulink розділена на тринадцять розділів. Вміст виділеного розділу знаходиться в правому полі вікна бібліотеки. На рис. 1.1 – це розділ Continuous (Неперервні блоки), в якому, в свою чергу, виділений блок Integrator (Аналоговий інтегратор), опис якого знаходиться у верхньому полі.

Нижче при описі бібліотек буде наведена інформація тільки для тих блоків, які в подальшому найчастіше використовуються при моделюванні електропривода.

### 1.1.1. Continuous (Неперервні блоки)

Неперервні блоки найширше використовуються при моделюванні систем керування електроприводом. Основні з них:

**Integrator** – аналоговий інтегратор;

**Derivate** – ланка аналогового диференціювання;

**Transfer Fcn** – лінійна аналогова ланка, яка задана своєю передаточною функцією.

Вікно налаштування блока Integrator наведено на рис. 1.2, де задаються:

**External reset** – зовнішнє скидання напруги на виході інтегратора в нуль при наростанні або зменшенні сигналу;

**Initial condition source** – зовнішнє установлення початкових умов;

**Limit output** – обмеження вихідного сигналу;

**Upper saturation limits** – верхній рівень обмеження;

**Lower saturation limit** – нижній рівень обмеження;

**Show saturation port** – при виборі цієї функції в зображенні блока з'являється додатковий вихідний порт. Вихідний сигнал цього порту приймає такі значення:

**0** – якщо інтегратор не знаходиться на обмеженні;

- +1 – якщо вихідний сигнал інтегратора досяг верхнього обмежувача;
- 1 – якщо вихідний сигнал інтегратора досяг нижнього обмежувача.

**Show state port** – Відобразити (галочка)/приховати порт стану блока, який використовується для створення зворотного зв'язку в інтеграторі.

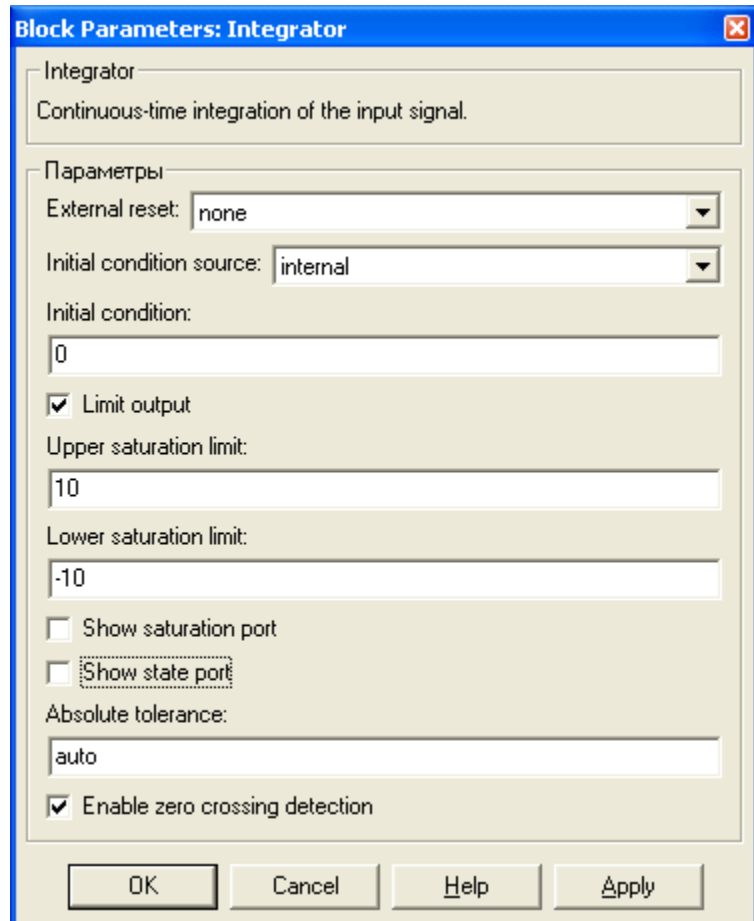


Рис. 1.2. Вікно налаштування інтегратора

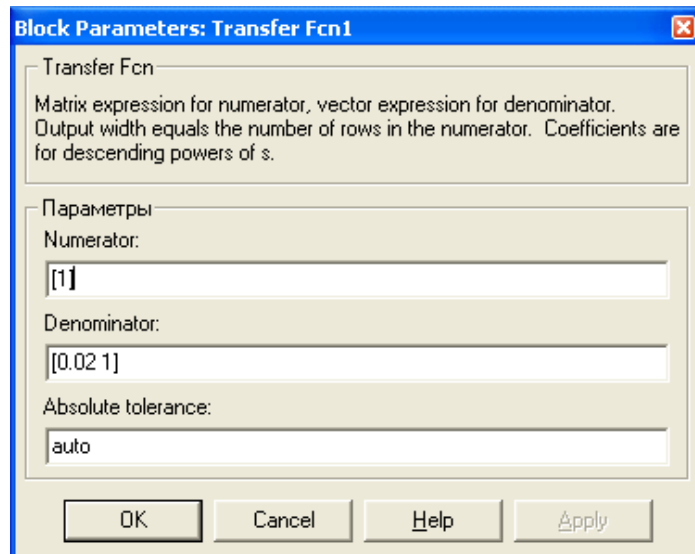
Блок передаточної характеристики Transfer Fcn, який найчастіше використовується при моделюванні систем автоматичного керування електропривода, задає передаточну функцію у вигляді відношення полінома:

$$W(s) = \frac{a_m p^m + a_{m-1} p^{m-1} + \dots + a_1 p + a_0}{b_n p^n + b_{n-1} p^{n-1} + \dots + b_1 p + b_0},$$

де  $p$  – оператор Лапласа;  $m, m-1$  і  $n, n-1$  – показники степеня полінома в чисельнику і знаменнику;  $a_m, a_{m-1}, a_1, a_0$  і  $b_n, b_{n-1}, b_1, b_0$  – коефіцієнти полінома в чисельнику і знаменнику.

Вікно настроювання блока Transfer Fcn наведено на рис. 1.3. Коефіцієнти чисельника цієї функції  $a_i$  необхідно ввести в поле **Numerator**, розпочинаючи з коефіцієнта  $a_m$  при старшому показнику степеня. Аналогічно заповнюється поле знаменника передаточної функції **Denominator**, розпочинаючи з коефіцієнта  $b_n$ . Причому порядок степеня чисельника не повинен бути більшим порядку степеня знаменника.

Рис. 1.3. Панель настроювання блока Transfer Fcn



### 1.1.2. Math (Математичні функції)

Основні блоки бібліотеки Math:

**Sum** – аналоговий суматор, який дозволяє алгебраїчно додавати довільну кількість сигналів;

**Product** – формує на виході результат множення або ділення двох і більше вхідних сигналів. У вікні настроювання параметрів вказується число входів і вид виконання операції (рис. 1.4);

**Gain** – аналоговий підсилювач;

**Mat Function Блок** дозволяє вибрати одну із математичних функцій в полі настроювання і включити її в модель.

### 1.1.3. Sinks (Віртуальні прилади для спостереження і реєстрації процесів)

Основні приймачі сигналів, які входять до складу віртуальних приладів (рис. 1.5):

**Scope** – осцилограф для спостереження залежностей у часі;

**XY Graph** – графопобудовник у системі полярних координат;

**Display** – пристрій для виведення значення сигналу на екран дисплея у вигляді числа.

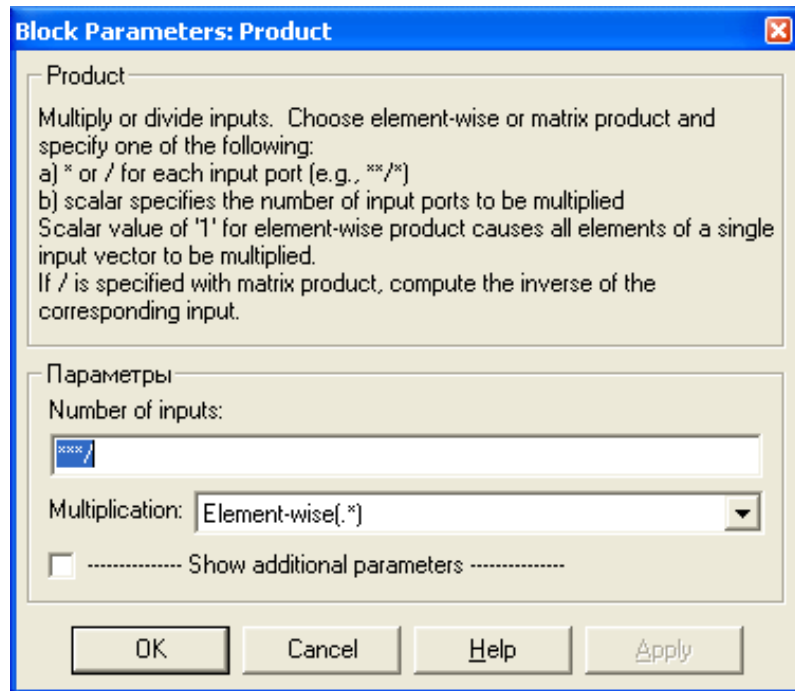


Рис. 1.4. Блок Product і вікно його налаштування

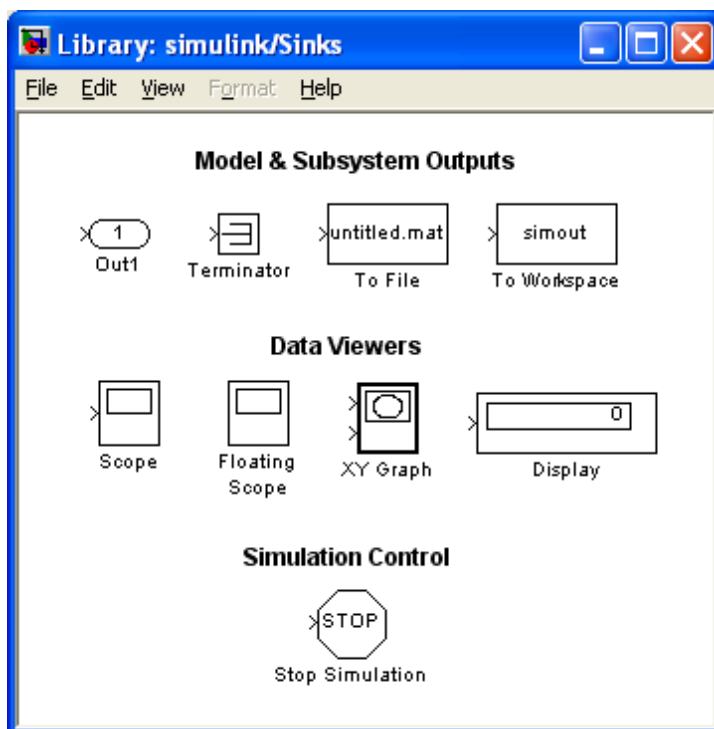


Рис. 1.5. Бібліотека Sinks

### 1.1.4. Sources (Джерела сигналів)

Склад цього розділу наведено на рис. 1.6.

Набір блоків практично вміщує всі необхідні джерела сигналів для дослідження електропривода. З кожним графічним елементом зв'язано вікно настроювання.

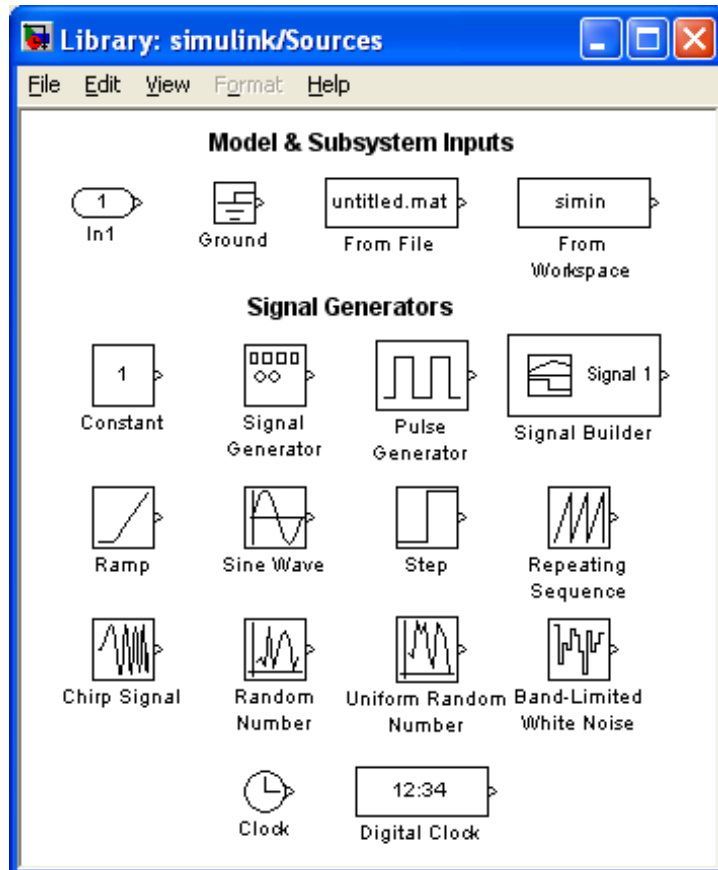


Рис. 1.6. Бібліотека Sources (Джерела сигналів)

Основні блоки розділу Sources:

**Step** – блок формує ступінчатий сигнал.

Параметри блока (рис. 1.7):

Step time – час початку перепаду сигналу, с.

Initial value – початкове значення сигналу.

Final value – кінцеве значення сигналу.

Перепад може бути як в більшу сторону, так і в меншу. Значення початкового і кінцевого рівнів може бути не тільки додатне, а й від'ємне.

**Constant** – джерело постійного сигналу.

Параметри блока (рис. 1.8):

Constant value – постійна величина. Значення константи може

бути дійсним або комплексним числом, яке задається виразом, вектором або матрицею.

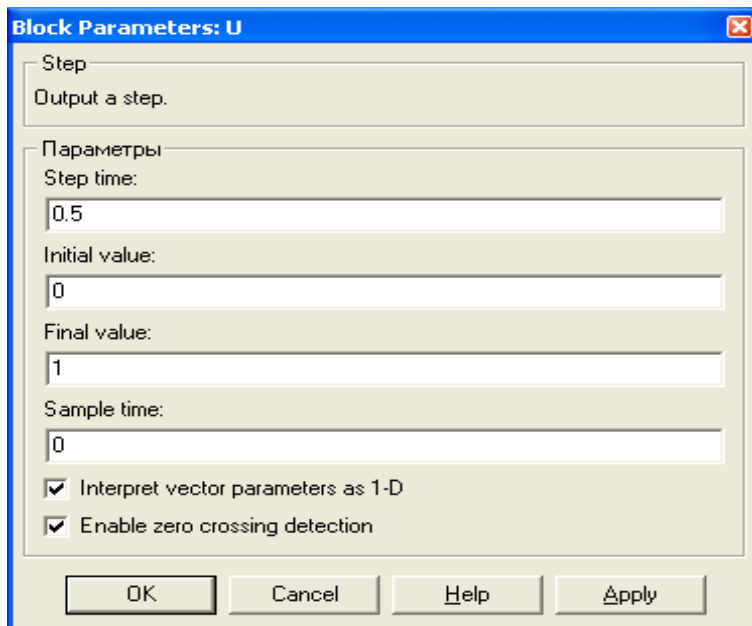
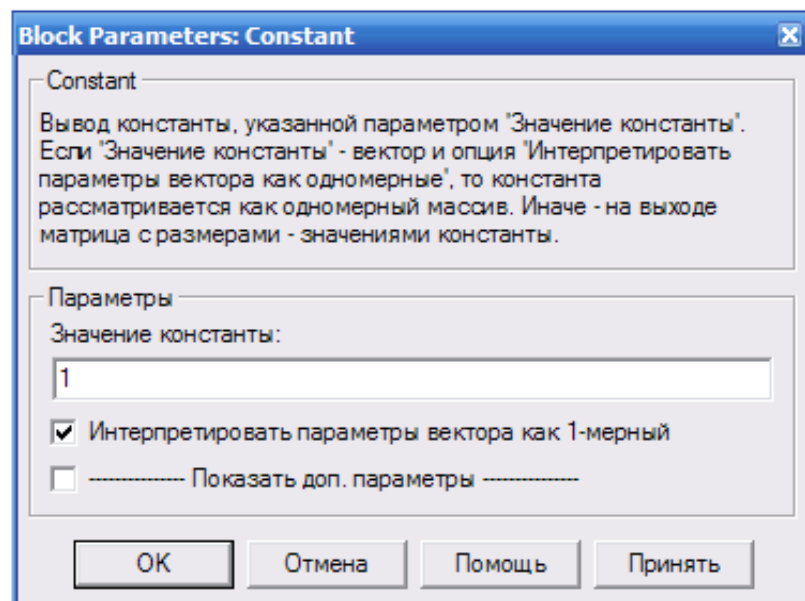


Рис. 1.7. Вікно настроювання блока Step

Рис. 1.8. Вікно настройки блока Constant



Sample time – крок модельного часу. Використовується для узгодження роботи джерела та інших складових моделі в часі. Параметр може приймати наступні значення:

0 (при замовчуванні) – використовується при моделюванні неперервних систем.

>0 (додатне значення) – задається при моделюванні дискретних систем.



-1 – крок модельного часу встановлюється таким, який і в попередньому блоці, тобто блоці, звідки прийшов сигнал.

Interpret vector parameters as 1-D – при встановленій галочці інтерпретувати вектор параметрів як одномірний.

**Pulse Generator** – джерело прямокутних імпульсів.

Параметри блока (рис. 1.9):

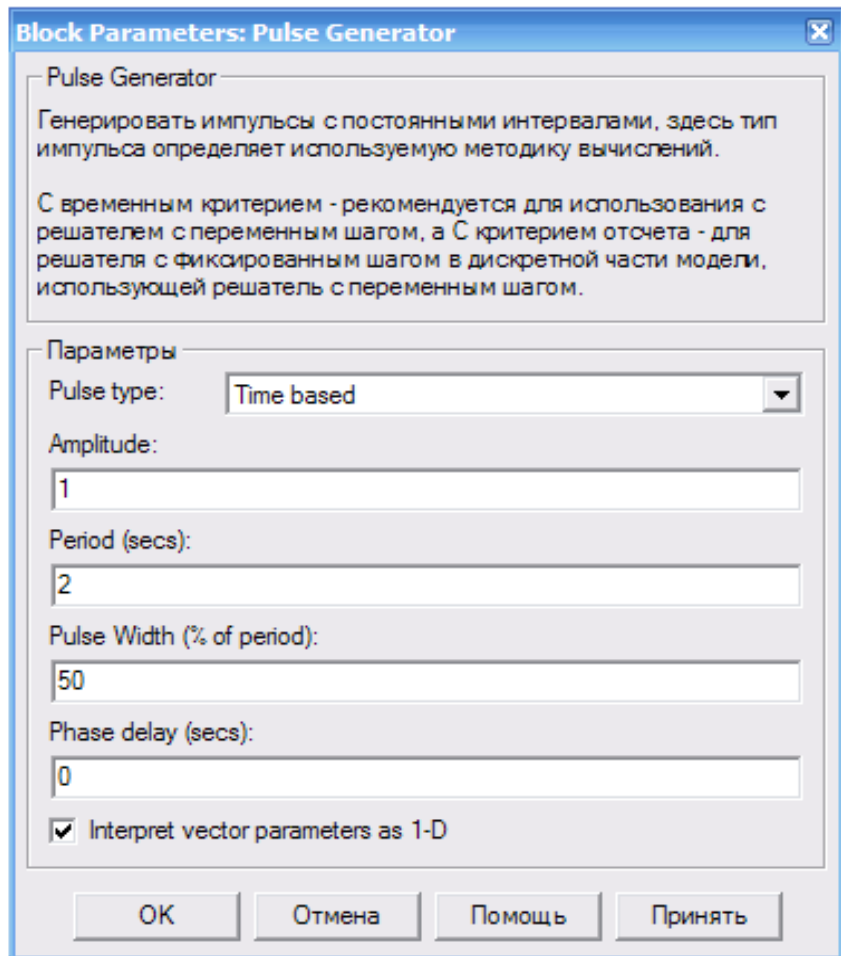


Рис. 1.9. Вікно  
настройки блока  
Pulse Generator

Pulse Type – спосіб формування сигналу, який може приймати два значення:

- Time-based – за поточним часом;
- Sample-based – за величиною модельного часу і кількістю розрахункових кроків.

Amplitude – амплітуда.

Period – період. Задається в секундах для Time-based Pulse Type або в кроках модельного часу для Sample-based Pulse Type.

Pulse width – ширина імпульсів. Задається в % по відношенню до періоду для Time-based Pulse Type або в кроках модельного часу для Sample-based Pulse Type.

Phase delay – фазова затримка. Задається в секундах для Time-based Pulse Type або в кроках модельного часу для Sample-based Pulse Type.

Sample time – крок модельного часу. Задається для Sample-based Pulse Type.

**Ramp** – блок формує лінійний сигнал вигляду  $y=Slope*time+Initial\ value$ .

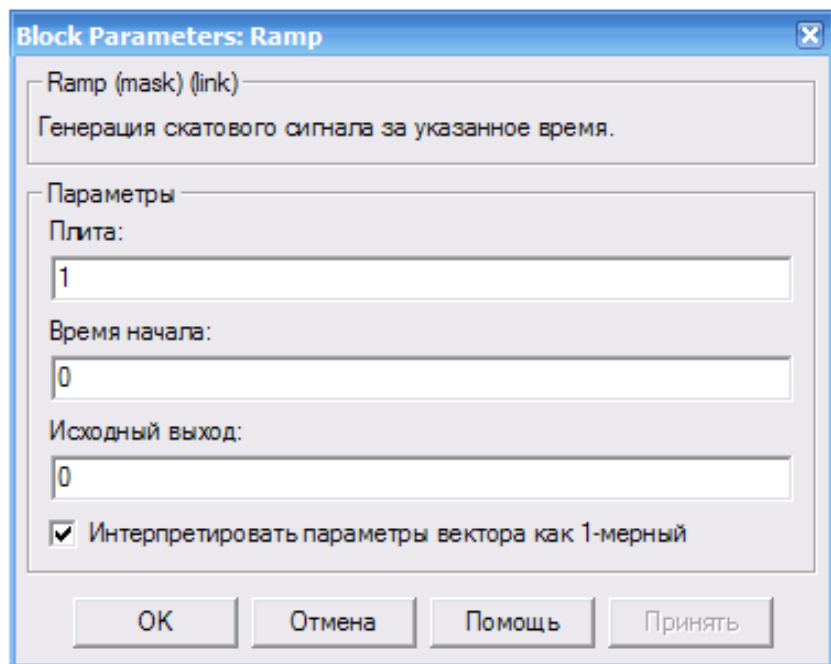
Параметри блока (рис. 1.10):

Slope – швидкість змінювання вихідного сигналу.

Start time – час початку формування сигналу.

Initial value – початковий рівень сигналу на виході блоку.

Рис. 1.10. Вікно  
настройки блока  
Ramp



**Repeating Sequence** – блок формує періодичний сигнал.

Параметри блока (рис. 1.11):

Time values – вектор значень модельного часу.

Output values – вектор значень сигналу для моментів часу, заданих вектором Time values.

Блок виконує лінійну інтерполяцію вихідного сигналу для моментів часу, які не співпадають із значеннями, заданими

вектором Time values. На рис. 1.12 наведено приклад використання блоку для формування імпульсів пілкоподібного сигналу. Значення модельного часу задано вектором [0 3], а значення вихідного сигналу вектором [0 2].

**Sine Wave** – джерело синусоїдального сигналу. Блок формує синусоїдальний сигнал із заданою частотою, амплітудою, фазою і зміщенням.

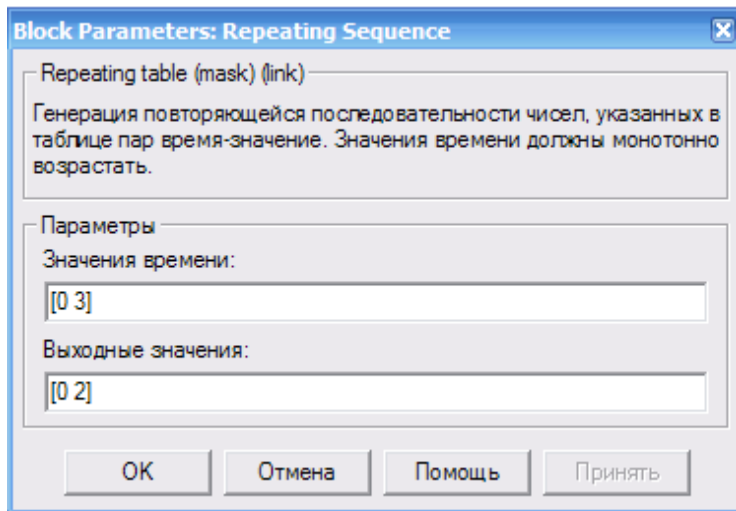


Рис. 1.11. Вікно настройки блока Repeating Sequence

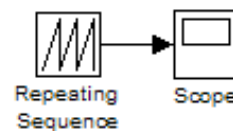
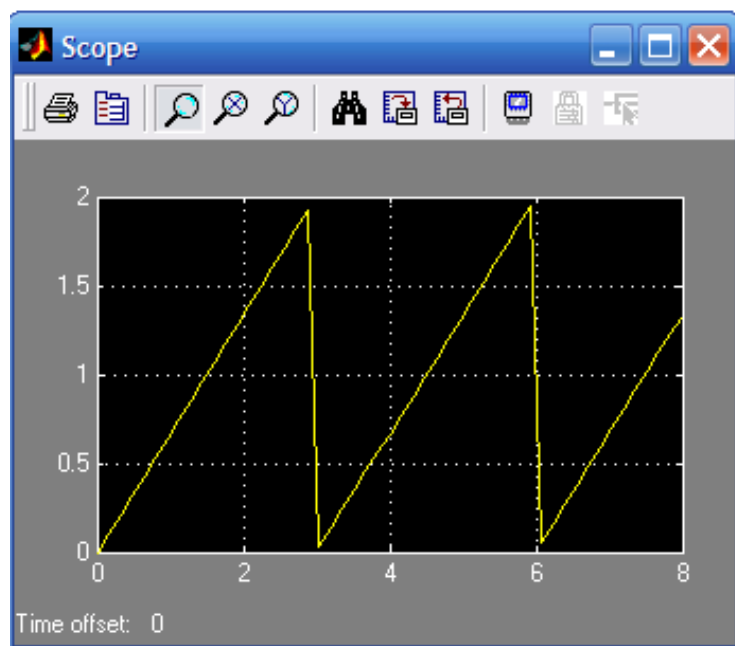


Рис. 1.12. Приклад використання блоку Repeating Sequence



Параметри блока (рис. 1.13):

Для формування вихідного сигналу блоком можна використовувати два алгоритми. Вид алгоритму визначається параметром Sine Type (спосіб формування сигналу):

Time-based – за поточним часом і використовується для неперервних систем.

Sample-based – за величиною кроку модельного часу. Цей алгоритм використовується для дискретних систем і в подальшому детально буде розглянуто безпосередньо на моделі.

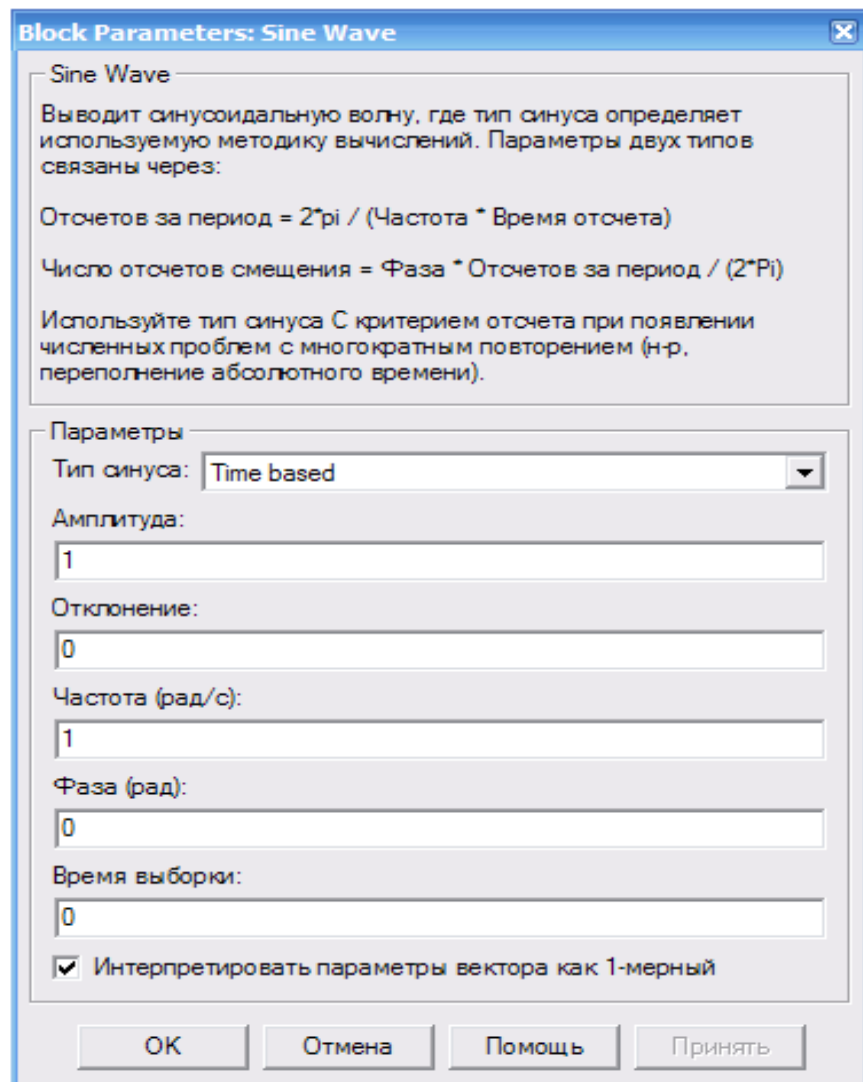


Рис. 1.13. Вікно  
настройки блока  
Sine Wave

Вихідний сигнал, що формується за поточним значенням часу, відповідає виразу

$$y = \text{Amplitude} * \sin(\text{frequency} * \text{time} + \text{phase}) + \text{bias}.$$

Параметри:

Amplitude – амплітуда.

Bias – постійна складова сигналу.

Frequency (rads/sec) – частота, рад/с.

Phase (rads) – початкова фаза, рад.

Sample time – крок модельного часу. Використовується для узгодження роботи джерела та інших складових моделі в часі. Параметр може приймати наступні значення:

0 (при замовчуванні) – використовується при моделюванні неперервних систем.

>0 (додатне значення) – задається при моделюванні дискретних систем.

-1 – крок модельного часу встановлюється таким, як і в попередньому блоці, тобто блоці, звідки прийшов сигнал.

### **1.1.5. Sim Power Systems Elements (Бібліотека пасивних силових елементів)**

Основні з них такі (рис. 1.14):

1. Послідовні і паралельні пасивні елементи R, L, C, які можуть бути задані величинами їх параметрів Ом, Гн, Ф (RLC Branch), або активною, індуктивною чи ємнісною потужністю (RLC Load).

2. Лінійний трансформатор (Linear Transformer) і трансформатор з реальним магнітним осердям, в якому враховано його насичення (Saturable Transformer).

3. Однофазні і трифазні лінії електропередачі (PI Section Line).

4. Трифазний двообмотковий і триобмотковий трансформатори (Three-Phase Transformer – Two windings; Three windings).

### **1.1.6. Power Electronics (Елементи силової електроніки)**

Ця бібліотека (рис. 1.15) вміщує сім типів одиничних силових елементів і моделі різних напівпровідникових перетворювачів, які показані одним універсальним блоком (Universal Bridge).

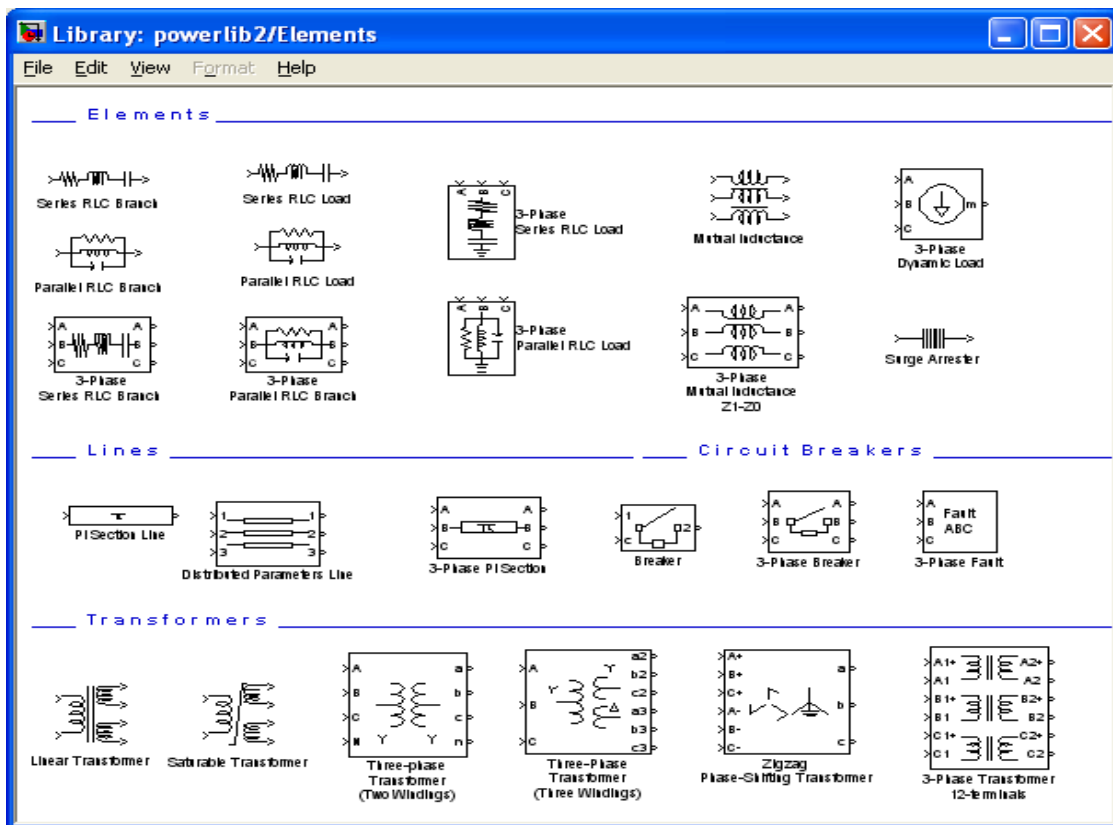


Рис. 1.14. Бібліотека SimPower Systems Elements

Кожний одиничний напівпровідниковий елемент має управляючий вхід „g”, виходи “a” і “k”, які належать аноду і катоду, та вихід „m”, на якому можна подивитися форму напруги і струму на елементі та заміряти їх значення.

**Модель діода.** Модель складається з послідовно ввімкненого резистора  $R_{on}$ , індуктивності  $L_{on}$ , джерела постійної напруги  $V_f$  і ключа  $SW$  (рис. 1.16, б). (Тут і далі використані такі ж позначення, як і на моделях). Блок логіки керує роботою ключа. При додатній напрузі на діоді ( $V_{ak} - V_f$ ) ключ  $SW$  вмикається і через діод починає проходити струм  $I_{ak}$ . Вимикається ключ при зниженні струму до нуля.

В моделі паралельно діоду ввімкнена послідовна  $RC$ -ланка, яка виконує демпфіруючі функції.

На вихідному порту блока, позначеному m (рис. 1.16, а), формується векторний Simulink-сигнал із двох елементів. Перший елемент – анодний струм діода, другий – напруга анод-катод діода.

Рис. 1.15. Бібліотека Power Electronics

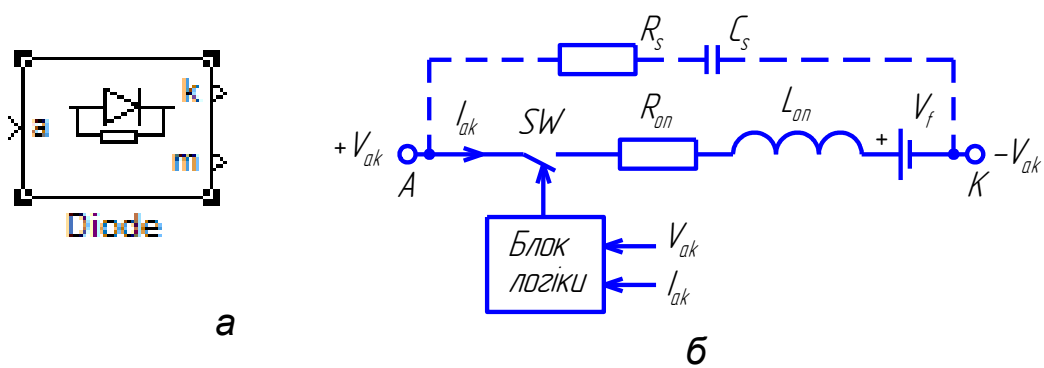
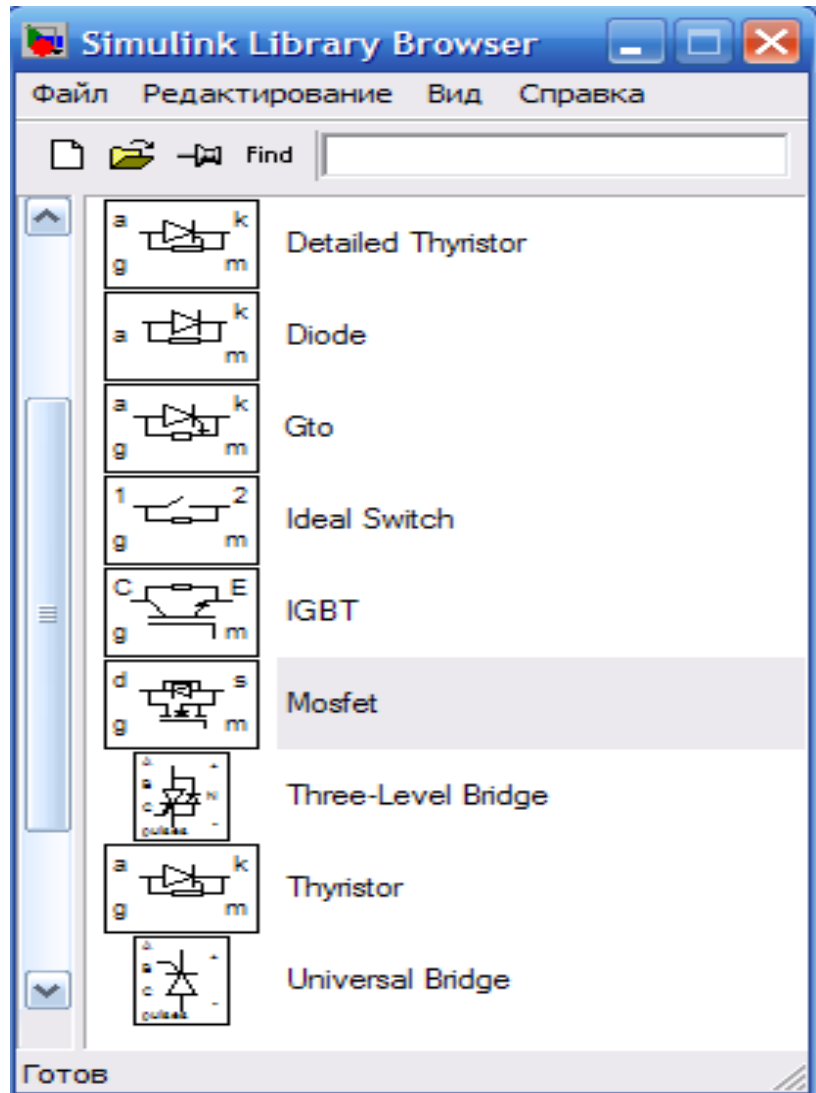


Рис. 1.16. Піктограма (а) та модель (б) діода

На рис. 1.17 наведено вікно настройки параметрів діода.

Параметри блока:

Resistance  $R_{on}$ , Ohm – опір ввімкненого діода, Ом.

Inductance  $L_{on}$ , H – індуктивність відкритого діода, Гн.

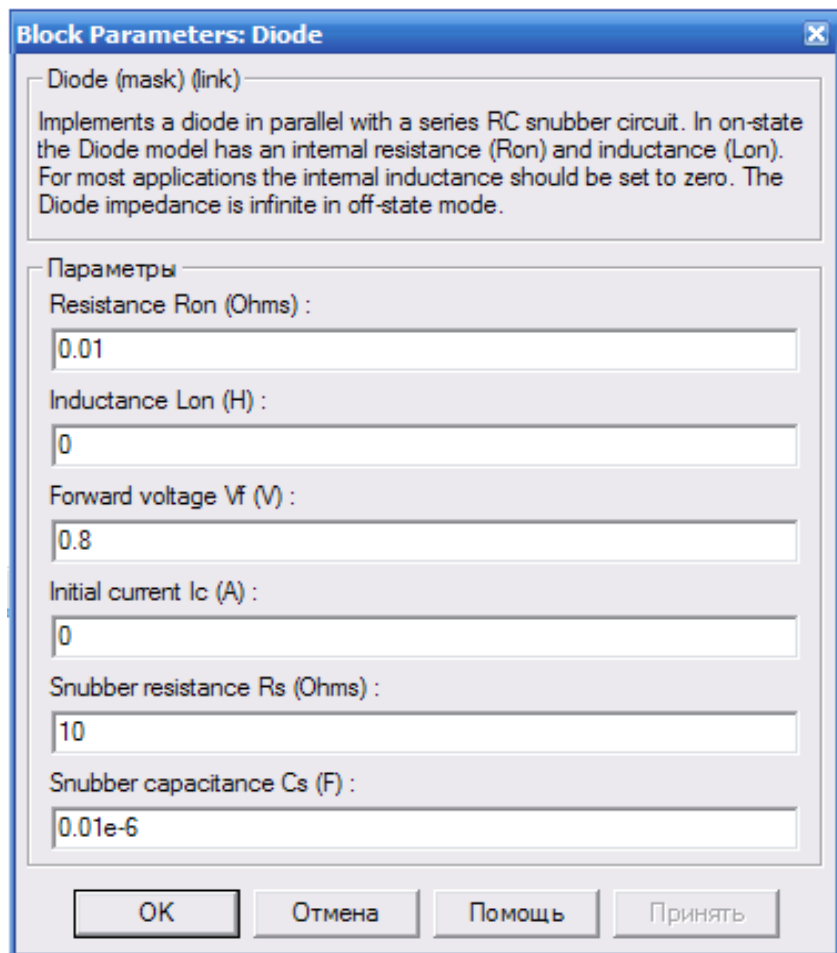
Forward voltage  $U_f$  (V) – падіння напруги в прямому напрямку, В.

Initial current  $I_C$  (A) – початкове значення струму, А. При нульовому значенні параметра моделювання розпочинається при закритому діоді. Якщо цей параметр буде задано додатним значенням, моделювання розпочнеться при відкритому діоді.

Snubber resistance  $R_S$ , Ohm – опір демпфіруючого кола, Ом.

Snubber capacitance  $C_S$ , F – ємність демпфіруючого кола, Ф.

Рис. 1.17. Вікно настройки діода



**Модель тиристора.** В бібліотеці SimPowerSistem є дві моделі тиристора: Thyristor (спрощена модель) і Detailed Thyristor (уточнена модель).

Спрощена модель тиристора також складається з послідовно з'єднаних резистора  $R_{on}$ , індуктивності  $L_{on}$ , джерела постійної напруги  $V_f$  і ключа  $SW$  (рис. 1.18, б). Блок логіки керує роботою ключа. При додатній напрузі на тиристорі ( $V_{ak} - V_f$ ) і наявності додатного сигналу на керуючому електроді  $g$  ключ вмикається і



через тиристор проходить струм. Ключ (тиристор) вимикається при зниженні струму  $I_{ak}$  до нуля.

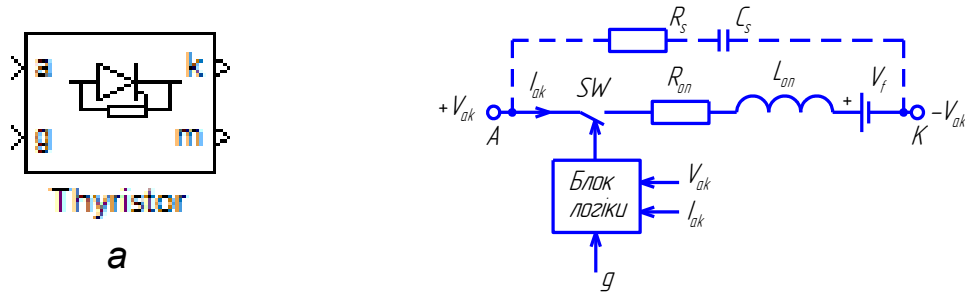


Рис. 1.18. Піктограма (а) і модель (б) спрощеного тиристора

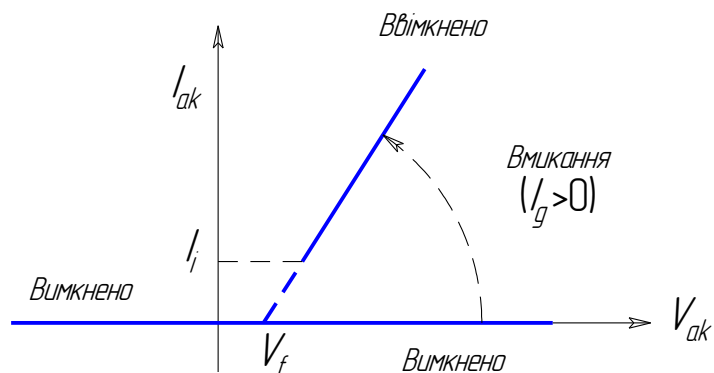
В уточненій моделі тиристора тривалість керуючого імпульсу повинна бути такою, щоб при вмиканні анодний струм тиристора став більшим струму утримання  $I_i$ , інакше вмикання не відбудеться. При вимиканні тиристора тривалість прикладеної від'ємної напруги анод-катод повинна бути більша часу вимикання тиристора  $T_q$ . Якщо ця умова не виконається, то відбудеться автоматичне вмикання тиристора навіть при нульовому значенні керуючого сигналу.

В моделі паралельно самому тиристорі ввімкнена послідовна RC-ланка, яка виконує демпфіруючі функції.

На вихідному порту блоку  $m$  формується векторний Simulink-сигнал із двох елементів. Перший елемент – анодний струм тиристора, другий – напруга анод-катод тиристора.

Статичні вольт-амперні характеристики моделі тиристора у ввімкненому і вимкненому станах наведені на рис. 1.19.

Рис. 1.19. Вольт-амперні характеристики моделі тиристора



а

**Block Parameters: Detailed Thyristor**

Detailed Thyristor (mask) (link)

Detailed model of Thyristor in parallel with a series RC snubber circuit. In on-state the Thyristor model has an internal resistance ( $R_{on}$ ) and inductance ( $L_{on}$ ). For most applications the internal inductance should be set to zero. In off-state the Detailed Thyristor as an impedance.

Best accuracy is achieved when  $T_q$  is larger than the simulation step size.

Параметры

Resistance  $R_{on}$  (Ohms) :

Inductance  $L_{on}$  (H) :

Forward voltage  $V_f$  (V) :

Latching current  $I_l$  (A) :

Turn-off time  $T_q$  (s) :

Initial current  $I_c$  (A) :

Snubber resistance  $R_s$  (Ohms) :

Snubber capacitance  $C_s$  (F) :

OK Отмена Помощь Принять

б

**Block Parameters: Gto**

Gto (mask) (link)

Implements a GTO thyristor in parallel with a series RC snubber circuit. In on-state the GTO model has internal resistance ( $R_{on}$ ) and inductance ( $L_{on}$ ). In off-state the GTO model has infinite impedance. The internal inductance cannot be set to zero.

Discretization of the GTO is available only through the Universal Bridge block.

Параметры

Resistance  $R_{on}$  (Ohms) :

Inductance  $L_{on}$  (H) :

Forward voltage  $V_f$  (V) :

Current 10% fall time  $T_f$  (s) :

Current tail time  $T_t$  (s) :

Initial current  $I_c$  (A) :

Snubber resistance  $R_s$  (Ohms) :

Snubber capacitance  $C_s$  (F) :

OK Отмена Помощь Принять

Рис. 1.20. Вікна настройки уточненого (а) і повністю керованого (б) тиристора

Вікно завдання параметрів тиристора аналогічне вікну настройки параметрів діода. Відмінність має модель уточненого тиристора, в якій введено додаткові параметри (рис. 1.20, *a*):

Latching current  $I_l$ , A – величина струму утримання, А.

Turn of time  $T_q$ , s – час вимикання, с.

**Модель повністю керованого GTO-тиристора.** Модель повністю керованого тиристора і його вмикання аналогічна моделі звичайного тиристора. Для вимикання приладу достатньо знизити керуючий сигнал до нуля. Вимикання GTO-тиристора також відбудеться при зниженні анодного струму до нуля, незважаючи на наявність керуючого сигналу.

В моделі паралельно самому GTO-тиристорі ввімкнена послідовна RC-ланка, яка виконує демпфіруючі функції.

На рис. 1.20, *б* приведено вікно настройки параметрів GTO-тиристора.

Параметри блока:

Resistance  $R_{on}$ , Ohm – опір ввімкненого тиристора, Ом.

Inductance  $L_{on}$ , H – індуктивність відкритого тиристора, Гн.

Forward voltage  $U_f$  (V) – падіння напруги в прямому напрямку, В.

Current 10% fall time  $T_f$ , s – час спадання струму до рівня 0,1 від струму в момент вимикання, с.

Current tall time  $T_t$ , s – час затягування, с.

Initial current  $I_C$  (A) – початкове значення струму, А. При нульовому значенні параметра моделювання розпочинається при закритому тиристорі. Якщо параметр буде задано додатним значенням, моделювання розпочнеться при відкритому приладі.

Snubber resistance  $R_S$ , Ohm – опір депфіруючого кола, Ом.

Snubber capacitance  $C_S$ , F – ємність демпфіруючого кола, Ф.

На вихідному порту блоку  $m$  формується векторний Simulink-сигнал із двох елементів. Перший елемент – анодний струм тиристора, другий – напруга анод-катод тиристора.

Статичні вольт-амперні характеристики моделі GTO-тиристора у ввімкненому і вимкненому станах наведені на рис. 1.21, *a*.

В моделі GTO-тиристора враховується кінцевий час вимикання. Процес вимикання розділений на дві частини (рис.

1.21, б) і характеризується часом спадання  $T_f$ , при якому анодний струм зменшиться до 10% від струму  $I_{max}$  в момент вимикання і часом затягування  $T_t$ , при якому анодний струм зменшиться до нуля.

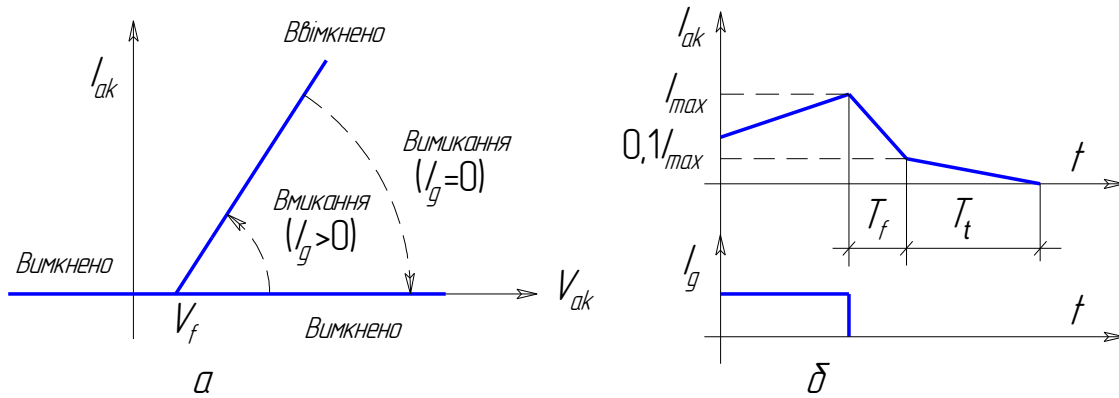


Рис. 1.21. Вольт-амперні характеристики (а) та процес вимикання (б) моделі GTO-тиристора

**Модель біполярного IGBT-транзистора.** Умовне графічне позначення та модель IGBT-транзистора наведена на рис. 1.22, а, б. Вмикання приладу відбувається при умові, що напруга колектор-емітер додатна, і більша за  $V_f$ , а на затвор транзистора подано додатній сигнал ( $I_g > 0$ ). Прилад вимикається при зменшенні сигналу на затворі до нуля ( $I_g = 0$ ). При від'ємній напрузі колектор-емітер транзистор знаходиться у вимкненому стані.

В моделі паралельно самому IGBT-транзистору ввімкнена послідовна RC-ланка, яка виконує демпфіруючі функції.

Статичні вольт-амперні характеристики моделі IGBT-транзистора для ввімкненого і вимкненого стану подібні повністю керованому тиристорі (рис. 1.21, а).

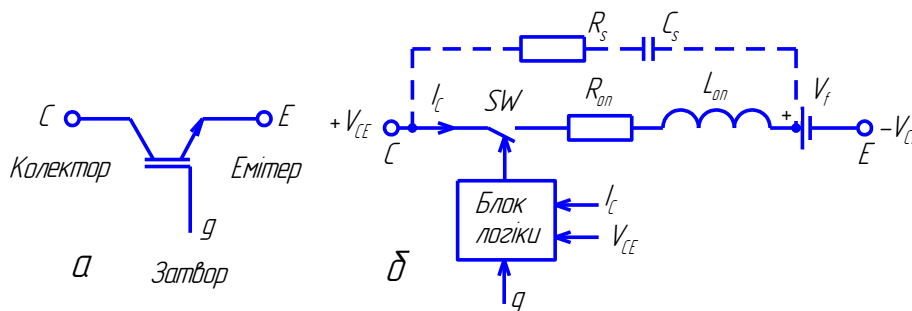


Рис. 1.22. Схема (а) і модель (б) IGBT-транзистора

В моделі IGBT-транзистора аналогічно GTO-тиристору враховується кінцевий час вимикання приладу, а у вікні настройки транзистора наведені такі ж параметри, як і для повністю керованого тиристора.

На вихідному порту блоку, позначеному  $m$ , формується векторний Simulink-сигнал із двох елементів. Перший елемент – струм колектор-емітер транзистора, другий – напруга колектор-емітер транзистора.

**Модель польового (Mofset) транзистора.** Силовий польовий транзистор змодельований з паралельно ввімкненим зворотним діодом (рис. 1.23, *a*). Модель транзистора складається з послідовно з'єднаних резистора  $R_{on}$ , індуктивності  $L_{on}$  і ключа  $SW$  (рис. 1.23, *б*). Блок логіки керує роботою ключа. Прилад вмикається, коли напруга стік-витік додатна і на затвор підведений додатний сигнал ( $I_g > 0$ ). Вимикання приладу відбувається при зменшенні сигналу на затворі до нуля ( $I_g = 0$ ). При від'ємній нарузі колектор-емітер транзистор закритий і струм проходить через зворотний діод.

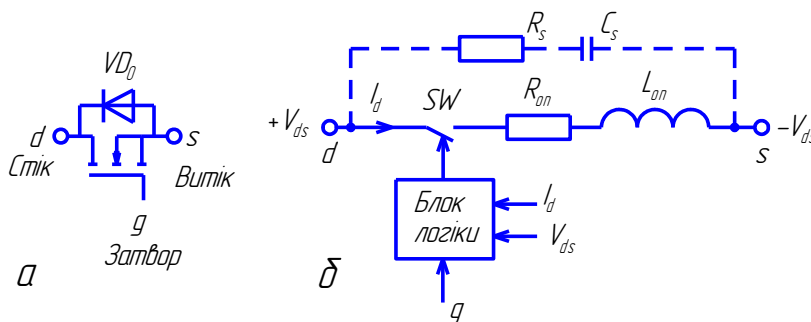


Рис. 1.23. Схема (*a*) та модель (*б*) польового транзистора

В моделі паралельно самому польовому транзистору ввімкнена послідовна  $RC$ -ланка, яка виконує демпфіруючі функції.

Статичні вольт-амперні характеристики моделі Mofset транзистора у ввімкненому і вимкненому станах наведені на рис. 1.24.

На рис. 1.25 наведено вікно настройки параметрів Mofset транзистора.

Параметри блока:

MOSFET on-state resistance  $R_{on}$ , Ohm – опір ввімкненого транзистора, Ом.

MOSFET on-state inductance  $L_{on}$ , H – індуктивність відкритого тиристора, Гн.

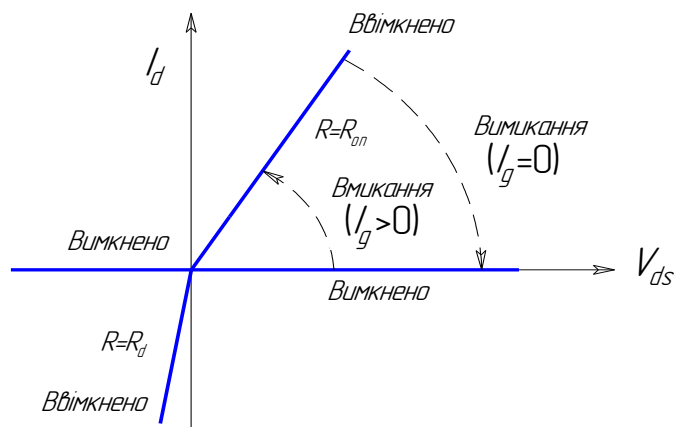


Рис. 1.24. Вольт-амперні характеристики польового транзистора

Internal diode resistance  $R_d$ , Ohm – внутрішній опір діода, Ом.

Initial current  $I_C$ , A – початкове значення струму, А. При нульовому значенні параметра моделювання розпочинається при закритому тиристорі. Якщо параметр буде задано додатним значенням, моделювання розпочнеться при відкритому приладі.

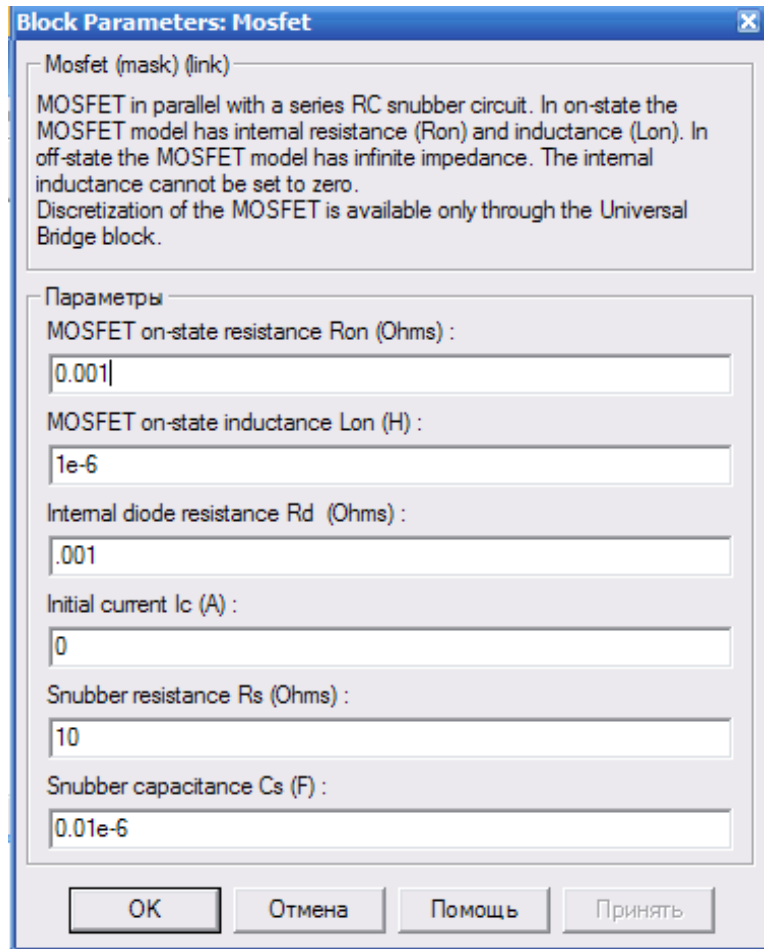
Snubber resistance  $R_S$ , Ohm – опір депфіруючого кола, Ом.

Snubber capacitance  $C_S$ , F – ємність демпфіруючого кола, Ф.

На вихідному порту блоку, позначеному  $m$ , формується векторний Simulink-сигнал із двох елементів. Перший елемент – струм стік-витік транзистора, другий – напруга стік-витік транзистора.

**Модель ідеального ключа (Ideal Switch).** Схема і модель ключа складається з послідовно з'єднаних резистора  $R_{on}$  і ключа  $SW$  (рис. 1.26, б). Блок логіки керує роботою ключа. Ключ замикається, коли на керуючий вхід підведений одиничний сигнал ( $g \geq 1$ ). При зменшенні сигналу на затворі до нуля ( $g=0$ ) ключ вимикається.

Рис. 1.25. Вікно  
настройки параметрів  
Mosfet транзистора



В моделі паралельно контактам ключа ввімкнена послідовна  $RC$ -ланка, яка виконує демпфіруючі функції.

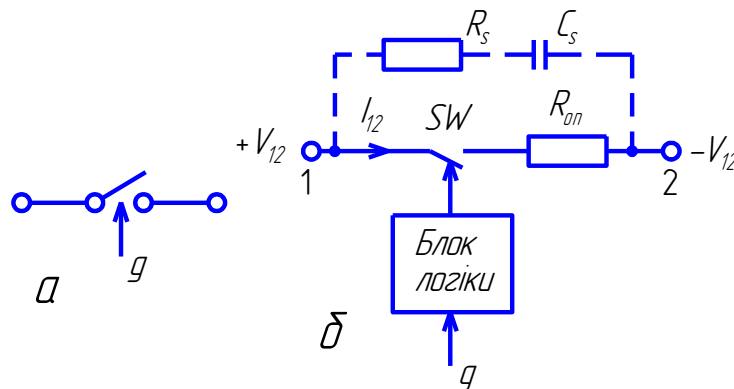


Рис. 1.26. Схема (а) і модель (б) ідеального ключа

Статичні воль-амперні характеристики моделі ідеального ключа для ввімкненого і вимкненого станів наведена на рис. 1.27.

На рис. 1.28 наведено вікно настройки параметрів ідеального ключа.

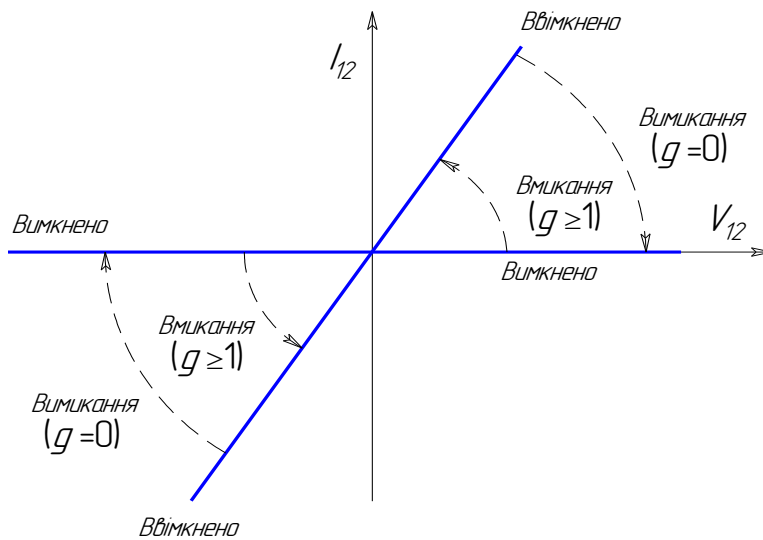


Рис. 1.27. Вольт-амперна характеристика ідеального ключа

Параметри блока:

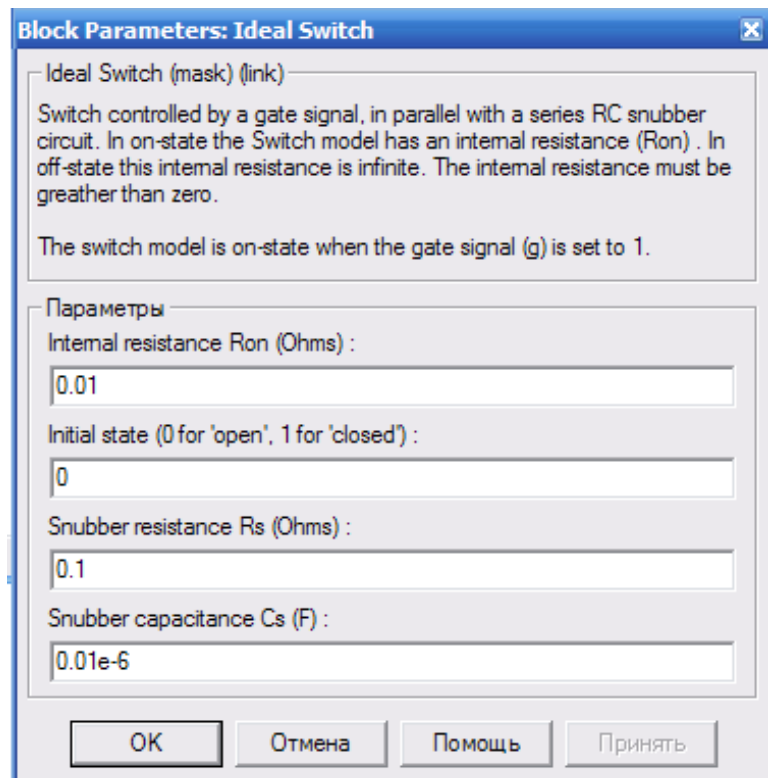
Resistance  $R_{on}$ , Ohm – опір ввімкненого ключа, Ом.

Initial state – Початковий стан. Параметр задається рівним 0 для відкритого стану ключа і 1 для закритого стану.

Snubber resistance  $R_s$ , Ohm – опір депфіруючого кола, Ом.

Snubber capacitance  $C_s$ , F – ємність демпфіруючого кола, Ф.

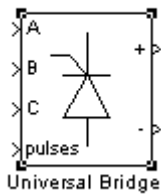
Рис. 1.28. Вікно  
настройки ідеального  
ключа





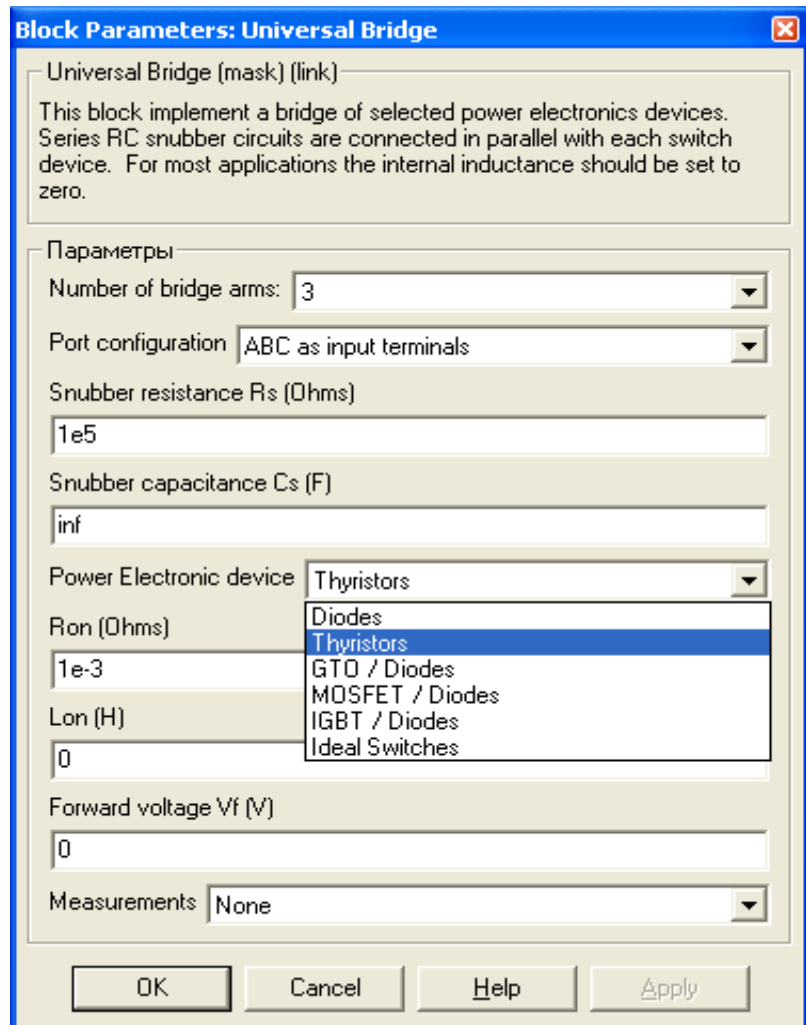
На вихідному порту блока, позначеному  $m$ , формується векторний Simulink-сигнал із двох елементів. Перший елемент – струм ключа, другий – напруга ключа.

**Універсальний міст (Universal Bridge).** Модель має керуючий вхід “pulses” (рис. 1.29, *a*), дозволяє вибирати кількість плечей мосту (від 1 до 3), тип напівпровідникового приладу (діоди, тиристори, ідеальні ключі, а також повністю керовані тиристори, IGBT і MOSFET транзистори, зашунтовані зворотними діодами). В моделі можна також вибирати тип затискачів А, В, С (вхідними чи вихідними).



*a*

Рис. 1.29. Піктограма (*a*) та вікно настройки (*б*) блока Universal Bridge



*б*

Вікно настройки універсального напівпровідникового мосту наведено на рис. 1.29, *б*, у полях якого задаються параметри:

Numbers of bridge arms – кількість плечей універсального мосту. Вибирається із списку: 1, 2, 3.

Port configuration – конфігурація вхідних і вихідних портів. Значення параметрів вибираються із списку:

- ABC as input terminals – затискачі А, В, С є вхідними;
  - ABC as output terminals – затискачі А, В, С є вихідними.
- Snubber resistance  $R_S$ , Ohm – опір демпфіруючої ланки, Ом.  
Snubber capacitance  $C_S$ , F – ємність демпфіруючої ланки, Ф.  
Power Electronic device – тип силового напівпровідника.

Значення вибирається із списку:

- Diodes – діоди;
- Thyristors – тиристори;
- GTO/Diodes – повністю керовані тиристори, зашунтовані зворотними діодами;
- MOSFET/Diodes – польові транзистори, зашунтовані зворотними діодами;
- SGBT/Diodes – біполярні транзистори, зашунтовані зворотними діодами;
- Ideal Switches – ідеальні ключі.

Measurement - призначено для вибору вимірюваних змінних величин універсального напівпровідникового мосту, які можна побачити за допомогою блоку Scope. Значення параметрів вибираються із списку:

- None – немає змінних для зображення;
- Device voltages – напруга на напівпровідникових приладах;
- Device currents – струми напівпровідникових приладів;
- $U_{AB}$ ,  $U_{BC}$ ,  $U_{CA}$ ,  $U_{DC}$  voltages – напруга на затискачах мосту;
- All voltages and currents – всі напруги і струми мосту.

### **1.1.7. Machines (Бібліотека електричних машин)**

Бібліотека (рис. 1.30) вміщує синхронні, асинхронні машини і машини постійного струму. Параметри електродвигунів можуть бути подані як в абсолютних одиницях, так і у відносних. Універсальний блок вимірювання (Machines measurement) дозволяє вимірювати необхідні змінні параметри двигуна.

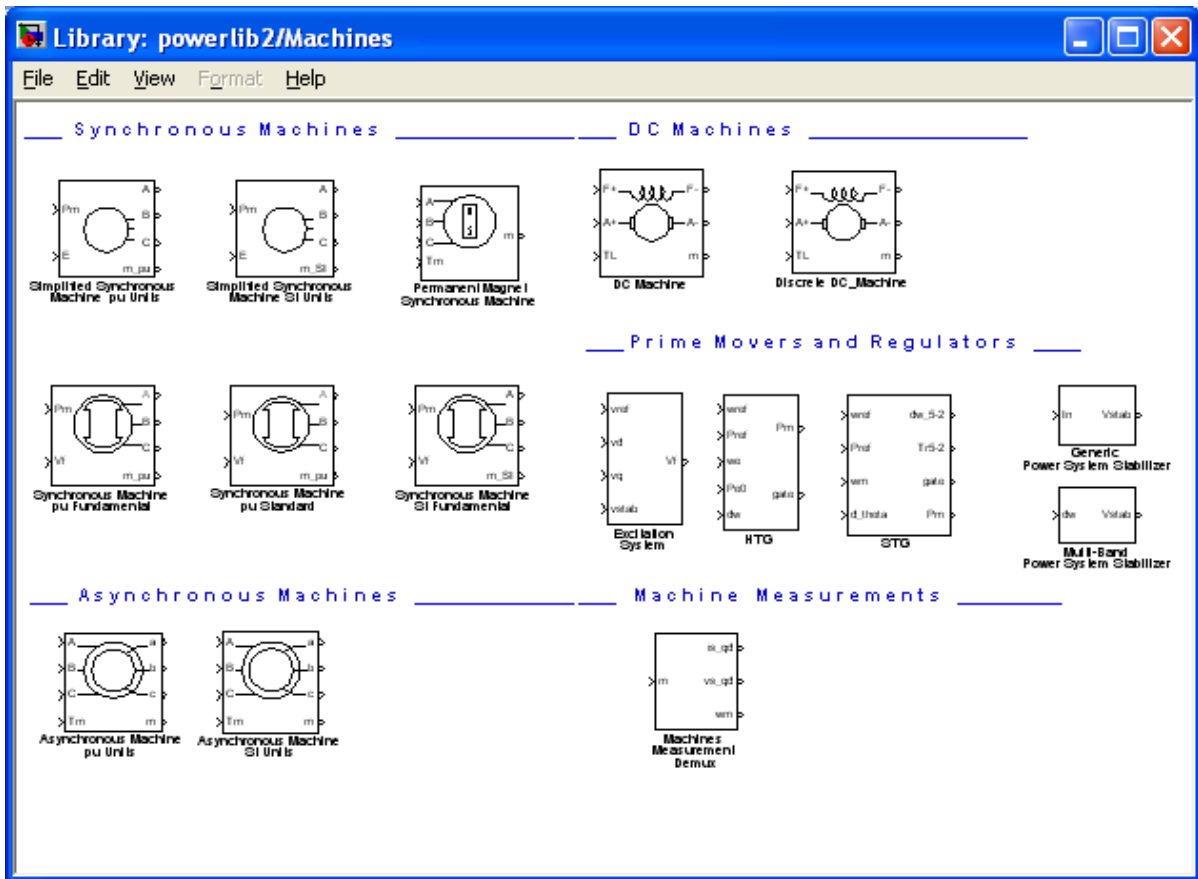


Рис. 1.30. Бібліотека Machines

Для прикладу на рис. 1.31 наведена модель асинхронної машини і панель її налаштування:

Rotor type – тип ротора, вибирають із списку:

- Squirrel-Gage – короткозамкнений ротор;
- Wound – фазний ротор.

Reference frame – система координат, вибирається із списку:

- Rotor – нерухома відносно ротора;
- Stationary – нерухома відносно статора;
- Synchronous – обертова разом з полем.

Nom. Power, L-L volt. and frequency [Pn (VA), Un (V), fn (Hz)] – номінальна потужність Pn (ВА), діюча лінійна напруга Un (В), номінальна частота fn (Гц).

Stator [Rs (Ohm), Ls (H)] – опір Rs (Ом) і індуктивність Ls (Гн) статора.

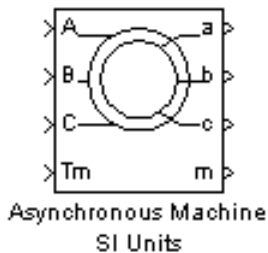
Rotor [Rr (Ohm), Lr (H)] – опір Rr (Ом) і індуктивність Lr (Гн) ротора.

Natural inductance  $L_m$  (H) – взаємна індуктивність, Гн.

Inertia, friction factor and pairs of poles [ $J$  ( $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ ),  $F$  ( $\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}$ ),  $p$ ] – момент інерції  $J$  ( $\text{кг}\cdot\text{м}^2$ ), коефіцієнт тертя  $F$  ( $\text{Н}\cdot\text{м}\cdot\text{с}$ ), кількість пар полюсів  $p$ .

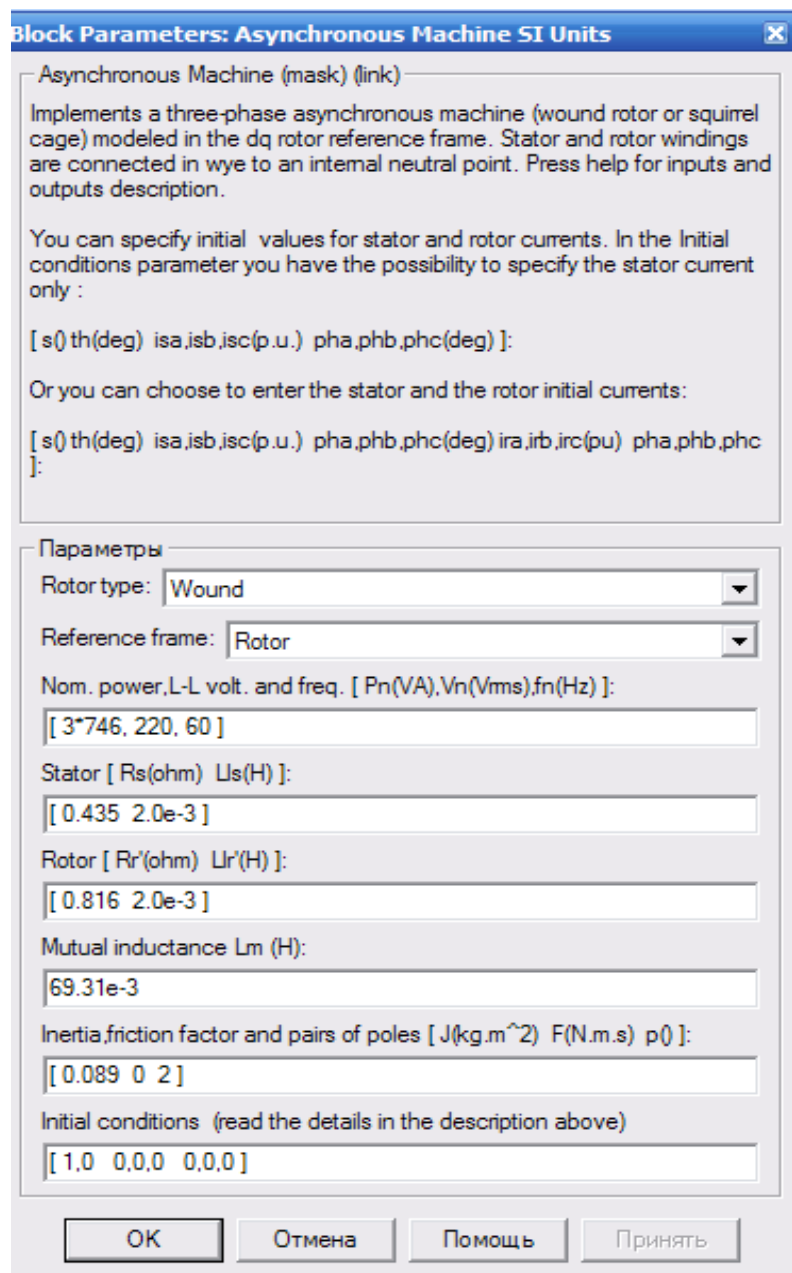
Initial conditions [ $s$ ,  $th$  (deg),  $i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$  (A),  $phA, phB, phC$  (deg)] – початкові умови: ковзання  $s$ , фаза  $th$  (град.), значення струмів статора  $i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$  (A), фази струмів статора  $phA, phB, phC$  (град.).

Визначення вказаних параметрів детально буде розглянуто в розділі моделювання двигунів.



*a*

Рис. 1.31. Піктограма (а) та вікно налаштування (б) Asynchronous Machine



*б*

## 1.2. Побудова моделей у системі MatLab

### 1.2.1. Виділення об'єктів

Щоб виділити окремий об'єкт, необхідно ліву кнопку мишки натиснути один раз. У результаті по кутах виділеного об'єкта або на початку і в кінці лінії з'являться маленькі квадратні чорні мітки. При цьому всі інші раніше виділені об'єкти стануть невиділеними.

Щоб виділити декілька об'єктів, які вибрані довільно, необхідно натиснути клавішу [Shift] і, утримуючи її натиснутою, натиснути мишкою на кожному виділеному об'єкті. Після цього клавішу [Shift] відпустити.

Групу об'єктів можна виділити за допомогою рамки. Для цього необхідно установити курсор мишки в точку, яка буде початковою точкою рамки. Натиснути ліву кнопку мишки і, не відпускаючи її, перемістити мишку в напрямку діагоналі прямокутника. В результаті на екрані з'явиться прямокутна рамка і, коли кнопка мишки буде відпущена, всі об'єкти і лінії, обведені рамкою, будуть виділені.

Якщо потрібно виділити всю модель, тобто всі об'єкти в активному вікні блок-схеми, необхідно скористуватися командою Select All (Вибрати все) із меню Edit (Правка) або комбінацією [Ctrl+A].

### 1.2.2. Операції з блоками

Копіювання блоків із одного вікна в інше проводиться так: відкривається потрібна бібліотека або вікно моделі-прототипу і потрібний блок перетягується мишкою у вікно моделі, що створюється чи редагується.

Блоки можна копіювати і за допомогою команд меню:

- у вікні бібліотеки чи моделі виділити блок (блоки), який необхідно копіювати;
- вибрати команду Copy (Копіювання) в меню Edit (Правка) активного вікна;
- зробити активним вікно, в яке необхідно скопіювати блок, і вибрати в ньому команду Paste (Вставити) із меню Edit (Правка).

Кожному скопійованому блоку Simulink надається ім'я. Користувачі можуть перейменувати блоки. При копіюванні блок отримує ті ж самі значення параметрів, що і блок-оригінал.

### **1.2.3. Переставлення блоків моделі**

Переставлення блока всередині моделі здійснюється перетягуванням його мишкою. При цьому Simulink автоматично перемальовує лінії, які зв'язують цей блок з іншими блоками. Щоб переставити декілька блоків разом із з'єднувальними лініями і зберегти відносну відстань, необхідно їх виділити і перетягти мишкою один із блоків. Всі інші виділені блоки також займуть нові місця.

Копіювання блоків однієї моделі можна виконати двома способами:

- перетягнути блок в потрібне положення, утримуючи клавішу [Ctrl];
- перетягнути блок, утримуючи натиснутою праву кнопку мишки, при цьому новому блоку надається черговий порядковий номер.

### **1.2.4. Установлення параметрів блока**

Функції, які виконує блок, залежать від значень параметрів блока. Установлення цих значень здійснюється у вікні настроювання, яке викликається подвійним натисканням лівої клавіші мишки на зображенні блока в блок-схемі.

### **1.2.5. Вилучення блоків**

Для вилучення непотрібних блоків із блок-схеми достатньо виділити ці блоки, як було вказано раніше, і натиснути клавішу [Del] або [Backspace]. Можна також використати команду Clear (Очистити) або Cut (Вирізати) із меню Edit (Правка) вікна блок-схеми. Якщо використана команда Cut, то в подальшому вилучені блоки можна скопіювати в модель за допомогою команди Paste (Вставити) того ж меню.

### **1.2.6. Від'єднання блоків**

Щоб від'єднати блок від ліній, достатньо натиснути клавішу

[Shift] і, не відпускаючи її, перетягнути блок в інше місце.

### **1.2.7. Зміна кутової орієнтації блока**

У початковому стані сигнал проходить через блок зліва направо (зліва розміщуються входи блока, а справа – виходи). Щоб змінити кутову орієнтацію блока, необхідно:

- виділити блок, який необхідно повернути;
- вибрати в меню Format (Формат) вікна блок-схеми одну із команд: Flip Block (Поворот блока на 180 градусів) або Rotate Block (Поворот блока за годинниковою стрілкою на 90 градусів).

### **1.2.8. Зміна розмірів блока**

Для зміни розмірів блока необхідно виділити та установити покажчик мишки на одну із кутових міток блока. Форма покажчика при цьому зміниться – він прийме вигляд двонаправленої стрілки. Необхідно захопити мишкою цю мітку і перетягнути її в нове положення.

### **1.2.9. Зміна і переміщення імені блока**

Щоб змінити ім'я блока, необхідно натиснути мишкою на імені, а потім, використовуючи звичайні прийоми редагування, внести необхідні зміни.

Самостійно ім'я блока розміщується так. Якщо блок орієнтований зліва направо, то ім'я знаходиться під блоком, якщо справа наліво – над блоком; якщо зверху вниз або знизу вверх – справа від блока.

Змінити місцезнаходження імені виділеного блока можна двома способами:

- перенести ім'я мишкою на протилежну сторону блока;
- використати команду Flip Name із меню Format вікна моделі.

Приховати ім'я блока можна командою Hide Name (Приховати ім'я) меню Format вікна моделі, відновити – командою Show Name (Показати ім'я).

### 1.2.10. Створення з'єднувальних ліній

Щоб з'єднати вихідний порт одного блока з вхідним портом іншого, необхідно виконати такі дії:

- установити покажчик мишки на вихідний порт першого блока (при цьому курсор повинен прийняти форму перехрестя);
- натиснути ліву кнопку мишки і, утримуючи її в цьому положенні, перемістити покажчик до вхідного порту другого блока;
- відпустити кнопку мишки.

Simulink малює з'єднувальні лінії у вигляді горизонтальних і вертикальних сегментів. Щоб побудувати лінію під кутом  $45^{\circ}$ , необхідно в процесі малювання утримувати клавішу [Shift].

Створення розгалуження ліній:

- установити курсор у точку розгалуження;
- натиснути праву кнопку мишки, утримувати її натиснутою;
- провести лінію до вхідного порту потрібного блока, відпустити праву кнопку мишки.

Створення сегмента лінії:

- установити курсор у кінець попереднього сегмента і намалювати наступний, утримуючи ліву кнопку мишки.

Ділення лінії на сегменти:

- виділити лінію та установити курсор у точку зламу лінії;
- натиснути клавішу [Shift] і ліву кнопку мишки, курсор при цьому прийме форму кола, а на лінії утвориться злам;
- перемістити курсор (злам) в нове положення;
- відпустити клавішу [Shift] і кнопку мишки.

### 1.2.11. Розстановка міток сигналів і коментарів

Щоб створити мітку сигналів, необхідно двічі клацнути на сегменті лінії, а потім ввести текст мітки. Подвійне клацання необхідно виконати точно на лінії, інакше буде створено коментарій до моделі.



Переміщення мітки здійснюється шляхом перетягування її на нове місце. Якщо при цьому утримувати натиснутою клавішу [Ctrl], то мітка буде скопійована в нове місце. Копіювання мітки можна здійснити подвійним клацанням на другому сегменті лінії.

Редагування мітки проводиться після клацання на ній правою кнопкою мишки.

Щоб видалити мітку, необхідно її виділити, а потім натиснути клавішу [Del] або [Backspace].

Для супроводження блок-схем текстовою інформацією про моделі створюються коментарії. Коментарії устанавлюються в будь-якому вільному місці блок-схеми. Після подвійного клацання мишкою у вибраному місці блок-схеми з'являється прямокутна рамка, в яку можна внести текст коментаріїв.

Копіювання, редагування, перенесення коментаріїв проводиться аналогічно міткам.

### **1.2.12. Створення підсистем**

Якщо блок-схема моделі складна і має великі розміри, її можна спростити шляхом групування блоків у підсистеми:

- виділити за допомогою рамки блоки і з'єднувальні їх лінії, які необхідно включити в склад підсистеми;
- вибрати команду Create Subsystem (Створити підсистему) із меню Edit (Правка). В результаті Simulink замінить виділені блоки одним блоком Subsystem.

Щоб побачити блок схеми створеної підсистеми, необхідно двічі клацнути на блоці Subsystem.

### **1.2.13. Запис і друкування моделі**

Для записування моделі на диск необхідно викликати команду Save (Зберегти) або Save As (Зберегти як) із меню File (Файл) вікна моделі.

Для друку моделі використовують команду Print (Друк) із меню File (Файл) вікна моделі.

Модель можна вставити в документ якого-завгодно текстового редактора, наприклад, Word. Для цього необхідно спочатку викликати команду Copy Model (Копіюй модель) із

меню Edit (Правка) вікна моделі, перенести у вікно текстового редактора і натиснути комбінацію клавіш [Shift+Ins].

### 1.3. Моделювання теплових режимів роботи електродвигуна

Із курсу електропривода відомо, що рівняння теплового балансу за нескінченно малий проміжок часу  $dt$  має вигляд:

$$\Delta P dt = A \tau dt + C d\tau, \quad (1.1)$$

де  $\Delta P$  – втрати потужності в електродвигуні, Вт;  $A$  – тепловіддача двигуна (кількість теплоти, що віддається охолоджуючому середовищу за 1 с при різниці температур двигуна і навколишнього середовища в 1 °С), Дж/(с·°С);  $\tau$  – перевищення температури двигуна над температурою охолоджуючого середовища, °С;  $C$  – теплоємність двигуна, Дж/°С;  $d\tau$  – приріст температури двигуна за нескінченно малий проміжок часу, °С.

Запишемо рівняння (1.1) у відносній формі, ввівши базове значення максимального перевищення температури двигуна над температурою охолоджуючого середовища  $\tau_{MAX} = 80^\circ\text{C}$  і отримаємо:

$$T_H \frac{d\tau_*}{dt} + \tau_* = \Delta P_*, \quad (1.2)$$

де  $T_H = \frac{C}{A}$  – стала часу нагрівання електродвигуна, с;  $\tau_* = \frac{\tau}{\tau_{MAX}}$  – відносна температура ( $\tau_{MAX} = 80^\circ\text{C}$ ), в.о.;  $\Delta P_* = \frac{\Delta P}{P_{MAX}} = \frac{\Delta P}{A \tau_{MAX}}$  – відносна потужність теплових втрат в двигуні, в.о.

Величину  $T_H$  можна визначити за каталожними даними:

$$T_H = 6,0 \frac{G \tau_{MAX} \eta_H}{P_H (1 - \eta_H)}, \quad (1.3)$$

де  $G$  – маса електродвигуна, кг;  $\eta_H$  – номінальне значення коефіцієнта корисної дії двигуна, в.о.;  $P_H$  – номінальна потужність двигуна, кВт.

Тепловіддача асинхронного двигуна практично не залежить від його навантаження і визначається за формулою:

$$A = \frac{\Delta P_H}{\tau_{MAX}} = \frac{P_H (1 - \eta_H)}{\tau_{MAX} \eta_H}. \quad (1.4)$$

Рівняння (1.2) перетворимо в форму Коші, а потім представимо в операторній формі:

$$\frac{d\tau_*}{dt} = \frac{1}{T_H} \Delta P_* - \frac{1}{T_H} \tau_*;$$

$$p\tau_* = \frac{1}{T_H} \Delta P_* - \frac{1}{T_H} \tau_* \quad \text{або} \quad \tau_* = \frac{1}{T_H} \frac{1}{p} (\Delta P_* - \tau_*), \quad (1.5)$$

де  $p = \frac{d}{dt}$  – оператор Лапласа.

Послідовність розрахунку теплового режиму електродвигуна

Відкриваємо MatLab, Simulink і три необхідні бібліотеки Sources (Джерела сигналів), Sinks (Прилади) і Continuous (Неперервні блоки). Одночасно відкриваємо поле для побудови структурної схеми (рис. 1.32) відповідно рівнянню (1.5). Блоки із бібліотеки в набірне поле Untitled (Без імені) переносять відомим способом Drag-and Drop (Перенеси і залиш), про що описано раніше.

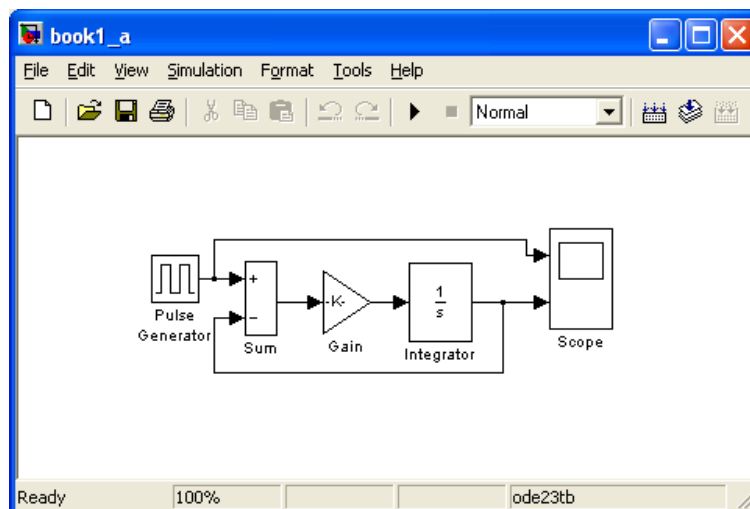


Рис. 1.32. Модель для дослідження теплових процесів двигуна при повторно-короткочасному режимі роботи

Після створення структурної схеми послідовно (подвійним клацанням на блоці) встановлюють параметри підсилювача (Gain) і інтегратора (Integrator).

Коефіцієнт підсилювача дорівнює величині, оберненій сталій часу нагрівання ( $1/T_H$ ).

В полі настройки інтегратора задають початковий стан відносної температури

$$\tau_{Поч*} = \frac{\tau_{Поч}}{\tau_{МАХ}}$$

В розділі головного меню Simulation вибирають команду Parameters, за якою проводять настроювання моделювання. На вкладці Solver установлюють початковий (Start time=0) і кінцевий [Stop time= (3-4)T<sub>H</sub>] час моделювання. Решту параметрів рекомендується залишити такими, які запропонував комп'ютер.

У вікні настройки генератора, який імітує режим роботи двигуна у вигляді теплових втрат, вказується період циклу, відносний час ввімкненого стану, амплітуда і початок роботи.

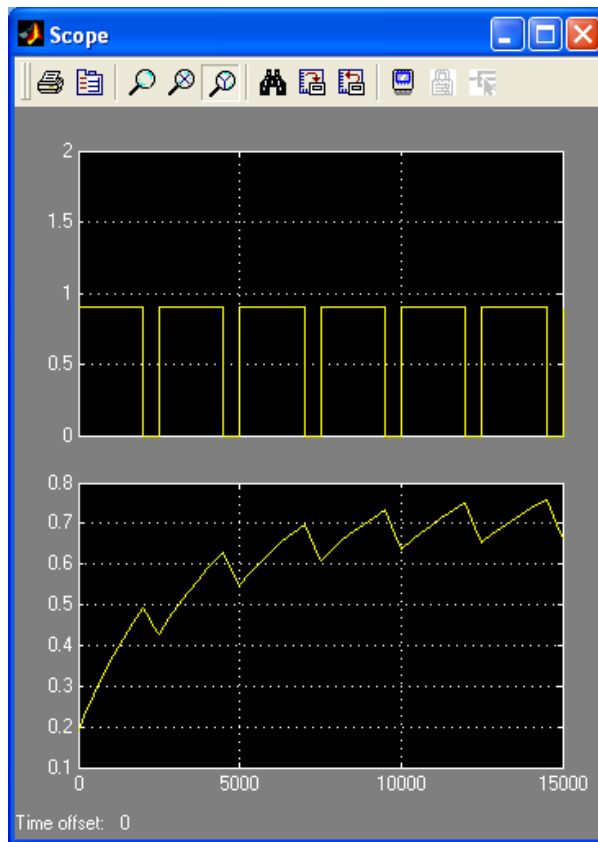


Рис. 1.33. Результати моделювання теплових процесів у двигуні при  $T_H=3600$  с:

верхній екран – потужність теплових втрат в часі, в.о.;  
нижній – нагрівання двигуна в часі, в.о.

При зміні потужності на валу двигуна, а відповідно і втрат випадковим образом, приймають, що випадкова функція втрат підпорядкована нормальному закону розподілення Гауса. Тоді густина ймовірності описується наступним рівнянням:

$$\Delta P_*(t) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(t-a)^2}{2\sigma^2}}, \quad (1.6)$$

де  $a$  – параметр, який показує найбільш ймовірне значення відносних втрат  $\Delta P_*$  (для даного випадку  $a = 1$ );  $\sigma$  – середньоквадратичне відхилення (дисперсія), приймаємо  $\sigma = 5$ .

Для побудови вибираємо блок Random Number із бібліотеки Sources головної бібліотеки Simulink.

### *Питання для самоконтролю*

1. Назвіть основні розділи бібліотеки Simulink, які використовуються при побудові моделей електропривода.
2. Які блоки найчастіше використовуються при моделюванні систем керування електроприводом?
3. Назвіть основні віртуальні прилади для спостереження і реєстрації процесів, які відбуваються в моделі.
4. Назвіть основні блоки, які імітують джерела сигналів.
5. Назвіть елементи силової електроніки, які вміщує бібліотека Power Electronics.
6. Які блоки вміщує бібліотека електричних машин?
7. В яких одиницях можуть бути подані параметри віртуальних моделей електродвигунів ?
8. Як проводиться установка параметрів блока?
9. Як виділяється об'єкт в системі MatLab?
10. Як створюються з'єднувальні лінії?
11. Як переставити блок всередині моделі?
12. Як змінити розміри блока?
13. Як вилучити блок із блок-схеми?
14. Як записуються і друкуються моделі?
15. Як проводиться від'єднування блоків?
16. Як змінити кутову орієнтацію блока?
17. Як змінити і перемістити ім'я блока?
18. Як розмістити на моделі коментарі?
19. Як створити підсистему?
20. Яким блоком можна задати потужність теплових втрат в двигуні?
21. Які блоки моделюють процес нагрівання двигуна?

## 2. МОДЕЛІ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ НАПРУГИ В СИСТЕМАХ ЕЛЕКТРОПРИВОДА

### 2.1. Моделі керованих випрямлячів

#### 2.1.1. Модель однофазного керованого випрямляча

Віртуальна модель однофазного двонапівперіодного керованого вентиля приведена на рис 2.1.

До її складу входить:

- 1) однофазний тиристорний міст (Universal Bridge);
- 2) блок керування тиристорним мостом (Control System);
- 3) джерело синусоїдної напруги ( $U = 220 \text{ В}$ ;  $f = 50 \text{ Гц}$ );
- 4) активно-індуктивне навантаження з проти-ЕРС ( $R, L$ ), ( $E$ );
- 5) зворотний діод (Diode);
- 6) вимірювач миттєвих струмів у колах джерела живлення ( $I_1$ ) і навантаження ( $I \text{ Load}$ );
- 7) вимірювач миттєвої напруги на навантаженні ( $V \text{ Load}$ );
- 8) блок для вимірювання складових гармонік струму живлення (Fourier  $I_1$ ) і струму тиристора (Fourier  $T_0$ );
- 9) блок для вимірювання складових гармонік струму навантаження (Fourier  $I_0$ ) і аналогічний блок для вимірювання складових гармонік напруги на навантаженні (Fourier  $U_0$ );
- 10) блок для вимірювання діючого значення струму тиристора (RMS  $T$ );
- 11) блок для вимірювання миттєвих значень струму в колі живлення, струму навантаження і напруги на навантаженні (Scope);
- 12) Multimeter - блок для вимірювання миттєвих значень величин, які вибрані в полі Measurement вікна настроювання блока Multimeter;
- 13) блок для вимірювання амплітудного значення струму і його фази в колі живлення (Display1) і блок для вимірювання середніх значень струму і напруги на навантаженні (Display);
- 14) блок для вимірювання середнього і діючого значення струму тиристора (Display2);

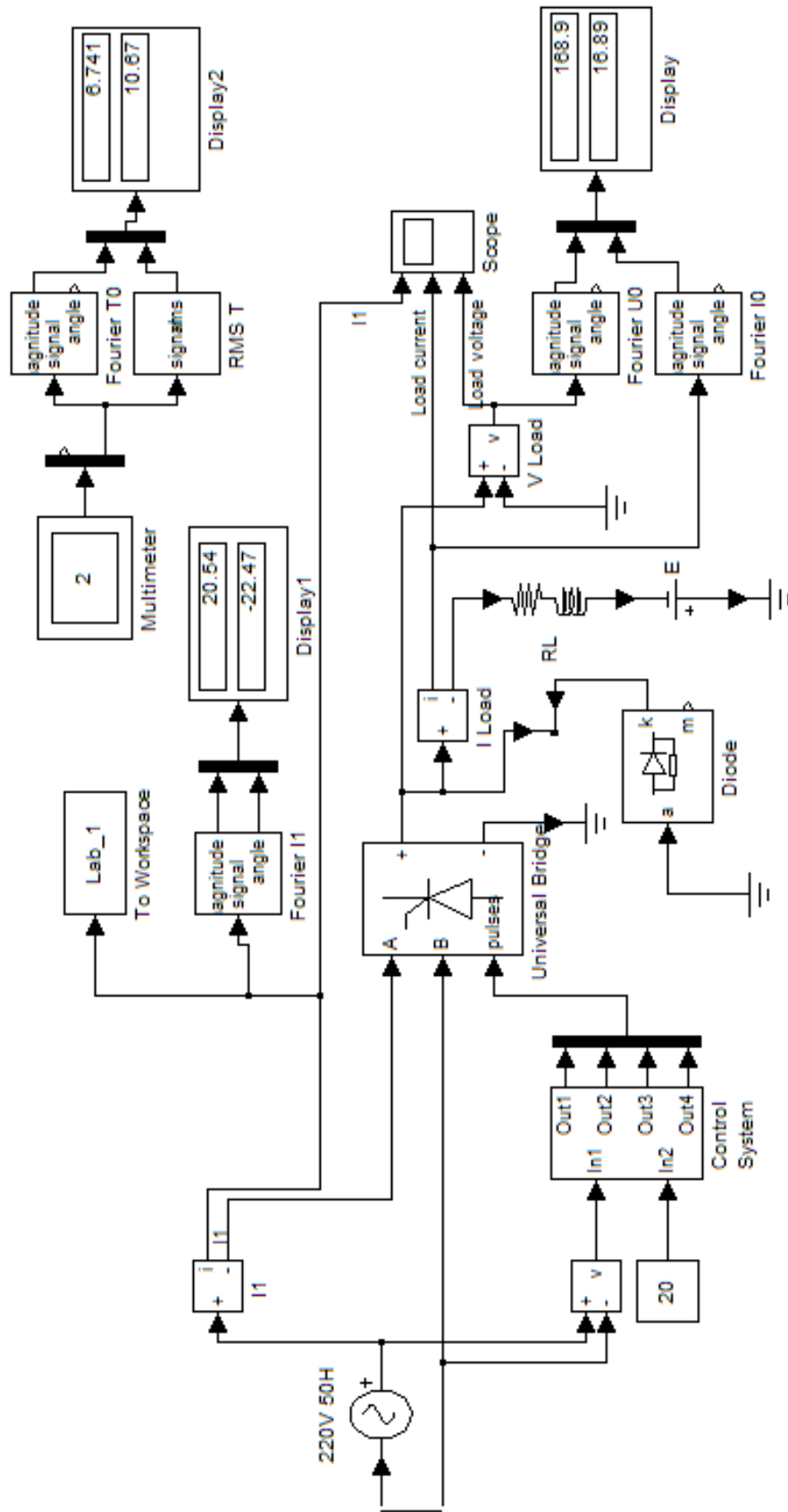


Рис. 2.1. Модель однофазного керованого випрямляча

15) блок To Workspace, призначений для передачі досліджуваного сигналу в робочий простір MatLab з наступною обробкою пакетом розширення Signal Processing Toolbox з метою дослідження гармонічного спектра струму споживання.

На рис. 2.2 наведено вікно настроювання параметрів джерела живлення.

У полях настроювання задаються:

- амплітуда напруги, В (Peak amplitude, V);
- початкова фаза напруги, в градусах (phase, deg);
- частота струму, Гц (Frequency, Hz).

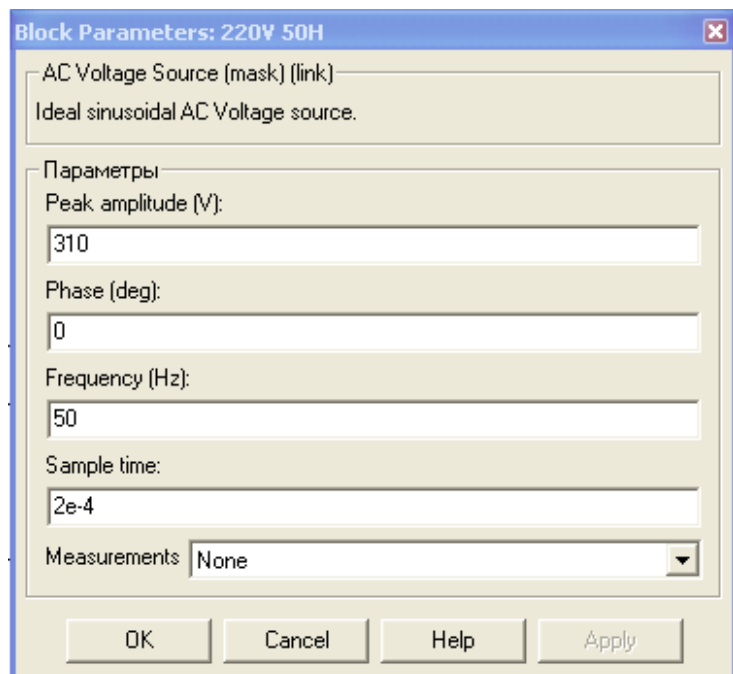


Рис. 2.2. Вікно настроювання параметрів джерела живлення

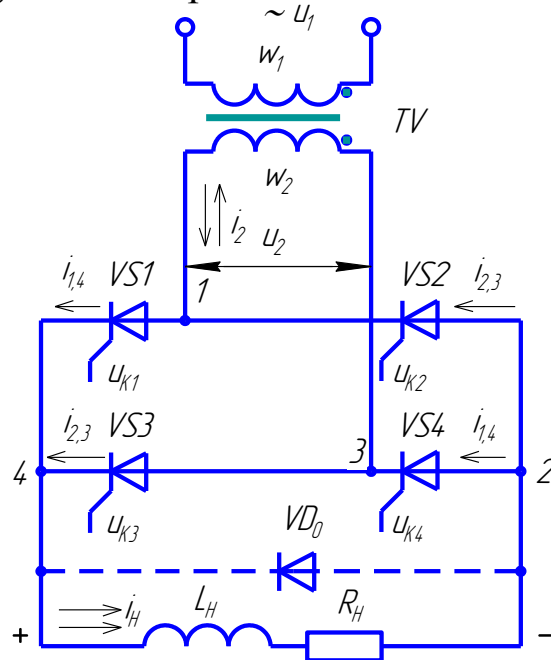
Параметр Sample time задає дискретність задавання напруги. Цей параметр є в багатьох бібліотечних блоках. Він повинен бути узгоджений з часом дискретизації при установці параметрів моделювання (рис. 2.13). При моделюванні аналогових систем його можна встановити рівним нулю.

Модель силовго блока випрямляча Universal Bridge реалізує роботу однофазного симетричного тиристорного моста згідно електричної схеми, наведеної на рис. 2.3, в якій до джерела синусоїдної напруги мережі  $u_1$  з амплітудою  $U_m$  через двообмотковий трансформатор  $TV$ , тиристорний міст  $VS1$ - $VS4$



підключено навантаження  $L_H$ ,  $R_H$ . Діагональні тиристори  $VS1$ ,  $VS4$  та  $VS2$  і  $VS3$  відкриваються попарно по чергову в момент часу, який визначається кутом відкривання  $\alpha$ , шляхом подачі сигналів  $u_{K1}$ ,  $u_{K4}$  та  $u_{K2}$ ,  $u_{K3}$  на керуючі електроди.

Рис. 2.3. Електрична силова схема симетричного однофазного мостового керованого випрямляча



При активному навантаженні пропускає струм та пара тиристорів, у якої анод тиристора катодної групи ( $VS1$  або  $VS3$ ) має найбільший потенціал, а катод тиристора анодної групи ( $VS2$  або  $VS4$ ) має найменший потенціал. Так, наприклад, при позитивній півхвилі ЕРС  $u_2$  анод тиристора  $VS1$  буде мати найбільший потенціал, а катод тиристора  $VS4$  – найменший потенціал, тобто в цьому випадку при подачі від системи керування відпираючих імпульсів тиристори  $VS1$  і  $VS4$  пропускають електричний струм  $i_{1,4}$ . Протягом від'ємної півхвилі катод тиристора  $VS2$  має найменший потенціал, а анод тиристора  $VS3$  – найбільший, тому струм  $i_{2,3}$  при наявності відпираючих імпульсів пропускають тиристори  $VS2$  і  $VS3$ .

Рис. 2.4 ілюструє процеси, що проходять в мостовому випрямлячі при активно-індуктивному навантаженні з кінцевим значенням  $L_H$ . При наявності індуктивного навантаження  $L_H$  струм 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  $L_H$ , продовжує протікати ще деякий час,

переборюючи від'ємну напругу живлення фази. Тиристор закривається в кінці кута  $\beta$ , коли струм через нього досягає нульового значення.

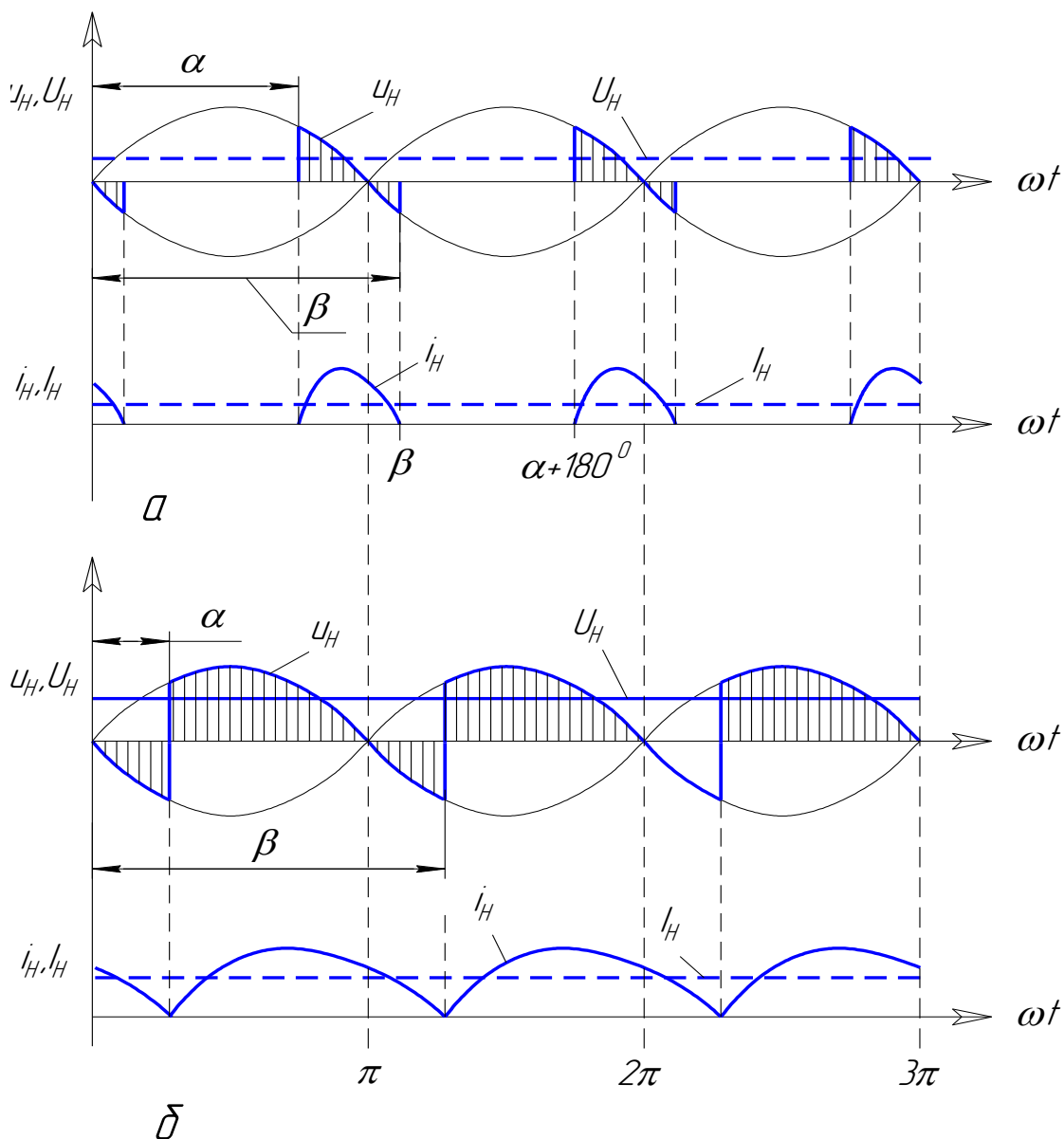


Рис. 2.4. Електромагнітні процеси керованого випрямляча при активно-індуктивному навантаженні:

*a* – переривистий режим; *б* – режим неперервного струму

В результаті, як і при чисто активному навантаженні, на ділянці від  $\beta$  до  $(\alpha + 180^\circ)$  відбувається розрив струму в колі, або як його називають – переривистий режим.

При зменшенні кута  $\alpha$  кут  $\beta$  збільшується, а інтервал провідності тиристорів однієї діагоналі ( $VS1, VS4$ ) може

перекрити момент відкривання тиристорів другої діагоналі ( $VS2$ ,  $VS3$ ). Тому при відкриванні тиристорів  $VS2$ ,  $VS3$  миттєве значення струму через них буде рівне миттєвому значенню струму тиристорів  $VS1$ ,  $VS4$ , які запираються. Наступає режим неперервного струму (рис. 2.4, б), при якому  $\beta = \alpha + 180^\circ$ .

Таким чином, при наявності індуктивності в навантаженні крива випрямленої напруги може мати одночасно додатні і від'ємні ділянки. Середнє значення напруги на навантаженні дорівнює:

$$U_{H\alpha} = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} U_{2m} \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{U_{2m}}{\pi} (\cos \alpha - \cos \beta) = U_{H.0} \frac{\cos \alpha - \cos \beta}{2}. \quad (2.1)$$

Величина середньої випрямленої напруги залежить як від кута відкривання вентилів  $\alpha$ , так і від відносної сталої часу навантаження, яка визначається за рівнянням

$$\tau = \frac{\omega L_H}{R_H}. \quad (2.2)$$

На рис. 2.5 наведено залежності  $U_{H\alpha} = f(\alpha)$  при трьох відносних значеннях  $\tau = 2, 3, \infty$ .

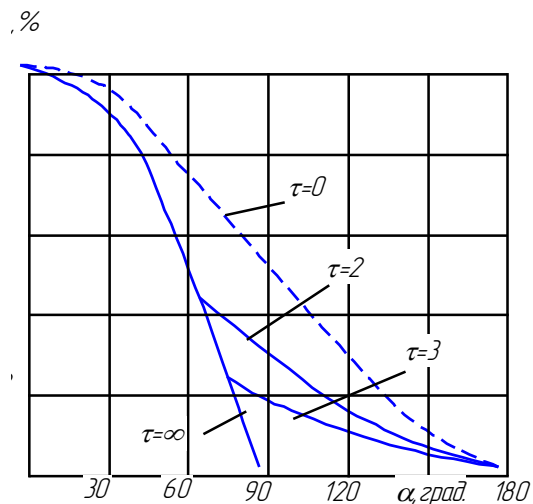


Рис. 2.5. Залежність середньої напруги на виході керованого випрямляча від кута відкривання з різним значенням відносної сталої часу навантаження  $\tau$

Струм в колі навантаження складається з постійної і змінної складових. Змінна складова різко зростає при переривистому струмі. Постільки змінна складова викликає додаткове нагрівання і втрати в навантаженні, то при керуванні електродвигуном необхідно забезпечувати режим неперервного струму, для чого

послідовно з якорем двигуна вмикають дросель, збільшуючи тим самим  $\tau$ .

Режим неперервного струму зберігається при зміні кута  $\alpha$  в межах  $0 < \alpha < \alpha_{ГР}$ , де граничний кут  $\alpha_{ГР}$  є функцією  $\tau$ . При  $\tau \rightarrow \infty$  кут  $\alpha_{ГР} \rightarrow \infty$  (рис. 2.5).

Вікно настроювання параметрів керованого випрямляча наведено на рис. 2.6.

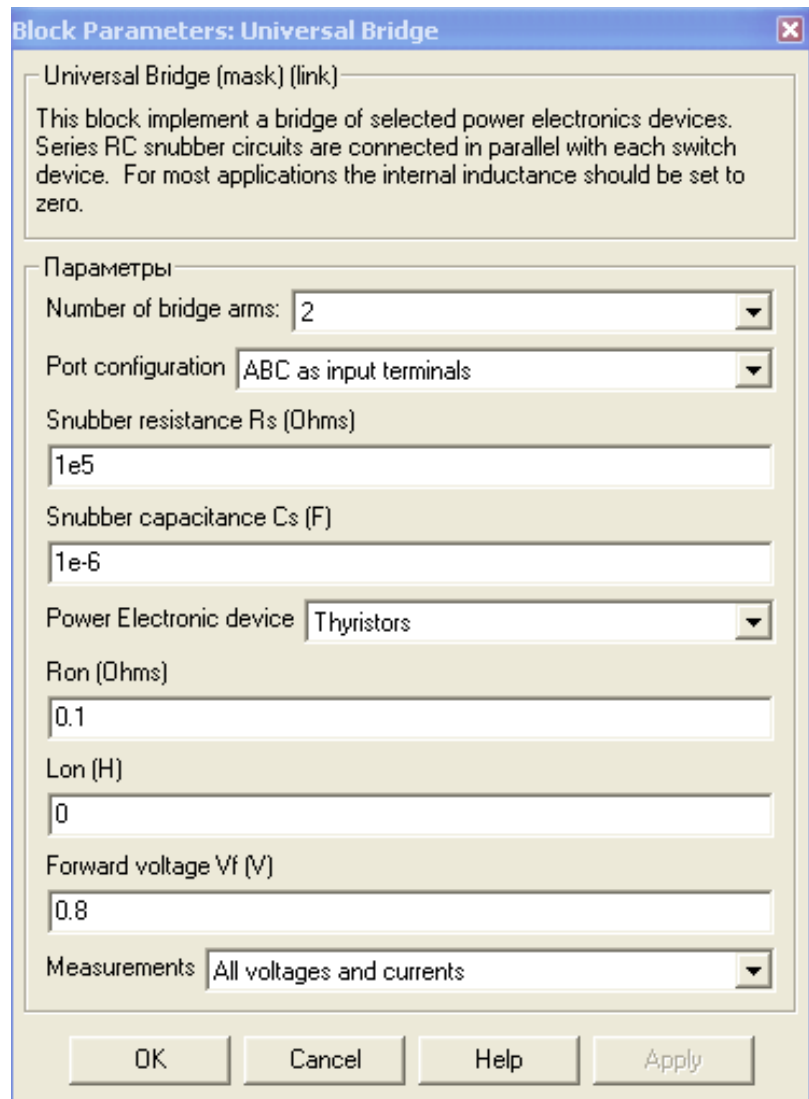


Рис. 2.6. Вікно настроювання керованого випрямляча

У полях настроювання задається:

- кількість плечей мосту (2) (Number of bridge arms);
- конфігурація входних і вихідних портів (Port configuration);
- параметри демпфіруючих ланок (Snubber resistance, Snubber capacitance);

- тип напівпровідникових елементів в універсальному випрямлячі (Power Electronic device);
- динамічний опір напівпровідникових елементів у відкритому стані, Ом ( $R_{on}$ , Ohms);
- індуктивність напівпровідникових елементів у відкритому стані, Гн ( $L_{on}$ , H);
- порогова напруга на напівпровідниковому елементі у відкритому стані, В (Forward voltage  $V_f$ , V).

У полі Measurement вибирають величини, які вимірюються блоком Multimetr.

Параметри демпфуючих ланок визначаються за каталожними даними вибраного силового напівпровідника:

- постійна часу експоненти зростання напруги:

$$\tau = \frac{0,67U_{доп}}{du/dt} \cdot 10^{-6}, \quad (2.3)$$

де  $U_{доп}$  – максимально допустиме повторюване миттєве значення напруги;  $du/dt$  – максимальна швидкість наростання прямої напруги;

- ємність конденсатора:

$$C_d = \tau / R_H, \quad (2.4)$$

де  $R_H$  – активний опір навантаження (двигуна);

- активний опір резистора:

$$R_d \geq \frac{U_{доп}}{di/dt}, \quad (2.5)$$

де  $di/dt$  – максимальна швидкість наростання прямого струму.

Найчастіше тиристорами випрямлячів керують фазо-імпульсним методом, який базується на порівнянні опорної напруги  $u_{ГПН}$  (рис. 2.7, б) (зазвичай пілкоподібної форми) і постійної напруги сигналу керування  $u_{ВХ}$ . При рівності миттєвих значень цих напруг схема виробляє імпульси  $u_{K1}$ ,  $u_{K4}$  і  $u_{K2}$ ,  $u_{K3}$ , підсилює і подає на керуючі електроди тиристорів. Змінювання фази  $\alpha$  керуючого імпульсу досягається зміною рівня вхідної напруги керування  $u_{ВХ}$ .

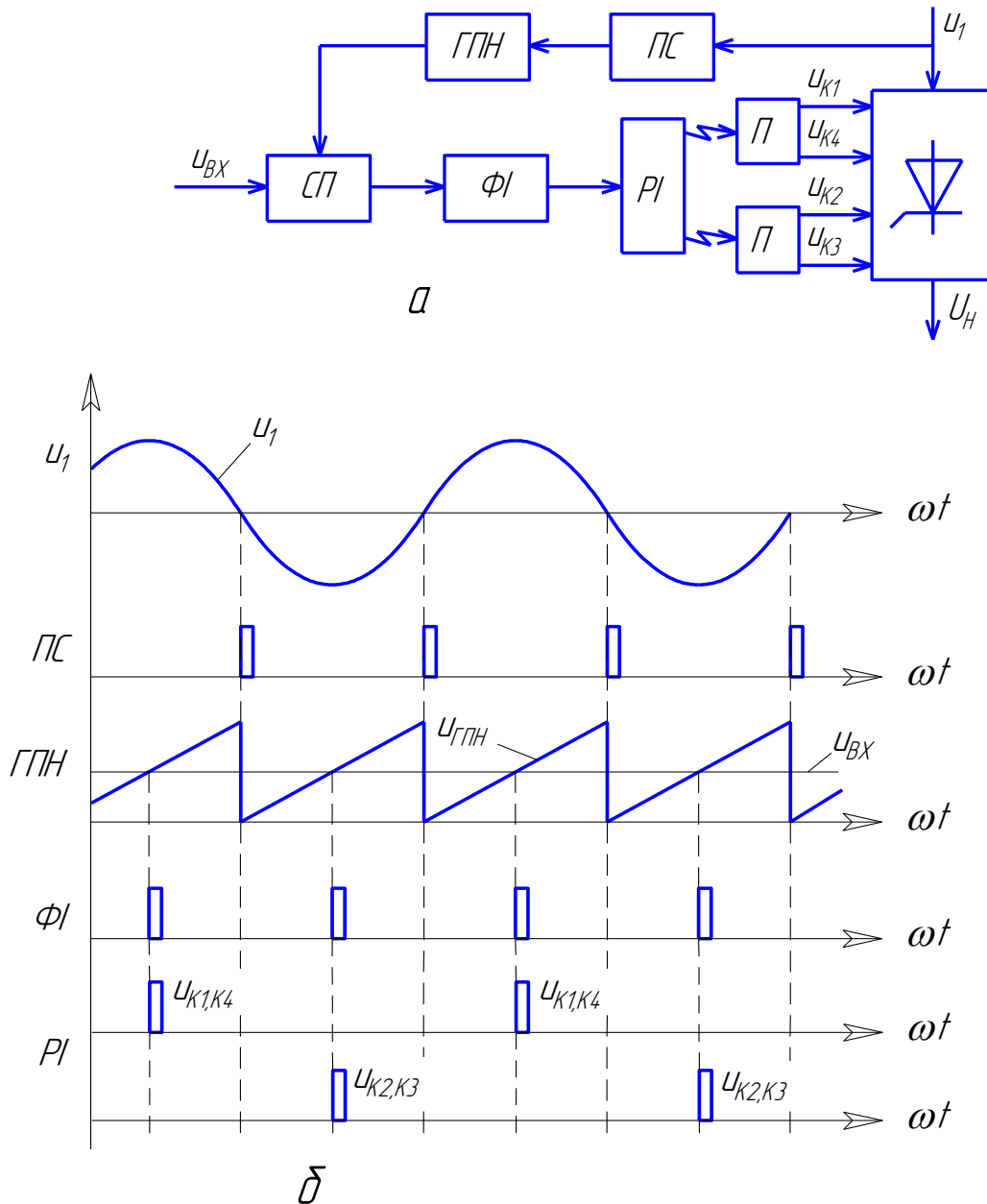


Рис. 2.7 Управління однофазним керованим випрямлячем:

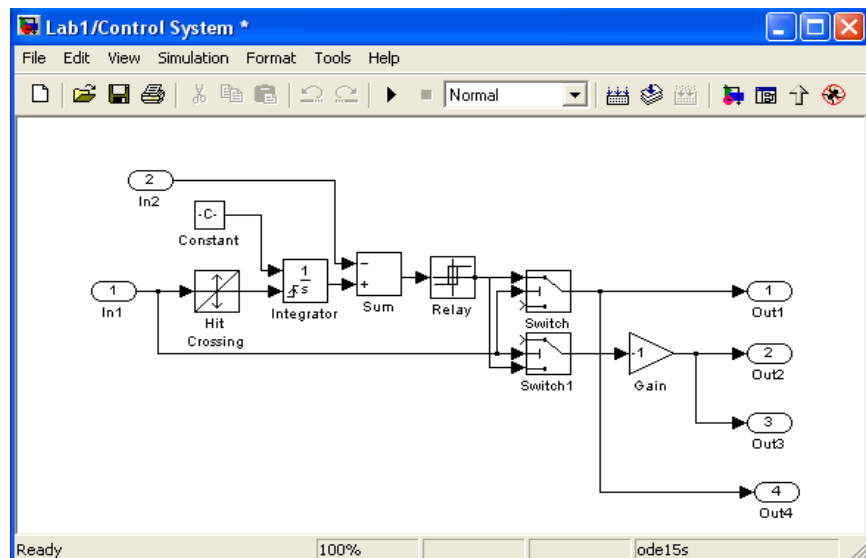
*a* – схема керування тиристорами; *б* – осцилограми формування напруги на керуючих електродах тиристорів; ПС – пристрій синхронізації; ГПН – генератор пилкоподібної напруги; СП – схема порівняння; ФІ – формувач імпульсів; РІ – розподільник імпульсів; П – підсилювач імпульсів;  $u_{ГПН}$  – опорна пилкоподібна напруга;  $u_{ВХ}$  – напруга керування;  $u_{к1}, u_{к2}, u_{к3}, u_{к4}$  – керуючі напруги відповідно на тиристорах VS1, VS2, VS3 і VS4;  $u_1$  – миттєве значення напруги на первинній обмотці трансформатора

Опорна напруга, створена генератором пилкоподібної напруги ГПН (рис. 2.7, *a*) 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 із схеми порівняння надходить на формувач імпульсів  $\Phi I$ , потім на розподільник імпульсів  $PI$  та кінцеві підсилювачі потужності  $П$ , звідки у вигляді потужних з крутим фронтом і регульованих за фазою імпульсів подається на керуючі електроди тиристорів. Зазвичай між розподільником імпульсів і кінцевим підсилювачем використовують схеми гальванічної розв'язки, які на рисунку умовно показано ламаною стрілкою.

Згідно з функціональною схемою керування однофазним мостовим керованим випрямлячем (рис. 2.7, а) на блоках основної бібліотеки Simulink створена модель блока керування (Control system) (рис. 2.8). Блоки Constant, Hit Crossing, Integrator реалізують генератор пилоподібної напруги  $ГПН$ . Цей генератор керується від мережі живлення і підключається за допомогою вхідного порту In1. Блоки Sum і Relay реалізують формувач імпульсів  $\Phi I$ , а блоки Switch, Switch1 реалізують розподільник імпульсів  $PI$ . Вихідні сигнали з цих блоків керують тиристорами через вихідні порти Out1, Out2, Out3, Out4.

Рис. 2.8. Модель блока керування



Вхідний сигнал керування  $U_{BX}$  подається на схему через порт In2.

На рис. 2.9 наведено вікно настроювання блока Hit Crossing, який призначений для визначення моменту часу, коли вхідний сигнал перетинає задане порогове значення.

У полях настроювання блока Hit Crossing задається:

**Hit crossing offset** – поріг, при перетинанні якого вхідним сигналом видається синхронізуючий імпульс;

**Hit crossing direction** – напрямок перетинання, який вибирається із списку:

- risig** – зростання;
- faling** – спадання;
- either** – обидва напрямки.

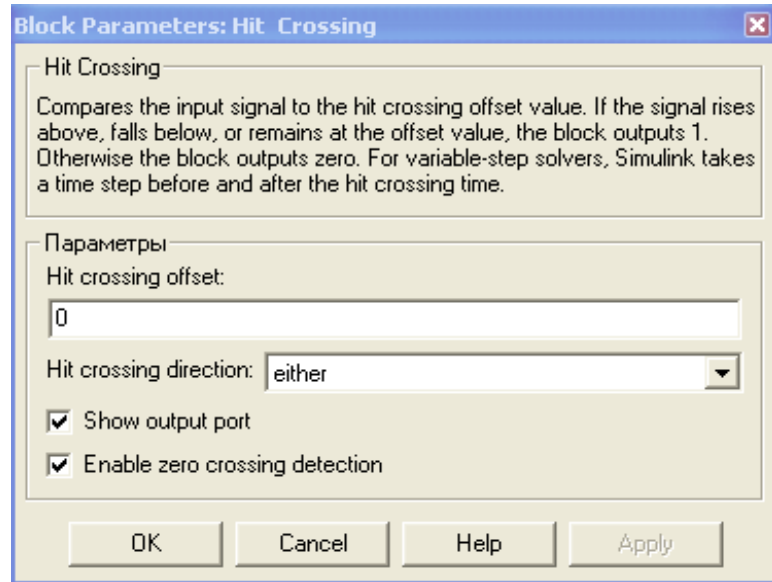


Рис. 2.9. Вікно настройки блока Hit Crossing

В схемі керування вентилем (рис. 2.8) використано інтегруючий блок (Integrator) із зовнішнім скиданням External reset (вікно настроювання на рис. 2.10).

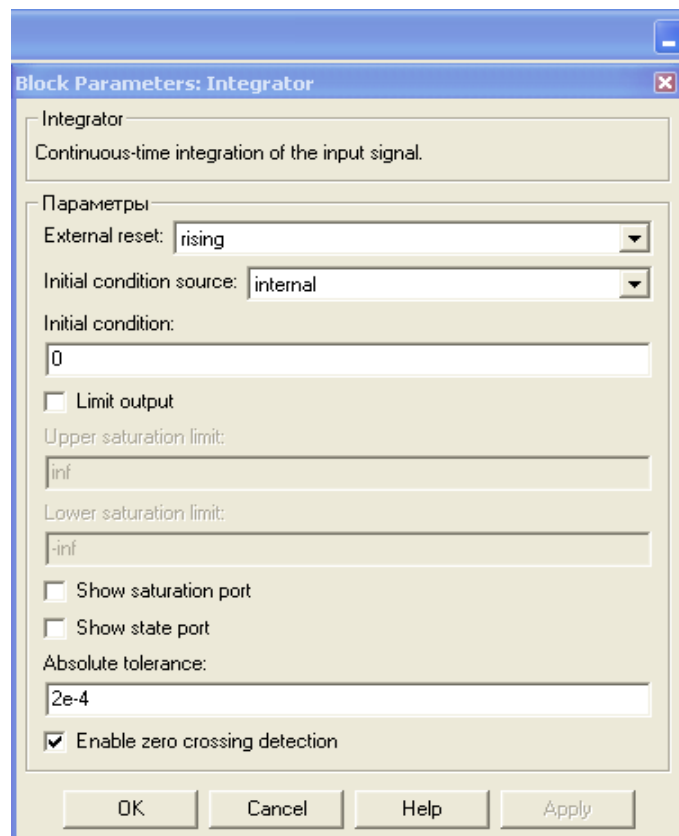


Рис. 2.10. Вікно настроювання інтегратора



Інтегратор працює так: вхідний постійний сигнал від блока *Constaht* перетворюється інтегратором у лінійно змінний. При надходженні сигналу від блока *Hit Crossing* на інтегратор (порт зовнішнього скидання, *f*) відбувається скидання вихідного сигналу інтегратора до початкового значення, рівного нулю. В результаті на виході інтегратора формується пілкоподібний сигнал, синхронізований з синусоїдою напруги джерела живлення.

Релейний блок *Relay* створює релейну нелінійність. Вихідний сигнал блока може приймати два значення. Одне з них відповідає ввімкненому 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, то блок реалізує релейну характеристику з гістерезисом. При цьому значення порога вмикання повинно бути більшим, ніж значення порога вимикання.

На рис. 2.11 наведено приклад роботи блока *Relay*. На часових діаграмах видно, що вмикання реле відбувається при досягненні вхідним сигналом величини 0,5, а вимикання при -0,5. Величина сигналу у ввімкненому стані дорівнює 1, а у вимкненому -1.

На рис. 2.12 показано вікно настроювання релейного блока *Relay* для моделі на рис. 2.8.

В полях настроювання задається:

***Switch on point*** – поріг вмикання: значення, при якому відбувається вмикання реле;

***Switch off point*** – поріг вимикання: значення, при якому відбувається вимикання реле;

***Output when on*** – величина вихідного сигналу у ввімкненому стані;

***Output when off*** – величина вихідного сигналу у вимкненому стані.

На рис. 2.13 наведено вікна настроювання блоків перемикачів *Switch* і *Switch 1*, які виконують перемикання вихідних сигналів за сигналом керування.

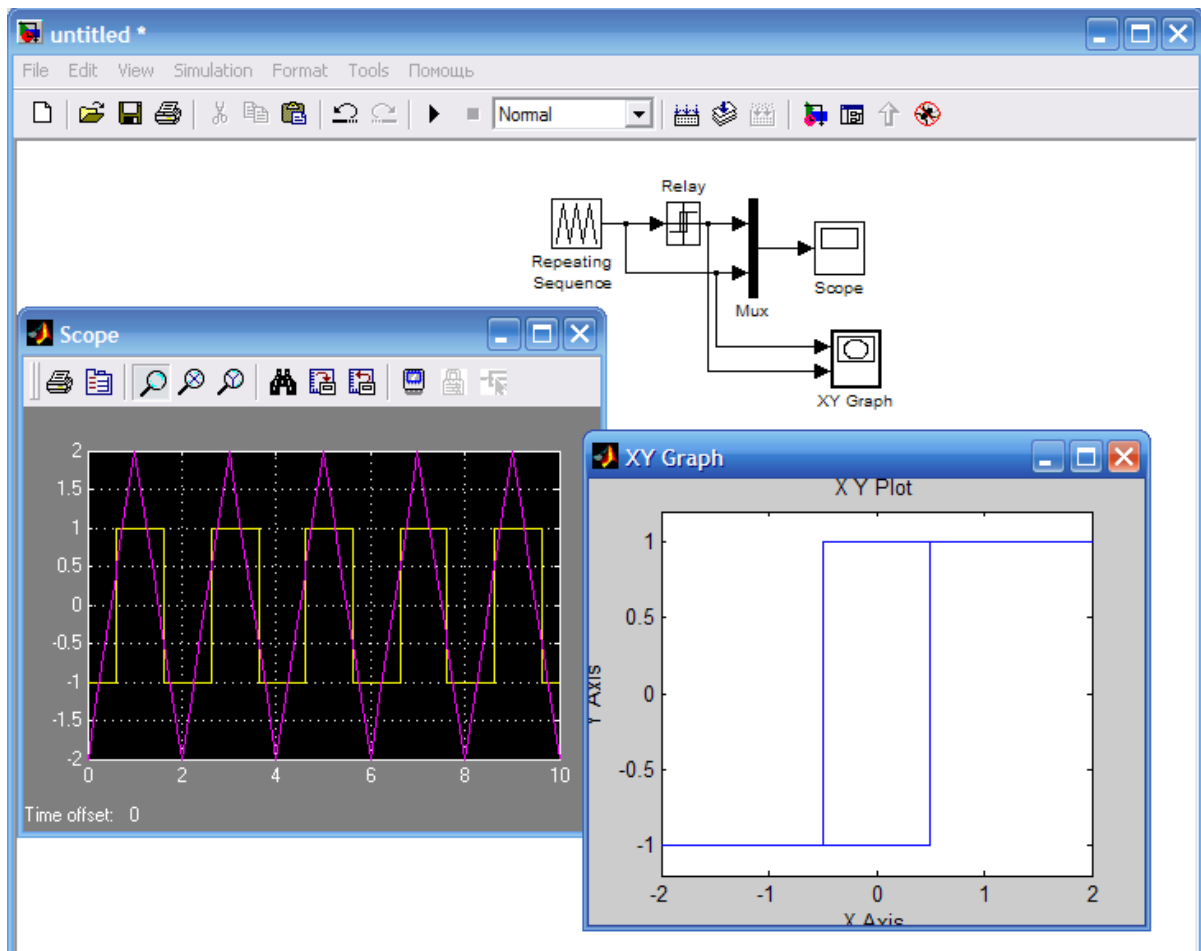


Рис. 2.11. Робота блока Relay

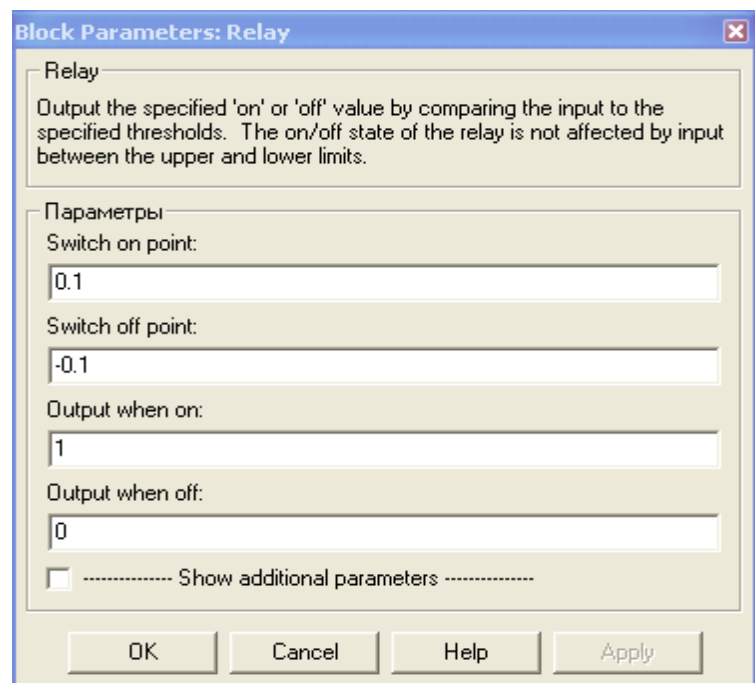
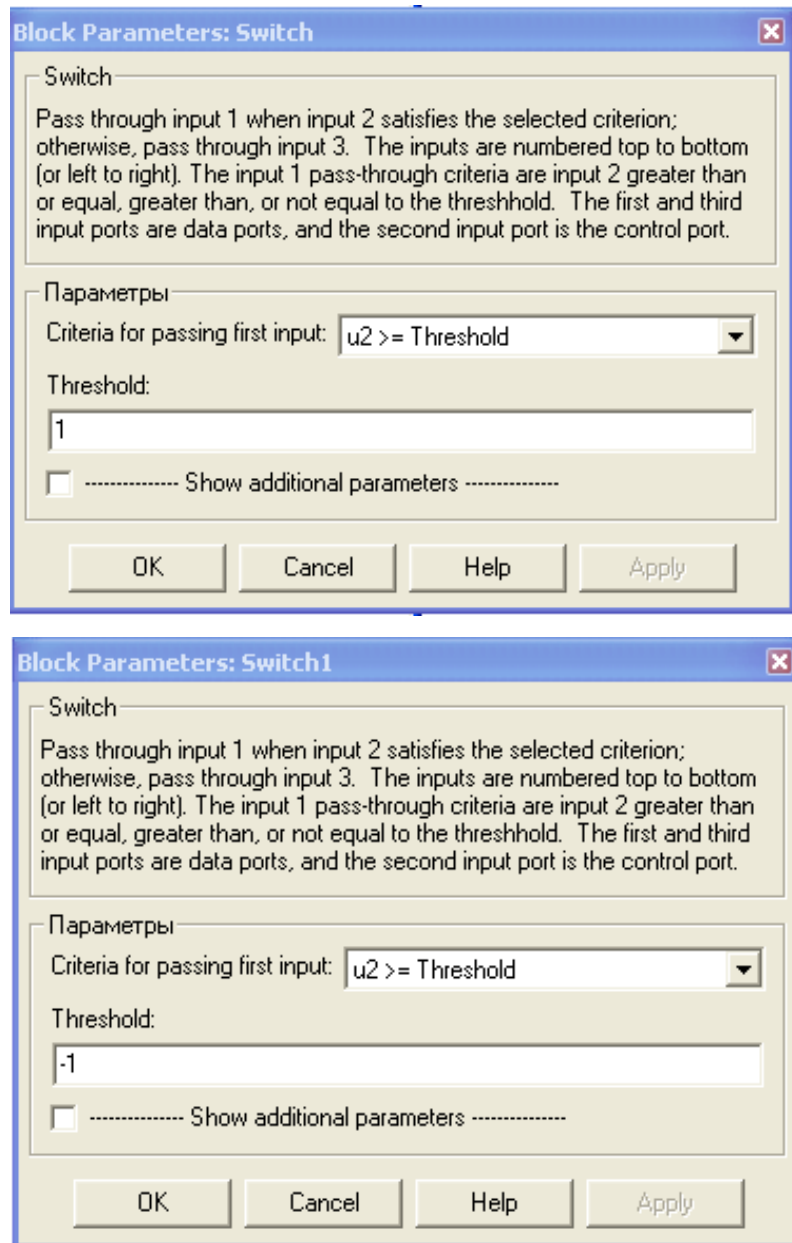


Рис. 2.12. Вікно налаштування блока Relay

Рис. 2.13. Вікна настроювання блоків Switch і Switch 1



У полях настроювання задається:  
**Threshold** – поріг керуючого сигналу.

Блок працює так: якщо сигнал керування, що подається на середній вхід, більший за величину порогового значення **Threshold**, то на вихід блока надходить сигнал з першого (верхнього) входу (див. рис. 2.8). Якщо сигнал керування менший порогового значення, то на вихід блока буде надходити сигнал з другого (нижнього) входу.

Вікно настроювання параметрів навантаження показано на рис. 2.14. Для реалізації активно-індуктивного навантаження в послідовній R, L, C ланці в двох перших полях (Resistance R,

Ohms, Inductance L, H) встановлюються значення активного опору в омах й індуктивності в генрі, в третьому полі ємність (Capacitance C, F) – нескінченність (inf).

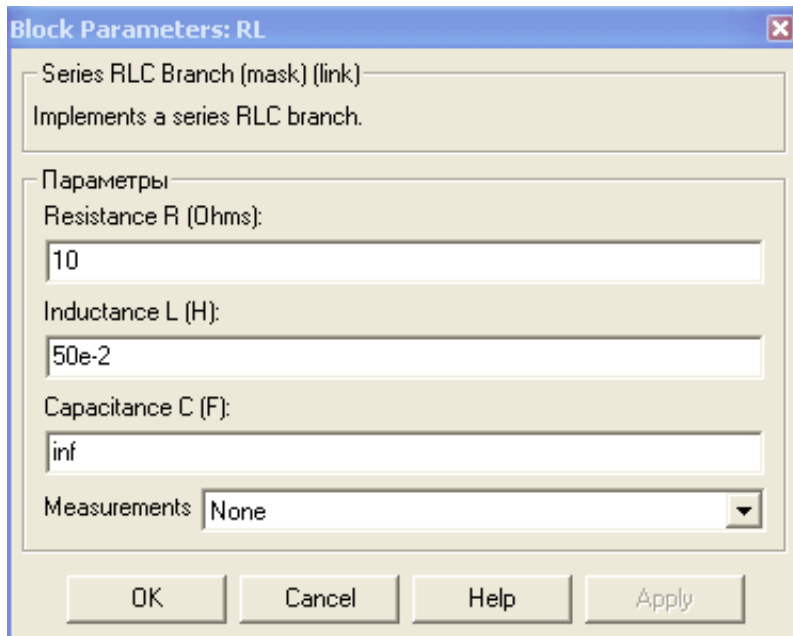
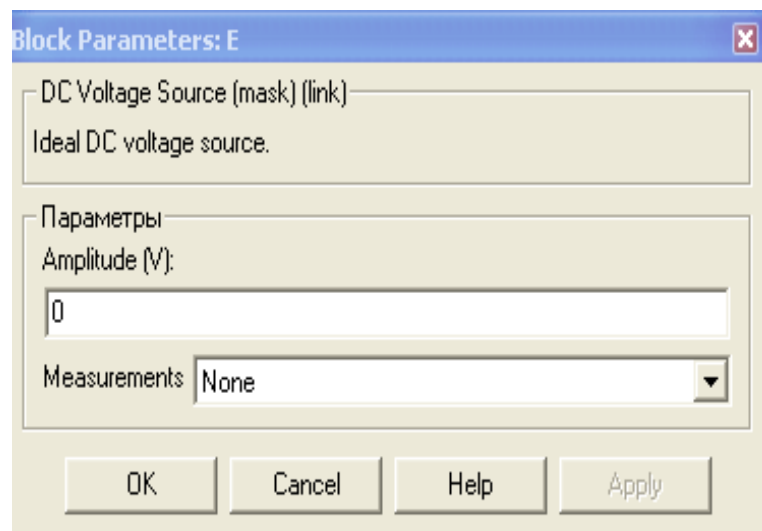


Рис. 2.14. Вікно настроювання параметрів навантаження RL

Вікно настроювання джерела постійної напруги E наведено на рис. 2.15, у полях настроювання якого задається величина вихідної напруги у вольтах (Amplitude, V).

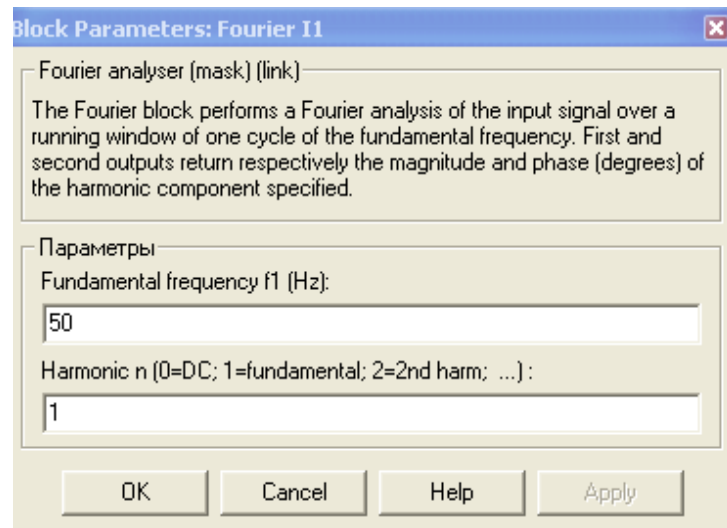
Рис. 2.15. Вікно настроювання джерела постійної напруги E



У вікні настроювання параметрів блока Founer II (рис. 2.16) встановлюється частота напруги живлення (Fundamental frequency f1, Hz) і номер першої гармоніки (Harmonic n).

Блоки Fourier I0, Fourier U0 вимірюють постійні складові вихідних значень струму і напруги. При двопівперіодному випрямленні основна частота вихідної напруги (струму) дорівнює подвоєній частоті джерела ( $f=100$  Гц). У полі (Harmonic n) задається номер гармоніки. Оскільки в нашому випадку вимірюється постійна складова, то  $n=0$ .

Рис. 2.16. Вікно настроювання блока Fourier I1



Вікно приладу Display, який призначений для відтворення сигналу у вигляді числа, показано на рис. 2.17. У першому полі (Format) задається формат показу вимірюваних величин, у другому (Decimation)– кратність показу вхідного сигналу, у третьому Sample time – крок модельного часу (дискретність виведення значень, що вимірюються). Параметр Sample time повинен бути погоджений з часом дискретизації при задачі параметрів моделювання (рис. 2.18). При моделюванні аналогових систем його можна встановити рівним нулю.

Параметри моделювання задаються на вкладці Simulation Parameters/Solver (рис. 1.18). У полі Stop time задається час у секундах, рівний 10...20 періодам напруги джерела живлення. В полі Type задається змінний крок (Variable-step) і метод розв'язку диференціальних рівнянь – ode 23 tb (stiff/TR-BDF2). У полі Max step size встановлюється значення кроку моделювання. Таке ж значення заноситься в поле Sample time всіх блоків, які мають це поле. В інших полях можна залишити те, що пропонує комп'ютер.

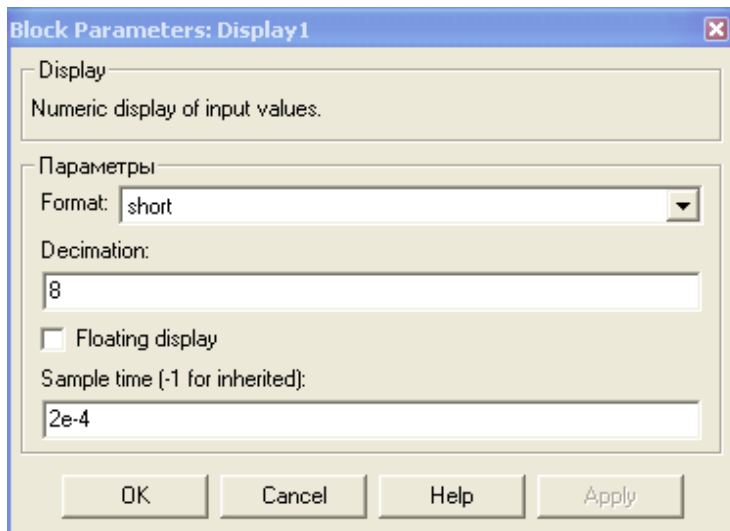
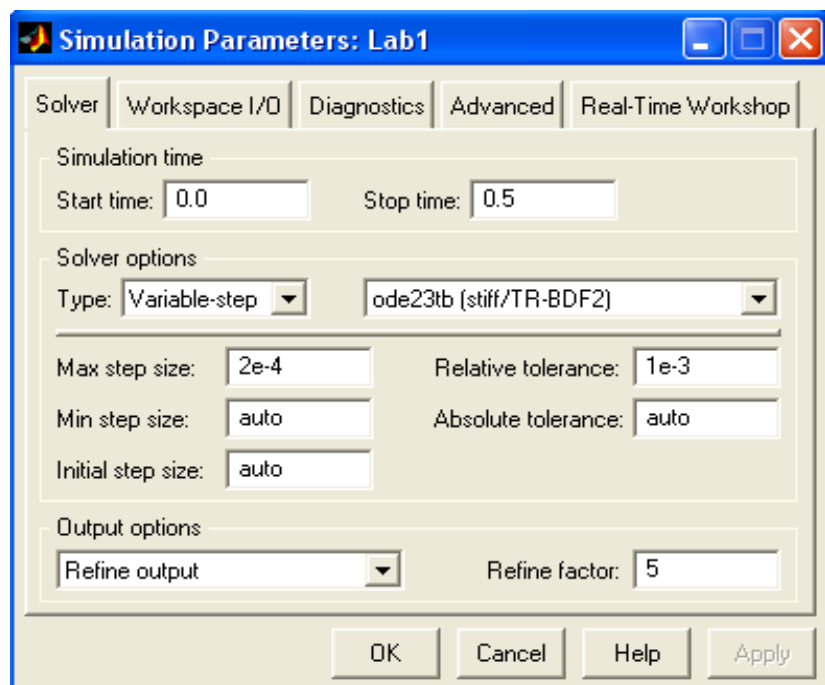


Рис. 2.17. Вікно настроювання блока Display

Рис. 2.18. Вікно настроювання параметрів моделювання



Вікно настроювання блока Multimeter показано на рис. 2.19. У лівому полі (Available) висвічуються всі напруги і струми універсального випрямляча, оскільки вони задані у вікні настроювання цього блока універсального випрямляча (див. рис. 2.6). В правому полі (Selected) відтворені ті змінні, які вимірює блок (їх значення перенесені з лівого поля в праве кнопкою „>>”). Змінні правого поля можна заміряти на виході блока зовнішніми приладами. При вмиканні Plot selected measurements миттєві значення цих величин відобразяться в графічному вікні блока після закінчення чергового моделювання.

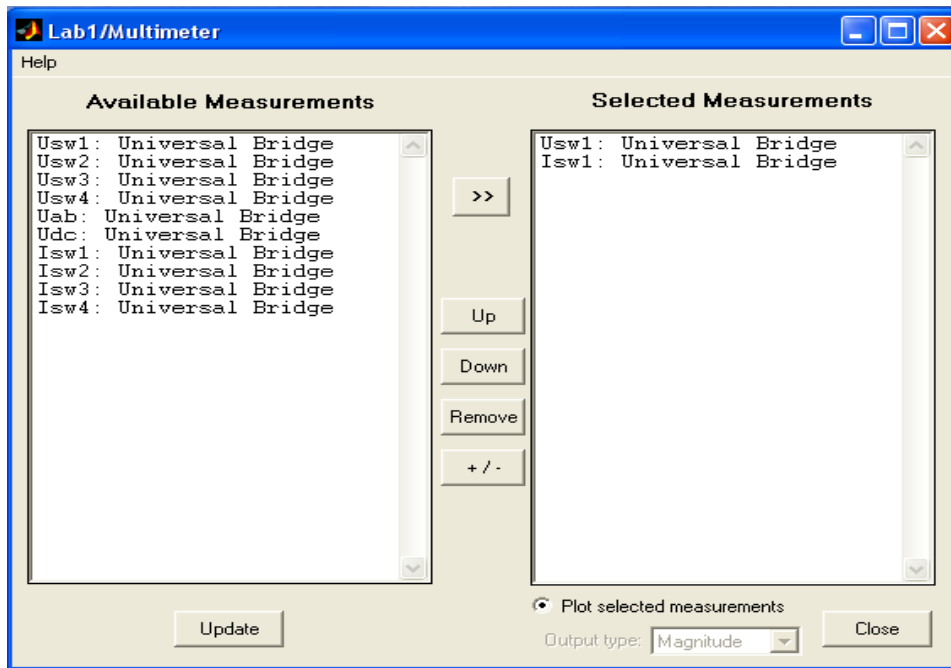


Рис. 2.19. Вікно настроювання блока Multimeter

Результати моделювання при куті керування  $\alpha=20^0$  наведені на рис. 2.20 та 2.21.

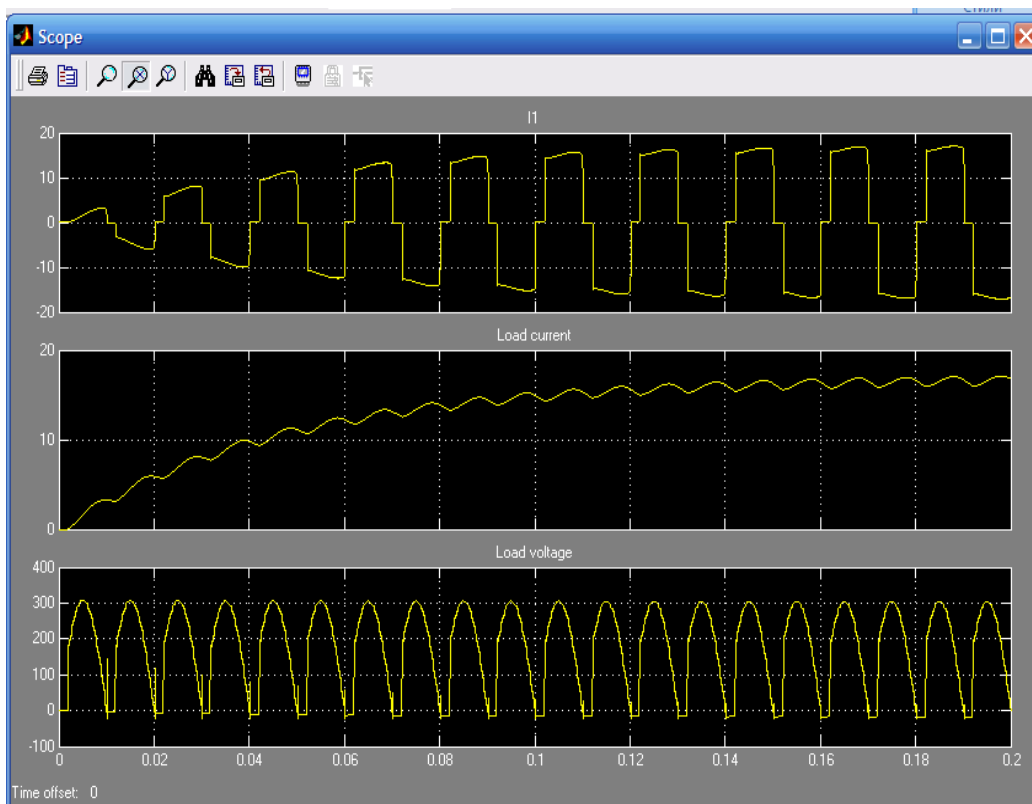
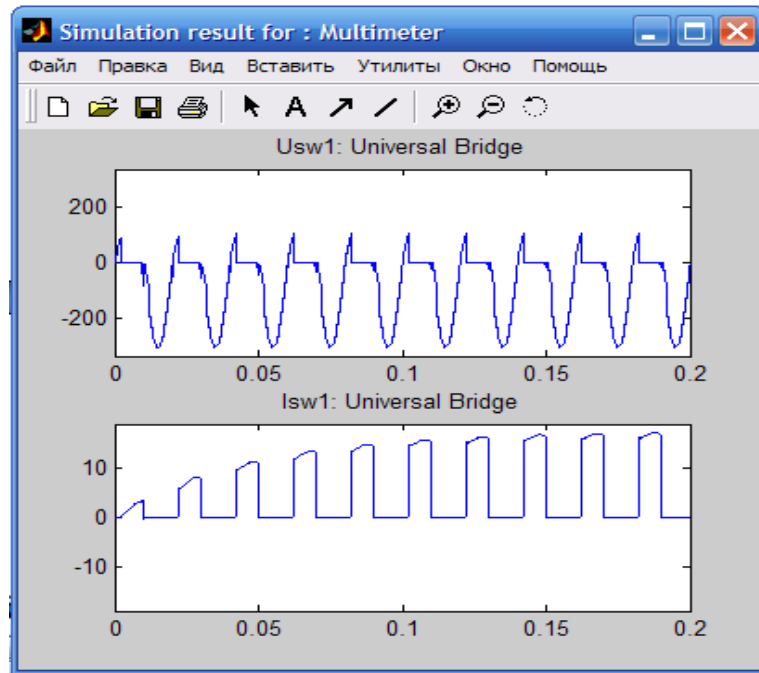


Рис. 2.20. Миттєві значення струму живлення, струму та напруги на навантаженні

Рис. 2.21. Напряга і струм на тиристорі керованого випрямляча



### 2.1.2. Модель трифазного керованого випрямляча

Схема віртуальної моделі трифазного керованого випрямляча наведена на рис. 2.22.

До її складу входять:

- 1) трифазний тиристорний міст (Universal Bridge);
- 2) бібліотечний блок керування трифазним випрямлячем (Synchronized 6-Pulse Generator);
- 3) джерело трифазної синусоїдної напруги (Inductive source with neutral);
- 4) активно-індуктивне навантаження з проти-ЕРС (R,L), (E);
- 5) зворотний діод (Diode);
- 6) вимірювач миттєвих струмів у джерелі живлення (I1) і навантаженні (I Load);
- 7) вимірювач миттєвої напруги на навантаженні (V Load);
- 8) блок для вимірювання складових гармонік струму живлення (Fourier I1) і струму тиристора (Fourier T0);
- 9) блок для вимірювання складових гармонік струму навантаження (Fourier I0) і аналогічний блок для вимірювання складових гармонік напруги на навантаженні (Fourier U0);
- 10) блок для вимірювання діючого значення струму тиристора (RMS T);



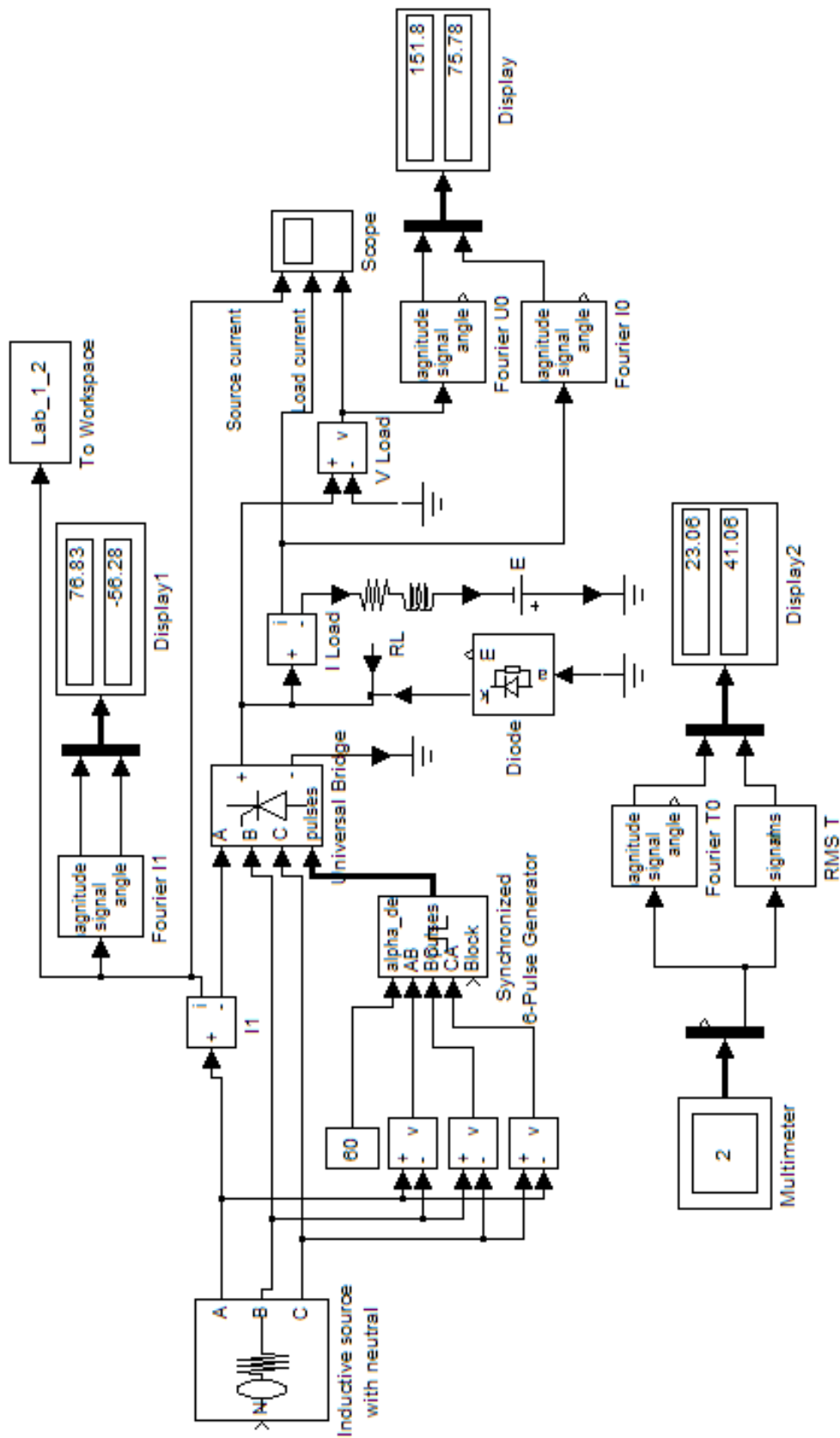


Рис.2.22. Віртуальна модель трифазного керованого випрямляча

- 11) блок для вимірювання миттєвих значень струму в колі живлення, струму навантаження і напруги на навантаженні (Score);
- 12) блок для вимірювання миттєвих значень величин, які є в полі Measurement блока Universal Bridge (Multimeter);
- 13) блок для вимірювання амплітудного значення струму та його фази в колі живлення (Display1) і блок для вимірювання середніх значень струму і напруги на навантаженні (Display);
- 14) блок для вимірювання середнього і діючого значення струму тиристора (Display2);
- 15) блок To Workspace, який передає досліджуваний сигнал у робочий простір MatLab з наступною обробкою пакетом розширення Signal Processing Toolbox для дослідження гармонічного спектру струму споживання.

Всі перераховані блоки (крім двох перших) і їх параметри такі ж, як і при дослідженні моделі однофазного керованого випрямляча.

В трифазному мостовому випрямлячі (рис. 2.23) послідовно з'єднані два трифазних однопівперіодні випрямлячі: анодний (на тиристорах  $VT1, VT3, VT5$ ) і катодний (на тиристорах  $VT2, VT4, VT6$ ). Оскільки в даній схемі випрямлянню піддається лінійна напруга, то крива напруги навантаження складається із

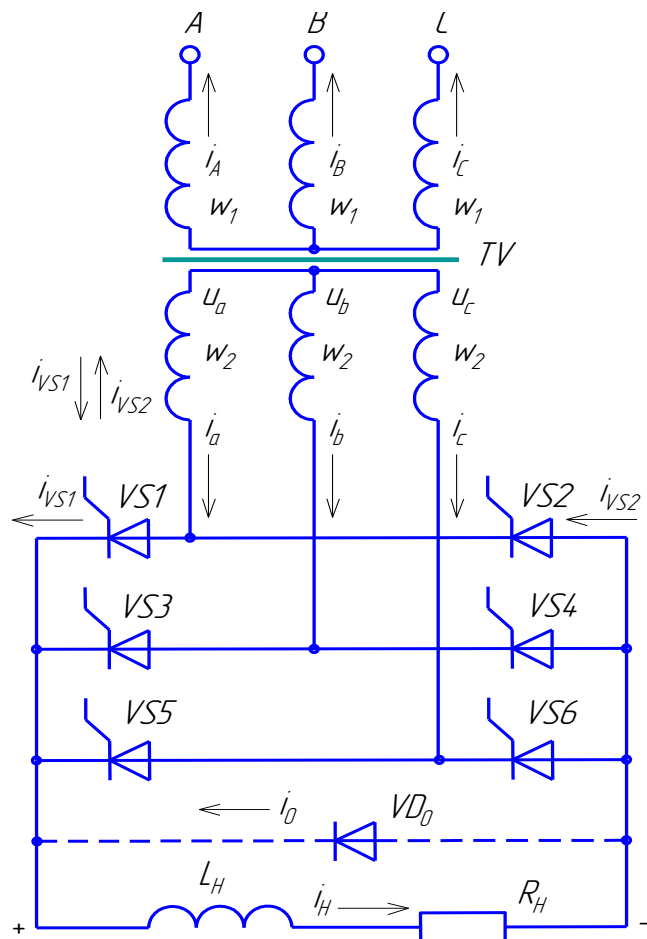


Рис. 2.23. Трифазний мостовий симетричний керований випрямляч

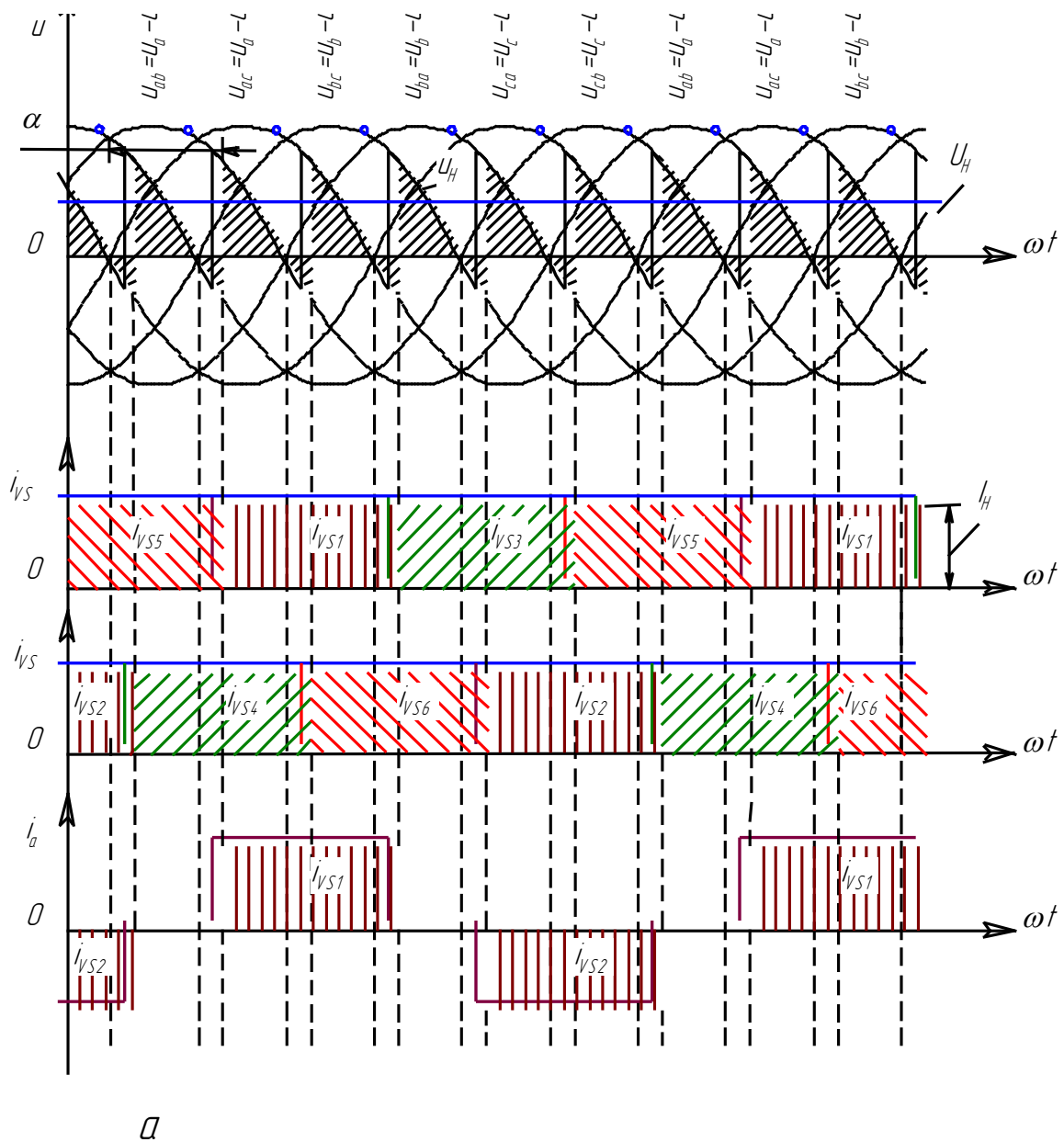
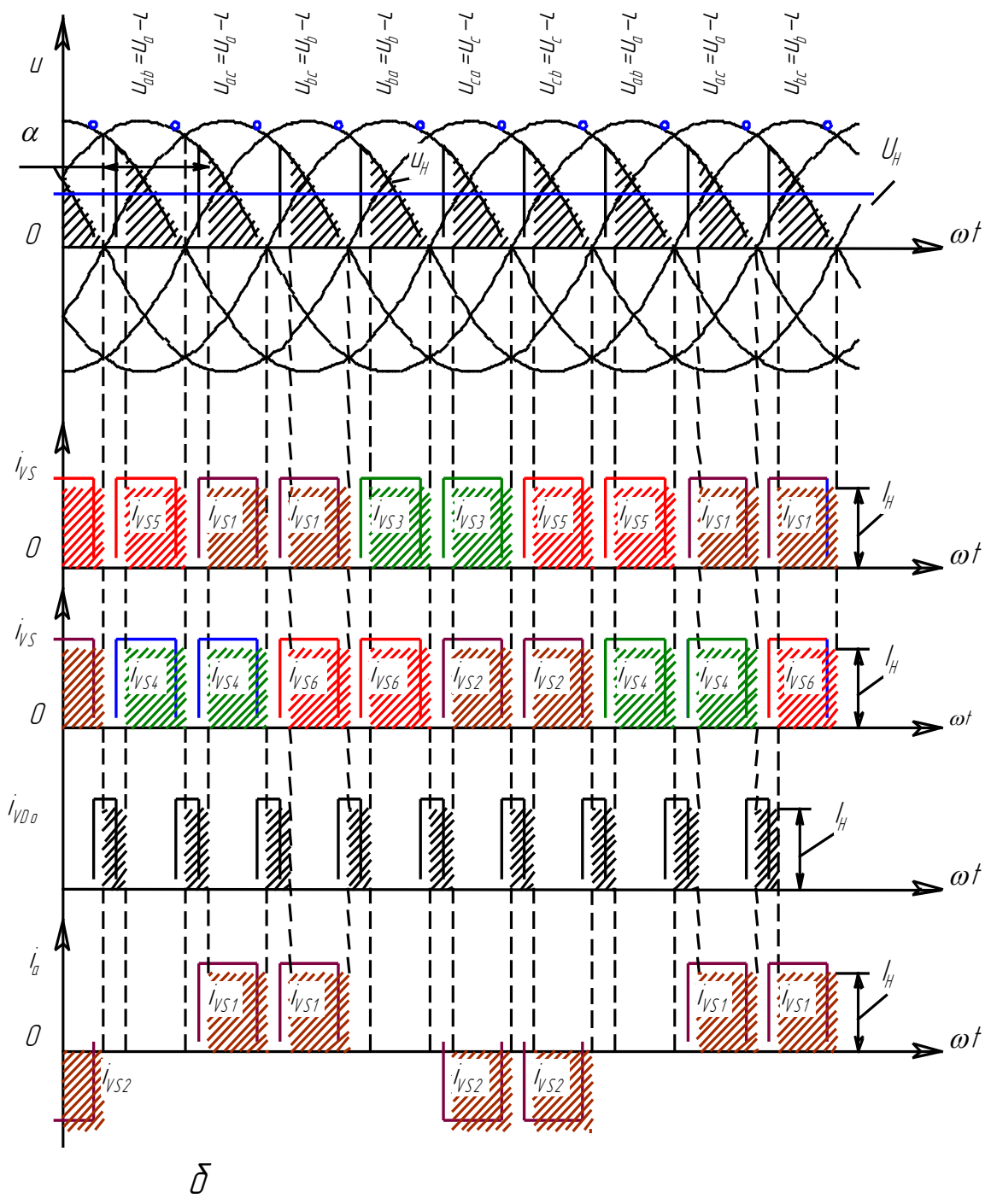


Рис. 2.24. Часові діаграми струмів і напруг трифазного мостового симетричного випрямляча при активно-індуктивному навантаженні ( $\alpha > 0$ ;  $L_H = \infty$ ;  $L_A = 0$ ;  $r_A = 0$ ):

*a* – без нульового діода; *б* – з нульовим діодом



ділянок лінійних напруг вторинних обмоток трансформатора.

При активно-індуктивному навантаженні ( $L_H=\infty$ ;  $L_A=0$ ;  $r_A=0$ ) струм в колі навантаження ідеально згладжений, незмінний за величиною і безперервний у всьому діапазоні регулювання (рис. 2.24, а). При  $\alpha > 60^\circ$  в кривих випрямлених напруг, побудованих як різниця випрямлених напруг катодної і анодної груп тиристорів, pojawiaються від'ємні ділянки.

В загальному вигляді для  $m_2$ -фазного керованого випрямляча середнє значення випрямленої напруги  $U_{H\alpha}$  при безперервному струмі можна визначити за рівнянням (1.6) шляхом інтегрування фазної напруги на інтервалі провідності  $2\pi/m_2$ , де  $m_2$  визначається як добуток числа фаз на кількість півперіодів (для трифазного мостового випрямляча  $m_2=6$ ):

$$U_{H\alpha} = \frac{m_2}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m_2} + \alpha}^{+\frac{\pi}{m_2} + \alpha} U_{2m} \cos(\omega t) d(\omega t) = \frac{m_2}{2\pi} U_{2m} [\sin(\frac{\pi}{m_2} + \alpha) + \sin(\frac{\pi}{m_2} - \alpha)] =$$

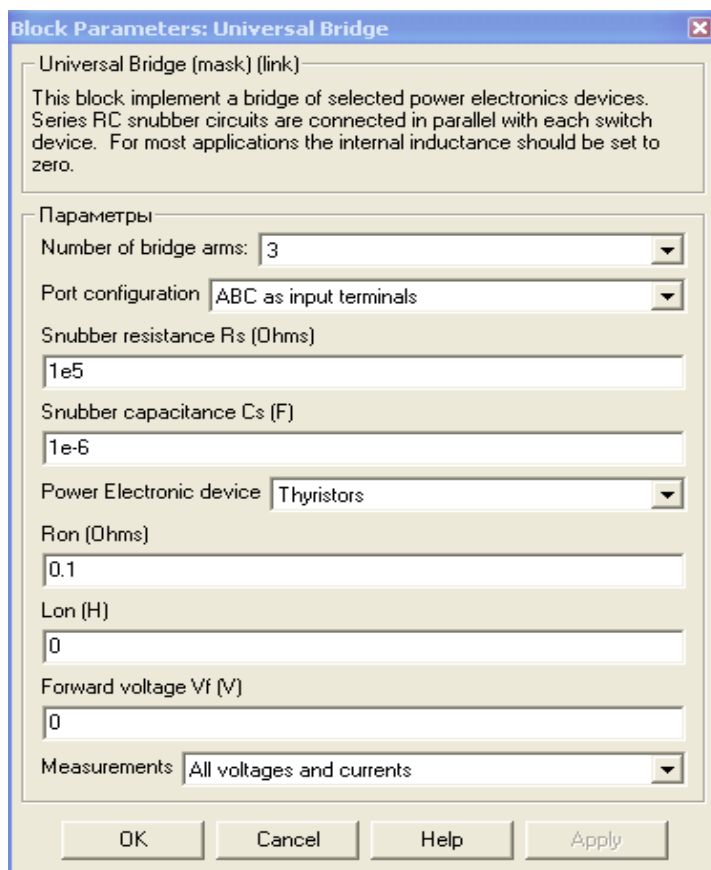
$$= \frac{\sqrt{2}}{\pi} m_2 U_2 \sin \frac{\pi}{m_2} \cos \alpha = U_{H.0} \cos \alpha, \quad (2.6)$$

де  $U_{H.0} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} m_2 U_2 \sin \frac{\pi}{m_2}.$

Для підвищення коефіцієнта потужності в схему вводять нульовий діод  $VDo$ , який розпочинає роботу при  $\alpha > 60^\circ$ , тобто коли крива миттєвих значень випрямленої напруги змінює свій знак. Через нульовий діод замикається струм навантаження. Напруга на навантаженні в період роботи нульового діода рівна нулю, а трансформатор знеструмлюється і тому струм у вторинних обмотках трансформатора має розривний характер (рис. 2.24, б).

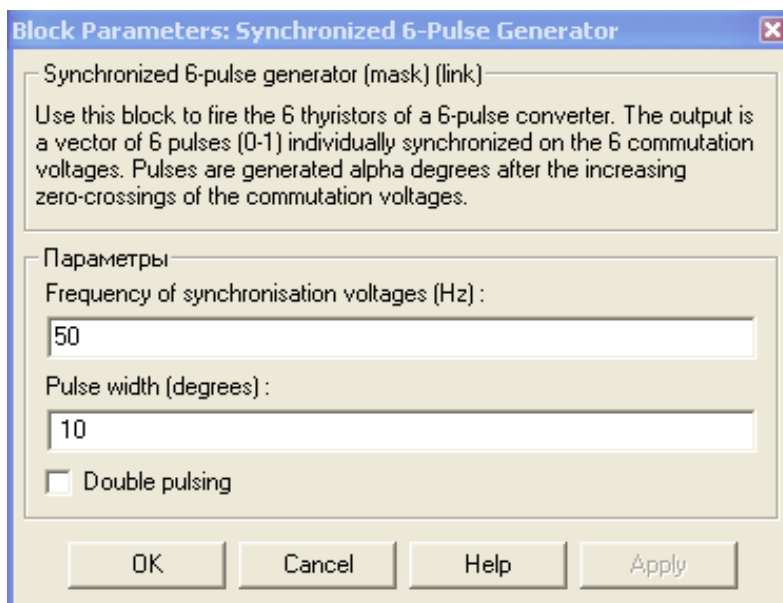
Вікно настроювання трифазного тиристорного мосту наведено на рис. 2.25. Тут на відміну від однофазного мостового керованого випрямляча в першому полі Number of bridge arms необхідно замість цифри 2 вибрати 3.

Рис. 2.25. Вікно настроювання керованого випрямляча



Для керування трифазним мостовим випрямлячем використано блок Synchronized 6-Pulse Generator із бібліотеки `hjewerlib/extras/control Blocks`. На вхід блока надходять синхронізуючі сигнали від мережі живлення і сигнал задачі кута керування. Вікно настроювання параметрів блока керування наведено на рис. 2.26. У полях вікна настроювання встановлена

Рис. 2.26. Вікно настроювання блока керування трифазним мостовим керованим випрямлячем



частота мережі живлення і тривалість імпульсу керування в градусах. Останню величину необхідно узгодити з сигналом керування (вхід alpha-deg) так, щоб сума цих кутів не перевищувала 120 градусів.

Результати моделювання при куті керування  $\alpha=60^0$  наведені на рис. 2.27 та 2.28.

Рис. 2.27. Миттєві значення струму живлення, струму та напруги на навантаженні трифазного керованого випрямляча

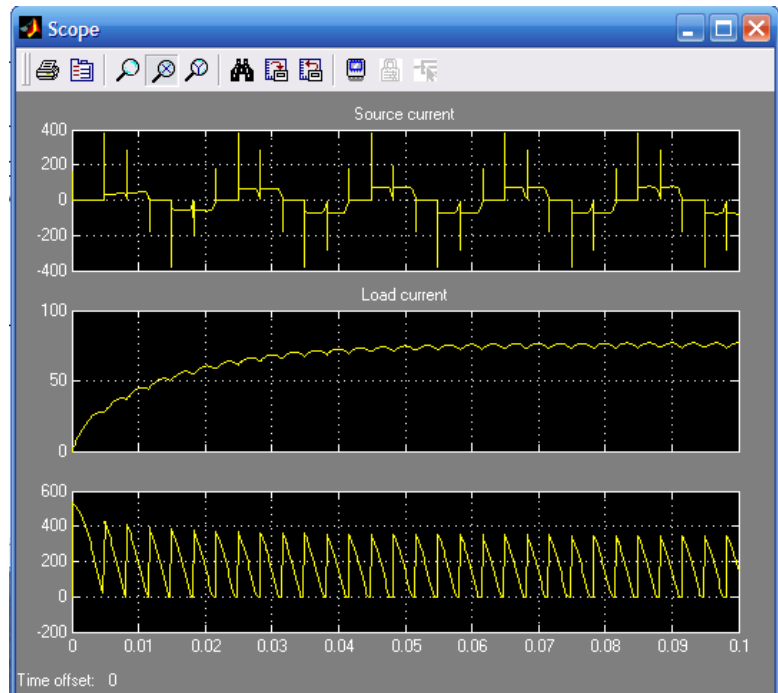
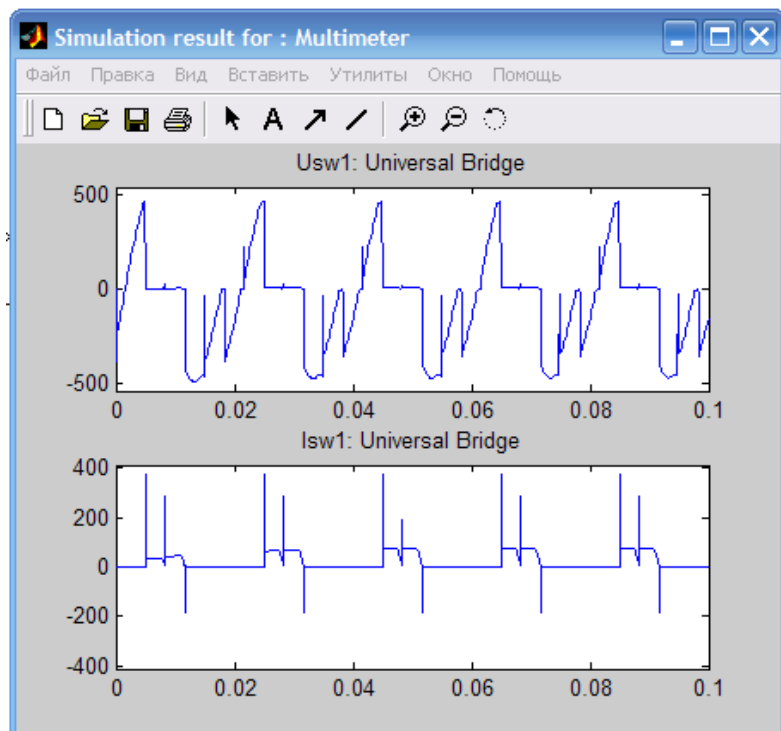


Рис. 2.28. Напруга і струм на тиристорі трифазного керованого випрямляча



### 2.1.3. Визначення енергетичних показників за результатами моделювання

Повну і активну потужність за першою гармонікою, які споживаються випрямлячем із мережі, розраховують за виразами: для однофазного випрямляча

$$S_1(1) = \frac{U_{1.MAX} \cdot I_1(1)_{MAX}}{2}; \quad P_1(1) = S_1(1) \cdot \cos \varphi_1; \quad (2.7)$$

для трифазного випрямляча

$$S_1(1) = \frac{3U_{1.MAX} \cdot I_1(1)_{MAX}}{2}; \quad P_1(1) = S_1(1) \cdot \cos \varphi_1, \quad (2.8)$$

де  $U_{1.MAX}$  – амплітуда напруги джерела живлення, задається в блоці живлення (рис. 2.2);  $I_1(1)_{MAX}$ ,  $\varphi_1$  – амплітуда струму і початкова фаза першої гармоніки в джерелі живлення, визначають за показами Display 1 (відповідно верхні і нижні покази) (рис. 2.1 та 2.22).

Потужність навантаження визначають за виразом:

$$P_H = U_H I_H, \quad (2.9)$$

де  $U_H$ ,  $I_H$  – напруга і струм на навантаженні, які визначаються за показами Display (рис. 2.1 та рис. 2.22).

Втрати в тиристорі керованого випрямляча розраховують за формулою:

$$P_T = U_f I_{TO} + I_T^2 R_{on}, \quad (2.10)$$

де  $U_f$  – значення порогової напруги на тиристорі у відкритому стані, задається у вікні настроювання випрямляча (Forward voltage  $U_f$ );  $R_{on}$  – динамічний опір тиристорів у відкритому стані, задається у вікні настроювання випрямляча;  $I_{TO}$ ,  $I_T$  – середнє і ефективне (діюче) значення струму тиристора, визначають за показами Display 2 (відповідно, верхні і нижні покази) (рис. 2.1 та 2.22).

## 2.2. Модель широтно-імпульсного перетворювача (ШПП)

Силова частина мостового ШПП (рис. 2.29) складається з чотирьох транзисторних ключів  $VT1-VT4$  із зворотними діодами



$VD1-VD4$ . У діагональ мосту, створеного транзисторними ключами, вмикається електродвигун з параметрами  $R_H$ ,  $L_H$  та проти-ЕРС  $E$ . До клем "+" і "-" підводиться напруга  $U_{\text{Ж}}$  від джерела живлення.

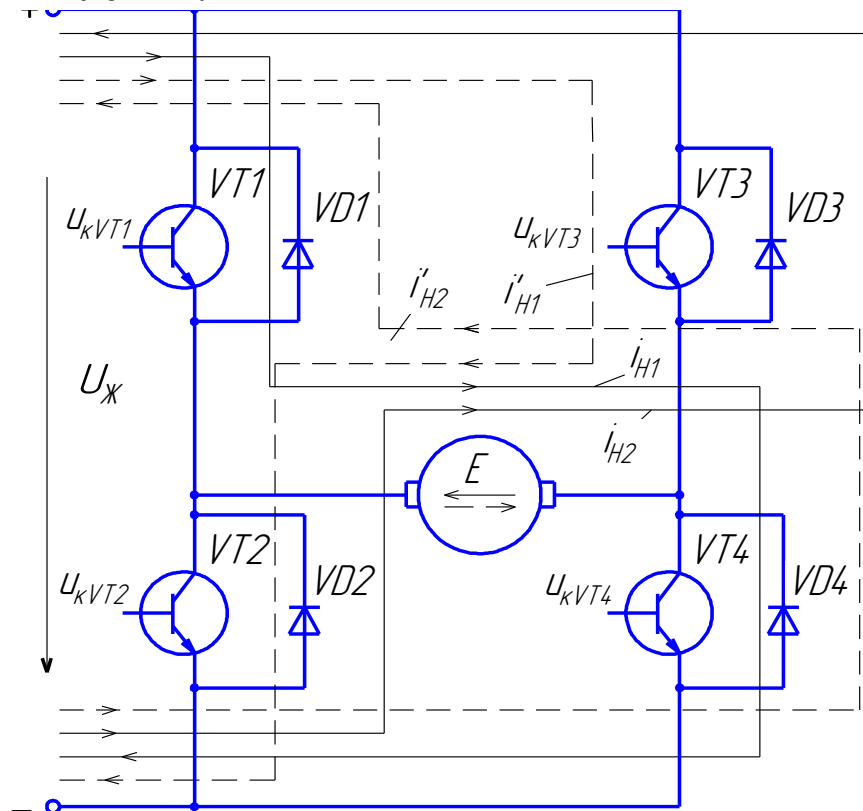


Рис. 2.29. Електрична схема мостового ШІП:

— — проходження струму при додатній напрузі на навантаженні ( $\gamma > 0,5$ ); - - - - - — проходження струму при від'ємній напрузі на навантаженні ( $\gamma < 0,5$ );

При симетричному способі керування в стані перемикання знаходяться всі чотири транзисторні ключі мосту, а напруга на виході ШІП має вигляд прямокутних знакозмінних імпульсів (рис. 2.30). Імпульси керування транзисторами ( $u_{кVT1}$ ,  $u_{кVT2}$ ,  $u_{кVT3}$ ,  $u_{кVT4}$ ) надходять одночасно на пару діагонально розміщених транзисторів, тобто відкритими можуть бути тільки два транзистори  $VT1$  і  $VT4$  чи  $VT2$  і  $VT3$ . Коли відкриті транзистори  $VT1$  і  $VT4$  (інтервал  $0 \leq t \leq t_p$ ), енергія через них споживається навантаженням від джерела живлення. При запиранні транзисторів  $VT1$  і  $VT4$  і відкриванні  $VT2$  і  $VT3$  (момент  $t = t_p$ )

полярність напруги на навантаженні змінюється, а струм у навантаженні під дією ЕРС самоіндукції зберігає свій напрямок, замикаючись через діоди  $VD2$ ,  $VD3$  і джерело живлення. Тривалість станів перемикавання регулюється вхідним сигналом  $u_{BX}$  (рис. 2.31, б):

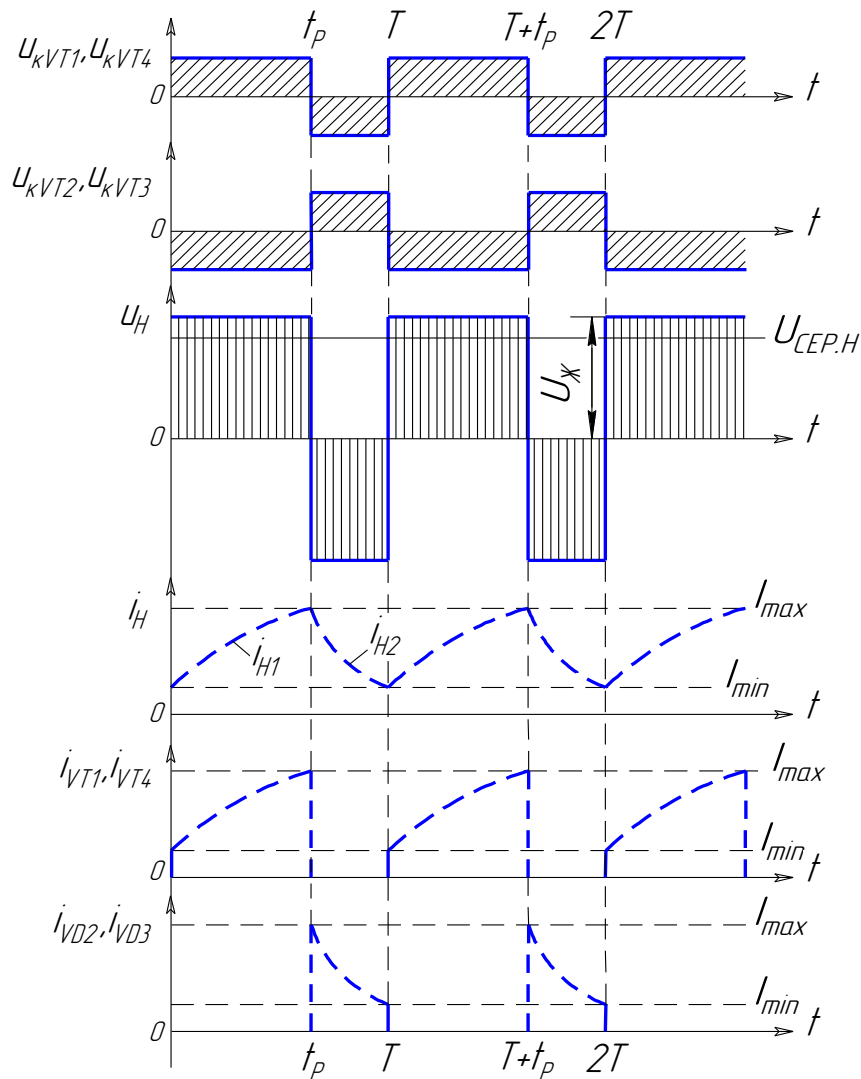


Рис. 2.30. Алгоритми роботи транзисторів, діаграми струмів і напруг при симетричному керуванні мостовим ШПІ

$$t_{VT1,VT4} = t_p = \gamma T ; \quad (2.11)$$

$$t_{VT2,VT3} = T - t_p = (1 - \gamma)T, \quad (2.12)$$

де  $t_{VT1,VT4}$ ,  $t_{VT2,VT3}$  – час роботи транзисторів відповідно  $VT1$  і  $VT4$ ,  $VT2$  і  $VT3$ ;  $T$  – період вихідної напруги;  $\gamma$  – відносна тривалість імпульсу.

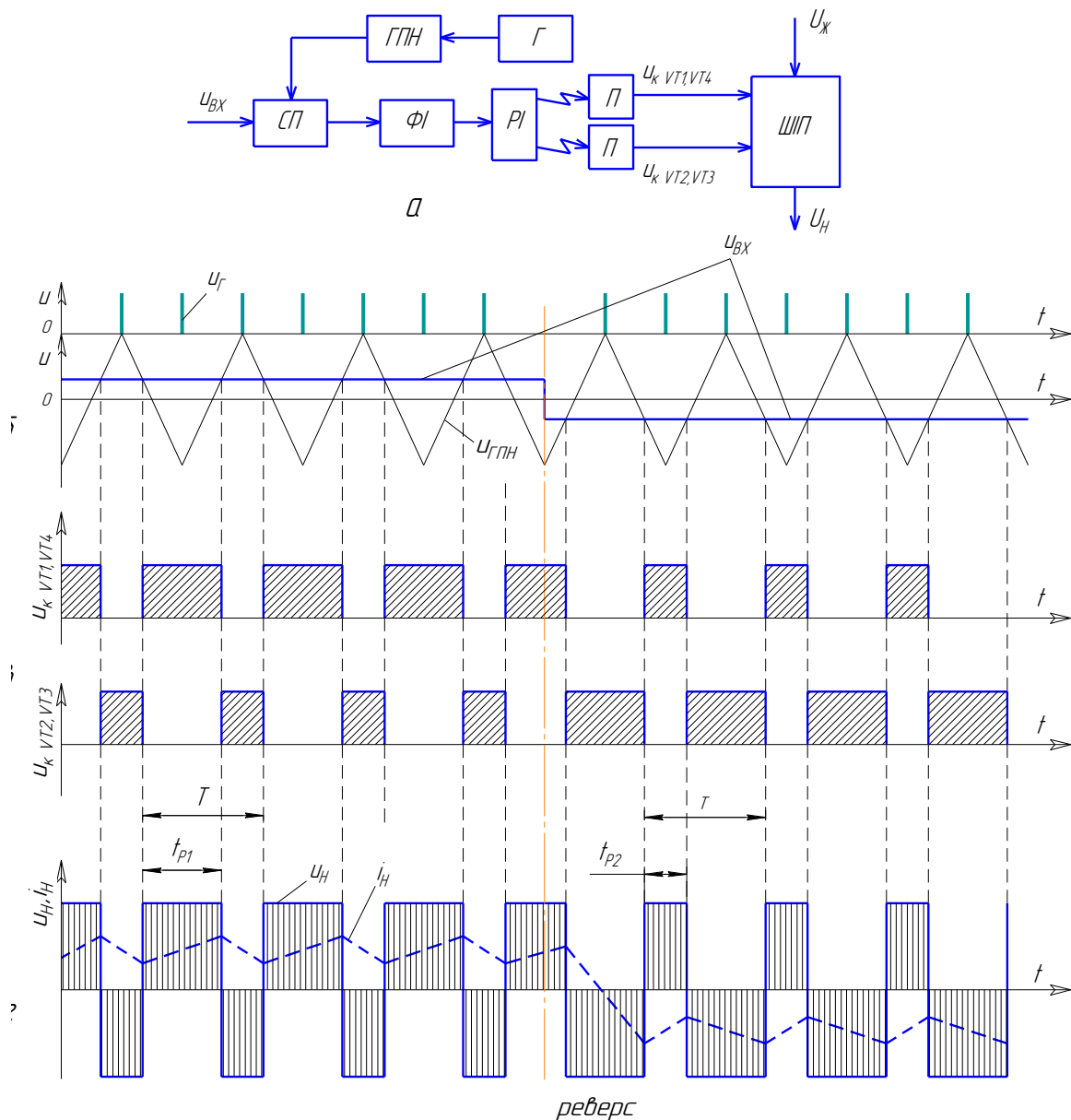


Рис. 2.31. Мостовий транзисторний ШПТ з симетричним керуванням:  
*a* – функціональна схема; *б* – осцилограми напруг керування; *в* – осцилограми напруг на керуючих електродах транзисторів; *г* – осцилограми напруги і струму навантаження

Величина  $\gamma$  (відносних одиниць) змінюється в межах від 0 до 1 і визначається за виразом:

$$\gamma = \frac{t_P}{T} = \frac{t_P}{t_P + t_{II}}. \quad (2.13)$$

При симетричному законі керування ШПІ на навантаженні формується знакозмінна напруга, середнє значення якої визначається за виразом:

$$U_H = \frac{1}{T} \int_0^{\gamma T} U_{ж} dt - \frac{1}{T} \int_{\gamma T}^T U_{ж} dt = (2\gamma - 1)U_{ж} . \quad (2.14)$$

Величина  $U_H$ , як і для одноплечового ШПІ з симетричним керуванням, дорівнює нулю при  $\gamma_0 = 0,5$ , при  $\gamma > 0,5$  – додатна, при  $\gamma < 0,5$  – від’ємна.

Функціональна схема керування мостовим ШПІ за симетричним законом і часові діаграми наведені на рис. 2.31, а. Генератор пилкоподібної напруги (ГПН), синхронізований генератором імпульсів (Г), виробляє пилкоподібну напругу з періодом  $T$ . Схема порівняння (СП) являє собою релейний елемент, який перемикає з плюса на мінус і навпаки в момент рівності напруги на виході ГПН і напруги на вході  $u_{ВХ}$ . Для керування ШПІ розподільник імпульсів (РІ) має два виходи: один – прямий  $u_1$ , другий – інверсний  $u_2$ . Ці імпульси підсилюються (П), надходять на бази транзисторів, перший  $u_{К1}$  – на VT1, другий  $u_{К2}$  – на VT2, перемикаючи їх у протифазі.

Перевагою симетричного управління є простота реалізації і відсутність зони нечутливості в регулювальній характеристиці. Зазвичай такий спосіб управління використовують в малопотужних приводах постійного струму. Недоліком є наявність двополярної напруги на навантаженні. Крім того, на закритих транзисторах формується подвійна напруга живлення  $2U_{ж}$ .

Схема віртуальної моделі ШПІ показана на рис. 2.32.

До її складу входять:

- однофазний мостовий транзисторний ШПІ (Universal Bridge 2 arms);
- блок керування ШПІ (Control system);
- джерело постійної напруги ( $U = 240$  В);
- активно-індуктивне навантаження з проти-ЕРС (R,L), (E);
- вимірювач миттєвих струмів у джерелі живлення (II) і навантаженні (I Load);
- вимірювач миттєвої напруги на навантаженні (V Load);

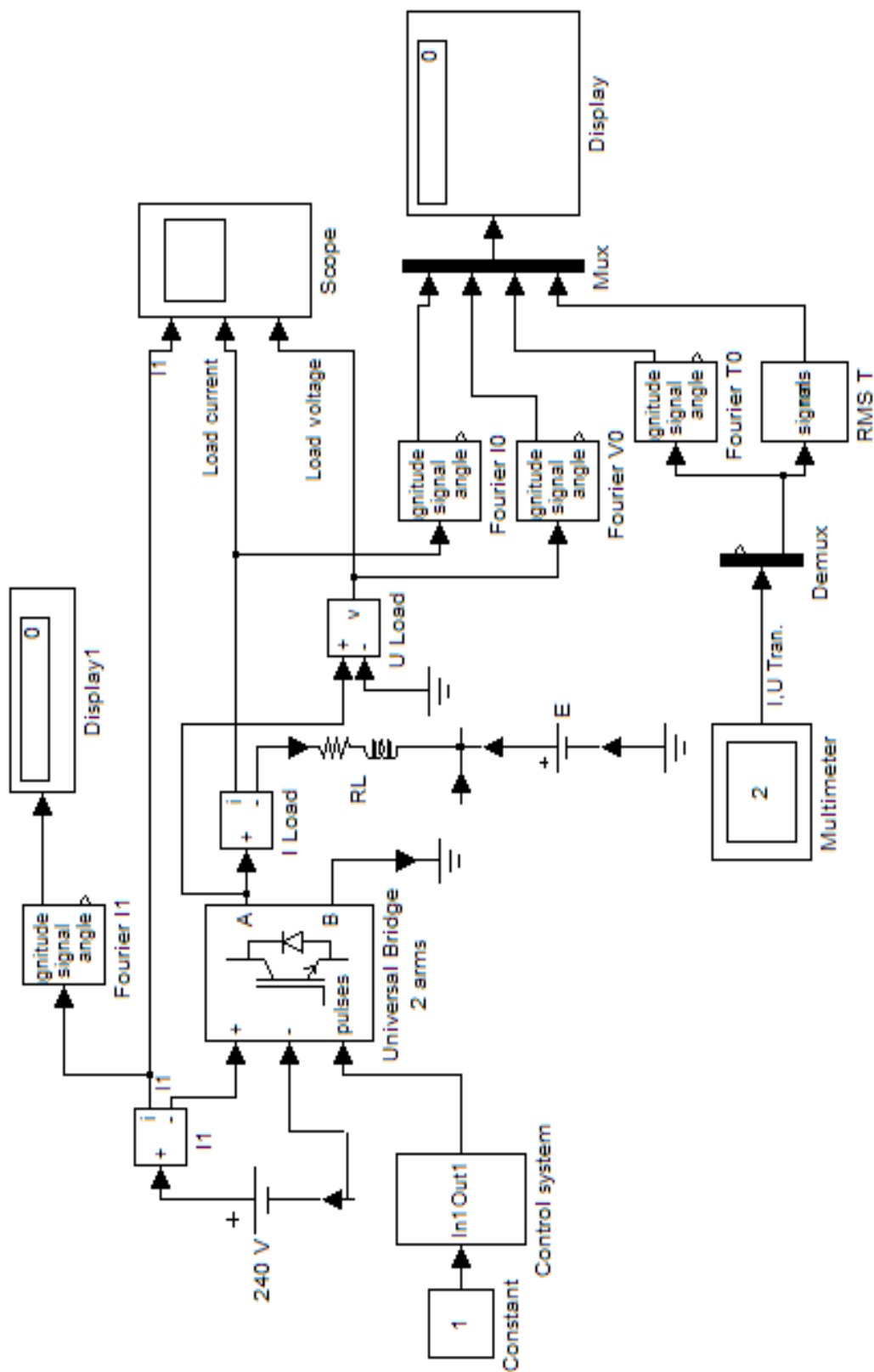


Рис. 2.32. Модель мостового широко-импульсного перетворювача

- блок для вимірювання середнього значення струму живлення (Fourier I1) і струму силового напівпровідникового модуля (Fourier T0);
- блоки для вимірювання середнього значення струму навантаження (Fourier I0) і середнього значення напруги на навантаженні (Fourier U0);
- блок для вимірювання діючого значення струму силового напівпровідникового модуля (RMS T);
- блок для вимірювання миттєвих значень струму в колі живлення, струму навантаження і напруги на навантаженні (Scope);
- блок для вимірювання миттєвих значень величин, які є в полі Measurement блока Universal Bridge 2 arms (Multimeter);
- блоки для вимірювання: а) середнього значення струму в колі живлення (Display1); б) середніх значень струму і напруги на навантаженні та середнього і діючого значень струму в силовому колі напівпровідникового модуля (Display);
- блоки Mux і Demux для збирання і розділення сигналів.

Живлення ШПП здійснюється від джерела постійного струму, в полі настроювання якого задають величину напруги у вольтах (Amplitude, V), (рис. 2.33).

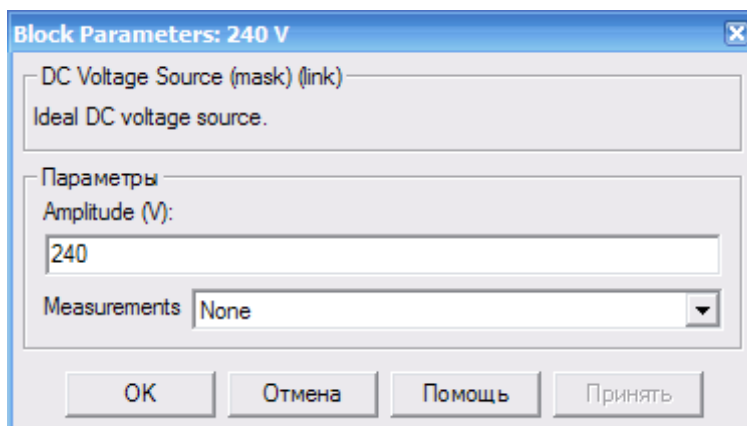
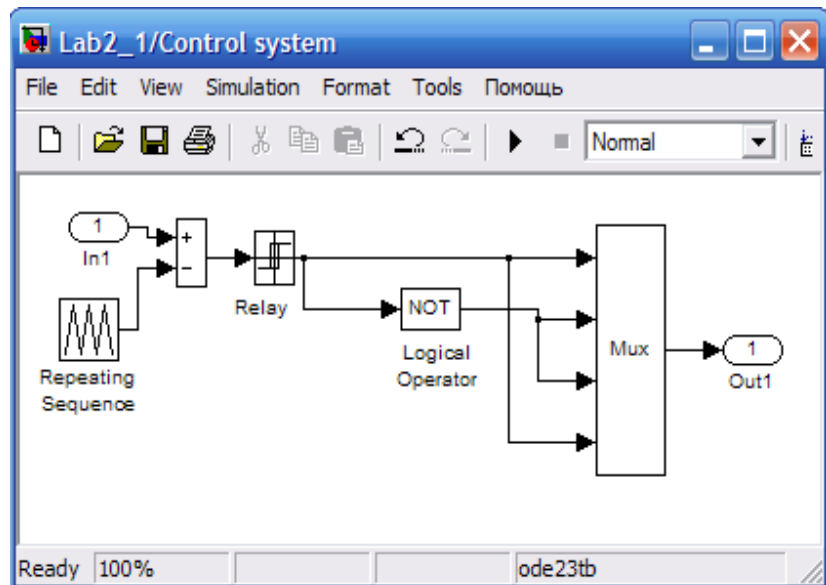


Рис. 2.33. Вікно настроювання параметрів джерела живлення

Модель схеми керування ШПП за симетричним алгоритмом (блок Control system, рис. 2.32) відповідно до функціональної

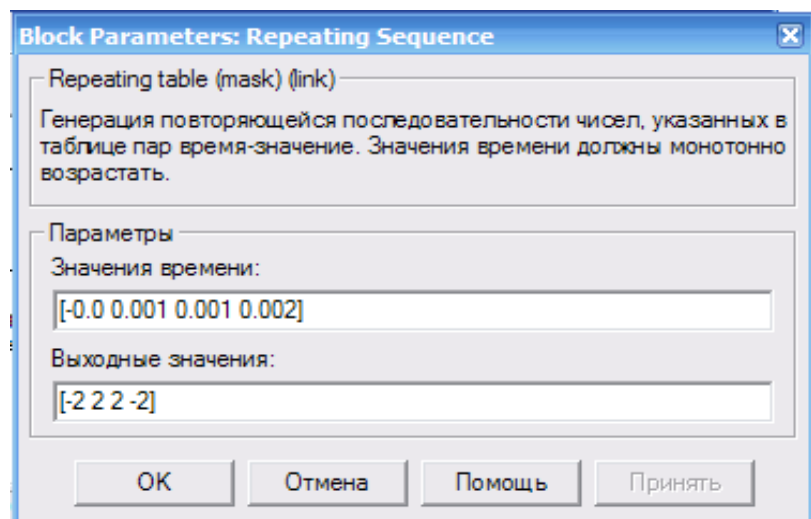
схеми (рис. 2.31, а) на блоках основної бібліотеки Simulink наведена на рис. 2.34.

Рис. 2.34. Модель схеми керування ШПІ за симетричним законом



Блок Repeating Sequence реалізує генератор пилкоподібної напруги. Вікно налаштування цього генератора показано на рис. 2.35. В першому полі задаються часові інтервали на періоді, в яких змінюється знак нахилу пилки, в другому полі – напруги, що відповідають цим інтервалам. Із рис. 2.35 видно, що весь період рівний  $T_0 = 0,002$  с ( $f_0 = 500$  Гц), а амплітуда пилки – 2 В, при цьому пилка симетрична відносно нульового значення. Блок Logical Operator інвертує сигнал, блок Mux перетворює чотири скалярних сигнали в один векторний, який необхідний для керування блоком Universal Bridge (порт Out1).

Рис. 2.35. Поле налаштування ГПН



*Примітка.* В реальних схемах для вимикання транзисторів необхідно формувати на їх базах невелику від'ємну напругу. Для вимикання транзисторів віртуального блока Universal Bridge ця напруга може дорівнювати нулю.

На вхід блока керування (порт In1, рис. 2.34) подається сигнал завдання керування  $U_{ВХ}$  (Constant).

Вікна настроювання блоків Relay і Logical Operator наведені на рис. 2.36 і 2.37 відповідно.

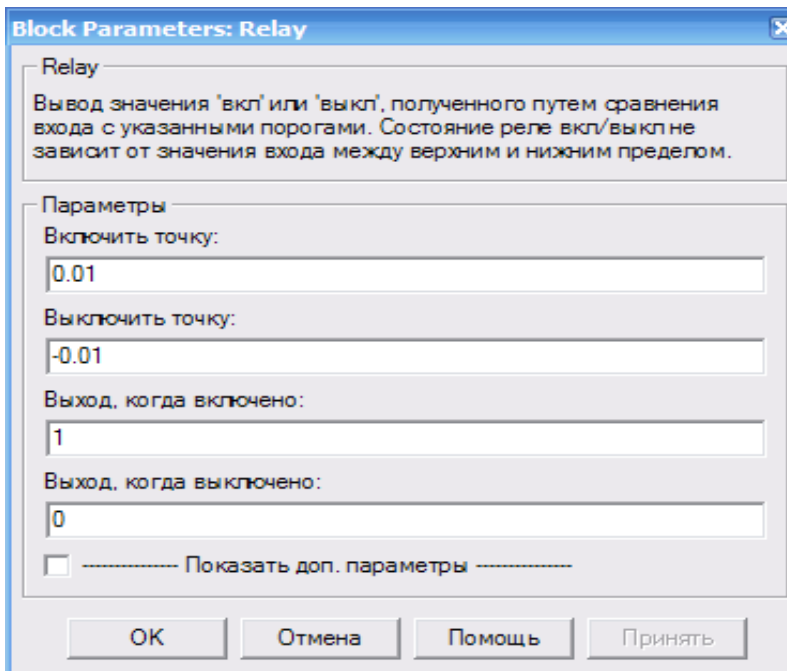
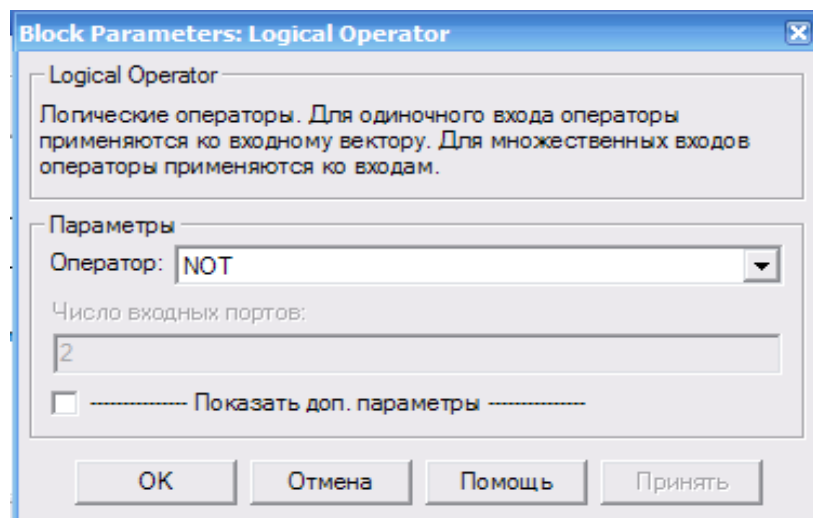


Рис. 2.36. Вікно настроювання блока Relay

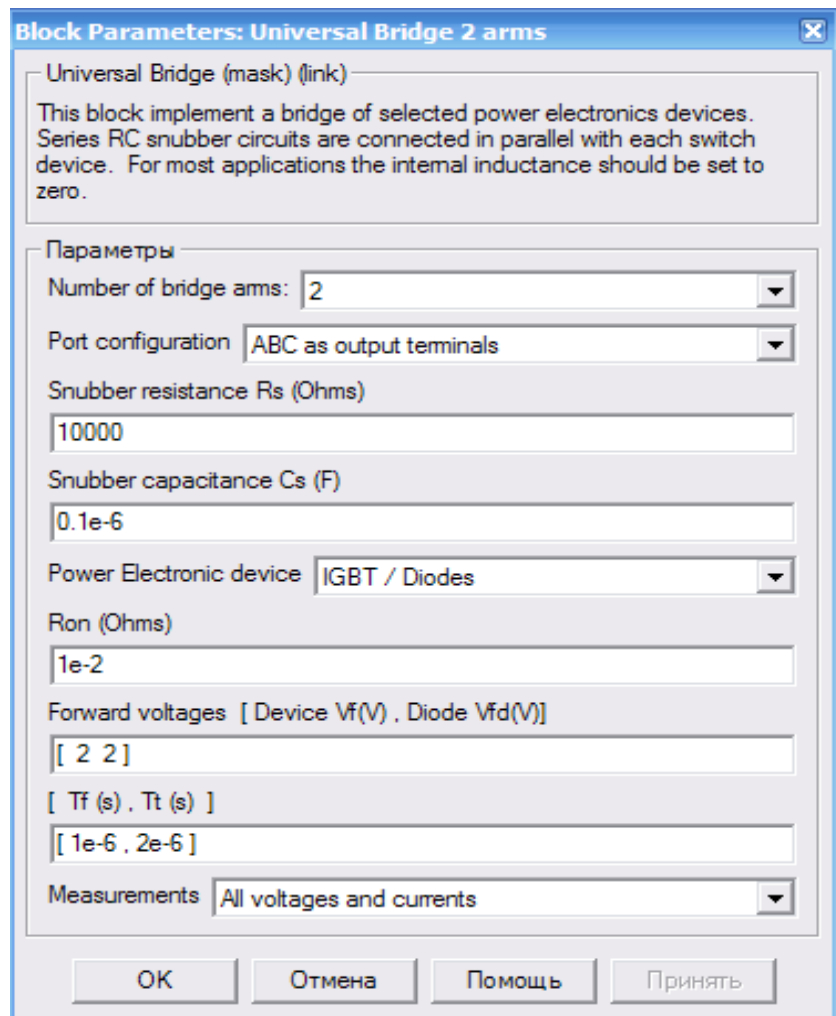
Рис. 2.37. Вікно настроювання параметрів блока Logical Operator



Силовая часть ШП реализована блоком Universal Bridge, поле настроювання параметрів якого показано на рис. 2.38.



Рис. 2.38. Поле настроювання параметрів транзисторного ШП



У полі настроювання ШП задано:

- кількість плечей мосту (2) в полі Number of bridge arms;
- конфігурація вхідних і вихідних портів (Port configuration).

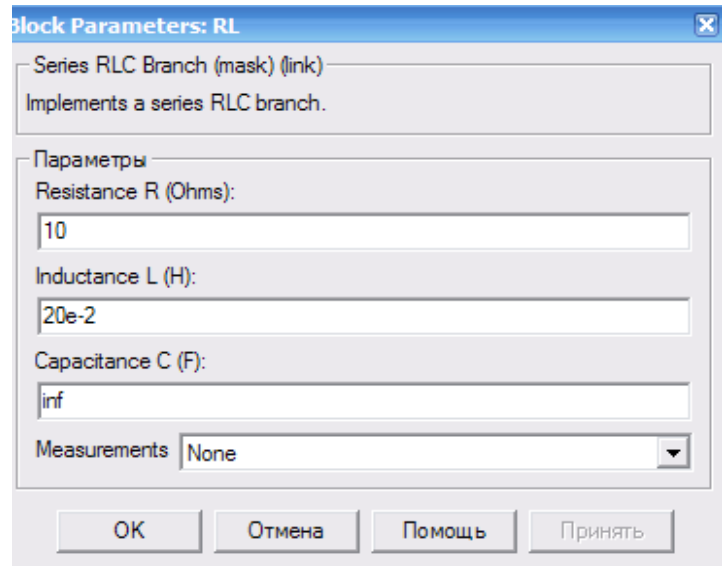
У нашому випадку вхідні порти “+” і “-“, а вихідні – А і В.

- параметри демпфуючих ланок (Snubber resistance, Snubber capacitance);
- тип напівпровідникових приладів в універсальному мосту (Power Electronic device);
- динамічний опір напівпровідникового модуля у відкритому стані, Ом (Ron, Ohms);
- порогова напруга на транзисторі і діоді модуля у відкритому стані, В (Forward voltage [Device, Vf(V), Diode, Vfd(V)]);
- час спадання і час затягування вимикання, с [Tf(s), Tt(s)].

У полі Measurement вибрані величини, які вимірює блок Multimetr.

Вікно параметрів навантаження наведено на рис. 2.39. Для реалізації активно-індуктивного навантаження в послідовній R, L, C ланці в двох перших полях [Resistance R (Ohms), Inductance L (H)] встановлюється значення активного опору в омах і індуктивності в генрі, в третьому полі [Capacitance C (F)] – нескінченність (inf).

Рис. 2.39. Вікно настроювання параметрів навантаження



У вікнах настроювання параметрів блоків Fourier I1, Fourier I0, Fourier U1, Fourier T0 (рис. 2.32) встановлюється частота генератора пилкоподібної напруги (500 Гц) і номер нульової гармоніки.

Вікно блока для вимірювання значень діючого струму в напівпровідниковому модулі (RMS T) показано на рис. 2.40. В поле вікна вводиться частота, при якій проводиться вимірювання (в даному випадку – це частота ГПН).

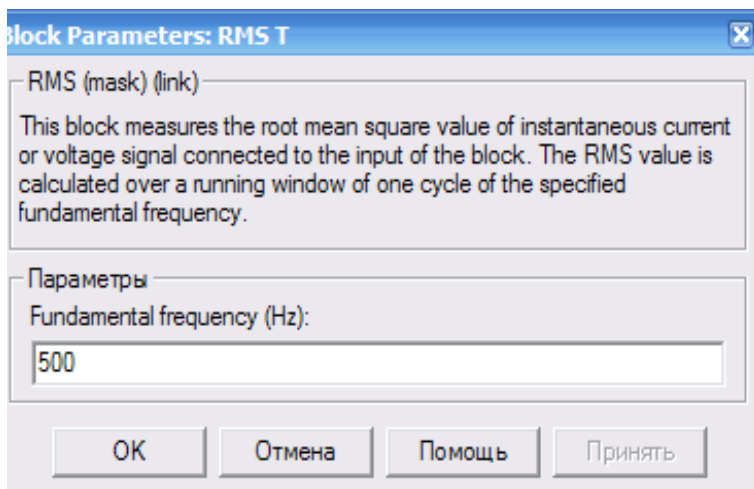


Рис. 2.40. Вікно блока для вимірювання значень діючого струму

Вікно настроювання параметрів блока Multimeter показано на рис. 2.41. У правому полі встановлені змінні, які необхідно вимірювати. При цьому має значення послідовність, з якою ці змінні розміщені. В такій же послідовності вони представлені на виході блока Demux (рис. 2.32). Ввімкнений прапорець Display signals at simulations stop забезпечує появу графічного вікна (рис. 2.42) після закінчення моделювання.

Рис. 2.41. Вікно настроювання блока Multimeter

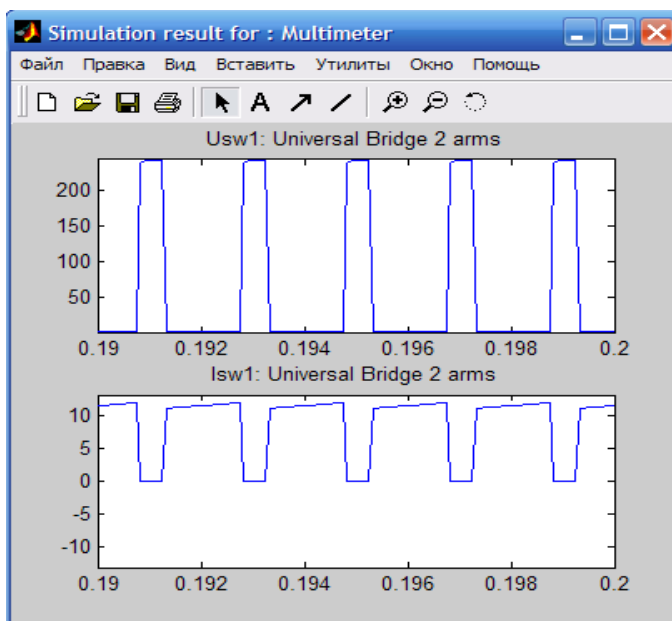
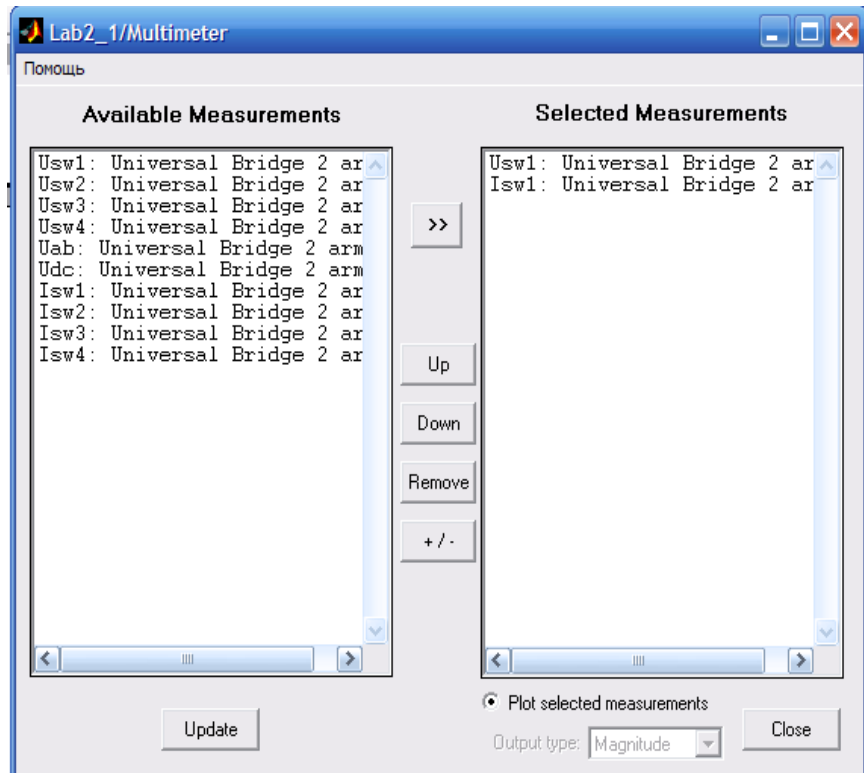
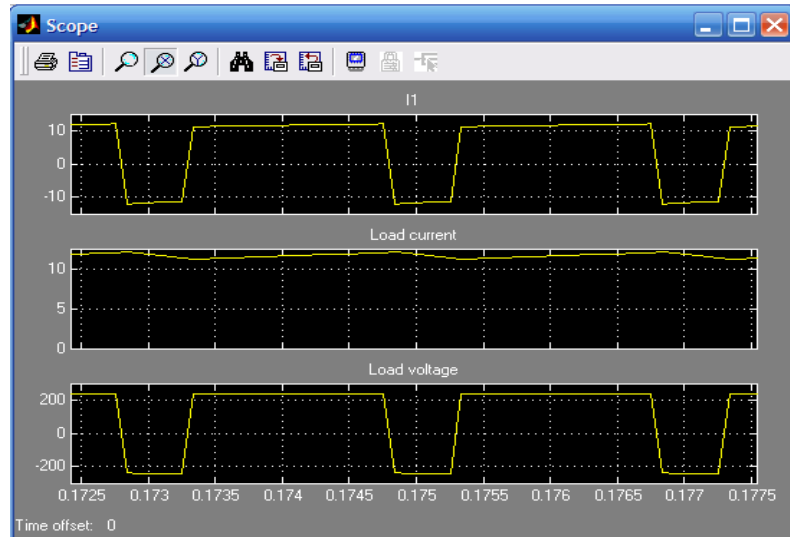


Рис. 2.42. Осцилограми напруги і струму силового транзистора

Миттєві значення струму живлення, навантаження і напруги на навантаженні спостерігають на екрані осцилографа блока Scope (рис. 2.43).

Рис. 2.43. Струм живлення, струм навантаження і напруга на навантаженні ШПП



Для усунення основного недоліку симетричного способу керування, а це наявність двополярної напруги на навантаженні, використовують несиметричний спосіб керування (рис. 2.44).

Функціональна схема керування транзисторним ШПП при несиметричному керуванні складається з генератора імпульсів ( $G$ ) (рис. 2.44, *a*), генератора пилкоподібної напруги ( $ГПН$ ), двох суматорів ( $\Sigma 1$ ,  $\Sigma 2$ ), двох схем порівняння ( $СП1$ ,  $СП2$ ), двох розподільників імпульсів ( $PI1$ ,  $PI2$ ) і двох підсилювачів ( $П1$ ,  $П2$ ). На вході суматорів напруга з виходу  $ГПН$  порівнюється з постійною опорною напругою  $U_{оп}$ , величина якої задається рівною максимальній напрузі на виході  $ГПН$ . У результаті з виходів суматорів на входи схем порівняння надходять зміщені на  $U_{оп}$  пилкоподібні напруги (рис. 2.44, *б*). Схема порівняння  $СП1$  з розподільником імпульсів  $PI1$  та підсилювачами  $П1$  і  $П2$  керують перемиканням одного плеча мосту ( $VT1$ ,  $VT2$ ), а схема порівняння  $СП2$  з  $PI2$  і  $П3$ ,  $П4$  керують перемиканням другого плеча мосту ( $VT3$ ,  $VT4$ ) (рис. 2.29). В результаті при одній полярності вхідного сигналу перемикаються транзистори одного плеча, в другому ж плечі один транзистор постійно відкритий, а другий закритий. При зміні полярності вхідного сигналу плечі міняються місцями і відповідно на виході імпульсного перетворювача формується напруга іншої полярності.

Схема віртуального ШПП при несиметричному керуванні відрізняється від наведеної на рис. 2.32 схемою блока керування (Control systems) та порядком налаштування блока Multimeter.

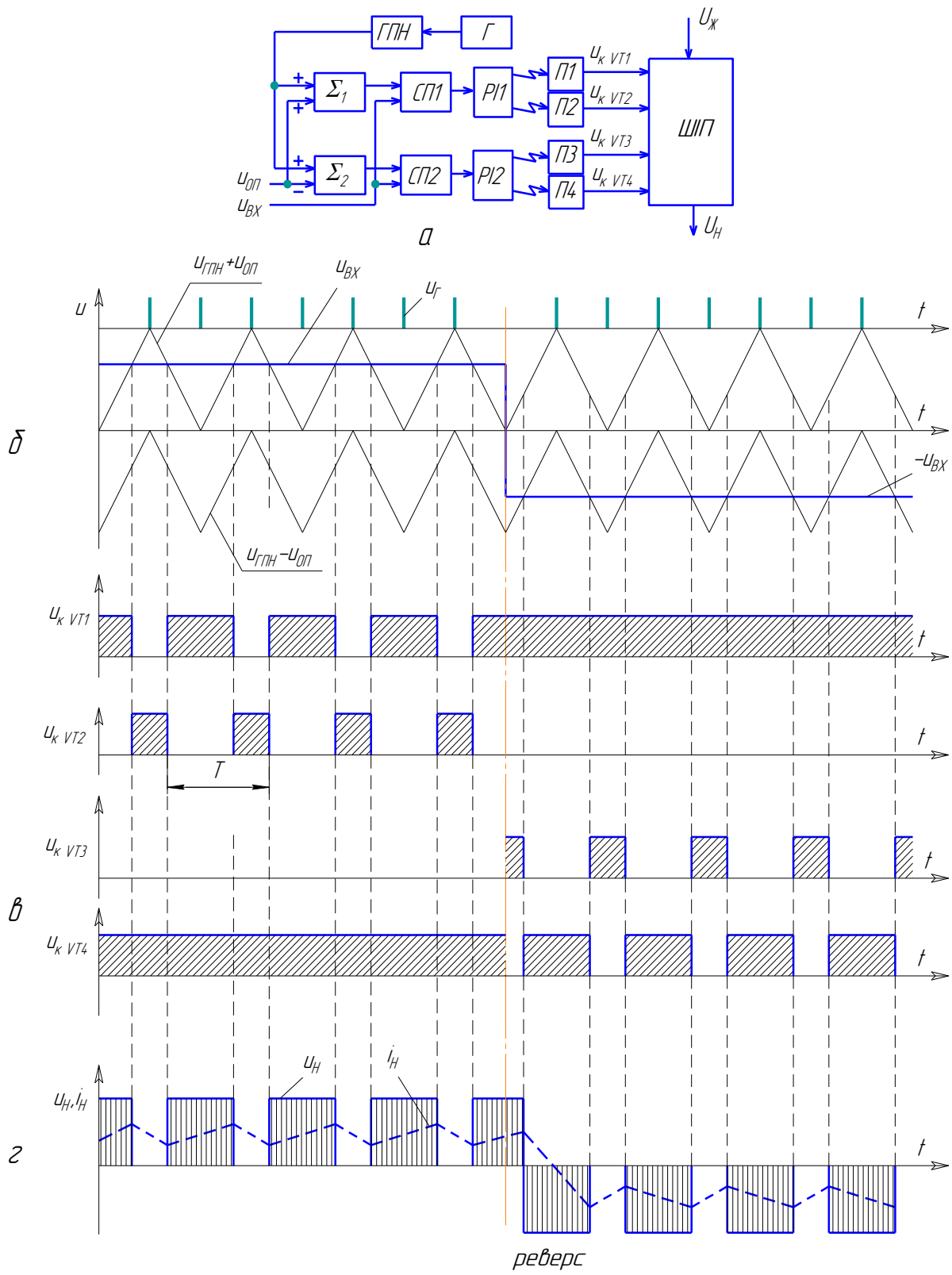
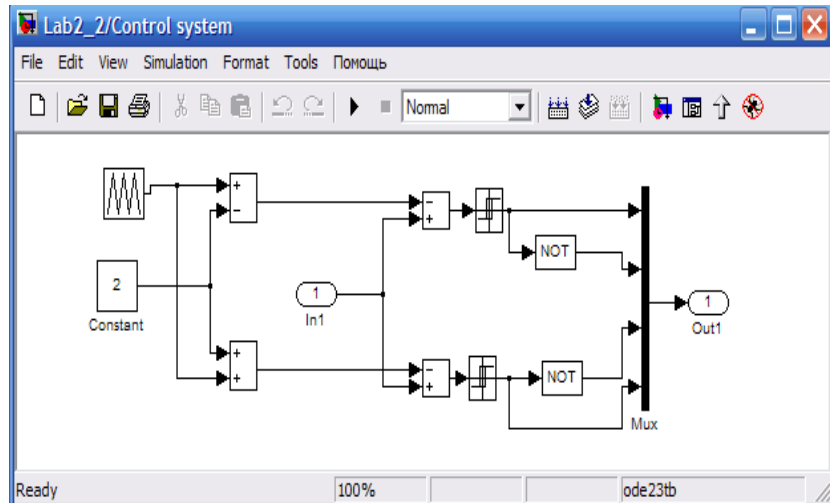


Рис. 2.44. Транзисторний ШПТ з несиметричним керуванням:  
*a* – функціональна схема; *б* – осцилограми напруг керування; *в* – осцилограми напруг керуючих імпульсів на транзисторах; *г* – осцилограми напруги і струму навантаження

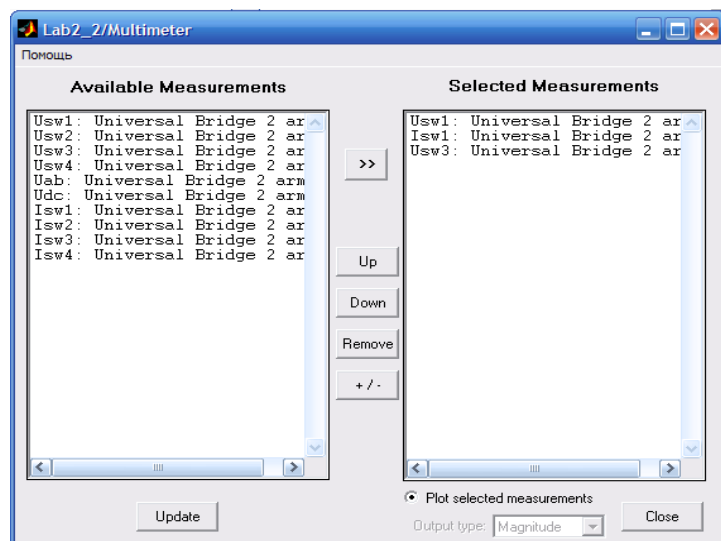
Віртуальна модель блока керування ШП з несиметричним керуванням (рис. 2.45) відрізняється від розглянутої раніше (рис. 2.34) наявністю двох додаткових суматорів і блока опорної напруги зміщення (Constant). Крім того, в схему добавлено аналогічний додатковий канал розподілення імпульсів.

Рис. 2.45. Модель блока керування ШП за несиметричним законом



Вікно налаштування блока Multimeter наведено на рис. 2.46. Тут у праве поле перенесені напруги верхніх за схемою (рис. 2.32) силових модулів і струм найбільш навантаженого верхнього за схемою силового модуля.

Рис. 2.46. Вікно налаштування параметрів блока Multimeter



Миттєві значення струму живлення, навантаження і напруги на навантаженні спостерігають на екрані осцилографа Scope (рис. 2.47).

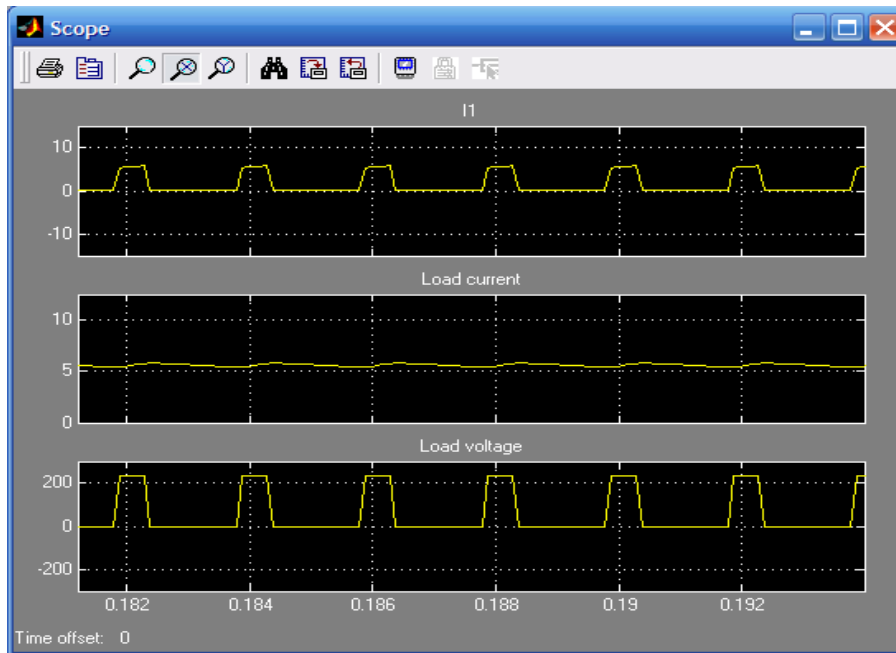


Рис. 2.47. Осцилограми струму живлення, струму навантаження і напруги на навантаженні

Параметри моделювання задаються на вкладці Simulation/parameters (рис. 2.48).

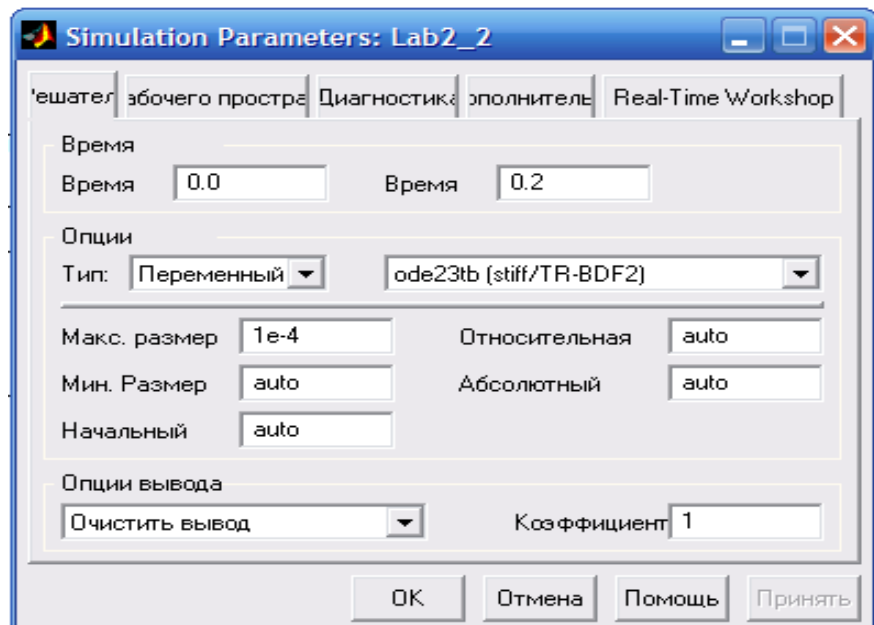


Рис. 2.48. Параметри моделювання

Блоком Display (рис. 2.32) вимірюються величини в такій послідовності: середній струм навантаження  $I_H$ ; середня напруга на навантаженні  $U_H$ ; середній струм у силовому

напівпровідниковому модулі  $I_T$ ; діюче значення струму у силовому напівпровідниковому модулі  $I_{T.RMS}$ .

Середнє значення струму в джерелі живлення  $I_I$  вимірюють блоком Display 1 (рис. 2.32).

У графічному вікні блока Multimeter (рис. 2.42) відзначаються максимальні значення напруги  $U_{T.MAX}$  і струму  $I_{T.MAX}$  силового напівпровідникового модуля.

Відносну тривалість імпульсу напруги  $\gamma$  на навантаженні визначають за рівнянням:

$$\gamma = \frac{t_i}{T_0}, \quad (2.15)$$

де  $T_0$  – період напруги ГПН;  $t_i$  – тривалість імпульсу, яка визначається за допомогою блока Scope (рис. 2.32) по осцилограмі Load Voltage (рис. 2.43 і 2.47) на осі абсцис, тобто при нарузі 0 В.

Потужність у колі джерела живлення, Вт, розраховують за формулою:

$$P_1 = U_{ж} I_1. \quad (2.16)$$

Квазістатичні втрати в силовому напівпровідниковому модулі, Вт, розраховують за рівнянням:

- для симетричного керування:

$$P_T = [\gamma V_f + (1-\gamma)V_{fd}] I_T + R_{on} (I_{T.RMS})^2; \quad (2.17)$$

- для несиметричного керування:

$$P_T = V_f I_T + R_{on} (I_{T.RMS})^2, \quad (2.18)$$

де  $V_f$ ,  $V_{fd}$ ,  $R_{on}$  – параметри силового модуля (рис. 2.38);  $I_T$ ,  $I_{T.RMS}$  – середнє і діюче значення струму силового модуля, які вимірюють за показами Display (рис. 2.32).

Потужність у навантаженні, Вт, визначають за рівнянням:

$$P_H = U_H I_H. \quad (2.19)$$

### 2.3. Модель автономного інвертора

Для керування трифазними машинами змінного струму в електроприводі в якості силових регуляторів використовують транзисторні, головним чином на біполярних транзисторах з ізолюваним затвором IGBT, перетворювачі частоти, схема якого



показана на рис. 2.49. Силова частина перетворювача складається з вхідного випрямляча, ланки постійного струму та системи керування інвертора. Вхідний випрямляч виконаний за схемою Ларіонова. Випрямляч приєднаний до ланки постійного струму, яка складається з термісторів  $R_1$  і  $R_2$  та електролітичних конденсаторів великої ємності  $C_1$  і  $C_2$ . Термістори з від'ємним температурним коефіцієнтом призначені для обмеження зарядного струму при вмиканні перетворювача. В холодному стані термістори мають великий опір. Після вмикання перетворювача в мережу струм, що протікає через термістори, розігріває їх, внаслідок чого вони різко зменшують свій опір. Таким чином термістори обмежують зарядний струм конденсаторів, а в процесі роботи практично не впливають на величину напруги конденсаторів.

Конденсатори  $C_1$  і  $C_2$  згладжують напругу ланки постійного струму, фільтрують споживаний з мережі струм, забезпечують повернення реактивної енергії двигуна при вимиканні інвертора та при перехідних процесах і забезпечують повернення енергії при динамічному гальмуванні двигуна  $M$ . Резистори  $R_2$  і  $R_3$ , увімкнені паралельно кожному конденсатору, зрівнюють їх заряд.

До виходу ланки постійного струму приєднано трифазний інвертор напруги, який складається з трьох півмостів на транзисторах  $VT_1$ – $VT_6$  та гальмівного ключа на транзисторі  $VT_0$  зі зворотним діодом  $VD_0$ . До гальмівного ключа при необхідності приєднують гальмівний резистор, який буде розсіювати енергію в режимі динамічного гальмування двигуна.

Зворотні діоди  $VD_1$ – $VD_6$  служать для передачі енергії від двигуна до джерела живлення. Ці діоди проводять завжди, коли напрям струму є протилежним до напрямку вхідної напруги інвертора. Таким чином, інвертор напруги дає можливість для двостороннього протікання як енергії, так і струму.

Через велику частоту комутацій ключів інвертора (до 16 кГц) між додатною та від'ємною шиною ланки постійного струму виникають великі перенапруги з частотою вільних коливань в кілька МГц. Для захисту силового модуля від пробою до його затискачів приєднано так званий снабберний конденсатор малої ємності  $C_3$ . Індуктивність цього конденсатора в десятки разів

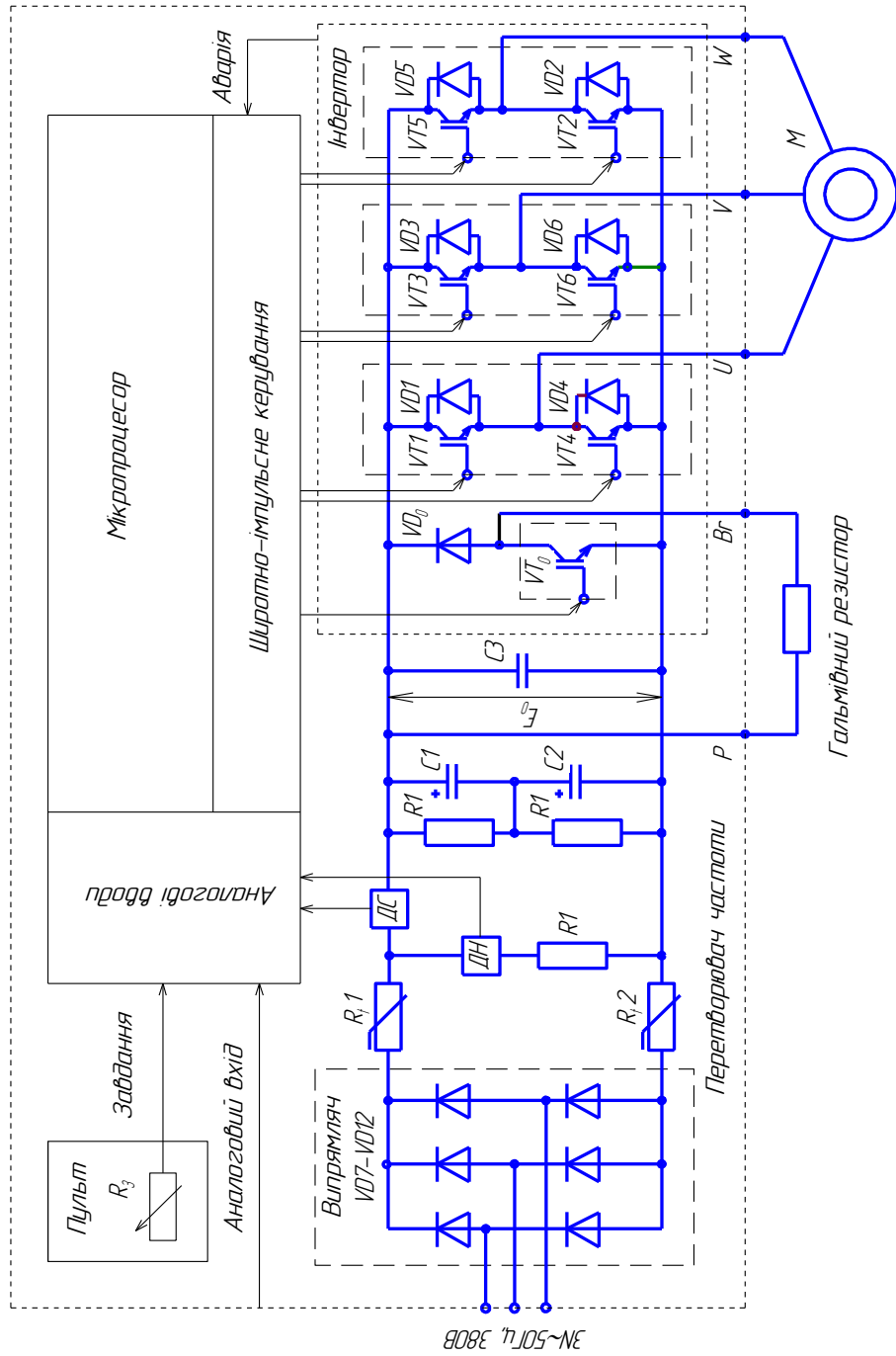


Рис. 2.49. Схема перетворювача частоти на транзисторах IGBT

менша індуктивності електролітичних конденсаторів, що дозволяє ефективно боротися з перенапругами.

Керування інвертором здійснюється від мікропроцесора шляхом широтно-імпульсної модуляції напруги. Транзистори інвертора працюють у ключовому режимі. Якщо шпаруватість імпульсу ключа змінювати за синусоїдним законом, то так же буде змінюватися і середнє значення напруги фази в періоді.

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

В частотно-керованих приводах на основі асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором статорні обмотки машини вмикають по схемі "зірка" або "трикутник" і застосовують скалярне та векторне керування.

При скалярному керуванні амплітуду і частоту прикладеної до двигуна напруги змінюють за певним зарані заданим законом в залежності від характеру навантаження. Скалярне керування дозволяє одержувати діапазон регулювання швидкості обертання до 40:1.

Векторне керування забезпечує безпосереднє керування крутним моментом двигуна. Крутий момент визначається струмом статора, який створює магнітне поле збудження. При безпосередньому керуванні моментом необхідно крім амплітуди змінювати і фазу струму статора, тобто вектор струму. Цим і обумовлений термін «векторне керування».

Для керування вектором струму, а, значить, положенням магнітного потоку статора відносно обертового ротора, необхідно знати точне положення ротора в який-завгодно момент часу. Для цього застосовують або виносні датчики положення ротора, або положення ротора розраховують за параметрами двигуна (за струмом і напругою статорних обмоток). Електропривод без датчика положення ротора дешевший, але векторне керування при цьому вимагає великого об'єму і високої швидкості обчислень від мікропроцесора перетворювача частоти.

Векторне керування з датчиком зворотного зв'язку за швидкістю обертання забезпечує діапазон регулювання до 1000:1

і більше, точність регулювання швидкості – соті долі процента, точність по моменту – одиниці проценту.

В даний час відома велика кількість різних способів керування силовими транзисторними ключами. Всі інвертори в залежності від структури силової ланки діляться на два класи: інвертори з постійною структурою силової ланки та із змінною структурою силової ланки. В схемах з незмінною структурою силової ланки управляючі сигнали завжди одночасно подаються на три силових ключі, в схемах із змінною структурою силової ланки число ключів, на які одночасно подаються управляючі сигнали, може бути менше трьох.

Найпростіший спосіб керування при незмінній структурі силової ланки – це спосіб, в якому формування і регулювання вихідної напруги інвертора відбувається при незмінній тривалості провідності транзистора на протязі  $\psi = 180^\circ$  (рис. 2.50). Тут протягом  $1/6$  періоду вихідної напруги (період повторюваності  $T_{ПВТ}$ ) ввімкнені три транзистори. Послідовність вмикання транзисторів в роботу відповідає порядку їх нумерації при відносному фазовому зсуві на  $60^\circ$ . Транзистори, які відносяться до однієї фази, наприклад  $VT1$  і  $VT4$  фази А, не можуть бути відкриті або закриті одночасно. В який-завгодно момент часу одночасно проводять струм три транзистори, два із яких відносяться до якоїсь однієї (катодної чи анодної) групи, тобто  $VT1-VT2-VT3$ ,  $VT2-VT3-VT4$ ,  $VT3-VT4-VT5$ ,  $VT4-VT5-VT6$ ,  $VT5-VT6-VT1$ ,  $VT6-VT1-VT2$  і т.д.

Алгоритм керування описаного інвертора і криві лінійних і фазних напруг на виході перетворювача наведено на рис. 2.50.

Лінійна напруга формується імпульсами амплітудою  $E_0$  змінної полярності довжиною  $120^\circ$ , розділених паузою в  $60^\circ$ . Напруги  $U_{AB}$ ,  $U_{BC}$ ,  $U_{CA}$  зсунуті по фазі на кут  $120^\circ$ . 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, в кривій  $U_{AB}$  (рис. 2.50) імпульси напруги додатної полярності створюються при відкритих транзисторах  $VT3$  і  $VT4$ , а від'ємної – при відкритих  $VT1$  і  $VT6$ . Інтервали пауз в кривих лінійної напруги формуються відкритими транзисторами спільної

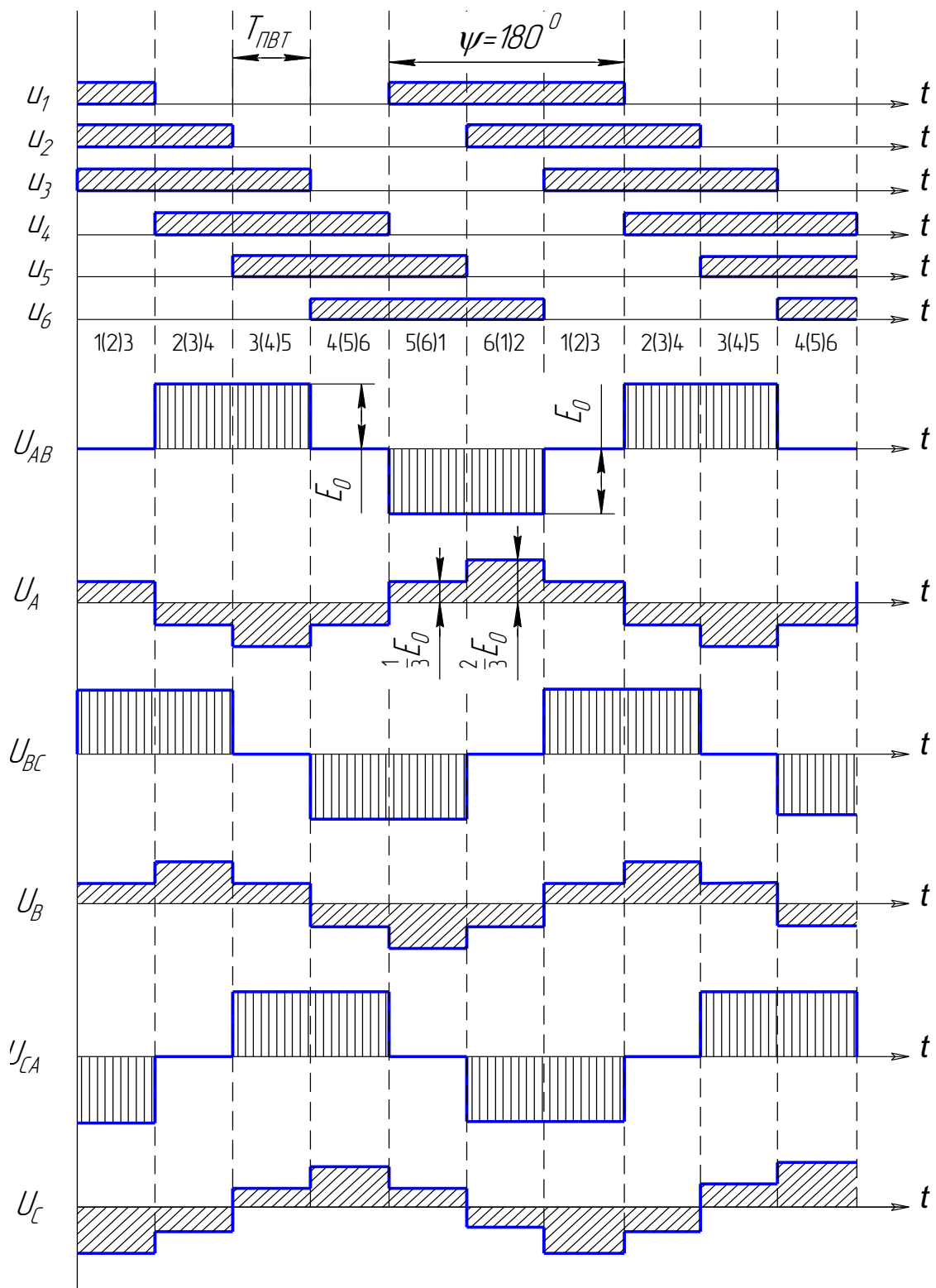


Рис. 2.50. Алгоритм керування АІН з інтервалом провідності транзисторів  $\psi = 180^\circ$ :

$E_0$  – 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

групи (катодної чи анодної) двох фаз. В напрузі  $U_{AB}$  інтервали пауз створюють одночасно відкриті транзистори  $VT1$  і  $VT3$  або  $VT4$  і  $VT6$ .

Фазні напруги  $U_A$ ,  $U_B$ ,  $U_C$  мають вигляд ступінчатої кривої із значеннями  $\frac{1}{3}E_0$  і  $\frac{2}{3}E_0$  (рис. 2.50). Це визначається тим, що в кожний момент часу одночасно проводять струм три транзистори інвертора, які вмикають навантаження в фазах  $A$ ,  $B$ ,  $C$  на напругу джерела живлення  $E_0$  таким чином, що два з них, наприклад в фазі  $A$  і  $B$  на інтервалі  $0-60^\circ$  вмикаються паралельно між собою і послідовно з третім навантаженням в фазі  $C$ . В умовах рівномірного симетричного навантаження напруга фаз, навантаження яких увімкнено паралельно, дорівнює  $\frac{1}{3}E_0$ , а напруга фази, навантаження якої увімкнено послідовно, дорівнює  $\frac{2}{3}E_0$ . Фазні напруги мають взаємний фазовий зсув в  $120^\circ$ .

Форма кривої вихідної напруги інвертора задовільна для живлення асинхронних двигунів. В ній відсутні парні гармоніки, а також гармоніки, кратні трьом.

За електричною схемою, наведеною на рис. 2.49, розроблена віртуальна схема мостового трифазного інвертора напруги з активно-індуктивним навантаженням (рис. 2.51).

До складу моделі входять:

- трифазний мостовий транзисторний інвертор Universal Bridges 3 arms;
- блок керування PWM Generator;
- джерело постійного струму (400 В);
- активно-індуктивне навантаження R, L;
- вимірювач миттєвих струмів у джерелі живлення  $I_1$  і навантаженні  $I_{N(1)}$  Load Current;
- вимірювач миттєвої напруги  $U_N$  на навантаженні Load Voltage;
- блок для вимірювання гармонічних складових струму живлення Fourier I1;
- блок для вимірювання гармонічних складових струму силового модуля Fourier IT;
- блок для вимірювання діючого значення струму силового модуля RMS IT;

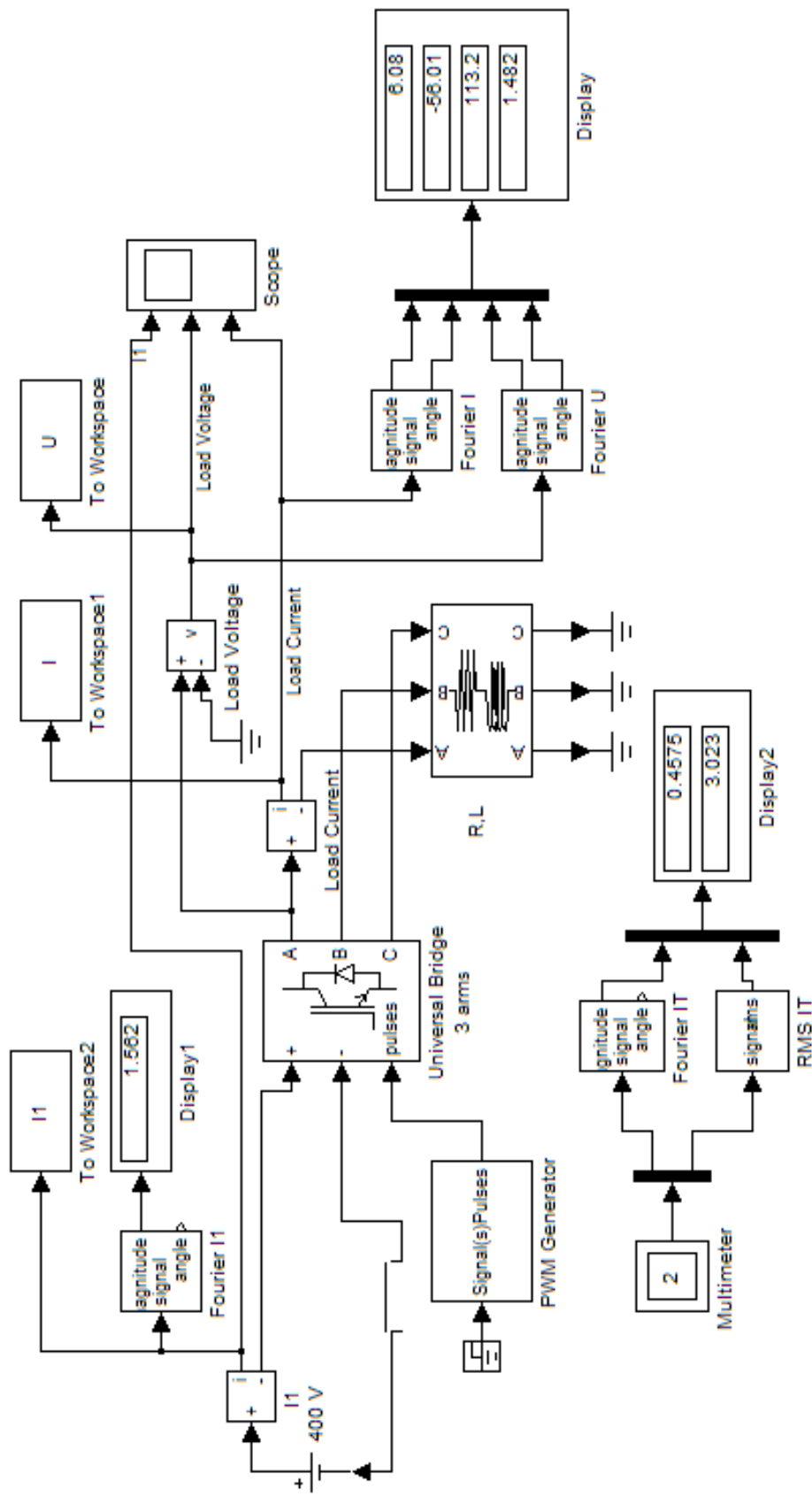


Рис. 2.51. Віртуальна модель для дослідження мостового трифазного інвертора напруги

- блок для вимірювання гармонічних складових струму навантаження Fourier I і аналогічний блок для вимірювання гармонічних складових напруги на навантаженні Fourier U;
- блок для спостереження (вимірювання) миттєвих значень струму в колі живлення, струму навантаження і напруги на навантаженні Scope;
- Блок Multimeter для спостереження (вимірювання) миттєвих значень величин, які вибрані в полі Measurement відповідних блоків;
- блок для вимірювання середнього значення струму в колі живлення Display 1;
- блок для вимірювання амплітудних значень першої гармоніки струму і напруги на навантаженні, а також їх фаз Display;
- блок для вимірювання середнього і діючого значення струму в силовому модулі Display 2;
- блоки To Workspace, To Workspace 1, To Workspace 2, призначені для передачі сигналів у робочий простір MatLab з наступною обробкою пакетом розширення Signal Processing Toolbox для дослідження гармонічного спектра напруги і струму на навантаженні та струму в колі живлення.

Вікно настроювання параметрів трифазного мостового транзисторного інвертора наведено на рис. 2.52.

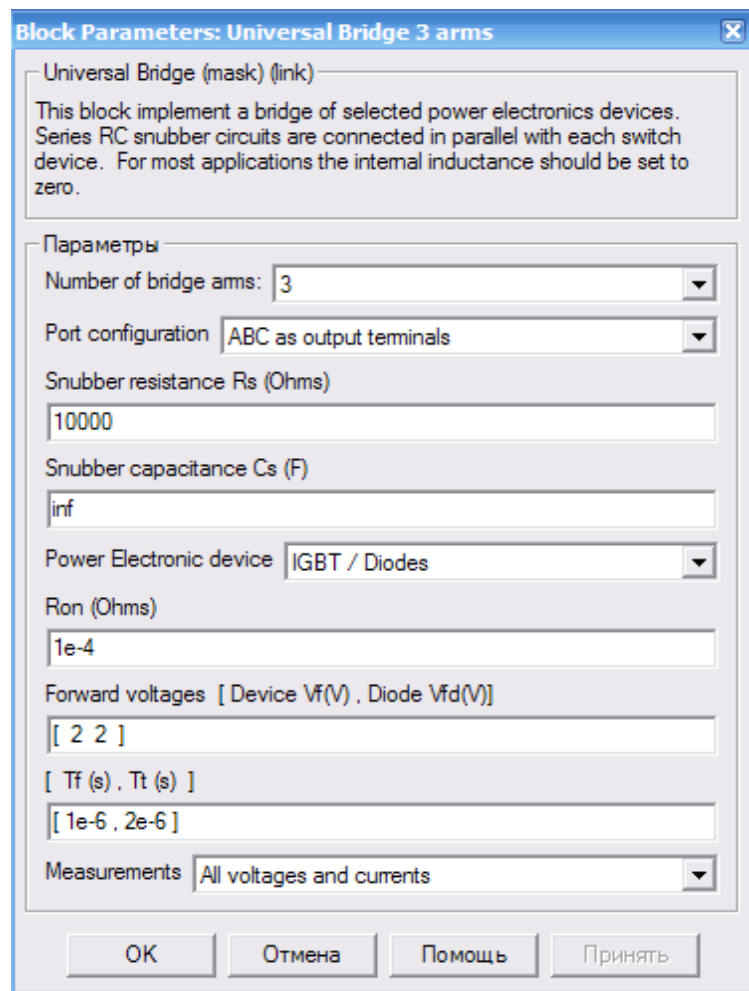
У полях настроювання задано:

- кількість плечей (3) в полі Number of bridge arms;
- конфігурація входних і вихідних портів Port configuration;
- параметри демпфіруючих ланок Snubber resistance, Snubber capacitance;
- марка напівпровідникових елементів в універсальному мості Power Electronic device;
- динамічний опір напівпровідникового модуля у відкритому стані Ron;
- порогова напруга на транзисторі і діоді модуля у відкритому стані у вольтах Forward voltage;
- час спадання і час запізнення вимикання в секундах Tf, Tt.



У полі Measurement вибрані величини, які вимірюються блоком Multimeter.

Рис. 2.52. Вікно настроювання трифазного мостового інвертора

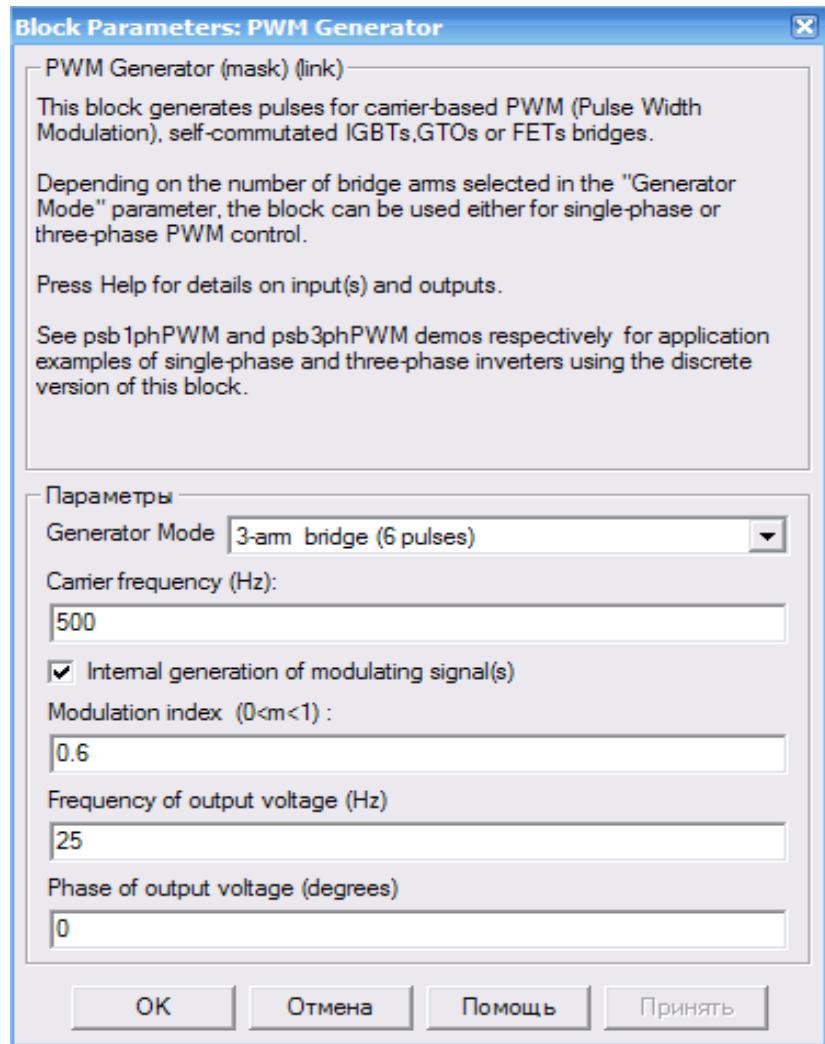


Вікно настроювання блока керування наведено на рис. 2.53. Це стандартний блок із бібліотеки Powerlib/Extras/Control Blocks. У першому полі настроювання параметрів встановлюють тип силового блока, який підлягає керуванню. В другому полі – несуча частота, в третьому – коефіцієнт модуляції, в четвертому – частота модулюючої напруги і в останньому полі – початкова фаза модулюючої напруги.

Із рис. 2.53 видно, що частота модулюючої напруги дорівнює 25 Гц. На цю частоту, як на основну гармоніку вимірювання, повинні бути настроєні параметри вимірювальних блоків Fourier I1, Fourier I, Fourier U, Fourier IT, RMS IT.

Решта блоків і їх параметри описані раніше в розглянутих моделях.

Рис. 2.53. Вікно настроювання параметрів блока керування



Параметри джерела живлення, трифазного мостового транзисторного інвертора та його блока керування задаються дослідником.

Параметри моделювання задаються такими, які наведені на рис. 2.54.

При дослідженні зовнішніх характеристик змінюють параметри  $R_H$ ,  $L_H$  навантаження. Опір  $R_H$  змінюють у межах від 10 до 100 Ом. При цьому для кожного значення  $R_H$  розраховують величину  $L_H$  так, щоб стала часу навантаження залишилась незмінною і рівною

$$T_H = \frac{L_H}{R_H} = 0,01 \text{ с.} \quad (2.20)$$

Амплітуди перших гармонік струму і напруги на навантаженні та їх початкові фази визначаються за показами Display, середній струм у джерелі – за показами Display 1.

Миттєві значення цих величин можна спостерігати на екрані осцилографа Scope (рис. 2.55). Середнє і діюче значення струму в силовому напівпровідниковому модулі визначаються за показами Display 2.

Рис. 2.54. Вікно налаштування моделювання

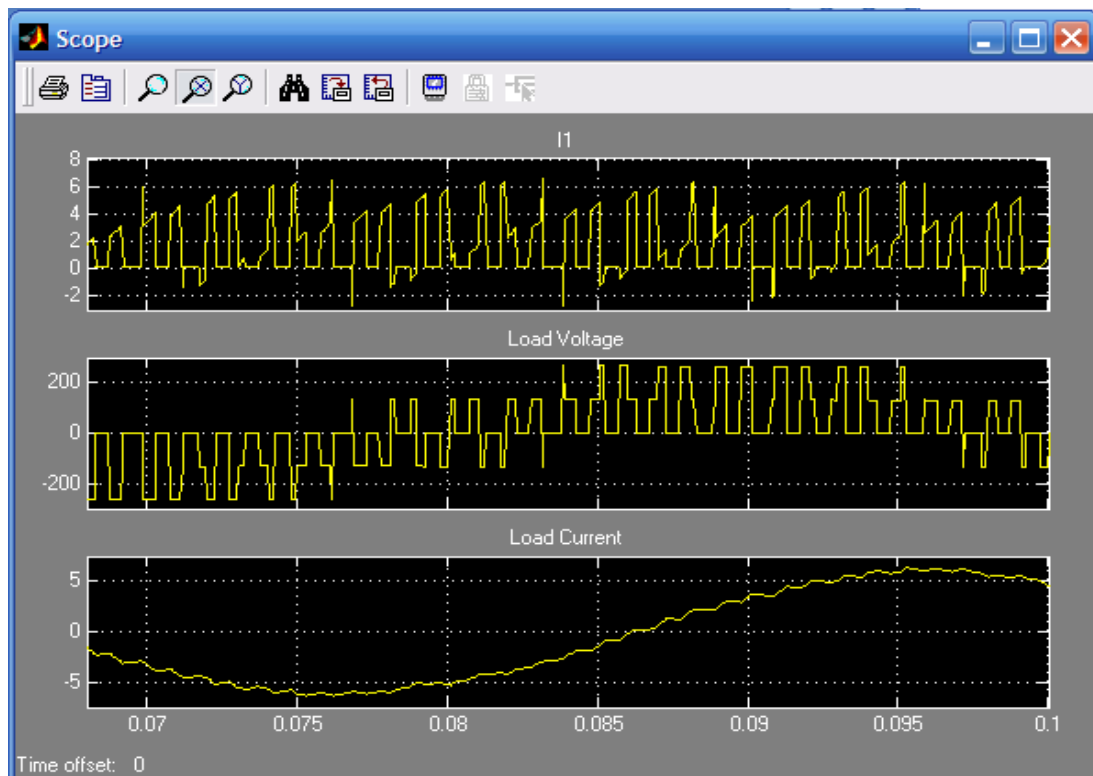
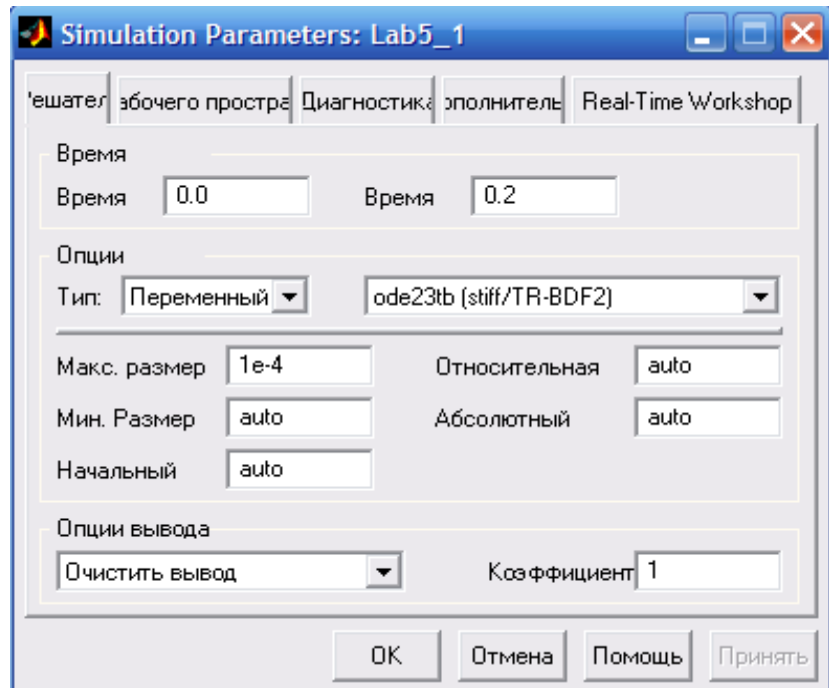


Рис. 2.55. Осцилограми струму живлення, струму навантаження і напруги на навантаженні інвертора

У графічному вікні блока Multimeter (рис. 2.56) спостерігають і визначають максимальні значення напруги і струму силового модуля.

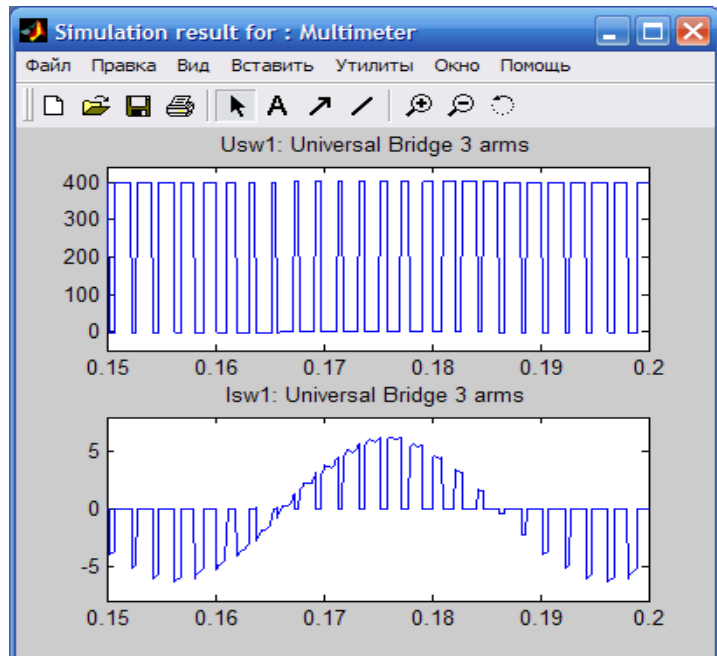


Рис. 2.56. Осцилограми напруги і струму силового модуля

Зсув за фазою між першою гармонікою струму і напруги на навантаженні:

$$\varphi_H = \varphi_U - \varphi_I. \quad (2.21)$$

Повна, ВА, та активна, Вт, потужності за першою гармонікою в навантаженні обчислюються за виразами:

$$S_{H(1)} = \frac{3U_{H(1)MAX} I_{H(1)MAX}}{2}, \quad (2.22)$$

$$P_{H(1)} = \frac{3U_{H(1)MAX} I_{H(1)MAX} \cos \varphi_H}{2}. \quad (2.23)$$

Потужність, Вт, споживана джерелом живлення:

$$P_1 = U_1 I_1. \quad (2.24)$$

Втрати в силовому напівпровідниковому модулі, Вт:

$$P_T = [mV_f + (1-m)V_{fd} \frac{1 - \cos \varphi_H}{1 + \cos \varphi_H}] I_T + R_{0n} [I_T (RMS)]^2, \quad (2.25)$$

де  $V_f, V_{fd}, R_{on}, m$  – параметри силового модуля і блока керування ним (рис. 2.52 і 2.53);  $I_T, I_T(RMS)$  – середнє і діюче значення струму модуля, вимірюють за показами Display 2 (рис. 2.51).

Регульовальну характеристику інвертора досліджують на моделі (рис. 2.51) при певному значенні опору навантаження (задається дослідником) і зміні коефіцієнта модуляції в блоці керування силовим модулем від 0 до 1 з кроком 0,2.

### ***Питання для самоконтролю***

1. Назвіть основні блоки, з яких складається модель однофазного керованого випрямляча.
2. Опишіть роботу моделі однофазного керованого випрямляча.
3. Назвіть параметри, які входять у вікно настроювання універсального випрямляча.
4. Вкажіть основні блоки, з яких складається модель блока керування випрямлячем.
5. Поясніть роботу блока Relay.
6. Назвіть основні блоки, з яких складається модель трифазного керованого випрямляча.
7. Опишіть роботу моделі трифазного керованого випрямляча.
8. Назвіть основні блоки, з яких складається модель ШП.
9. Назвіть основні блоки, з яких складається модель блока керування ШП за симетричним законом.
10. Назвіть параметри, які входять у вікно настроювання транзисторного ШП.
11. Назвіть основні блоки, з яких складається модель блока керування ШП за несиметричним законом.
12. Опишіть роботу віртуальної моделі для дослідження трифазного інвертора напруги.
13. Назвіть параметри автономного інвертора, які входять у вікно настроювання трифазного мостового інвертора.
14. Що таке стала часу навантаження? Від чого вона залежить?

### 3. МОДЕЛЮВАННЯ В МАТЛАВ ЕЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

#### 3.1. Моделі двигунів постійного струму

##### 3.1.1. Двигуни постійного струму незалежного збудження (ДПС НЗ)

Модель ДПС НЗ створюють на основі системи рівнянь у операторній формі, виражених в іменованих (3.1) або відносних (3.2) одиницях.

$$\left. \begin{aligned} u_3 &= \frac{R_3}{k_\Phi} (T_3 p + 1) k \Phi; \\ u_{\text{я}} &= R_{\text{я}} (T_{\text{я}} p + 1) i_{\text{я}} + k \Phi \omega; \\ J \omega p &= i_{\text{я}} k \Phi - m_{\text{с}}, \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

де  $u_{\text{я}}$ ,  $u_3$  – миттєві значення напруг, прикладених до якірного кола і обмотки збудження;  $T_{\text{я}} = L_{\text{я}} / R_{\text{я}}$  – електромагнітна стала часу якірного кола;  $T_3 = L_3 / R_3$  – електромагнітна стала часу обмотки збудження;  $L_{\text{я}}$ ,  $L_3$  – індуктивності обмотки якоря і обмотки збудження;  $R_{\text{я}}$ ,  $R_3$  – активні опори обмоток якоря і обмотки збудження;  $p$  – оператор Лапласа.  $i_{\text{я}}$  – миттєві значення струму в колі якоря;  $k$  – конструктивний коефіцієнт, який залежить від параметрів обмотки якоря;  $k_\Phi$  – коефіцієнт пропорційності, що відповідає лінійній частині кривої намагнічування;  $\omega$  – кутова швидкість;  $J$  – зведений до вала електродвигуна момент інерції системи "електродвигун-робоча машина";  $\Phi$  – магнітний потік;  $m$ ,  $m_{\text{с}}$  – миттєві значення електромагнітного моменту двигуна та моменту опору робочої машини.

Система рівнянь (3.1), виражена у відносних одиницях, матиме вигляд:

$$\left. \begin{aligned} u_3^* &= (T_3 p + 1) \Phi^*; \\ u_{\text{я}}^* &= R_{\text{я}}^* (T_{\text{я}} p + 1) i_{\text{я}}^* + \Phi^* \omega^*; \\ k_I T_M \omega^* p &= i_{\text{я}}^* \Phi^* - m_{\text{с}}^*, \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

де  $k_I = I_{K.3} / I_{Я.Н}$  – відношення струму короткого замикання (пускового) до номінального;  $T_M$  – електромеханічна стала часу.

Рівняння у відносних одиницях використовують для побудови універсальних кривих, спрощення аналітичного виразу процесів, що виникають у приводі, порівнювання і оцінювання варіантів розрахунків. Відносну величину визначають як відношення абсолютної величини до номінальної або базової.

В якості базових одиниць для двигуна постійного струму незалежного збудження прийняті номінальні величини змінних двигуна, крім поточної швидкості, для якої за базову величину взято швидкість ідеально холостого ходу  $\omega_0$ :

$$U_{3.Н}, U_{Я.Н}, I_{Я.Н}, I_{3.Н}, \Phi_H, M_H = k\Phi_H \frac{U_{Я.Н}}{R_Я}, \omega_0 = \frac{U_{Я.Н}}{k\Phi_H}.$$

Система рівнянь (3.2) отримана шляхом ділення правої та лівої частини першого рівняння на  $U_{3.Н}$ , другого – на  $U_{Я.Н}$ , третього – на  $M_H$  з врахуванням наступних співвідношень:

$$u_3^* = \frac{u_3}{U_{3.Н}}; u_Я^* = \frac{u_Я}{U_{Я.Н}}; i_3^* = \frac{i_3}{I_{3.Н}}; \Phi^* = \frac{k\Phi}{k\Phi_H} = \frac{k_\Phi i_3}{k_\Phi I_{3.Н}} = i_3^*, i_Я^* = \frac{i_Я}{I_{Я.Н}},$$

$$U_{Я.Н} = I_{Я.Н} R_H; R_Я^* = \frac{R_Я}{R_H}; \omega^* = \frac{\omega}{\omega_0}; \omega_0 = \frac{U_{Я.Н}}{k\Phi_H}; m_C^* = \frac{m_C}{M_H};$$

$$m^* = \frac{m}{M_H}; M_H = k\Phi_H I_{Я.Н}; m = i_Я k\Phi; T_M = \frac{J}{\beta} = \frac{J\omega_0}{M_{K.3}}; M_H = \frac{M_{K.3}}{k_I},$$

де  $R_H$  – номінальний опір двигуна, тобто такий опір, який при нерухомому якорі і номінальній напрузі обмежує струм в якорі до номінального значення;  $M_{K.3}$  – момент короткого замикання (пусковий момент).

Параметри двигуна визначають за каталоговими даними, для двигунів основного виконання розраховують за наведеними нижче рівняннями.

Індуктивність обмотки якоря:

$$L_Я \approx \frac{30U_{Я.Н}C_X}{\pi r_{Пn_H I_{Я.Н}}}, \quad (3.3)$$

де  $C_X$  – емпіричний коефіцієнт (0,1 – для машин з компенсаційною обмоткою, 0,4 – для машин без компенсаційної обмотки);  $P_{II}$  – кількість пар полюсів;  $n_H$  – номінальна частота обертання якоря двигуна.

Індуктивність обмотки збудження:

$$L_3 \approx (2 \div 5) \frac{L_{Я} R_3}{R_{Я}}. \quad (3.4)$$

Опір обмотки якоря:

$$R_{Я} \approx 0,5(1 - \eta_H) \frac{U_{Я.Н}}{I_{Я.Н}}, \quad (3.4)$$

де  $\eta_H$  – номінальний коефіцієнт корисної дії двигуна.

Момент інерції якоря приводиться в каталозі або наближено визначають за рівнянням:

$$J_{Я} \approx \frac{(5 \div 10) L_{Я} P_H^2}{R_{Я}^2 \omega_H^2 I_{Я.Н}^2}, \quad (3.5)$$

де  $P_H$  – номінальна потужність двигуна.

Номінальна кутова швидкість:

$$\omega_H = \frac{\pi n_H}{30}. \quad (3.6)$$

Електромеханічна стала часу:

$$T_M = \frac{J R_{Я} \omega_H^2}{(U_{Я.Н} - I_{Я.Н} R_{Я})^2} \quad \text{або} \quad T_M = \frac{J R_{Я} \omega_H^2 I_{Я.Н}^2}{P_H^2}. \quad (3.7)$$

Модель двигуна постійного струму незалежного збудження у відносних одиницях наведена на рис. 3.1. В даному випадку при переведенні системи рівнянь у відносні одиниці для якірного кола за базові величини взято струм  $I_{К.З.Д}$  та момент  $M_{К.З.Д}$  короткого замикання двигуна, для обмотки збудження – номінальний струм  $I_{З.НОМ}$ , а для швидкості обертання якоря двигуна – швидкість ідеального ходу  $\omega_{0.ПР}$  на природній характеристиці.



Модель має два входи керування Step1 (задається напруга на обмотці збудження  $u_3^*$ ) і Step2 (задається напруга на якорі двигуна  $u_я^*$ ) та один вхід збурення Step3 (задається момент  $m_C^*$  або струм  $i_C^*$  навантаження). Блоки Sum і Transfer Fcn 2 моделюють ланку якоря двигуна (електромагнітна стала часу якірного кола для даної моделі прийнята  $T_я=0.02$  с). Блоки Sum1, Integrator і підсилювач Gain2 з коефіцієнтом  $K_2=1/T_M$  реалізують рівняння руху електропривода. Блок Transfer Fcn моделює ланку обмотки збудження (електромагнітна стала часу обмотки збудження прийнята  $T_3=0.05$  с). Вхідні параметри моделі задаються у відносних одиницях. Для переведення їх з відносних величин в іменовані необхідно перемножити отримані результати на відповідні базові величини.

На осцилографі Scope можна спостерігати миттєві значення швидкості, струмів якоря та обмотки збудження, моменту двигуна.

У полі настроювання блока передаточної функції Transfer Fcn (рис. 3.2) задаються коефіцієнти чисельника і знаменника, які визначаються за параметрами двигуна. Порядок степеня в чисельнику не повинен перевищувати порядку степеня в знаменнику.

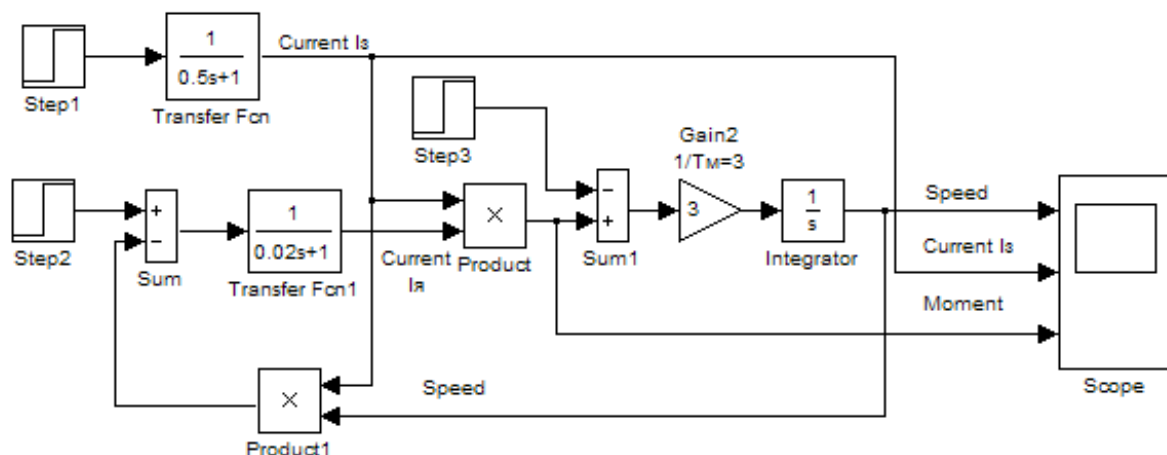
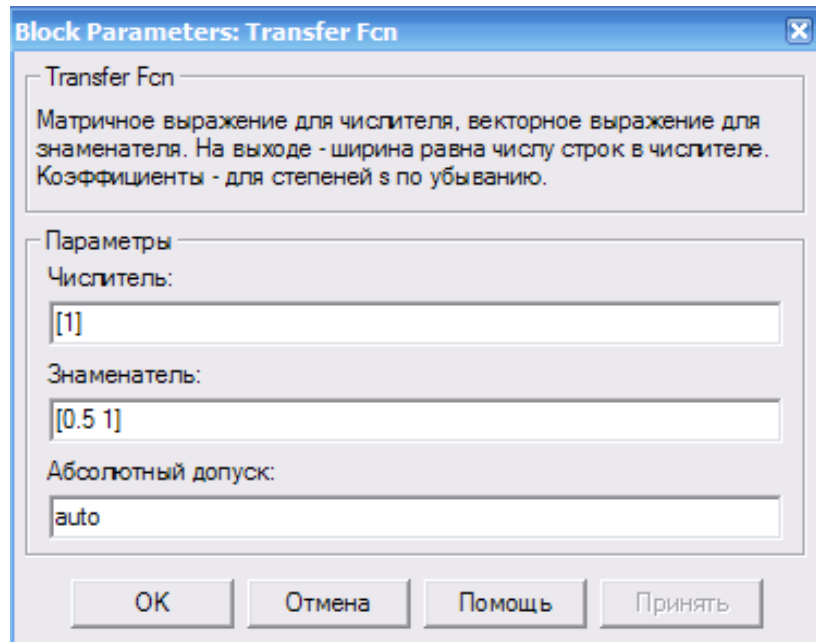


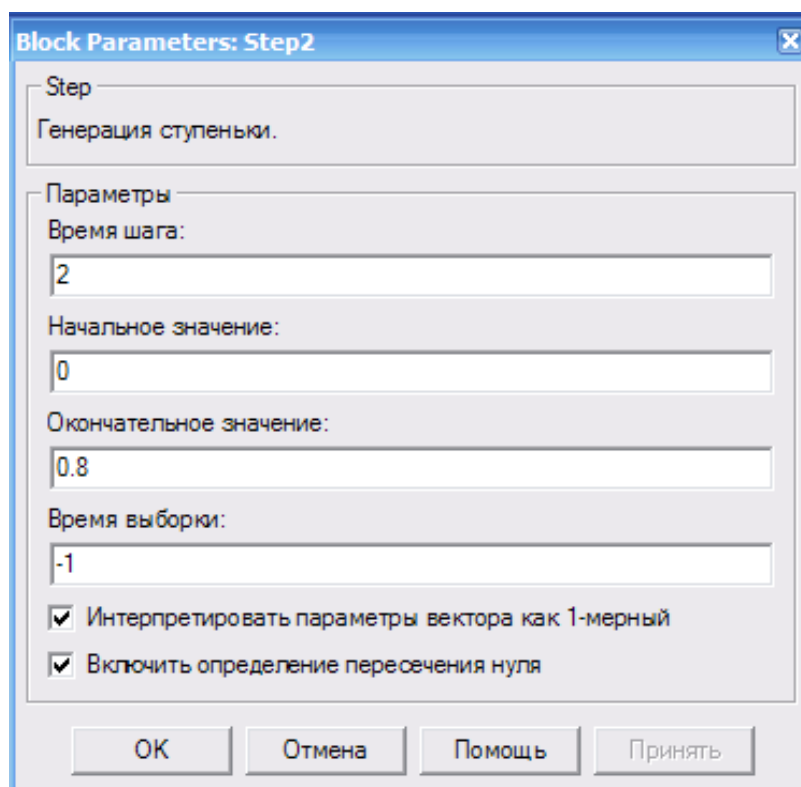
Рис. 3.1. Модель двигуна постійного струму незалежного збудження (позначення на схемі оператора Лапласа буквою  $s$  відповідає позначенню у тексті  $p$ )

Рис. 3.2. Вікно  
настроювання блока  
Transfer Fcn



У вікні настроювання блоків Step (рис. 3.3) задаються: Step time – час подачі сигналу; Initial value – початкове значення сигналу; Final value – кінцеве значення сигналу.

Рис. 3.3. Вікно  
настроювання  
блока Step



У полі настроювання блока Gain2 (рис. 3.4) задається тільки коефіцієнт підсилення. У полі настроювання інтегратора

(рис. 3.5) задають початковий стан відносної швидкості якоря двигуна.

Рис. 3.4. Вікно  
настроювання блока  
Gain2

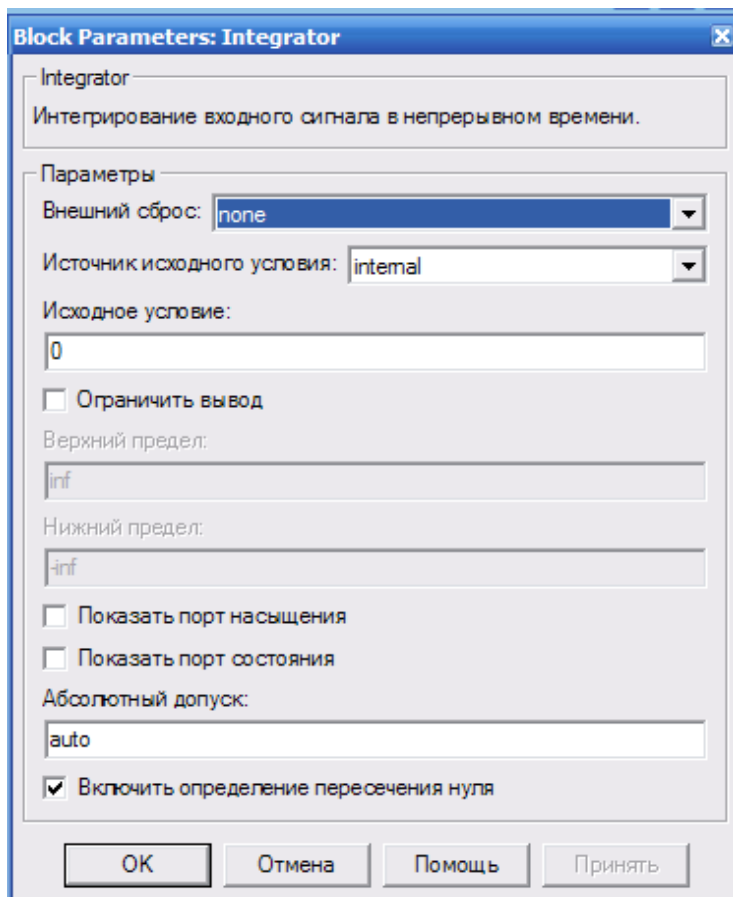
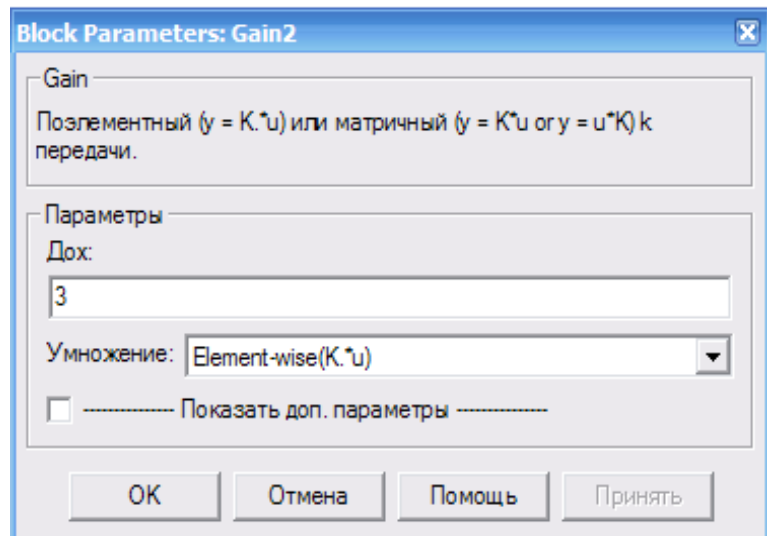
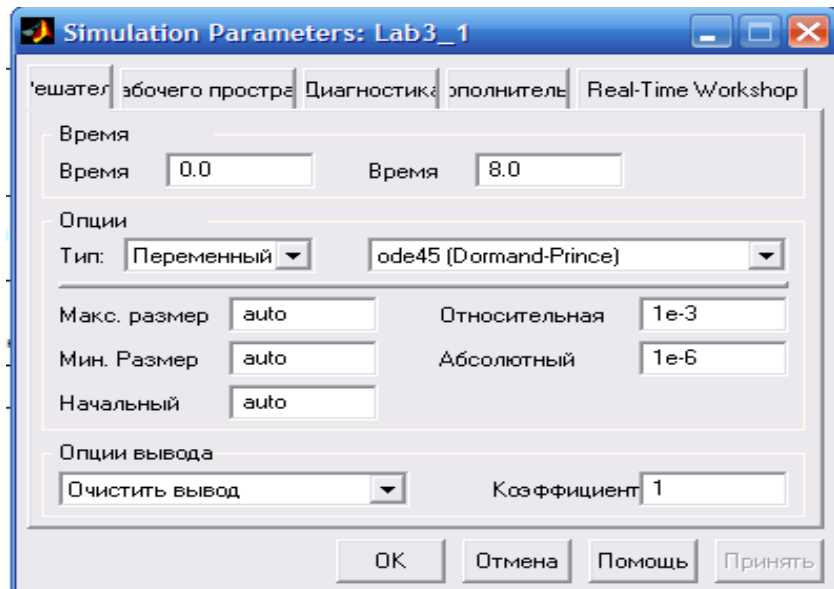


Рис. 3.5. Вікно  
настроювання блока  
Integrator

На рис. 3.6 наведено вікно настройки параметрів моделювання, а на рис. 3.7 – результати моделювання двигуна, керованого по колу якоря. Напряга по колу збудження подається

раніше для того, щоб до моменту подання напруги на якір і навантаження на двигун магнітний потік двигуна уже встановився. Час моделювання (рис. 3.6) прийнято рівним 8 с. Сигнал по керуванню (напруга якоря) величиною  $0.8U_H$  подається через 2 с, а збудження (навантаження) величиною  $0.2M_{к.з.д}$  – через 5 с від початку моделювання (рис. 3.7).

Рис. 3.6. Вікно  
настройки параметрів  
моделювання



В приводах постійного струму з ДПС НЗ інколи використовують так зване двозонне регулювання. В цьому випадку двигун регулюється і по колу якоря, і по колу збудження. Зазвичай таке керування розділене. По колу якоря при постійному магнітному потоці збудження керування здійснюють при великих моментах на валу, а керування по колу збудження – при малих моментах.

Для моделі (рис. 3.1) на рис. 3.9 наведені результати моделювання при двозонному регулюванні двигуна, коли при малих моментах необхідно отримати швидкість, більшу швидкості ідеального холостого ходу. Для цього в реальних системах зменшують магнітний потік двигуна (струм збудження). У вікні настройки кола збудження  $u_3^*$  (рис. 3.8), яке зображене на моделі блоком Step1 (рис 3.1) видно, що через 5 с після початку моделювання його магнітний потік зменшився в два рази, а швидкість зросла майже вдвічі (рис. 3.9). Момент навантаження

величиною  $0.05M_{к.з.д}$  разом з напругою на якір двигуна подані через 2 с після початку моделювання.

Рис. 3.7. Результати моделювання перехідних процесів ДПС НЗ при  $u_{я}^* = 1$ . Позначення параметрів зверху вниз: швидкість, струм збудження, момент двигуна

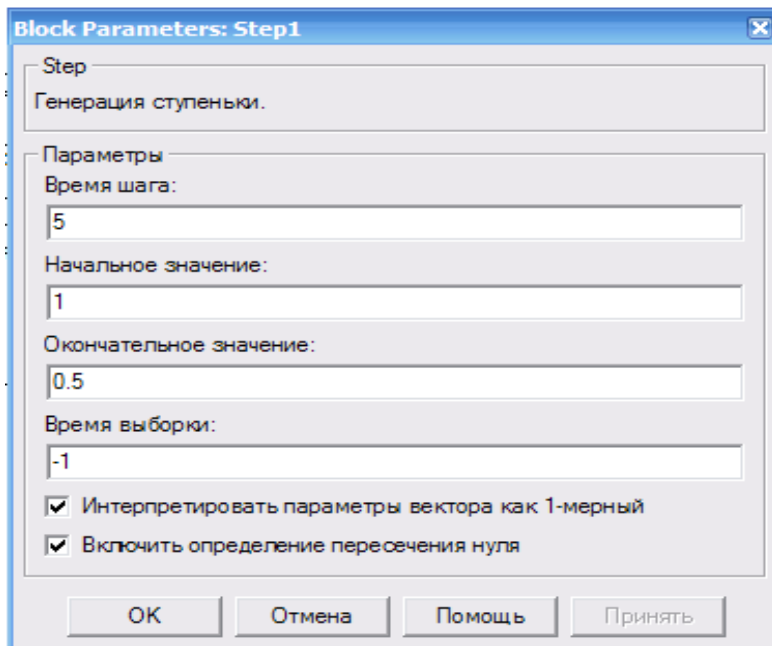
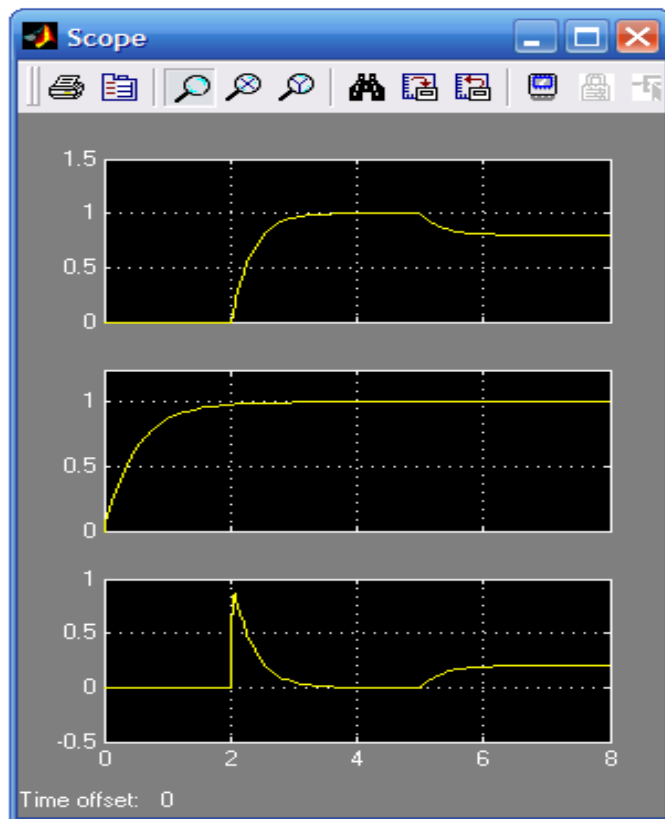
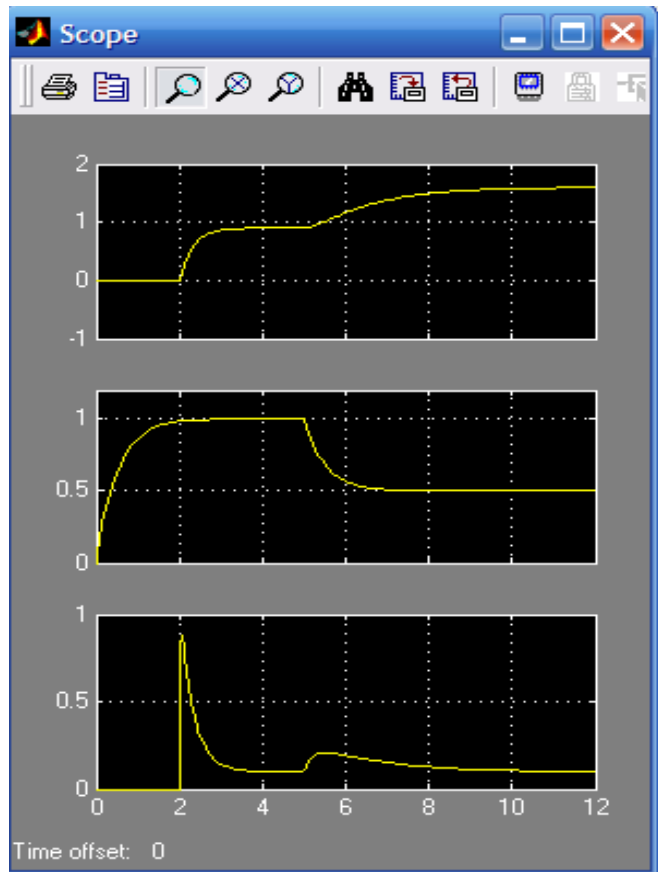


Рис. 3.8. Вікно настройки кола збудження

Рис. 3.9. Результати моделювання перехідних процесів ДПС НЗ при двозонному регулюванні. Позначення параметрів зверху вниз:

швидкість, струм збудження, момент двигуна



Графіки механічної характеристики двигуна в динамічному (при розгоні) і статичному режимах при напрузі на якорі  $u_{я}^* = 0,7$  і часі подання сигналу  $t_{II} = 2$  с можна одержати за допомогою моделі, зображеної на рис. 3.10.

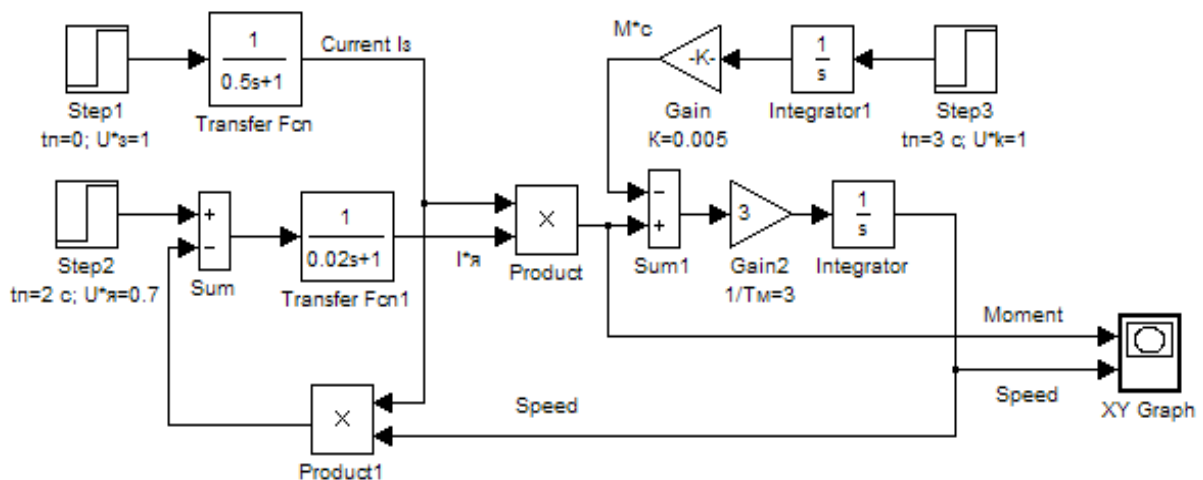


Рис. 3.10. Модель для отримання статичних механічних характеристик ДПС НЗ

В наведеній моделі момент навантаження  $m_c^*$  формується як інтеграл від постійного сигналу (блоки Step3, Gain та Integrator1 рис. 3.10). Для візуалізації механічної характеристик використаний блок XY Graph. Результати моделювання наведені на рис. 3.11. З рисунка видно, що двигун розганяється без навантаження до швидкості ідеального холостого ходу, по мірі збільшення навантаження швидкість спадає до нуля. Тут і далі на подібних рисунках зображено динамічну розгінну характеристику двигуна.

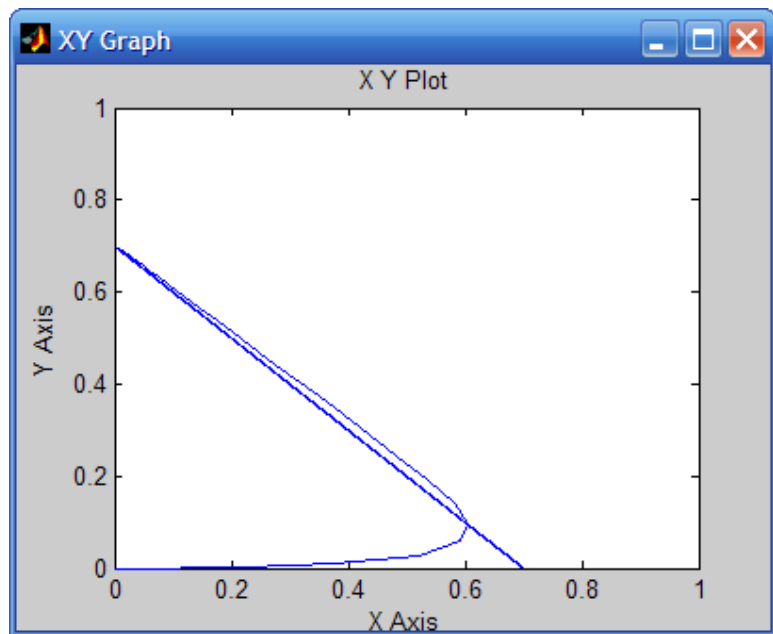


Рис. 3.11. Результати моделювання механічної характеристики (по осі абсцис відкладений момент, по осі ординат – швидкість)

Двигуни з незалежним збудження в більшості випадків працюють при номінальному збудженні. Для таких випадків модель двигуна значно спрощується (рис. 3.12).

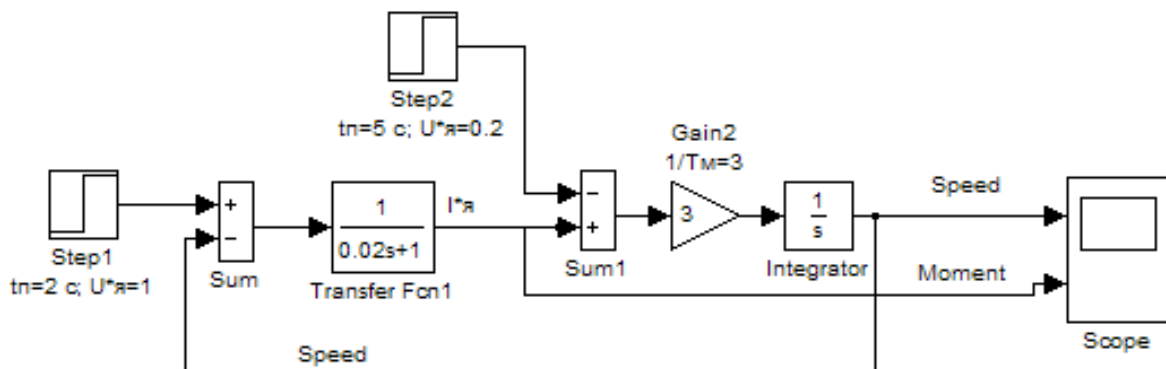


Рис. 3.12. Модель ДПС при номінальному магнітному потоці

У двигуна паралельного збудження обмотка якоря і обмотка збудження підключені паралельно до одного джерела живлення. Співвідношення між його параметрами описуються системою рівнянь (3.8). Моделі двигуна, які побудовані за вказаними рівняннями, наведені на рис. 3.13.

$$\left. \begin{aligned} u &= \frac{R_3}{k_\phi} (T_3 p + 1) k \Phi; \\ u &= R_\alpha (T_\alpha p + 1) i_\alpha + k \Phi \omega; \\ J \omega p &= i_\alpha k \Phi - m_c, \end{aligned} \right\} \quad (3.8)$$

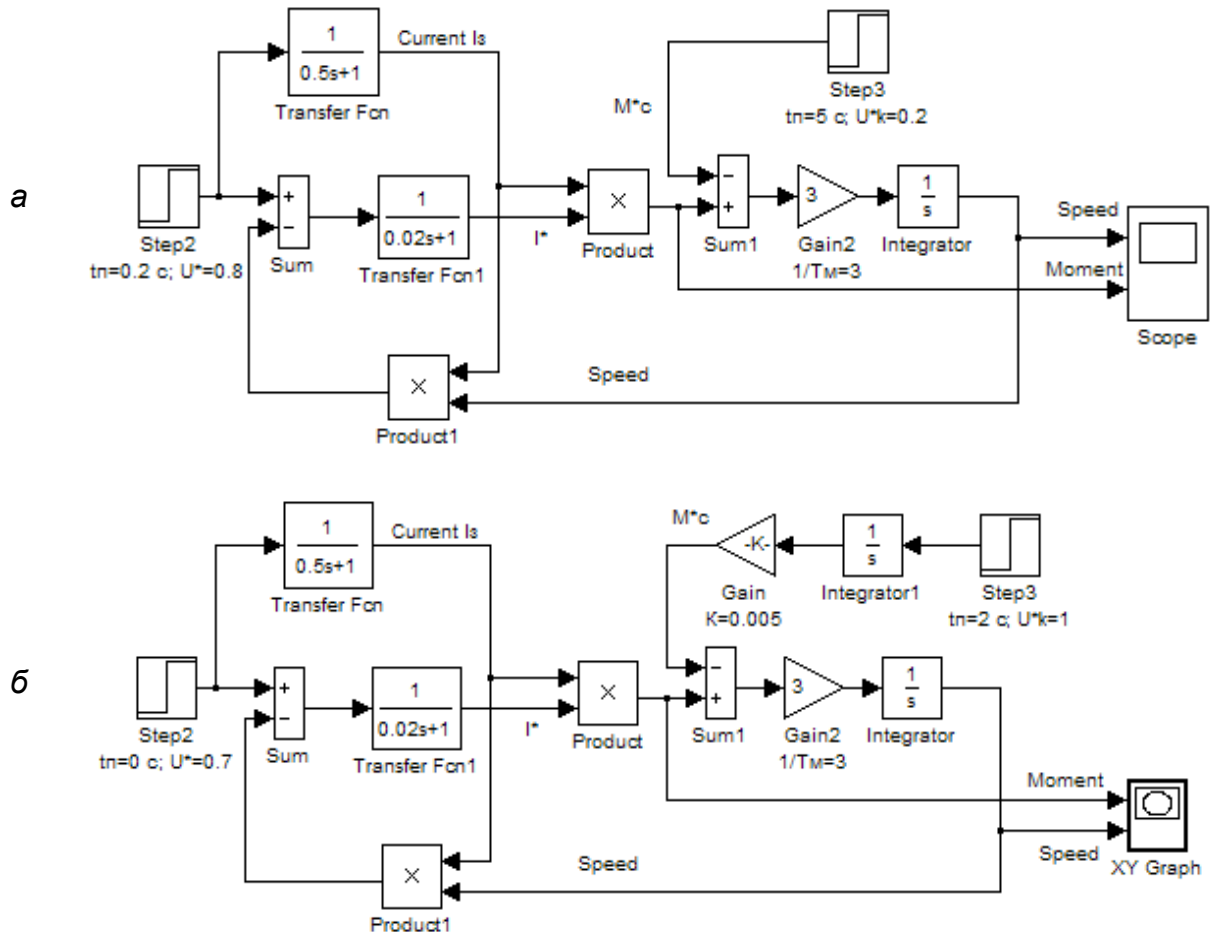


Рис. 3.13. Модель ДПС паралельного збудження для дослідження перехідних процесів (а) та отримання механічних характеристик (б)

Результати моделювання показують, що швидкість ідеального холостого ходу не залежить від напруги живлення і близька до природної, а пусковий момент залежить від квадрата напруги живлення (рис. 3.14 та 3.15).



Рис. 3.14. Графіки перехідних процесів, отримані на моделі за рис. 3.13, а при  $u_{Я}^* = 0,8$ :

вверху – швидкість; внизу –  
МОМЕНТ

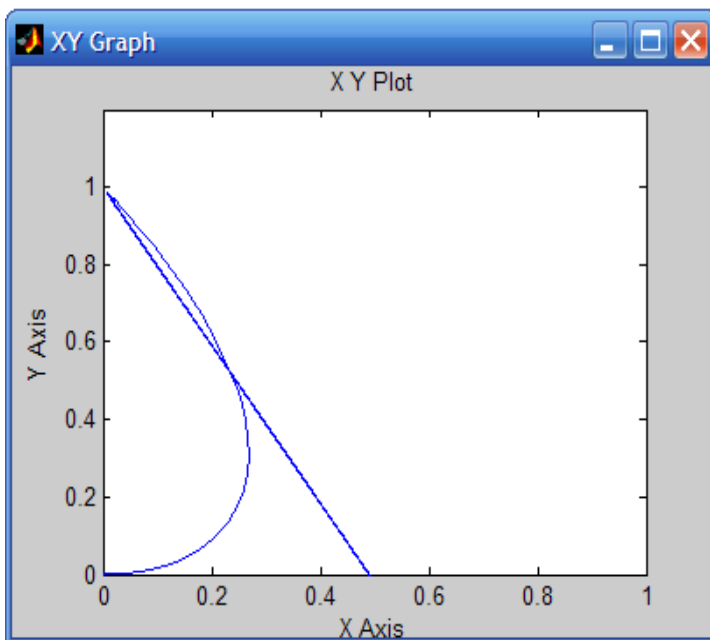
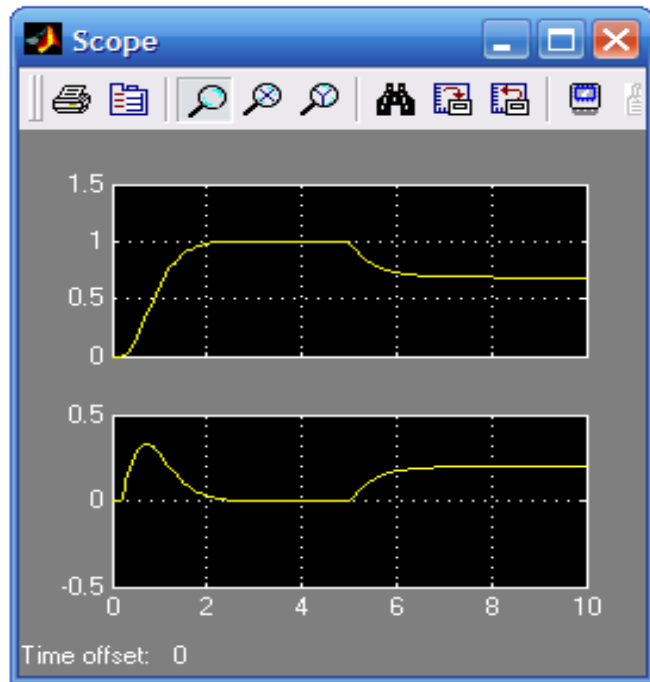


Рис. 3.15. Механічна характеристика ДПС паралельного збудження отримана на моделі за рис 3.13, б при  $u_{Я}^* = 0,7$ :

по осі абсцис – момент; по осі ординат – швидкість

Отримані результати пояснюються наступним.

Швидкість ідеального холостого ходу визначається прикладеною напругою до якірного кола і магнітним потоком, створеним обмоткою збудження  $\omega_0 = \frac{U_H}{k\Phi}$ . Поскільки коло якоря і обмотка збудження живляться від одного джерела, то зміна величини напруги приведе до відповідної зміни струму

збудження, тобто магнітного потоку. А оскільки ці величини знаходяться в чисельнику і знаменники, то значення дробу не зміниться.

В свою чергу, електромагнітний момент двигуна залежить від струму збудження і струму якоря:

$$M = k\Phi I_{к.з} = k\alpha I_3 I_{к.з} = k\alpha \frac{U}{r_3} \frac{U}{r_я} = AU^2, \quad (3.9)$$

де  $k, \alpha$  – коефіцієнти пропорційності;  $A$  – постійна величина.

Однак, слід зауважити, що наведені обґрунтування є справедливими для ненасиченої машини, коло магнітний потік змінюється пропорційно струму збудження.

### 3.1.2. Двигун постійного струму послідовного збудження

За системою рівнянь (3.10) та структурною схемою (рис. 3.16) для двигуна постійного струму послідовного збудження типу ДП-1 побудована структурна схема (рис. 3.19) та наведена її модель в системі MatLab (рис. 3.20).

На відміну від структурної схеми двигуна з незалежним збудженням (рис. 3.1) в двигунах послідовного збудження введено нелінійну ланку для кривої намагнічування двигуна  $k\Phi = f(i)$ .

$$\left. \begin{aligned} u &= (R_я + R_з)(T_E p + 1)i + \omega f(i); \\ J\omega p &= if(i) - m_c, \end{aligned} \right\} \quad (3.10)$$

де  $T_E = \frac{L_я + L_з}{R_я + R_з}$  – електромагнітна стала часу якорного кола;  $i$  – струм якорного кола.

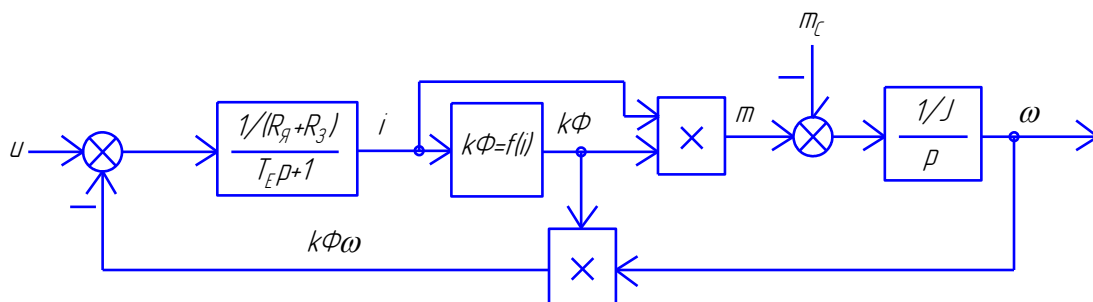


Рис. 3.16. Структурна схема двигуна постійного струму послідовного збудження

*Приклад 4.1.* Для двигуна постійного струму послідовного збудження типу ДП-21,  $P_H = 5,5$  кВт,  $U_H = 220$  В,  $R_{я_{20}} = 0,531$  Ом,  $R_{з_{20}} = 0,0275$  Ом,  $n_H = 1200$  об/хв,  $p_{II} = 2$ ,  $\eta_H = 0,76$ ,  $J = 0,125$  кг·м<sup>2</sup>,  $m = 190$  кг визначити параметри структурної схеми.

*Розв'язок.*

1. Номінальний струм двигуна:

$$I_H = \frac{P_H}{U_H \eta_H} = \frac{5500}{220 \cdot 0,76} = 33 \text{ А.}$$

2. Опори обмотки якоря і обмотки збудження, приведені до робочої температури 75 °С:

$$R_{я_{75}} = R_{я_{20}} \frac{235 + 75}{235 + t_1} = 0,531 \frac{235 + 75}{235 + 20} = 0,646 \text{ Ом;}$$

$$R_{з_{75}} = R_{з_{20}} \frac{235 + 75}{235 + t_1} = 0,0275 \frac{235 + 75}{235 + 20} = 0,033 \text{ Ом,}$$

де  $t_1$  – температура обмотки в холодному стані,  $t_1 = 20$  °С.

3. Провідність якірного кола:

$$\frac{1}{R_я + R_з} = \frac{1}{0,646 + 0,033} = 1,473 \text{ Ом}^{-1}.$$

4. Індуктивність обмотки якоря за рівнянням (3.3):

$$L_я \approx \frac{30 \cdot 220 \cdot 0,4}{3,14 \cdot 2 \cdot 1200 \cdot 33} = 0,011 \text{ Гн.}$$

5. Індуктивність обмотки збудження за рівнянням (3.4):

$$L_з \approx (2 \div 5) \frac{0,011 \cdot 0,0275}{0,531} = 0,0015 \text{ Гн.}$$

6. Електромагнітна постійна часу якірного кола:

$$T_E = \frac{L_я + L_з}{R_я + R_з} = \frac{0,011 + 0,0015}{0,646 + 0,033} = 0,018 \text{ с.}$$

7. Номінальна кутова швидкість якоря:

$$\omega_H = \frac{\pi n_H}{30} = \frac{3,14 \cdot 1200}{30} = 125,6 \text{ рад/с.}$$

8. Величина, обернена моменту інерції:

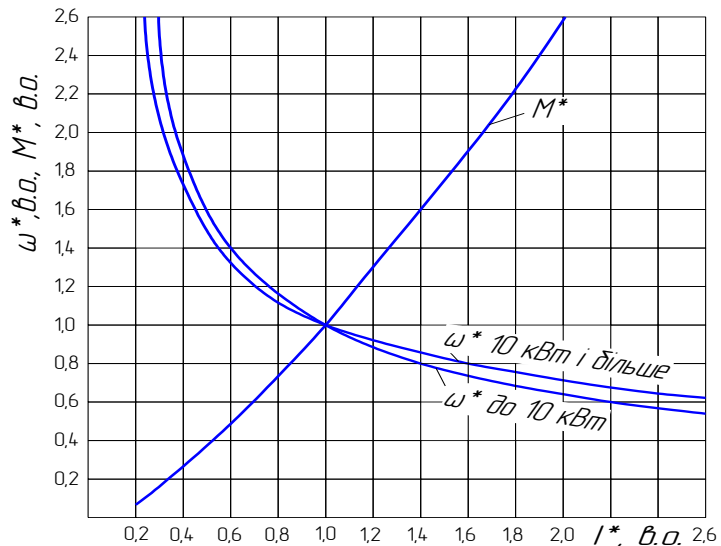
$$1/J = 1/0,125 = 8 \text{ 1/(кг·м}^2\text{)}.$$

9. За рівнянням (3.11) та універсальними характеристиками двигуна (рис. 3.17) розраховуємо криву намагнічування (табл. 3.1). За результатами розрахунку будуємо криву намагнічування (рис. 3.18) і визначаємо її аналітичну залежність.

$$e_{Я}^* = U_H^* - i^* R_{ДВ}^* = 1 - i^* R_{ДВ}^*, \quad (3.11)$$

де  $R_{ДВ}^* = R_{Я}^* + R_{З}^*$  – внутрішній опір двигуна, в.о.

Рис. 3.17. Універсальні характеристики двигунів постійного струму послідовного збудження типу МП і ДП



### 3.1. Розрахункові дані для побудови кривої намагнічування

$i$		$\omega$		$i(R_{Я}+R_{З})$	$e_{Я}=U_H-i(R_{Я}+R_{З})$	$e_{Я}/\omega$	
в.о.	А	в.о.	рад/с	В	В	В/(рад/с)	в.о.
0,3	9,9	2,28	286,4	5,5	214,5	0,749	0,428
0,4	13,2	1,75	219,8	6,8	213,2	0,970	0,554
0,6	19,8	1,28	160,8	11,1	208,9	1,299	0,742
0,8	26,4	1,10	138,2	14,7	205,3	1,486	0,849
1,0	33,0	1,00	125,6	18,4	201,6	1,605	0,917
1,2	39,6	0,92	115,6	22,1	197,9	1,712	0,978
1,6	52,8	0,81	101,7	29,5	190,5	1,873	1,070
2,0	66,0	0,72	90,4	36,9	183,1	2,025	1,157

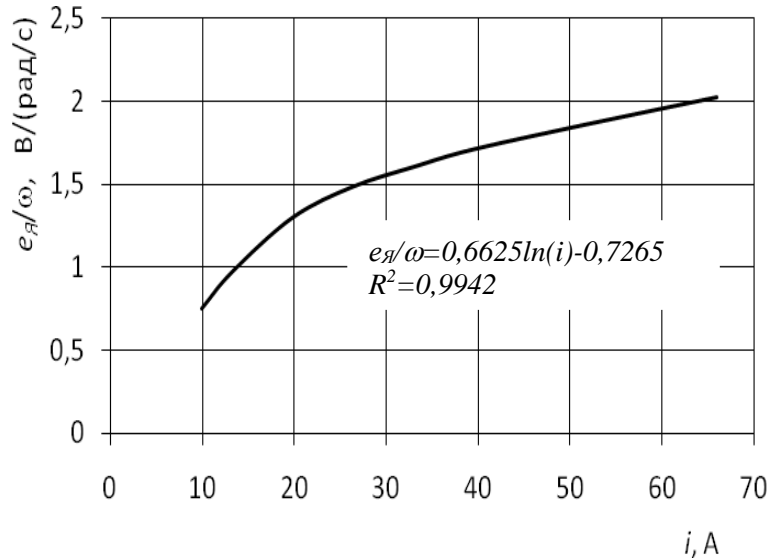


Рис. 3.18. Крива намагнічування ДПС послідовного збудження типу ДП-21:

$R^2$  – величина достовірності апроксимації

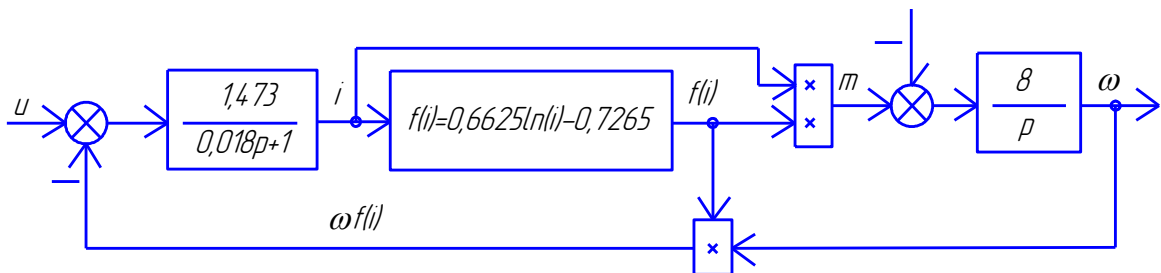


Рис. 3.19. Структурна схема ДПС типу ДП-21

В складі моделі є два нових блоки: блок завдання функції  $F_{cp}$  і блок обмеження *Saturation*.

Блок  $F_{cp}$  призначений для обчислення значення вихідного сигналу на основі вхідного  $i$  і задає вираз в стилі мови програмування C. В нашому випадку цей блок за аналітичною залежністю (рис. 3.18) визначає криву намагнічування. Вікно настройки блока  $F_{cp}$  наведено на рис. 3.21.

Блок *Saturation* виконує обмеження величини сигналу. Вихідний сигнал блока рівний вхідному, якщо його величина не виходить за межі обмеження. При досягненні вхідним сигналом рівня обмеження вихідний сигнал перестає змінюватися і залишається рівним пороговому. На рис. 3.22 наведено вікно

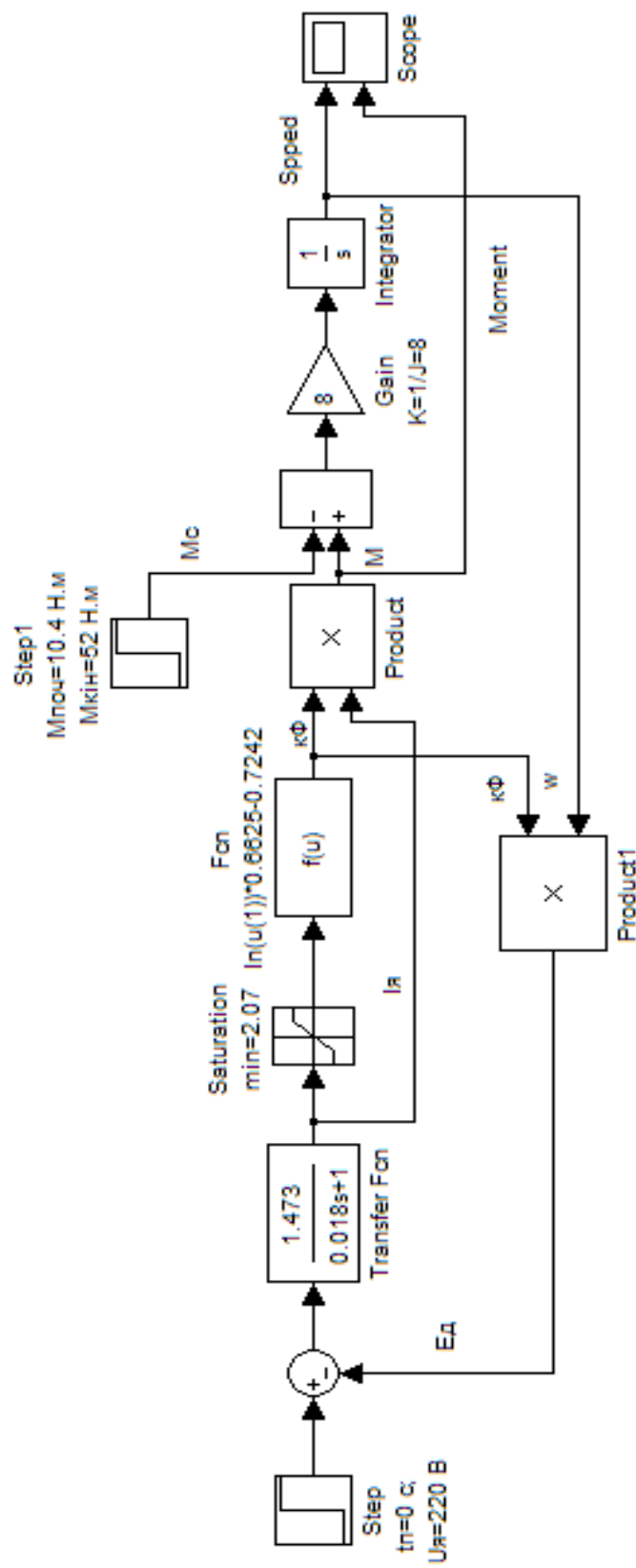
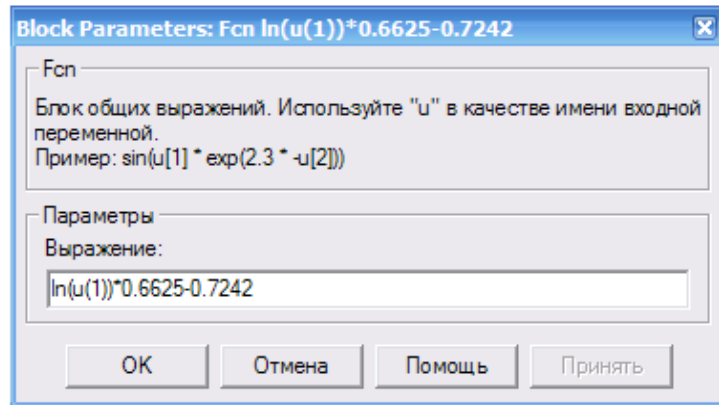


Рис. 3.20. Модель ДПС послідовного збудження для дослідження перехідних процесів

Рис. 3.21. Вікно настройки блока Fcn



настройки блока Saturation, в якому обмеження задано для нижнього рівня, щоб вихідний сигнал блока Fcn, тобто магнітний потік двигуна, не приймав від'ємних значень.

У полях настроювання Saturation задаються:

Upper limit – верхній поріг обмеження;

Lower limit – нижній поріг обмеження.

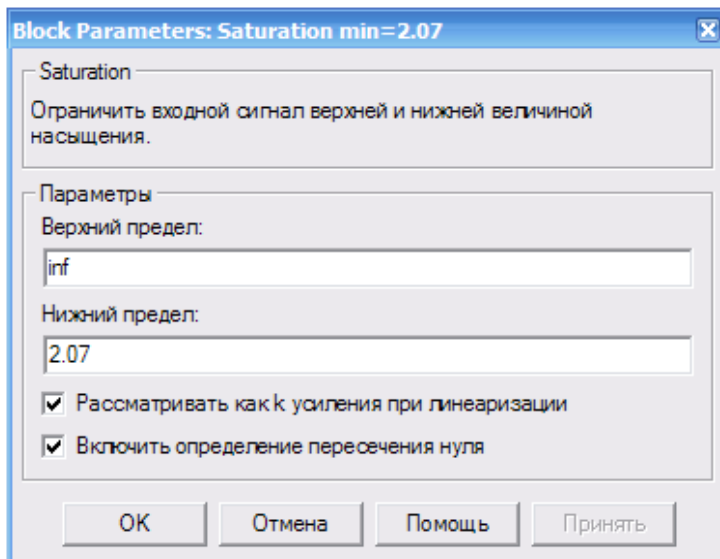


Рис. 3.22. Вікно настройки блока Saturation

Блок Step1 задає момент опору робочої машини в іменованих одиницях. У вікні настройки на рис. 3.23 на початку моделювання величина  $M_C$  задана на рівні 20% від номінального значення, а через 3 с зростає до номінального  $M_{C,НОМ} = 52$  Н·м. Таким чином виконана умова роботи ДПС послідовного збудження з мінімальним навантаження не менше  $0,2M_{C,НОМ}$ .

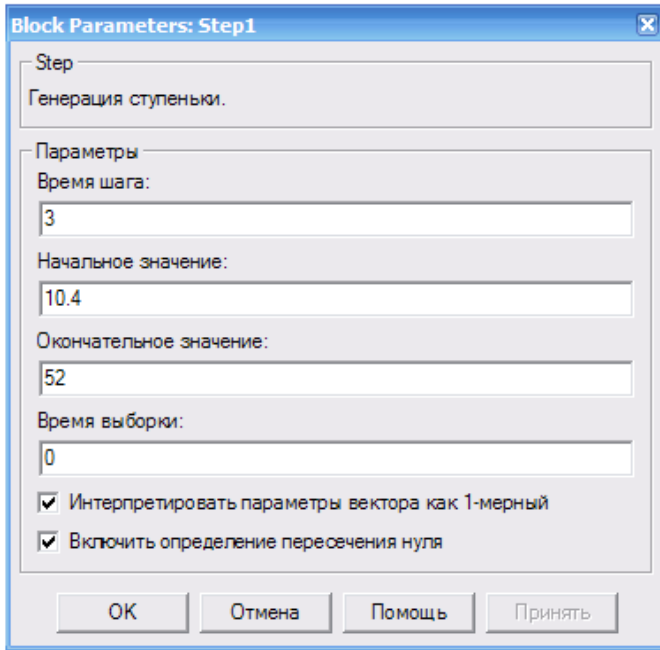
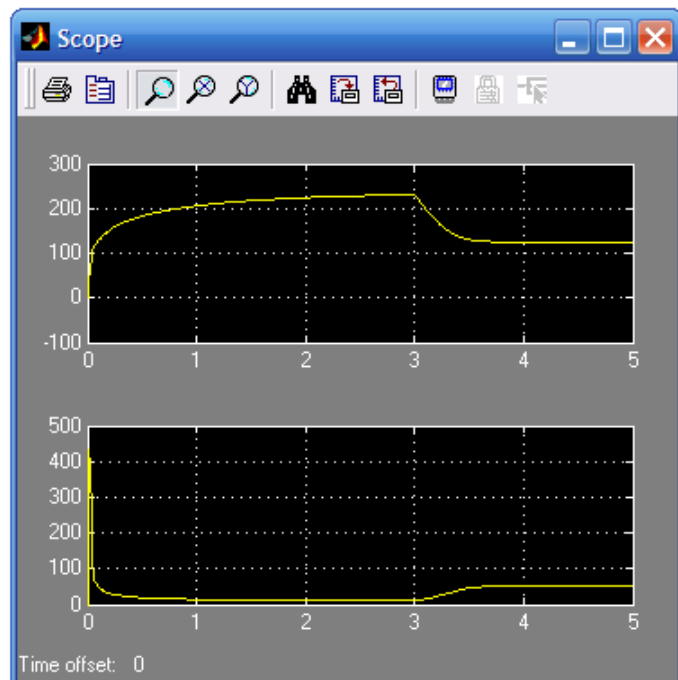


Рис. 3.23. Вікно настройки блока Step1

Результати моделювання, наведені на рис. 3.24, показують, що двигун при навантаженні  $0,2M_{с.ном}$  розганяється до швидкості  $\omega = 230$  рад/с, а через 3 с під дією номінального навантаження ( $M_{ном} = 52$  Н·м) швидкість спадає до номінальної  $\omega_{ном} = 125,6$  рад/с.

Рис. 3.24. Графіки перехідних процесів швидкості (верхня крива) і моменту (нижня крива) двигуна послідовного збудження





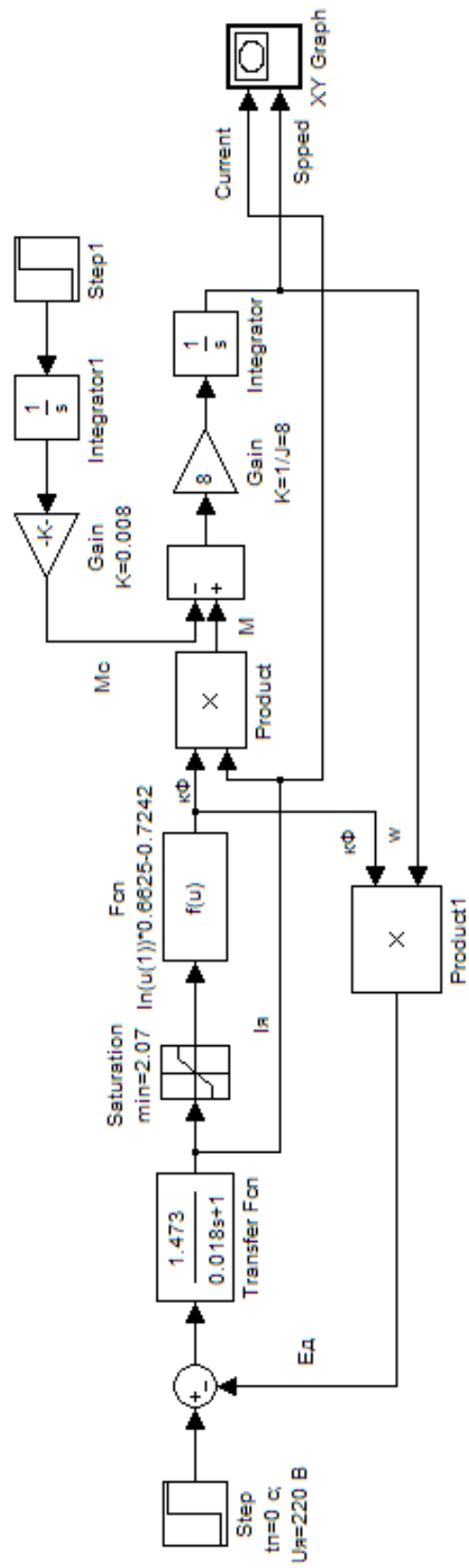


Рис. 3.25. Модель ДПС послідовного збудження для дослідження електромеханічної характеристики

Аналіз перехідних процесів (рис. 3.14 та 3.24) свідчить, що пусковий момент двигуна послідовного збудження значно перевищує пусковий момент двигуна незалежного чи паралельного збудження. Через це двигуни послідовного збудження широко застосовують в тягових і кранових електроприводах.

Для дослідження електромеханічної характеристики ДПС ПЗ пропонується модель (рис. 3.25), подібна до раніше описаних моделей ДПС НЗ. На рис. 3.26 наведено вікно настройки блока, який визначає величину навантаження. Результати моделювання наведені на рис. 3.27. Електромеханічна (механічна) характеристика двигуна є нелінійною. При малому навантаженні вона дуже м'яка, а при великому навантаженні досить жорстка.

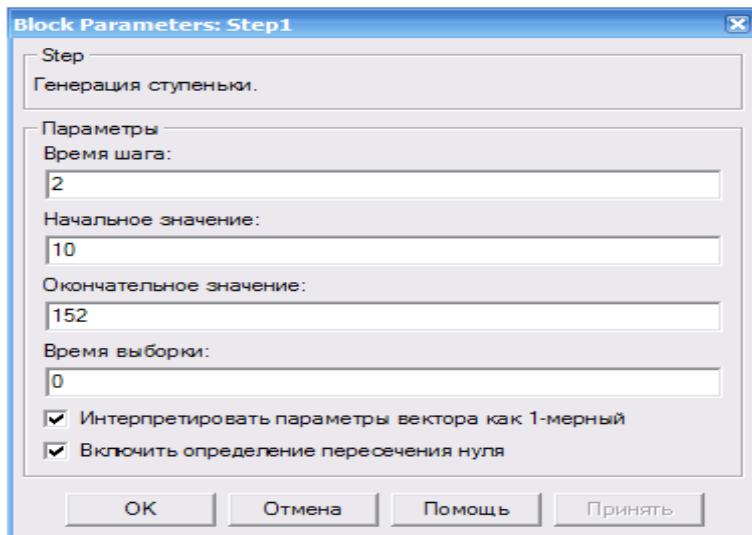
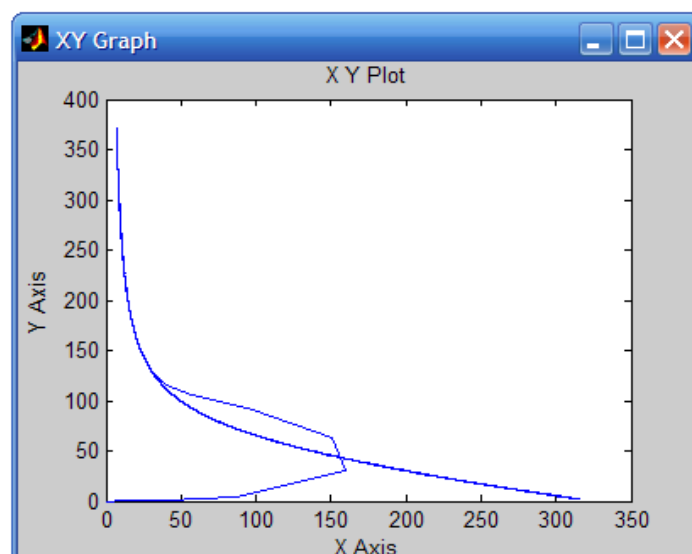


Рис. 3.26. Вікно настройки блока Step1

Рис. 3.27. Природна електромеханічна характеристика ДПС послідовного збудження: по осі абсцис струм, А; по осі ординат – швидкість, рад/с



### 3.1.3. Двигун постійного струму змішаного збудження

За системою рівнянь (3.12) та структурною схемою (рис. 3.28) на рис. 3.29 та 3.30 наведені моделі двигуна змішаного збудження марки ДП-12 ( $P_H = 3$  кВт,  $n_H = 1160$  об/хв.,  $\omega_{0.ПР}^* = 1,45$  в.о.,  $T_{OЗН} = 0,03$  с,  $T_E = 0,14$  с,  $T_M = 0,49$  с,  $R_{Я}^* = 0,138$  в.о.,  $R_{OЗПc}^* = 0,013$  в.о.).

$$\left. \begin{aligned} u^* &= (R_{Я}^* + R_{OЗПc}^*)(T_E p + 1)i_{Я}^* + f(i_{Я}^*)\omega^*; \\ T_M \omega^* p &= \frac{f(i_{Я}^*)}{1 - (R_{Я}^* + R_{OЗПc}^*)} i_{Я}^* - m_c^*. \end{aligned} \right\} \quad (3.12)$$

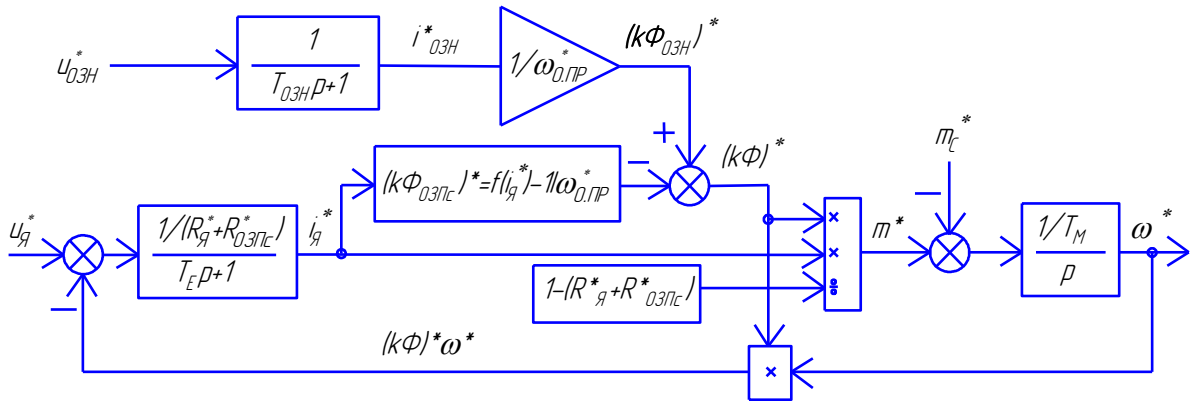


Рис. 3.28. Структурна схема двигуна постійного струму змішаного збудження у відносних одиницях при величині струму обмотки незалежного збудження, відмінному від номінального

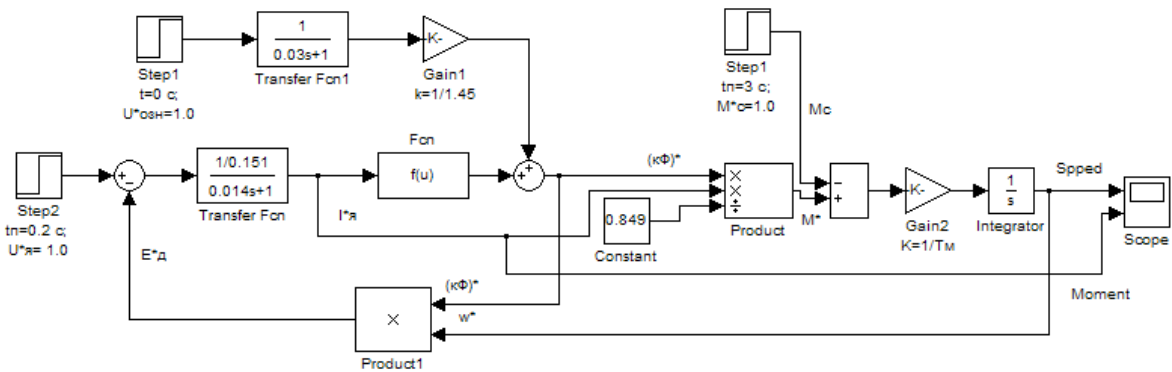


Рис. 3.29. Модель ДПС змішаного збудження марки ДП-12 для дослідження перехідних процесів

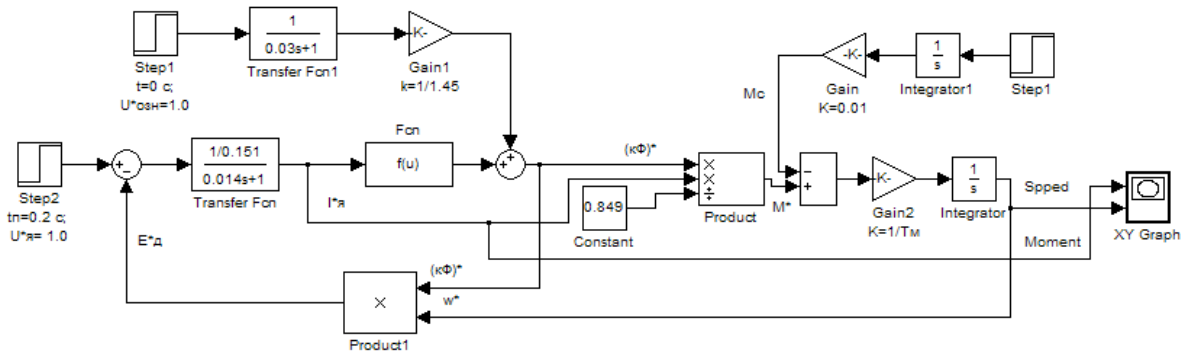
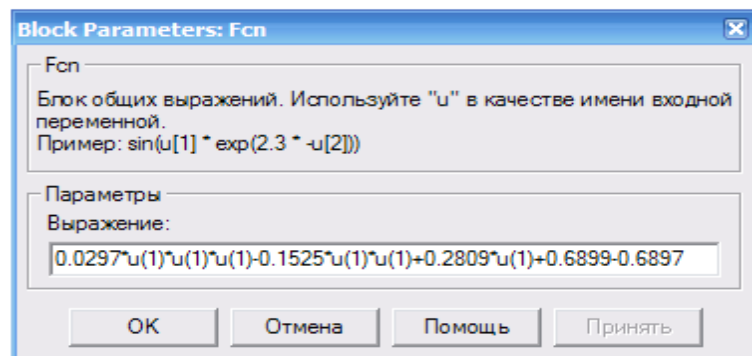


Рис. 3.30. Моделі ДПС змішаного збудження марки ДП-12 для дослідження механічних характеристик

Вікно настройки блока завдання функції Fcn наведено на рис. 3.31. В блоці задана аналітична залежність магнітного потоку послідовної обмотки збудження від струму, яка отримана на основі універсальних характеристик двигуна змішаного струму налогічно як і для двигуна послідовного збудження:

$$\begin{aligned}
 (k\Phi_{Oznc})^* &= f(i_{\text{я}}^*) - 1/\omega_{0,IP}^* = \\
 &= 0,0297(i_{\text{я}}^*)^3 - 0,1525(i_{\text{я}}^*)^2 + 0,2809i_{\text{я}}^* + 0,6899 - 1/1,45 \cdot
 \end{aligned}
 \quad (3.13)$$

Рис. 3.31. Вікно настройки параметрів блока Fcn



Результати моделювання наведені на рис. 3.36 та 3.37.

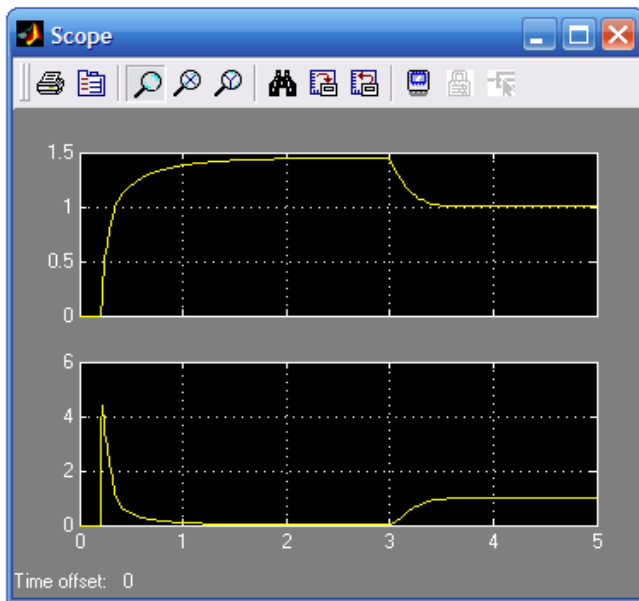
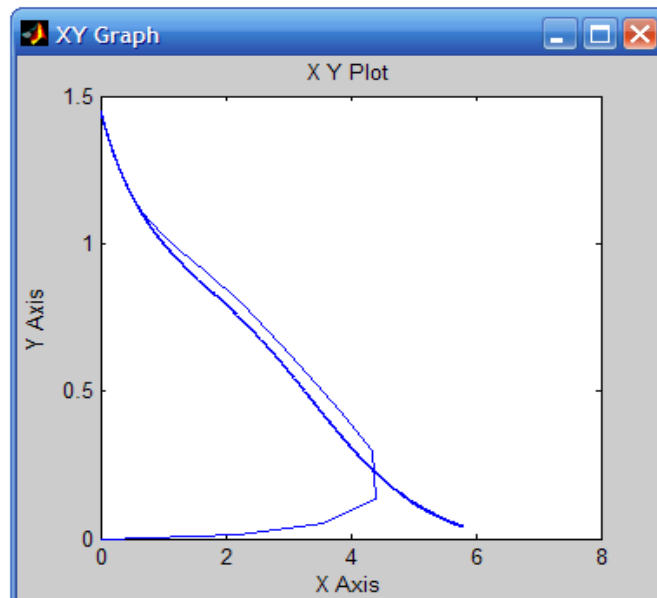


Рис. 3.36. Графіки перехідних процесів в ДПС змішаного збудження при пуску і накиду навантаження:  
вверху – швидкості, внизу – моменту

Рис. 3.37. Механічна характеристика ДПС змішаного збудження:  
по осі абсцис – момент,  
по осі ординат – швидкість



### 3.1.4. Віртуальні моделі двигунів постійного струму

В попередніх розділах розглянуті моделі двигунів, отримані за системами рівнянь чи структурними схемами. Бібліотека MatLab дозволяє створювати також і віртуальні моделі. Такі моделі доцільно використовувати при дослідженні електромагнітних і енергетичних характеристик.

Віртуальна модель двигуна постійного струму незалежного збудження наведена на рис. 3.38.

Модель має джерела постійного струму (V1 – для живлення якоря, V2 – для живлення обмотки збудження) із бібліотеки Power System Blockset/Electrical Sources, блок Moment для завдання моменту навантаження (блок Constant із бібліотеки Simulink/Sources), двигун постійного струму (блок DC Machine 1 із бібліотеки Power System Blockset/Machines), блок для вимірювання змінних величин двигуна Display та осцилограф Scope для візуального спостереження перехідних процесів.

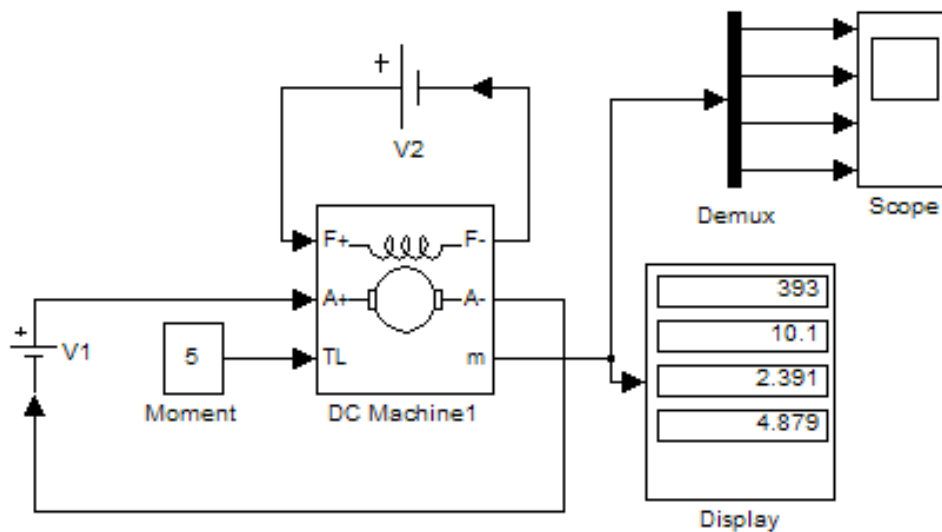


Рис. 3.38. Віртуальна модель двигуна постійного струму незалежного збудження

Ланки якоря та обмотки збудження видно із графічного зображення блока двигуна (рис. 3.38). На вхід TL подається момент навантаження  $m_c$ . Вихід m призначений для вимірювання і спостереження змінних величин двигуна в такій послідовності: кутова швидкість (рад/с), струм якоря (А), струм збудження (А), електромагнітний момент (Н·м).

У полях налаштування двигуна (рис. 3.39) задаються:

Armature resistance and inductance [Ra (Ohms), La (H)] – параметри обмотки якоря Ra (Ом), La (Гн);

Field resistance and inductance [Rf (Ohms), Lf (H)] – параметри обмотки збудження – Rf (Ом), Lf (Гн);

Field-armature mutual inductance  $L_{af}$  (H) – взаємна індукція між обмотками збудження та якоря  $L_{af}$  (Гн);

Total inertia  $J$  ( $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ ) – зведений момент інерції привода  $J$  ( $\text{кг}\cdot\text{м}^2$ );

Viscous friction coefficient  $B_m$  (N.m.s) – коефіцієнт в'язкого тертя  $B_m$  (Н·м·с);

Coulomb friction torque  $T_f$  (N.m) – коефіцієнт сухого тертя  $T_f$  (Н·м);

Initial speed (rad/s) – початкова швидкість  $\omega$  (рад/с).

Рис. 3.39. Вікно настроювання параметрів двигуна постійного струму

Block Parameters: DC Machine1

DC machine (mask) (link)

This block implements a separately excited DC machine. Access is provided to the field connections so that the machine can be used as a shunt-connected or a series-connected DC machine.

Input 1 and output 1 : positive and negative amature terminals  
Input 2 and output 2 : positive and negative field terminals  
Input 3 : Load torque  
Output 3 : Simulink measurement output [ w la lf Te ]

Параметры

Amature resistance and inductance [Ra (ohms) La (H)]  
[ 2.52 0.048]

Field resistance and inductance [Rf (ohms) Lf (H)]  
[ 92 120]

Field-armature mutual inductance Laf (H) :  
0.207

Total inertia J ( $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ )  
0.01

Viscous friction coefficient  $B_m$  (N.m.s)  
0

Coulomb friction torque  $T_f$  (N.m)  
0

Initial speed (rad/s) :  
0

OK Отмена Помощь Принять

Параметри двигуна беруть з каталогу на машину та розраховують за рівняннями:

- номінальний струм збудження:

$$I_{3.HOM} = \frac{U_{3.HOM}}{R_3}; \quad (3.14)$$

- номінальний електромагнітний момент:

$$M_{HOM} = \frac{P_{HOM}}{\omega_{HOM}} = \frac{30P_{HOM}}{\pi \cdot n_{HOM}}; \quad (3.15)$$

- номінальний струм якоря двигуна:

а) незалежного збудження

$$I_{Я.HOM} = \frac{P_{HOM}}{U_{Я.HOM} \eta_{HOM}}; \quad (3.16)$$

б) паралельного збудження

$$I_{Я.HOM} = \frac{P_{HOM}}{U_{Я.HOM} \eta_{HOM}} - I_{3.HOM}. \quad (3.17)$$

- взаємна індукція між обмоткою збудження та обмоткою якоря:

$$L_{af} = \frac{M_{HOM}}{I_{Я.HOM} I_{3.HOM}}. \quad (3.18)$$

Індуктивність обмоток якоря і збудження та момент інерції двигуна загального виконання визначають за виразами (3.3), (3.4) і (3.5).

Коефіцієнт сухого тертя  $T_f$  та коефіцієнт в'язкого тертя  $B_m$  визначають, виходячи із наступного. Механічні втрати у двигуні загального виконання визначають:

$$\Delta P_{MEX} = (0,005...0,02)P_{HOM} = T_f \omega_{HOM} + B_m \omega_{HOM}^2. \quad (3.19)$$

Втрати в двигуні на тертя і вентиляційні втрати приблизно рівні. Тоді можна записати:

$$T_f = \frac{\Delta P_{MEX}}{2\omega_{HOM}}; \quad B_m = \frac{\Delta P_{MEX}}{2\omega_{HOM}^2}. \quad (3.20)$$

Графіки перехідних процесів при дослідженні ДПС НЗ наведені на рис. 3.40.

За аналогією з віртуальною моделлю ДПС НЗ (рис. 3.38) на рис. 3.41 наведена віртуальна модель двигуна постійного струму паралельного збудження.



Рис. 3.40. Графіки переходних процесів ДПС незалежного збудження на віртуальній моделі. Зверху вниз: швидкість, рад/с; струм якоря, А; струм збудження, А; електромагнітний момент, Н·м

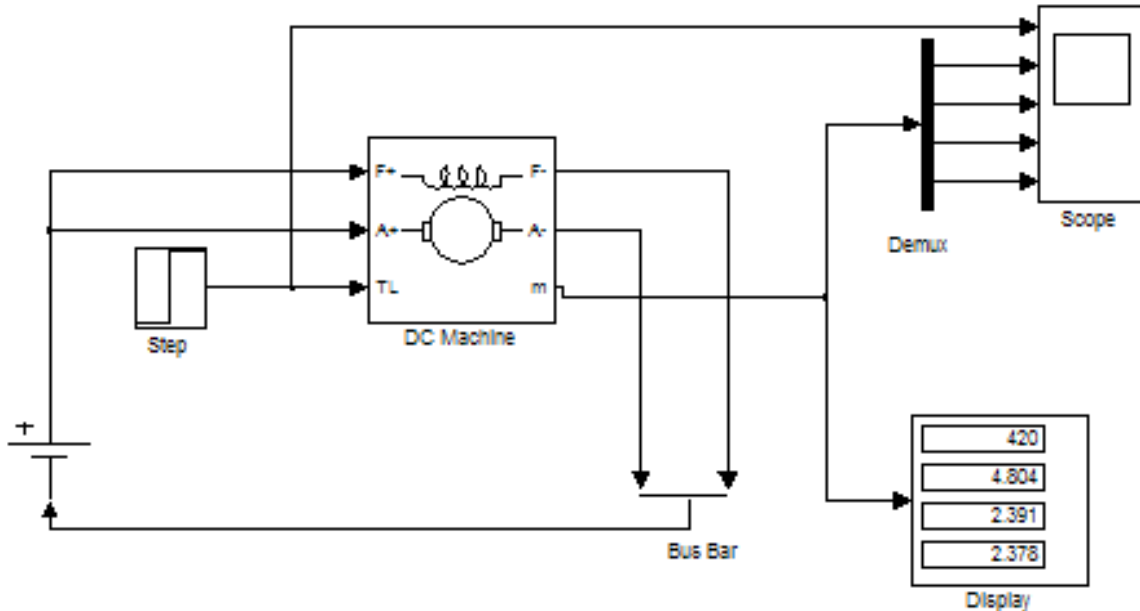
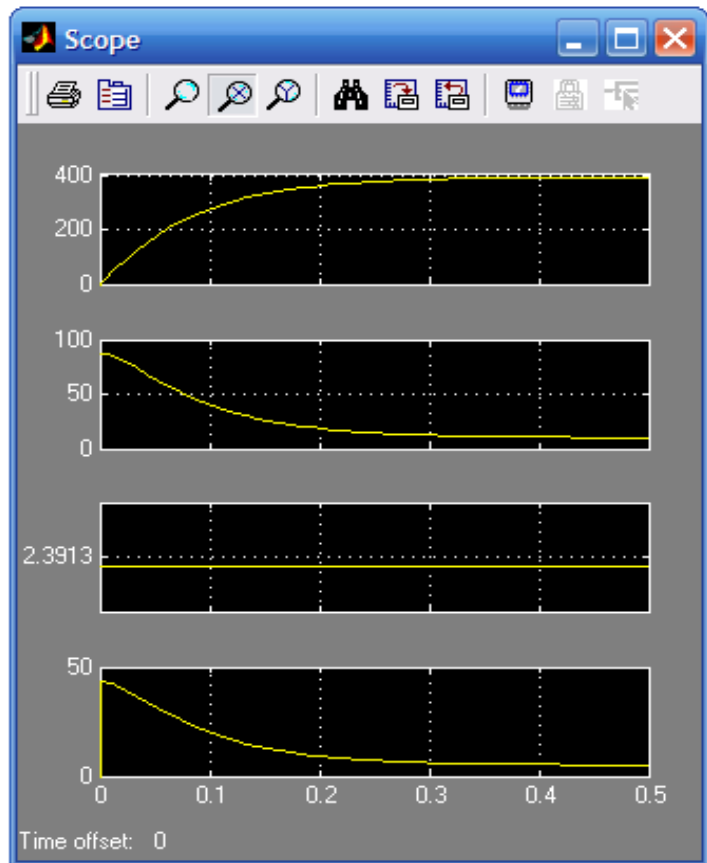


Рис. 3.41. Віртуальна модель двигуна постійного струму паралельного збудження

Модель має одне джерело живлення, до якого паралельно підключені обмотка якоря та обмотка збудження. Блок Bus Bar

об'єднує дві вхідні лінії зв'язку в одну, у вікні настроювання цього блока задають кількість входів і виходів (рис. 3.42).

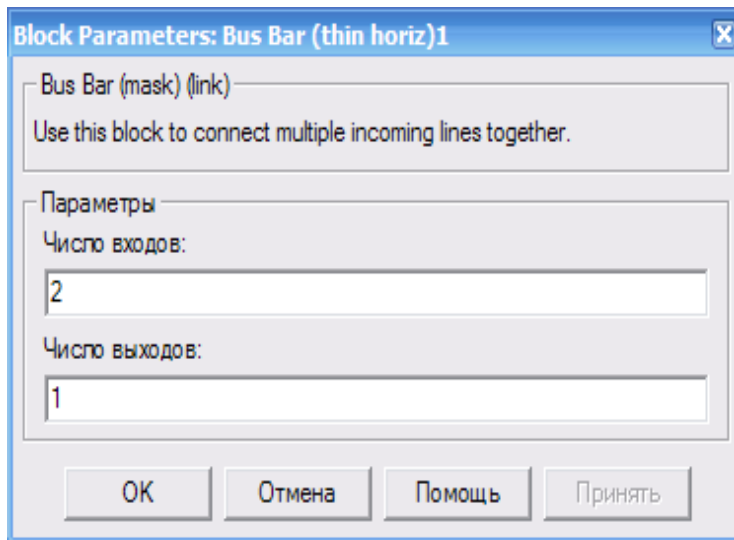
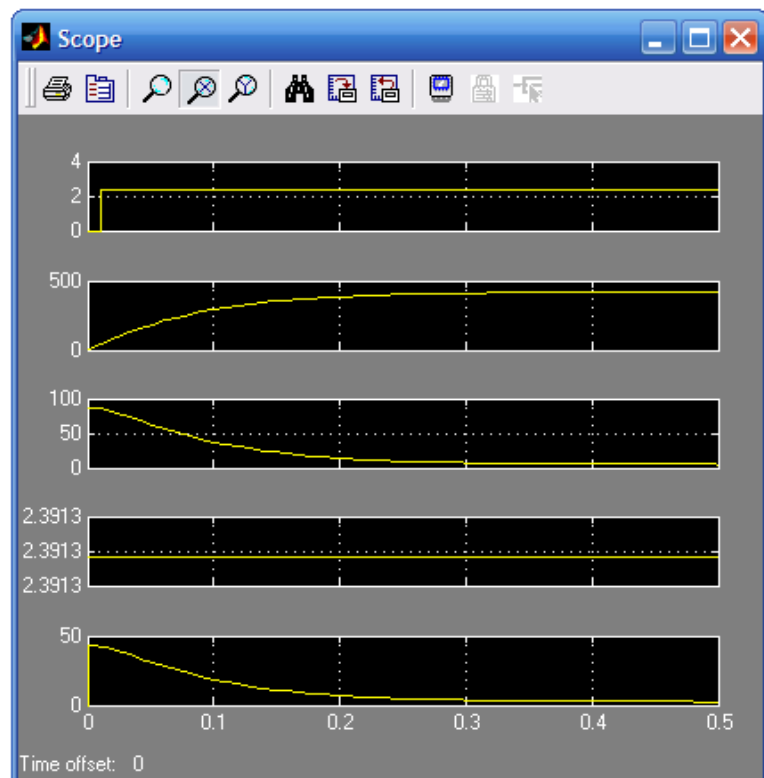


Рис. 3.42. Вікно настроювання блока Bus Bar

При дослідженні параметри двигуна задають аналогічно попередній моделі. Результати досліджень наведені на рис. 3.43.

Рис. 3.43. Графіки перехідних процесів ДПС паралельного збудження на віртуальній моделі. Зверху вниз:

навантаження, Н·м; швидкість, рад/с; струм якоря, А; струм збудження, А; електромагнітний момент, Н·м



Характеристики двигуна постійного струму послідовного збудження досліджують на віртуальній моделі установки,

показаній на рис. 3.44. Модель включає джерело постійного струму  $V$ , блок Step для завдання моменту навантаження, двигун постійного струму DC Machine 1, блок для вимірювання змінних параметрів двигуна Display, блок Scope для візуального спостереження за параметрами двигуна.

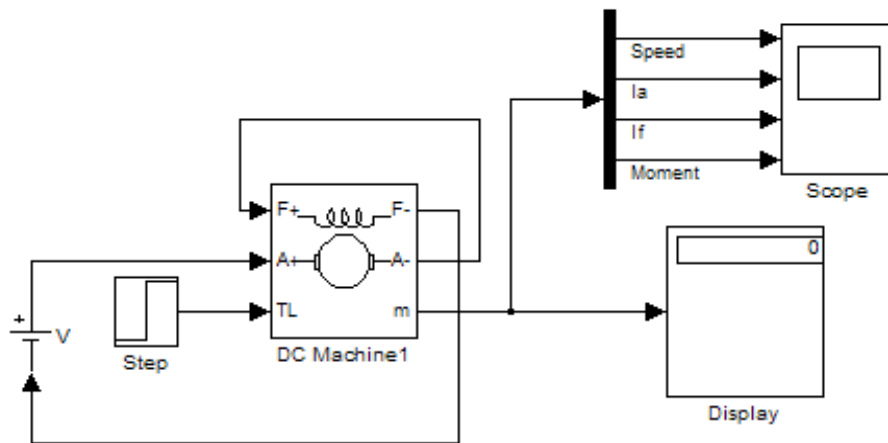


Рис. 3.44. Віртуальна модель двигуна постійного струму послідовного збудження

Вікна налаштувань блоків віртуальної моделі наведені на рис. 3.45–3.47. Вікно налаштування параметрів двигуна аналогічне, наведеному на рис 3.39. Результати досліджень ДПС послідовного збудження наведені на рис. 3.48.

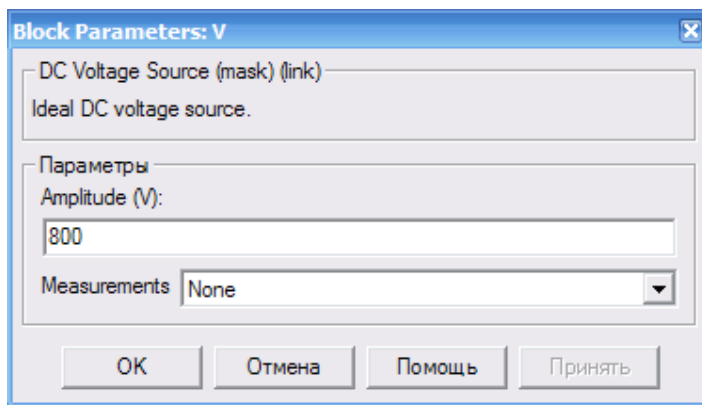


Рис. 3.45. Вікно налаштування джерела постійного струму

Рис. 3.46. Вікно настроювання параметрів моделювання

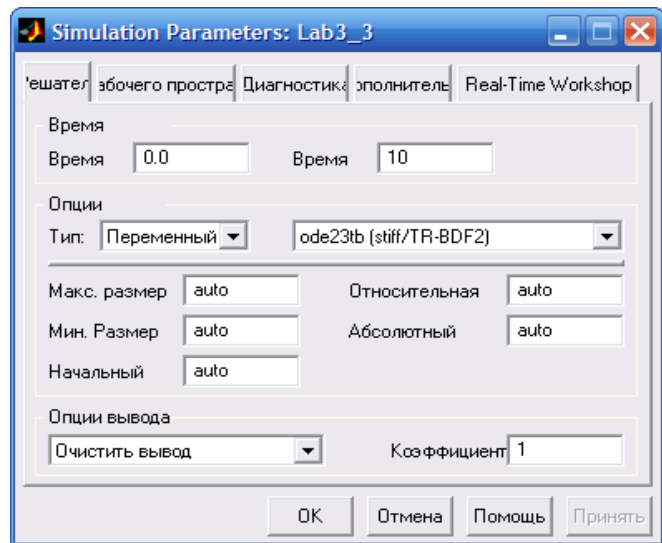
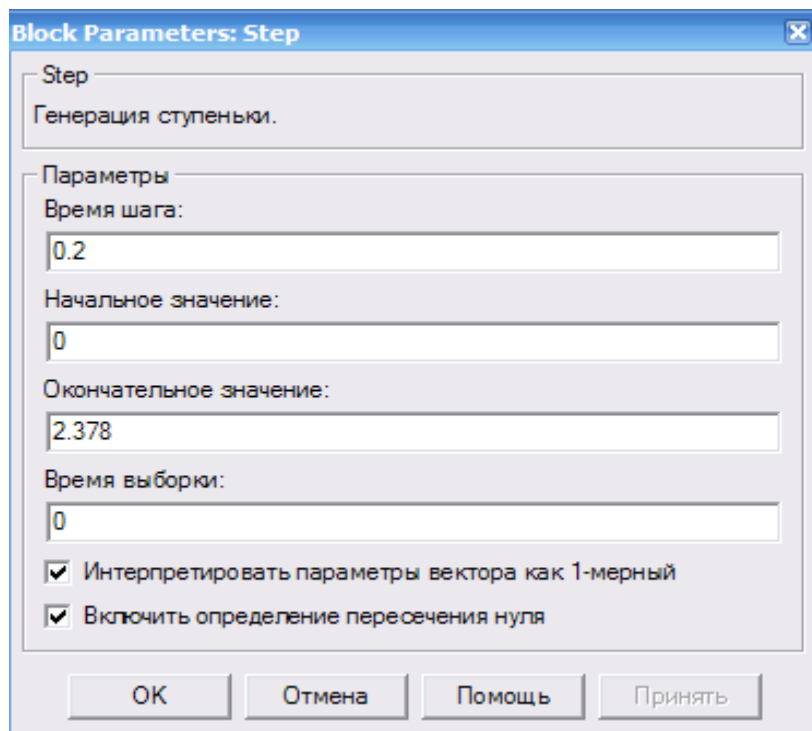


Рис. 3.47. Вікно настроювання блока Step



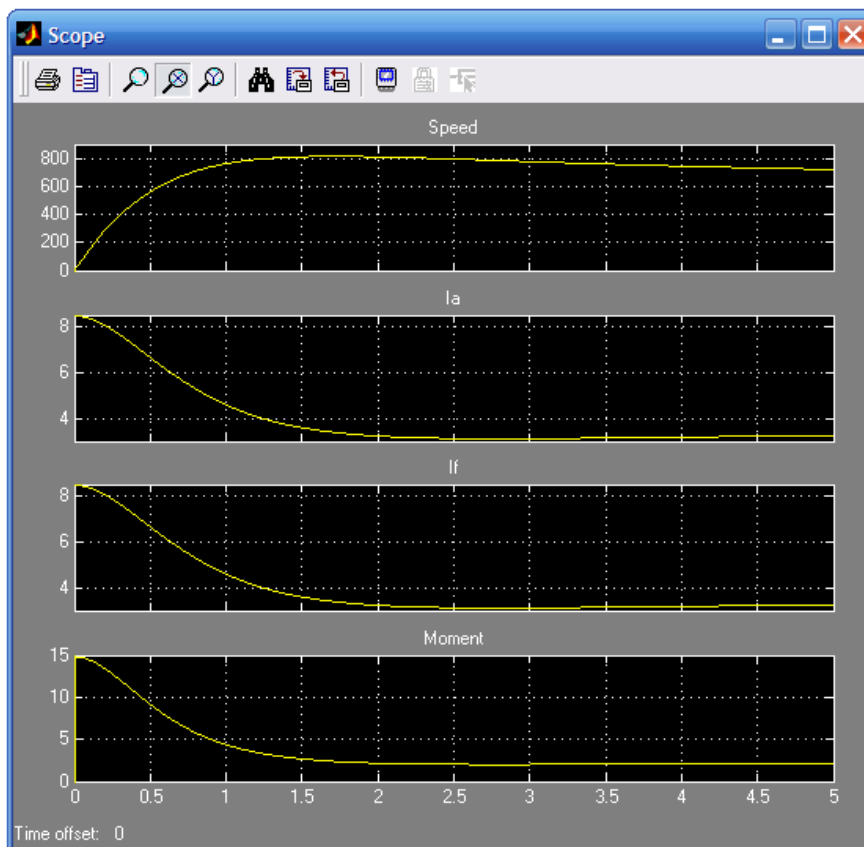


Рис. 3.48. Графіки перехідних процесів ДПС послідовного збудження на віртуальній моделі. Зверху вниз: швидкість, рад/с; струм якоря, А; струм збудження, А; електромагнітний момент, Н·м

## 3.2. Моделювання електропривода тиристорний перетворювач напруги – двигун (ТПН-Д)

### 3.2.1. Модель електропривода з автоматичним регулюванням моменту (струму) в системі ТПН-Д

#### 3.2.1.1. Модель електропривода з від'ємним зворотним зв'язком за струмом

На основі принципальної та структурної схеми (рис. 3.49) створена модель електропривода в системі ТПН-Д з від'ємним зворотним зв'язком за струмом, яка наведена на рис. 3.50.

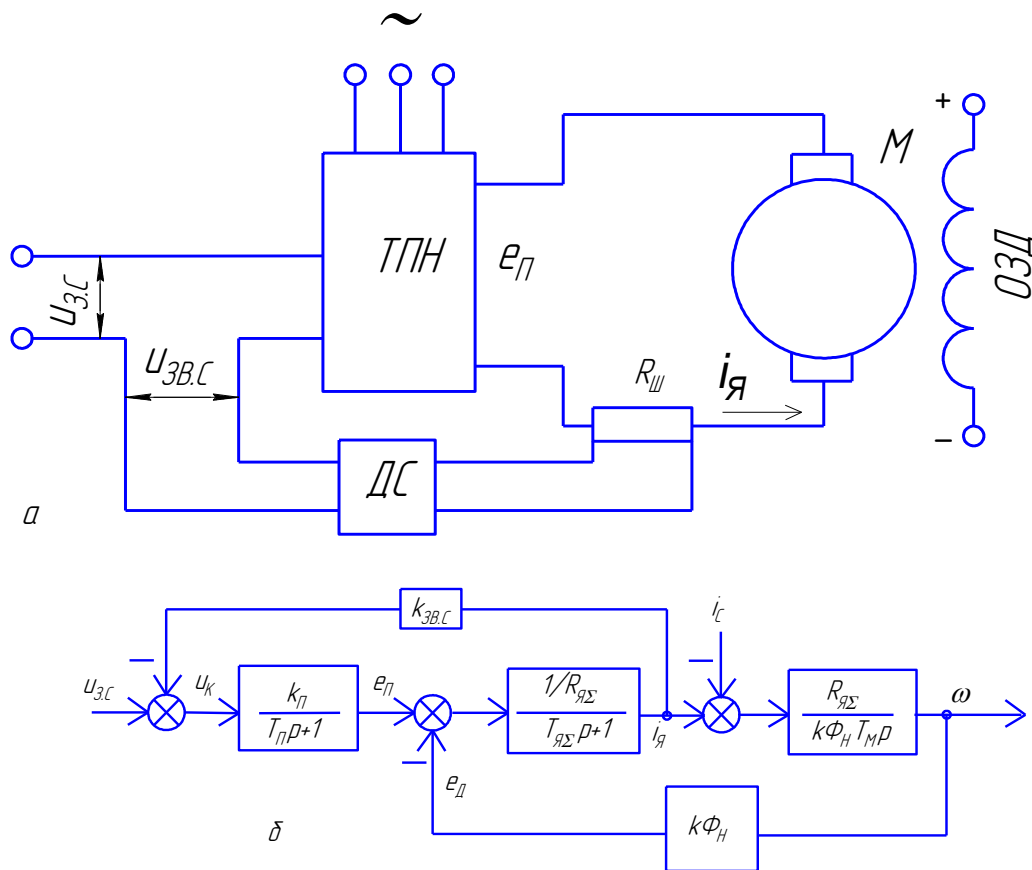


Рис. 3.49. Принципіальна (а) та структурна (б) схеми електропривода в системі ТПН – Д з від'ємним зворотним зв'язком за струмом:

$u_{3C}$  – задаючий сигнал струму;  $u_{3B.C}$  – сигнал зворотного зв'язку за струмом;  $e_{\pi}$  – ЕРС тиристорного перетворювача напруги; ТПН – тиристорний перетворювач напруги; ДС – давач струму;  $R_{\gamma\Sigma}$  – шунт; М – двигун; ОЗД – обмотка збудження двигуна

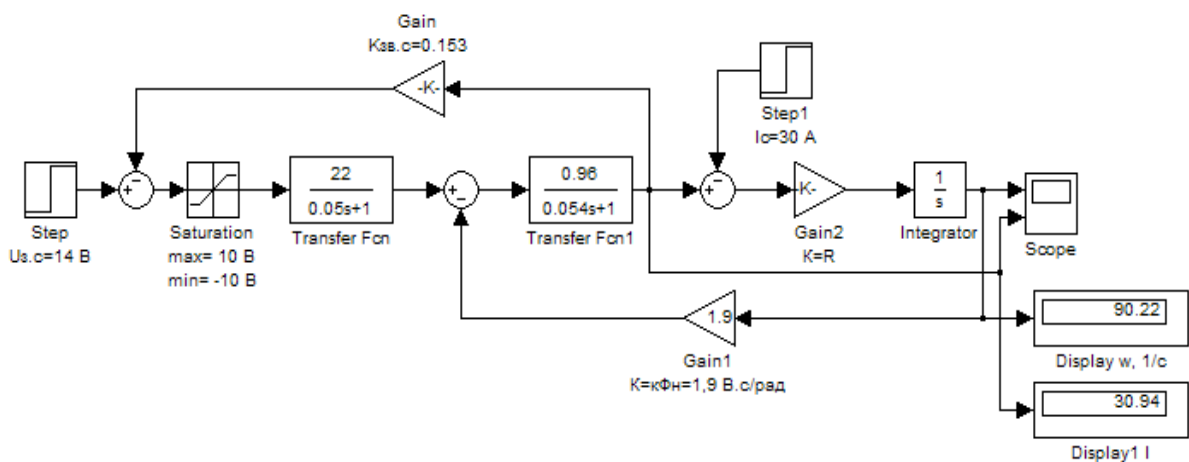
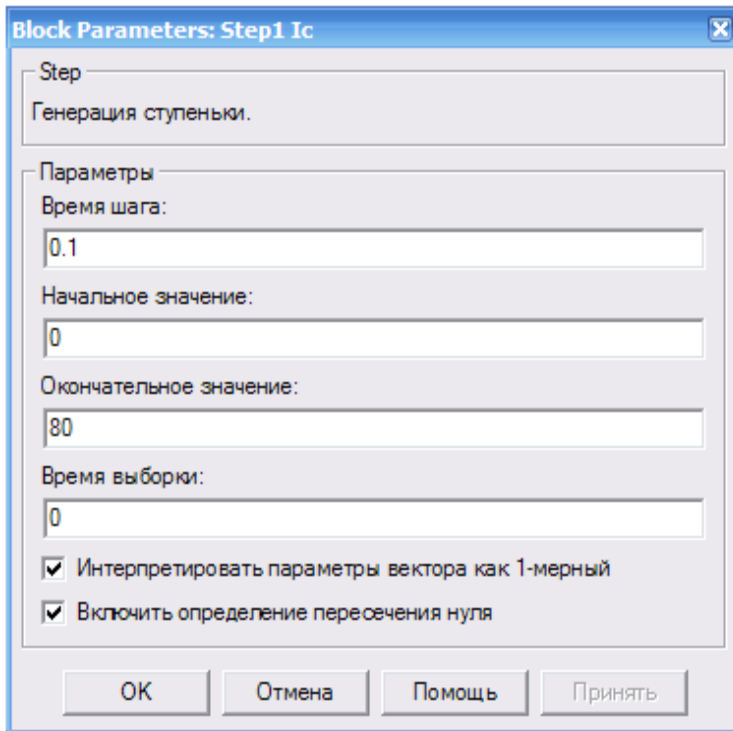
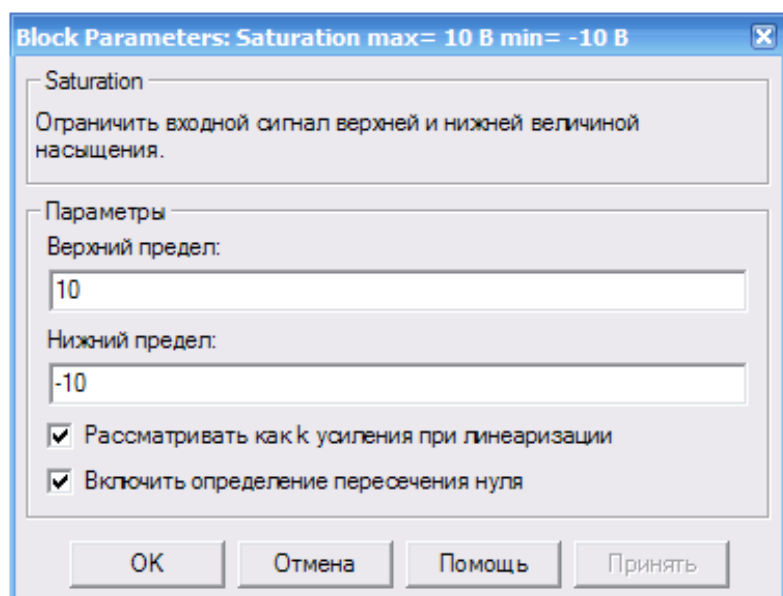


Рис. 3.50. Модель регульованого електропривода в системі ТПН-Д з від'ємним зворотним зв'язком за струмом

Вхідний ступінчатий сигнал формують блоки Step і Step1. У вікнах їх настройки відповідно вказують задаючий сигнал струму  $i_{з.с}$  і величину струму  $I_c$ , що моделює момент навантаження на валу. Вікно настройки блоку Step1 для задання навантаження, наведено на рис. 3.51, а. Обмежувальний блок Saturation обмежує



*a*



*б*

Рис. 3.51. Вікна настройки:

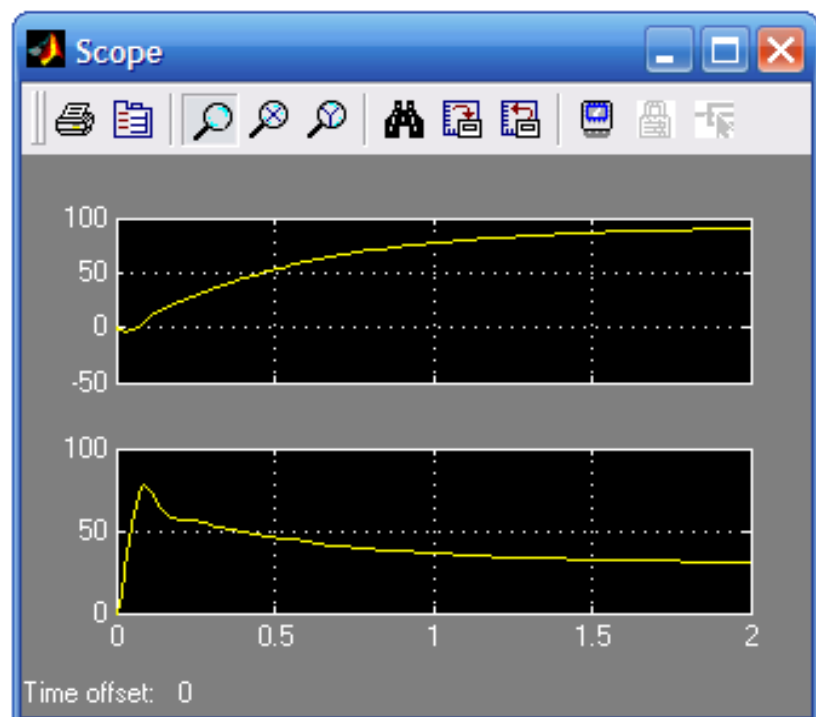
*a* – струму навантаження в блоці Step1; *б* – обмежень в блоці Saturation

керуючий сигнал на вході тиристорного перетворювача напруги, роботу якого описує блок Transfer Fcp. Вікно настройки блока

Saturation наведено на рис. 3.51, б. Блок Transfer Fcn1 моделює роботу якірного кола двигуна. Блоки Gain2 та Integrator реалізують рівняння руху електропривода. Коефіцієнт зворотного зв'язку за струмом  $k_{зв.с}$  задається в підсилювачі Gain, номінальний магнітний потік двигуна – в підсилювачі Gain1. Перехідні процеси швидкості і струму спостерігають за віртуальним осцилографом Scope (рис. 3.52), а усталені значення цих величин – на Display та Display1 відповідно. Параметри для моделі (рис. 3.50) з двигуном 2ПН160ЛГУХЛ4 наступні:  $T_{II}=0,015$  с,  $R_{я\Sigma}=1,04$  м,  $T_{я\Sigma}=0,054$  с,  $T_M=0,118$  с,  $k\Phi_H=1,9$  В·с,  $\beta_{II-Д}=3,47$  Н·м·с і  $k_{II}=22$ .

Моделювання роботи привода проводили при струмі короткого замикання  $I_{к.з}=2I_H=2\cdot35=70$  А та різних значеннях коефіцієнта зворотного зв'язку за струмом. За рівнянням (3.21) визначали відповідну величину задаючого сигналу  $u_{з.с}$  згідно прийнятого коефіцієнта зворотного зв'язку за струмом  $k_{зв.с}$ . Отримані електромеханічні характеристики, які наведені на рис. 3.53, відповідають теоретичним викладкам.

Рис. 3.52. Графіки перехідних процесів швидкості (вгорі) та струму (внизу) ДПС НЗ в системі ТПН-Д з від'ємним зворотним зв'язком за струмом



$$u_{з.с} = \frac{M_{к.з}(R_{я\Sigma} + k_{зв.с}k_{II})}{k\Phi_H k_{II}} = \frac{k\Phi_H I_{к.з}(R_{я\Sigma} + k_{зв.с}k_{II})}{k\Phi_H k_{II}} = I_{я.к.з} \left( \frac{R_{я\Sigma}}{k_{II}} + k_{зв.с} \right). \quad (3.21)$$



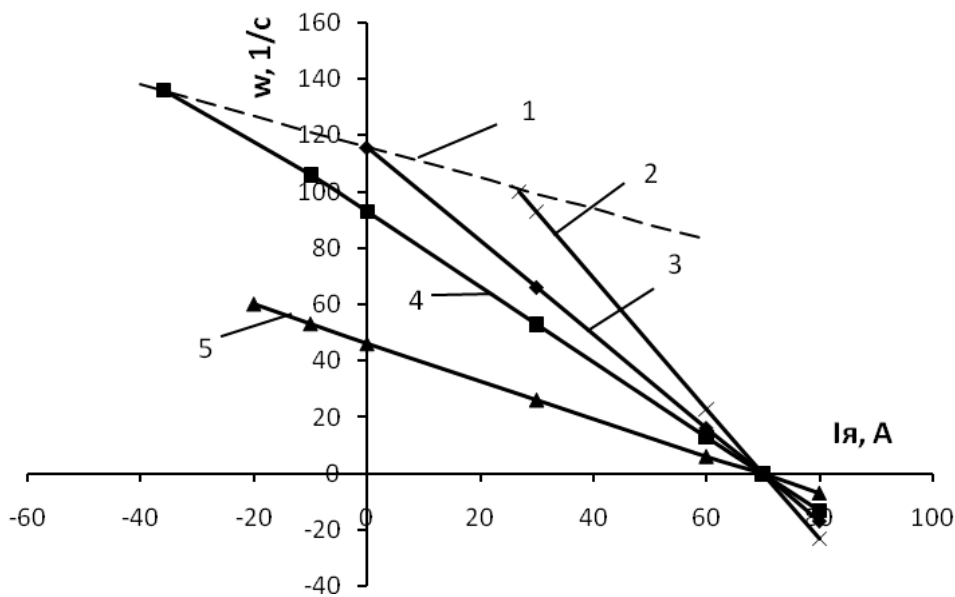


Рис. 3.53. Електромеханічні характеристики системи електропривода ТПН-Д з від'ємним зворотним зв'язком за струмом:

1 – обмежувальна характеристика, що відповідає розімкненій системі при  $k_{ЗВ.С} = 0$  і  $u_{З.С} = 10$  В; 2 – характеристика при  $k_{ЗВ.С} = 0,153$  і  $u_{З.С} = 14$  В; 3 – те ж при  $k_{ЗВ.С} = 0,096$  і  $u_{З.С} = 10$  В; 4 – те ж при  $k_{ЗВ.С} = 0,067$  і  $u_{З.С} = 8$  В; 5 – те ж при  $k_{ЗВ.С} = 0,01$  і  $u_{З.С} = 4$  В

### 3.2.1.2. Модель електропривода з відсічкою за струмом

На рис. 3.55 наведена модель САК електропривода з відсічкою, функціональна схема якого зображена на рис. 3.54.

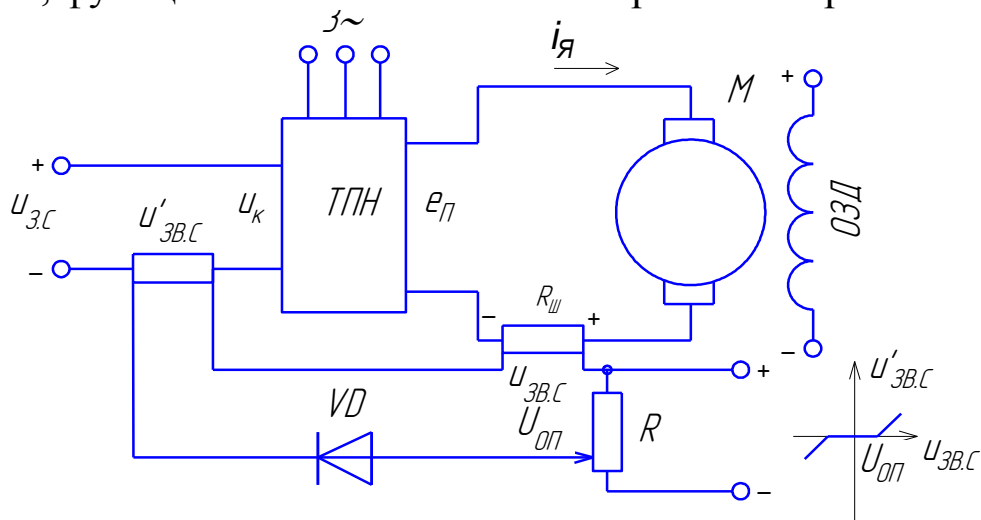


Рис. 3.54. Функціональна схема система ТПН – Д з відсічкою за струмом

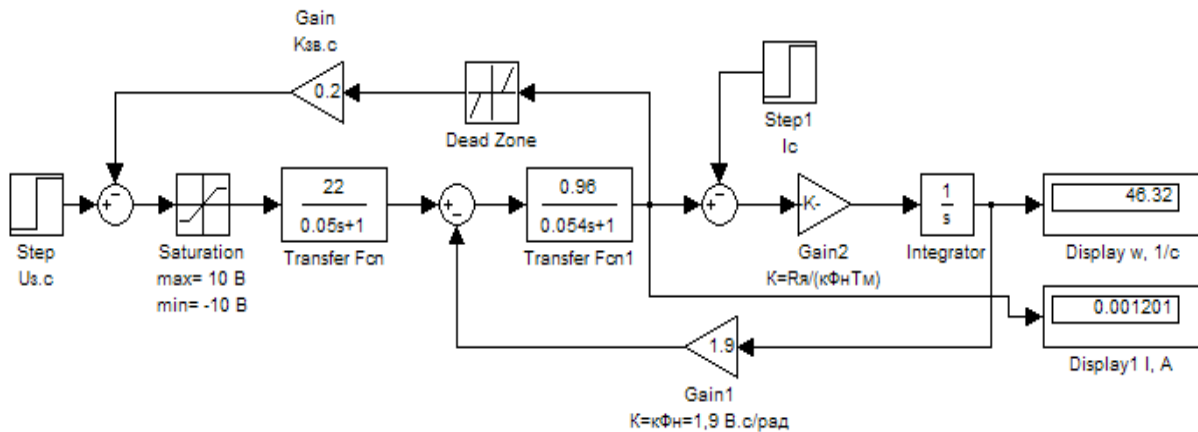


Рис. 3.55. Модель електропривода з відсічкою

Модель відрізняється від моделі за рис. 3.50 тим, що в коло зворотного зв'язку за струмом введено блок Dead Zone, який реалізує зону нечутливості.

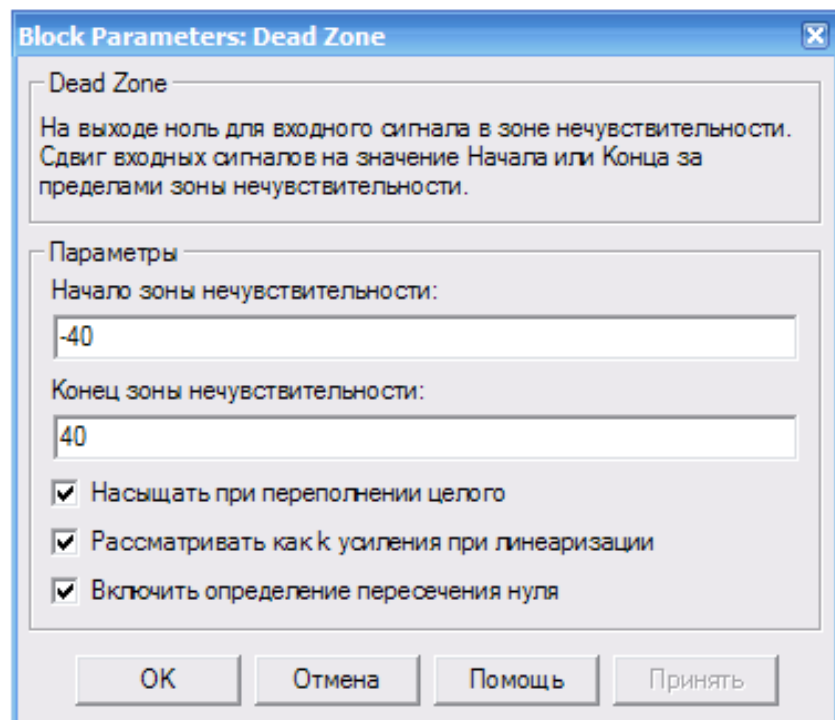


Рис. 3.56. Вікно настройки блока Dead Zone

Основні параметри вікна настройка блока Dead Zone (рис. 3.56):

Start of dead zone – початок зони нечутливості (нижній поріг).

End of dead zone – кінець зони нечутливості (верхній поріг).

Вихідний сигнал блока Dead Zone обчислюється відповідно до алгоритму:

- якщо величина вхідного сигналу знаходиться в межах зони нечутливості, то вихідний сигнал рівний нулю;
- якщо вхідний сигнал більший або рівний верхньому вхідному порогу зони нечутливості, то вихідний сигнал рівний вхідному мінус величина порогу;
- якщо вхідний сигнал менший або рівний нижньому вхідному порогу зони нечутливості, то вихідний сигнал рівний вхідному мінус величина порогу.

Результати моделювання наведені на 3.57. Електромеханічні характеристики отримані при незмінному коефіцієнті зворотного зв'язку за струмом  $k_{ЗВ.С}$  та різних значеннях сигналу завдання струму  $u_{З.С}$ . Характеристики мають дві ділянки: перша відповідає розімкненому електроприводу, а друга – замкненому з від'ємним зворотним зв'язком за струмом і відповідним коефіцієнтом підсилення.

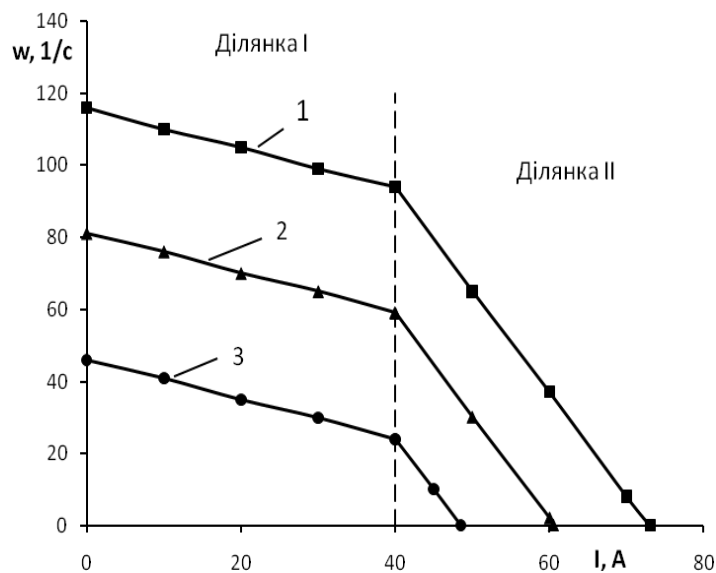


Рис. 3.57. Електромеханічні характеристики електропривода з відсічкою ( $k_{ЗВ.С}=0,2$  В/А):

1 –  $u_{З.С}= 10$  В; 2 –  $u_{З.С}= 7$  В; 3 –  $u_{З.С}= 10$  В

### 3.2.1.3. Модель електропривода з від'ємним зворотним зв'язком за швидкістю

Робота системи ТПН-Д з від'ємним зворотним зв'язком за швидкістю описується рівняннями.

$$\left. \begin{aligned} k_{\Pi}(u_{3.ш} - k_{зв.ш}\omega) &= (T_{\Pi}p + 1)e_{\Pi}; \\ e_{\Pi} - k\Phi_H\omega &= R_{\Sigma}(T_{\Sigma}p + 1)i_{\Sigma}, \end{aligned} \right\} \quad (3.22)$$

де  $k_{зв.ш}$  – коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю;  $u_{3.ш}$  – задаючий сигнал швидкості.

Структурна схема даного електропривода з регулюванням швидкості наведена на рис. 3.58. На її основі створена модель електропривода (рис. 3.59), яка складається з блоків, показаних на рис. 3.50. В обмежувальному блоці Saturation межу проходження керуючого сигналу тиристорного регулятора напруги збільшено до  $\pm 11$  В.

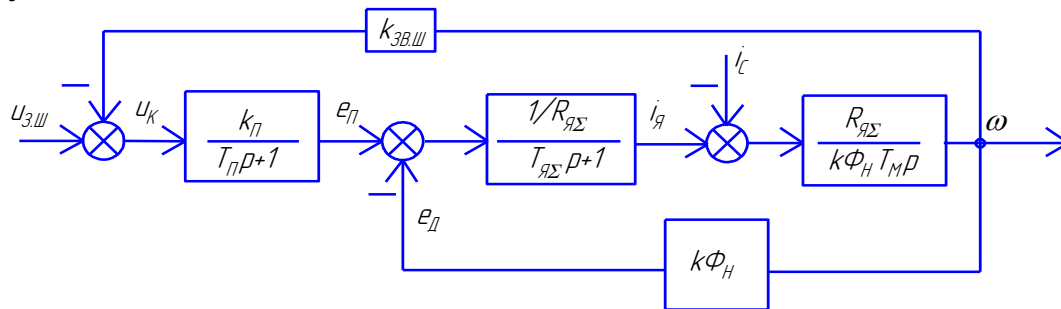


Рис. 3.58. Структурна схема регулювання швидкості в системі ТПН – Д з від'ємним зворотним зв'язком за швидкістю

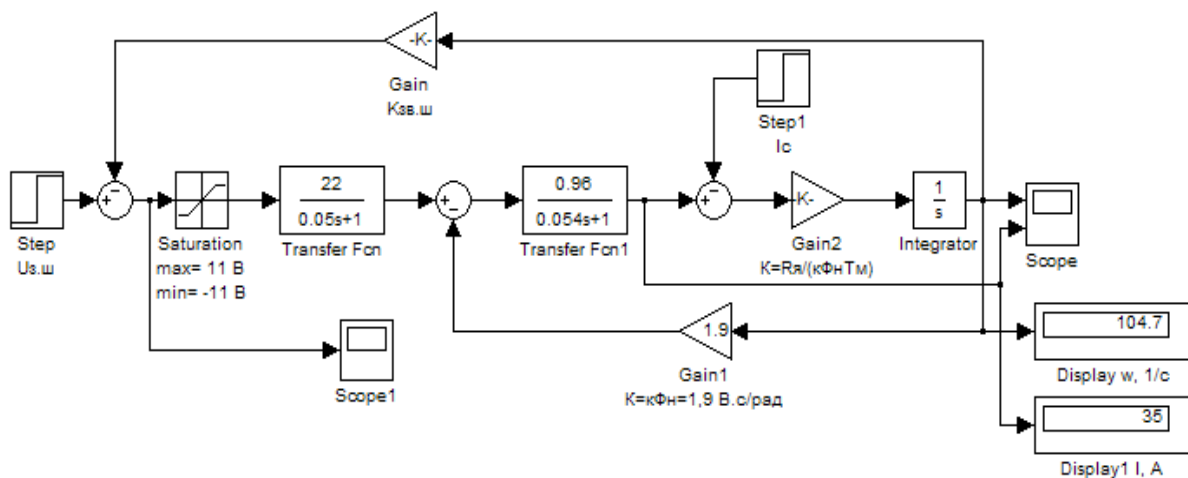


Рис. 3.59. Модель електропривода з від'ємним зворотнім зв'язком за швидкістю

Результати моделювання наведено на рис. 3.60 та 3.61. Аналіз результатів досліджень показує, що при збільшенні коефіцієнта від'ємного зворотного зв'язку за швидкістю  $k_{ЗВ.Ш}$  збільшується жорсткість електромеханічних характеристик електропривода, але зменшується швидкість ідеального холостого ходу (рис. 3.60) та погіршуються динамічні властивості привода, зокрема збільшується його коливальність (рис 3.61, б), що відповідає теоретичним положенням.

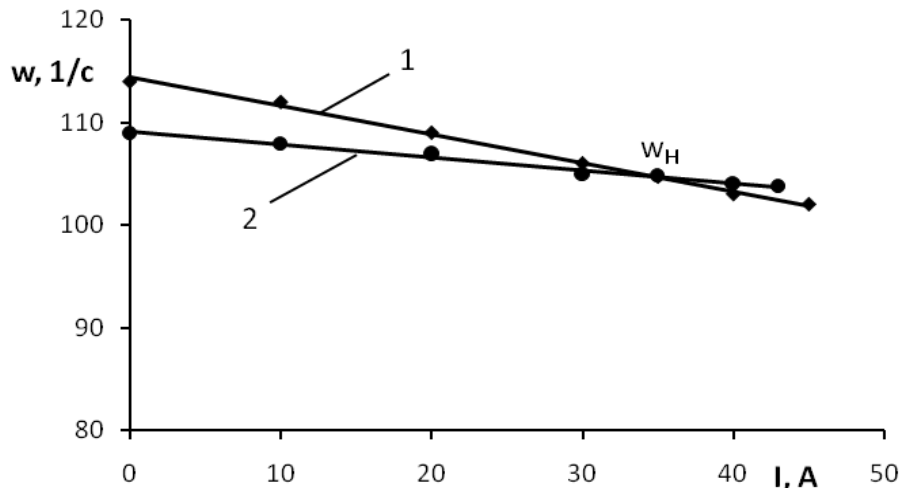


Рис. 3.60. Електромеханічні характеристики електропривода з від'ємним зворотним зв'язком за швидкістю:

1 – при  $k_{ЗВ.Ш} = 0,087$  В/(рад/с) та  $u_{З.Ш} = 19,9$  В; 2 – при  $k_{ЗВ.Ш} = 0,3$  В/(рад/с) та  $u_{З.Ш} = 42,15$  В

#### 3.2.1.4. Модель двоконтурної системи з підпорядкованим регулюванням струму та швидкості системи ТПН-Д

Модель з двоконтурним підпорядкованим регулюванням струму та швидкості (рис. 3.63) створена на основі структурної схеми (рис. 3.62, б), яка розроблена для прикладу 3.2.

Модель (3.63) створена з наступними параметрами елементів схеми:

$k\Phi_H = 1,95$  В/(рад/с) – коефіцієнт ЕРС двигуна;  $I_{СТОП} = 20$  А – максимальний струм двигуна (струм стопоріння двигуна);  $U_{З.С.МАКС} = 10$  В – максимальна напруга завдання струму (рівень обмеження сигналу на виході регулятора швидкості);  $U_{З.Ш.МАКС} = 10$  В – максимальна напруга завдання швидкості двигуна;  $\omega_{МАКС} = 105$  рад/с – максимальна робоча швидкість дви-

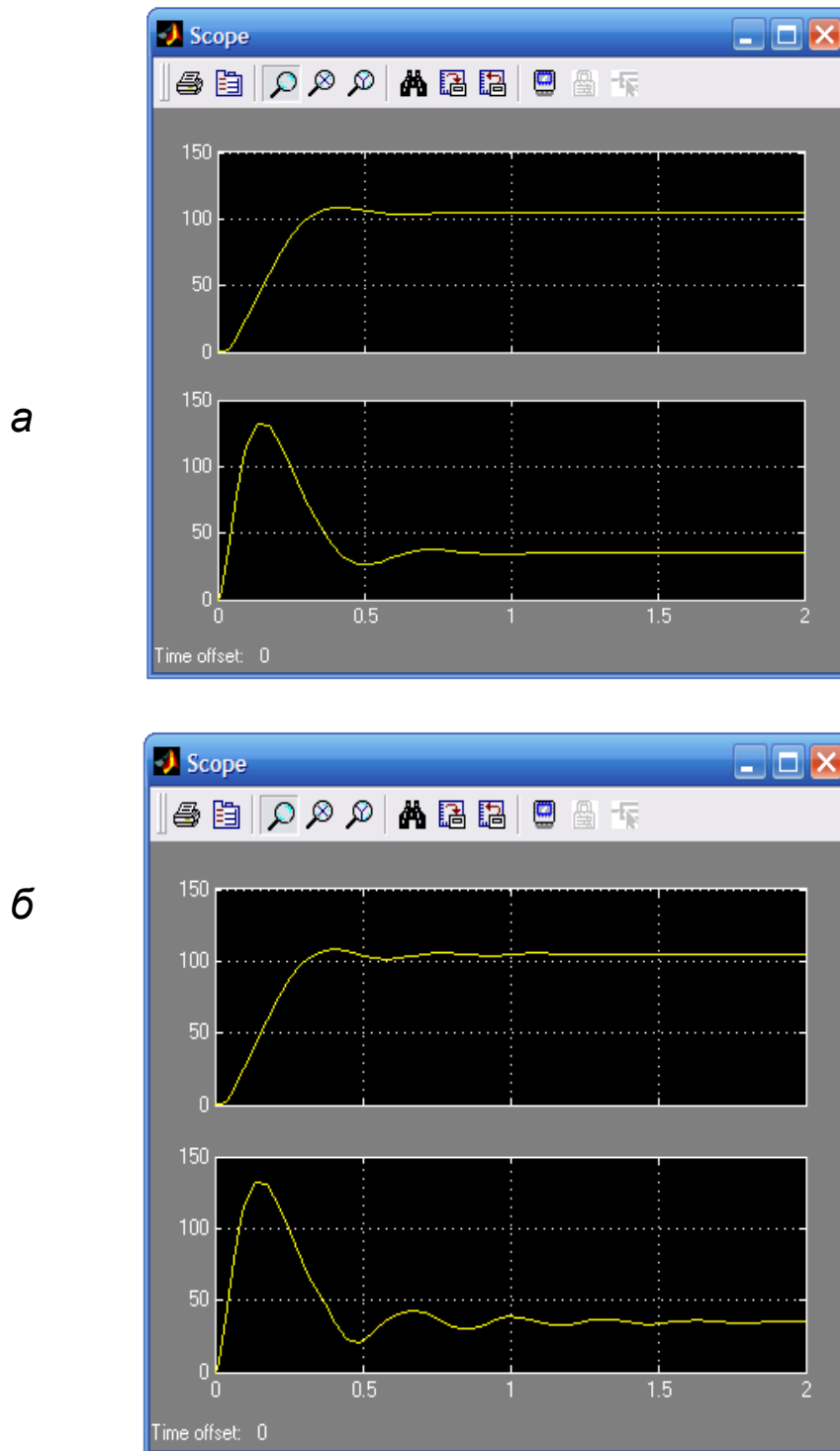


Рис. 3.61. Графіки перехідних процесів швидкості (вгорі) та струму (внизу) в системі ТПН-Д з від'ємним зворотним зв'язком за швидкістю:

*а* – при  $k_{зв.ш} = 0,087 \text{ В/(рад/с)}$ ; *б* – при  $k_{зв.ш} = 0,3 \text{ В/(рад/с)}$

гуна;  $T_M = 0,35 \text{ с}$  – електромеханічна стала часу привода;  
 $R_{\Sigma} = 2,3 \text{ Ом}$  – сумарний опір силової частини привода;  $T_{\Sigma} = 0,05 \text{ с}$  –

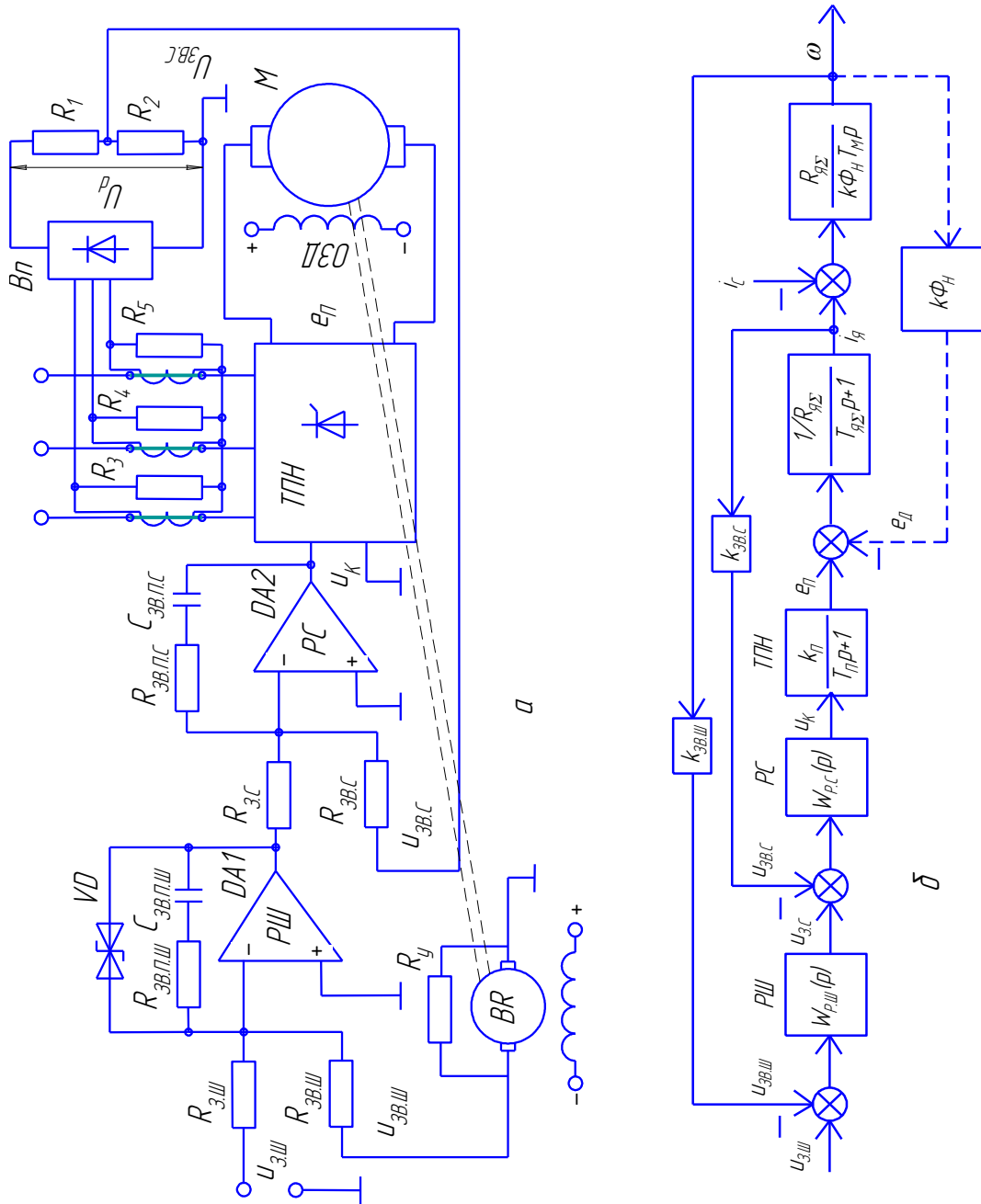


Рис. 3.62. Спрощена принципова схема системи підпорядкованого керування тиристорного електропривода (а) та відповідна структурна схема системи (б)

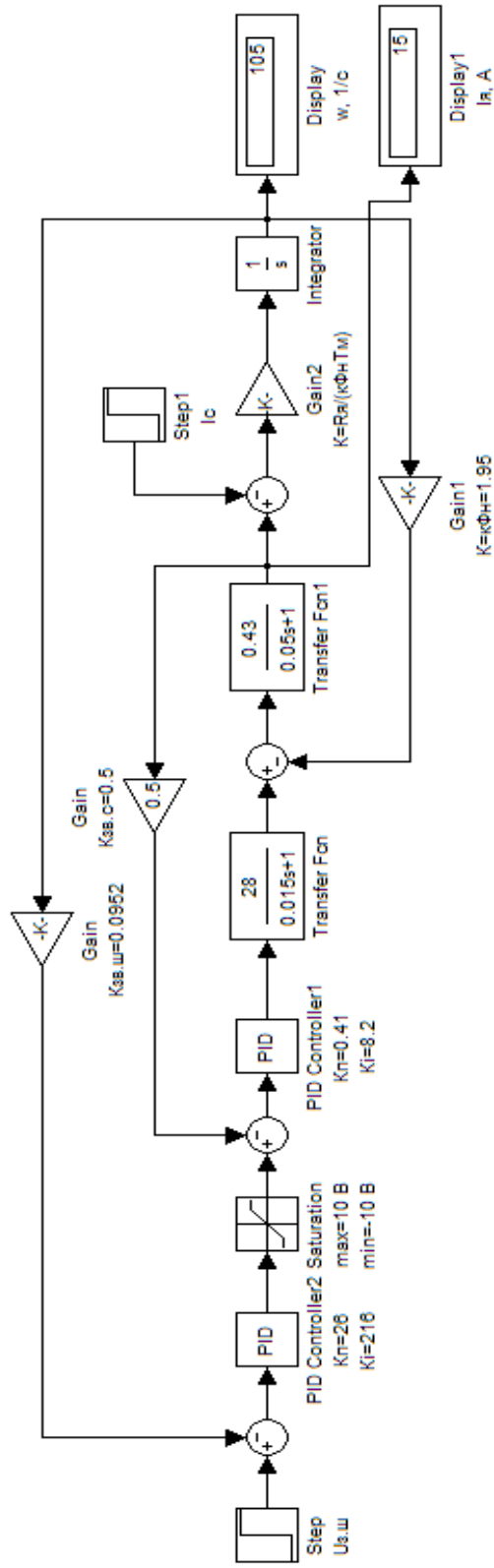


Рис. 3.63. Модель електропривода з двоконтурним підпорядкованим регулюванням швидкості та струму



електромагнітна стала часу кола якоря;  $I_{\text{Доп}} = 0,01$  А – допустимий вхідний струм операційного підсилювача;  $n_{\text{ТГ.Н}} = 1900$  об/хв. – номінальна частота обертання тахогенератора ВР;  $U_{\text{ТГ.Н}} = 110$  В – номінальна напруга тахогенератора;  $k_{\text{ТПН}} = 28$  – коефіцієнт підсилення тиристорного перетворювача напруги;  $T_{\text{П}} = 0,015$  с – еквівалентна стала часу ТПН.

В моделі (3.63) використано два ПІ-регулятори: в контурі струму PID Controller1 та в контурі швидкості PID Controller 2. Вікна налаштувань регуляторів наведено на рис. 3.64 та 3.65.

Згідно розрахунків з вказаними параметрами елементів передаточні функції регуляторів мають вигляд:

а) регулятора струму

$$W_{\text{P.C}}(p) = \frac{0,05p + 1}{0,122p}$$

з коефіцієнтами підсилення

пропорційної частини  $k_{\text{П.С}} = \frac{0,05}{0,122} = 0,41$ ,

інтегруючої частини  $k_{\text{І.С}} = \frac{1}{0,122} = 8,2$ ;

б) регулятора швидкості

$$W_{\text{P.Ш}}(p) = \frac{0,12p + 1}{4,62 \cdot 10^{-3} p}$$

з коефіцієнтами підсилення

пропорційної частини  $k_{\text{П.Ш}} = \frac{0,12}{4,62 \cdot 10^{-3}} = 26$ ,

інтегруючої частини  $k_{\text{І.Ш}} = \frac{1}{4,62 \cdot 10^{-3}} = 216$ .

Оскільки для прийнятої САК є ПІ-регулятори, то у вікні налаштувань універсального регулятора PID Controller коефіцієнт підсилення диференційної частини прийнятий рівним нулю.

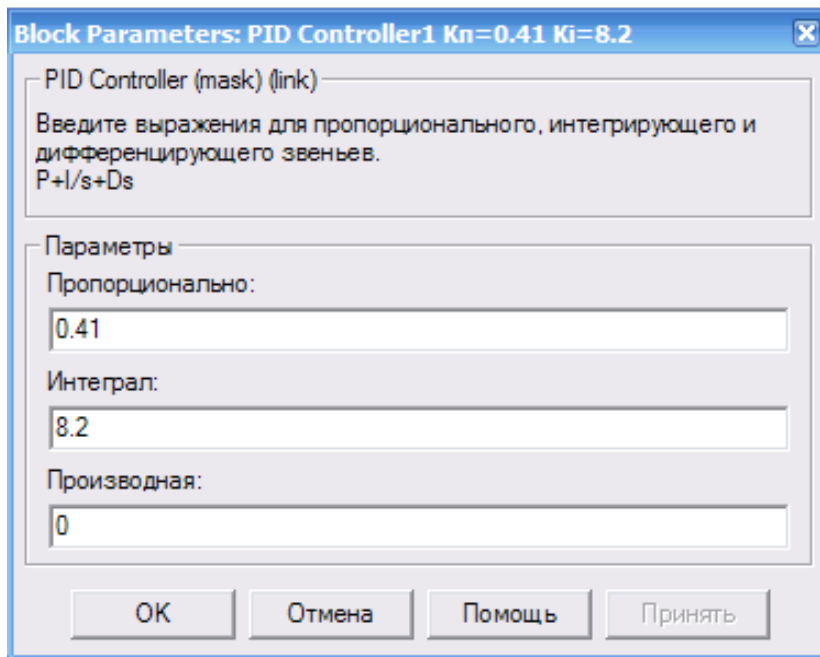
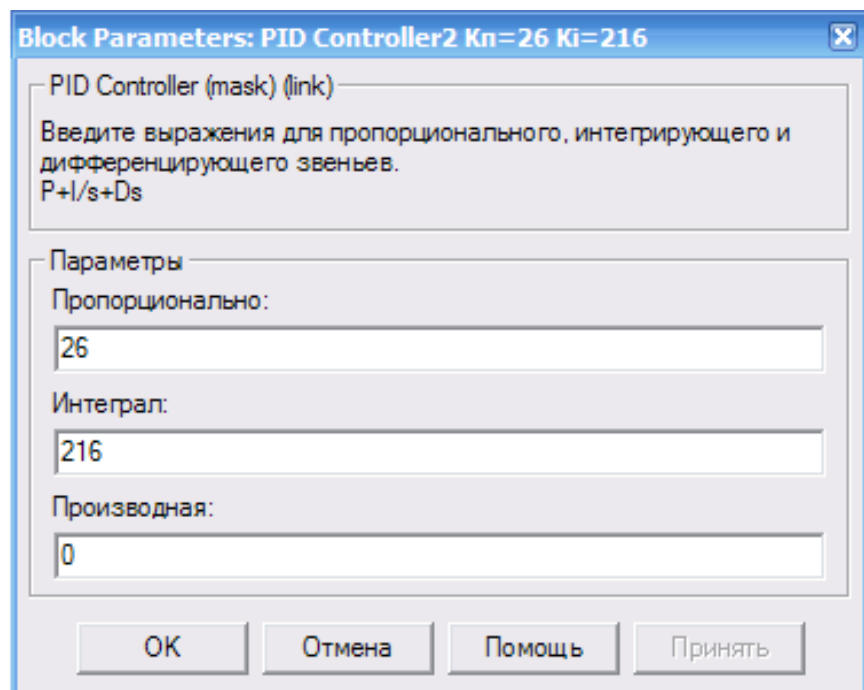


Рис. 3.64. Вікно настройки універсального регулятора PID Controller1 контуру струму

Рис. 3.65. Вікно настройки універсального регулятора PID Controller 2 контуру швидкості



Отримані на моделі електропривода з двоконтурним регулюванням швидкості та струму електромеханічні характеристики наведені на рис. 3.66. Характеристики повністю відповідають теоретичним викладкам та характеристикам.

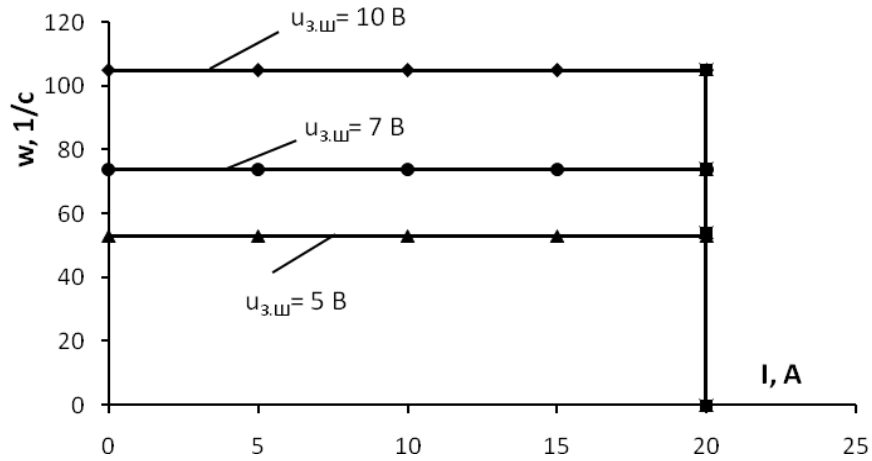


Рис. 3.66. Електромеханічні характеристики тиристорного електропривода з двоконтурним керуванням швидкості та струму

### 3.2.1.5. Віртуальна модель електропривода з керуванням випрямлячем

На рис. 3.67 наведена віртуальна модель електропривода з ДПС НЗ і керуванням випрямлячем. Модель рекомендується використовувати для дослідження енергетичних та динамічних характеристик електропривода.

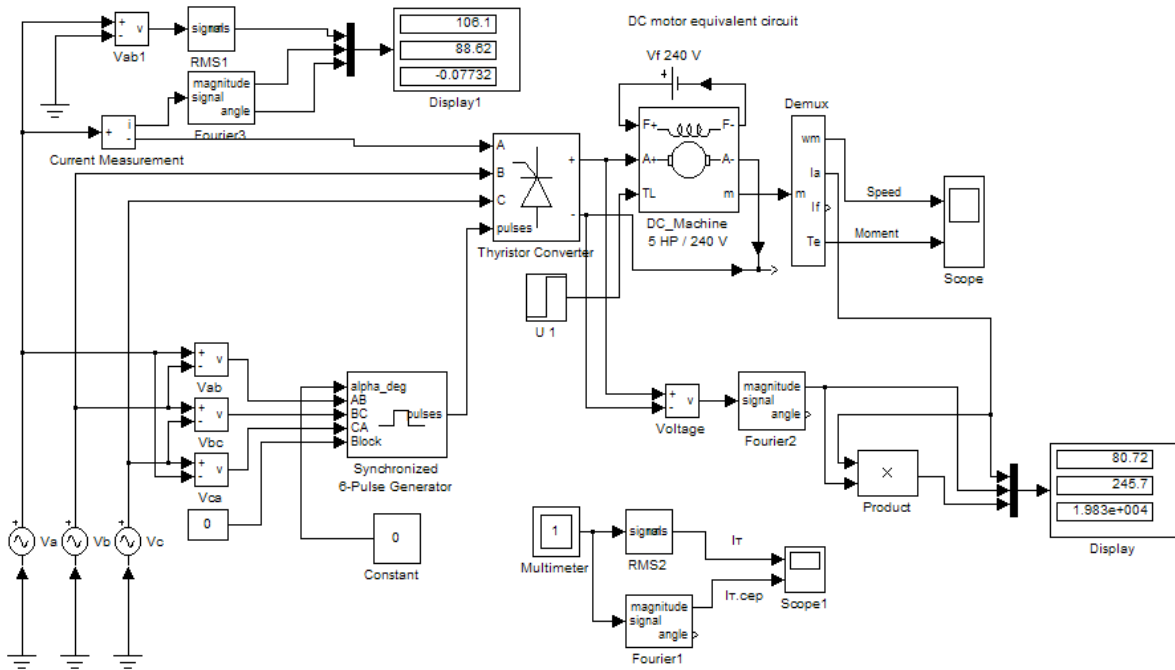


Рис. 3.67. Віртуальна модель електропривода з ДПС НЗ і керуванням випрямлячем

Модель складається з віртуальної машини постійного струму DC-Machine, трифазного двопівперіодного керованого випрямляча (*KB*) Thyristor Converter, джерела живлення та вимірювальних блоків.

Настроювання блоків віртуальної моделі описані в розділі 2.1.

На рис. 3.68 та 3.69 наведені вікна настройок керованого випрямляча та машини постійного струму.

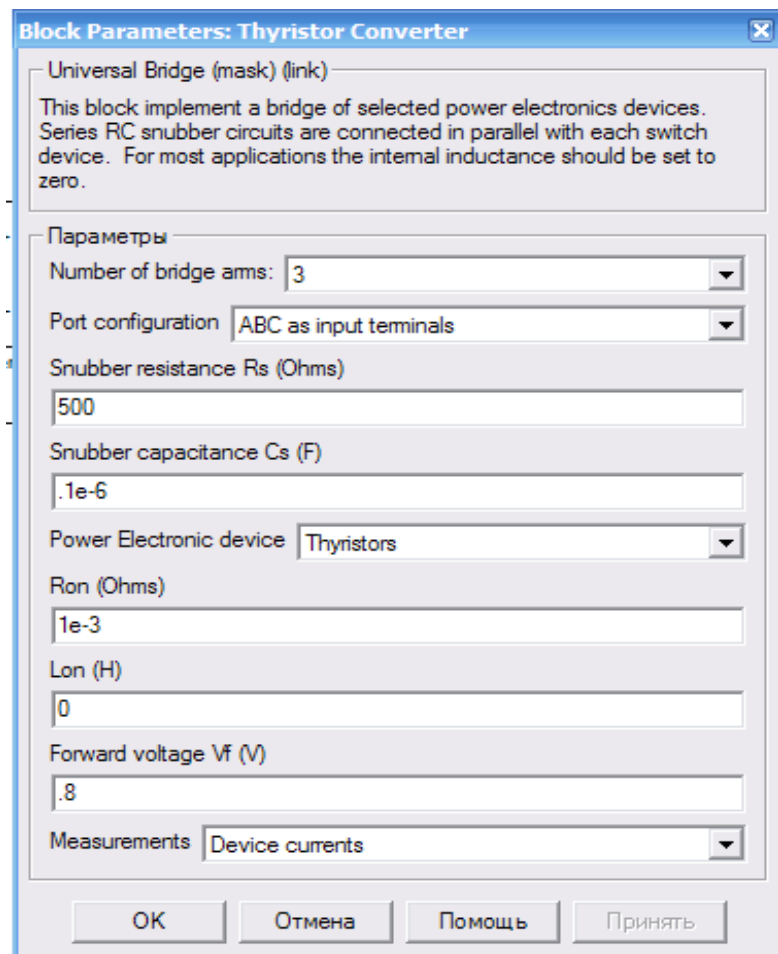
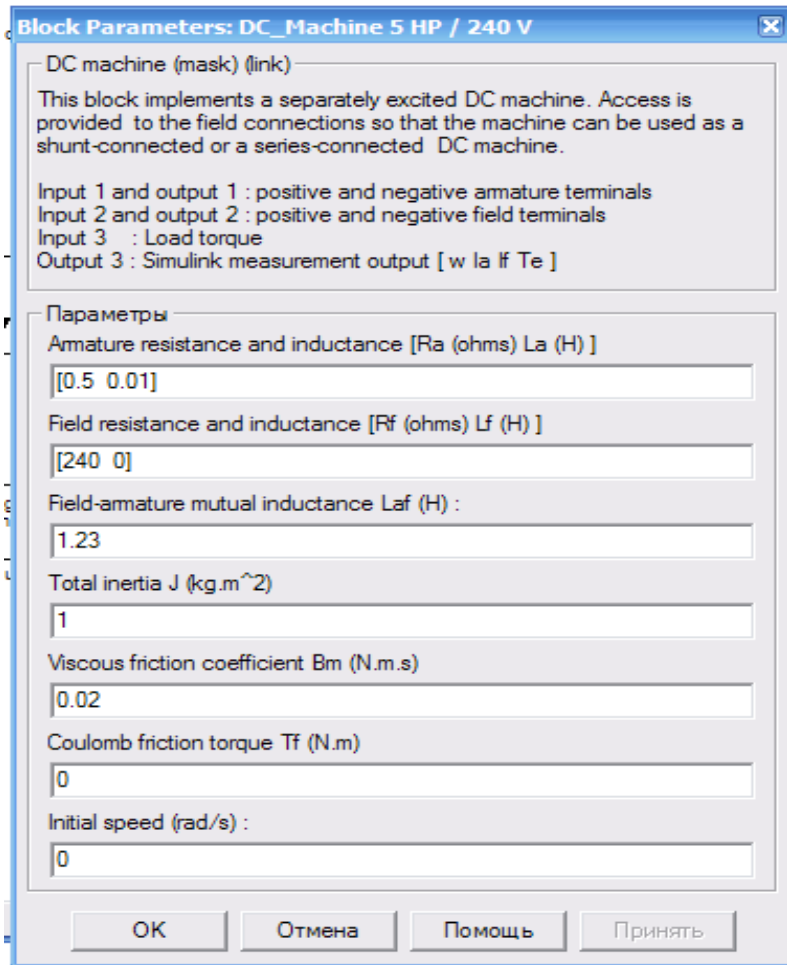


Рис. 3.68. Вікно  
настройки керованого  
випрямляча

Для отримання енергетичних характеристик необхідно виміряти:

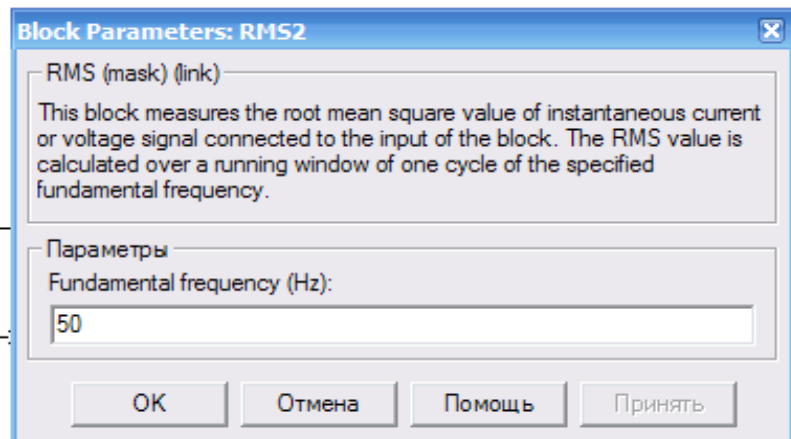
- діюче значення напруги, середнє значення струму та його фази в колі живлення (Display1, відповідно верхнє, середнє і нижнє значення);
- середній і ефективний струм тиристора (Scope1);
- середній струм, напругу та потужність в навантаженні (Display, відповідно верхнє, середнє і нижнє значення).

Рис. 3.69. Вікно  
настройки двигуна  
постійного струму



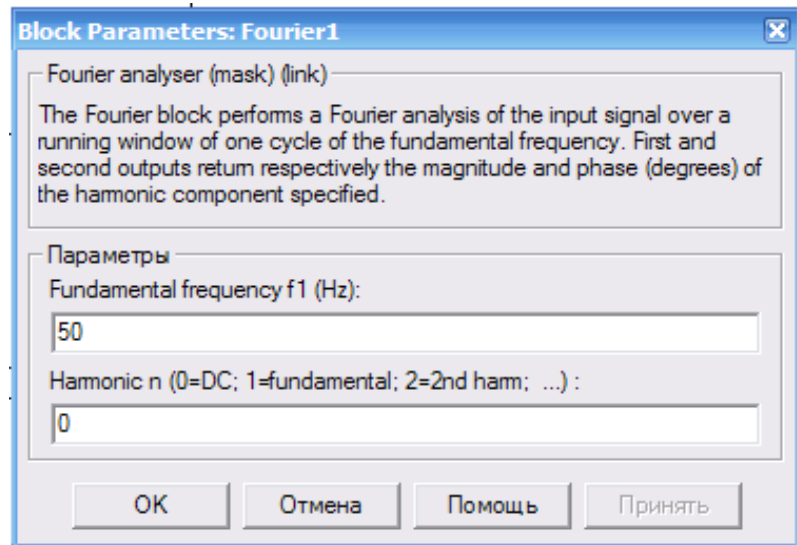
В моделі використано вимірювальні прилади RMS та Fourier, взяті з розширеної бібліотеки Powerlib Extras в розділі Measurement. В полі настройки блоку RMS задається тільки один параметр – частота сигналу, що вимірюється (рис. 3.70). Для вимірювання середніх значень струмів та напруг використовують

Рис. 3.70. Вікно  
настройки блоку RMS2



блок Fourier, який дозволяє спостерігати гармоніки в поданому на нього сигналі. В полях параметрів вказується основна частота сигналу та порядковий номер гармоніки, яка підлягає вимірюванню. В колі живлення вибирають першу гармоніку, а в колі постійного струму – нульову (постійна складова). На рис. 3.71 наведено вікно настройки блоку Fourier1, який вимірює середнє значення струму тиристора.

Рис. 3.71. Вікно настройки блоку Fourier1



Графіки перехідних процесів швидкості і моменту наведені на рис. 3.72, а графіки струмів, діючого (вверху) та середнього (внизу), що визначають енергетичні характеристики тиристорного регулятора напруги (керованого випрямляча), наведені на рис. 3.73.

Рис. 3.72. Графіки перехідних процесів швидкості та моменту ДПС НЗ і керованим випрямлячем

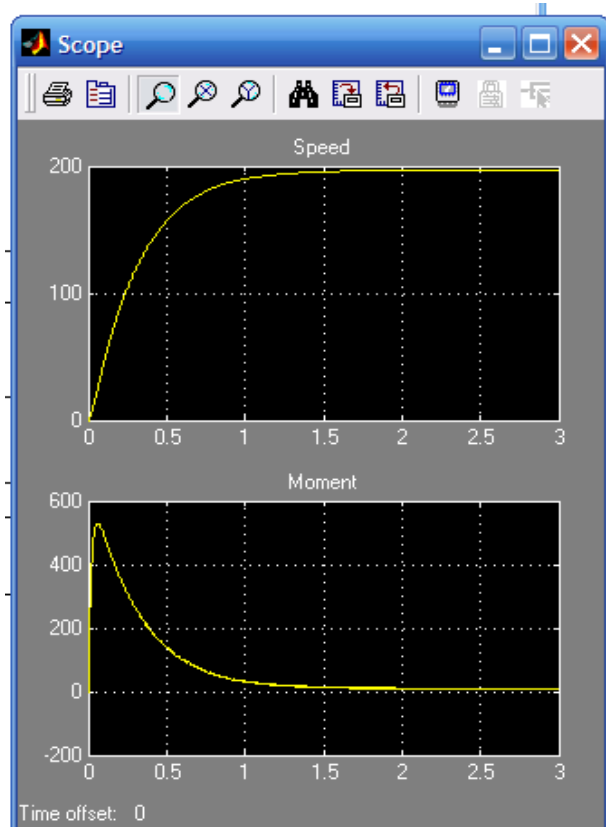
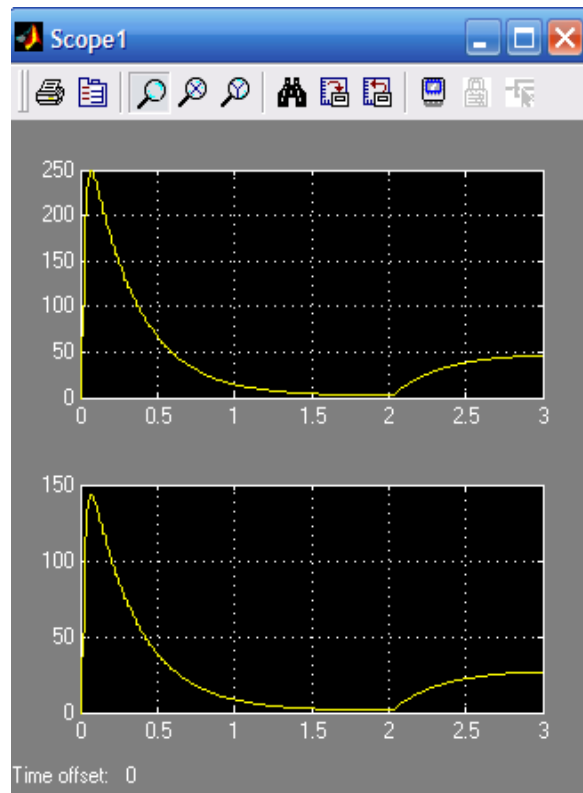


Рис. 3.73. Графіки перехідних процесів діючого та середнього значень струмів в керованому випрямлячі

Аналіз перехідних процесів (рис. 3.72 та 7.73), отриманих на віртуальній моделі, показав відповідність їх теоретичним положенням регульованого електропривода.



### 3.3. Моделювання електропривода постійного струму на базі широтно-імпульсних перетворювачів (ШП)

#### 3.3.1. Функціональна модель електропривода з ШП

Функціональна модель електропривода з ШП створюється на основі структурної схеми, складеної за рівняннями (3.1), що описують двигун. В моделі прийнято двигун постійного струму незалежного збудження (рис. 3.74).

Коло збудження двигуна реалізовано як безінерційна ланка, тобто стала часу кола збудження дорівнює нулю (блок Transfer Fcn).

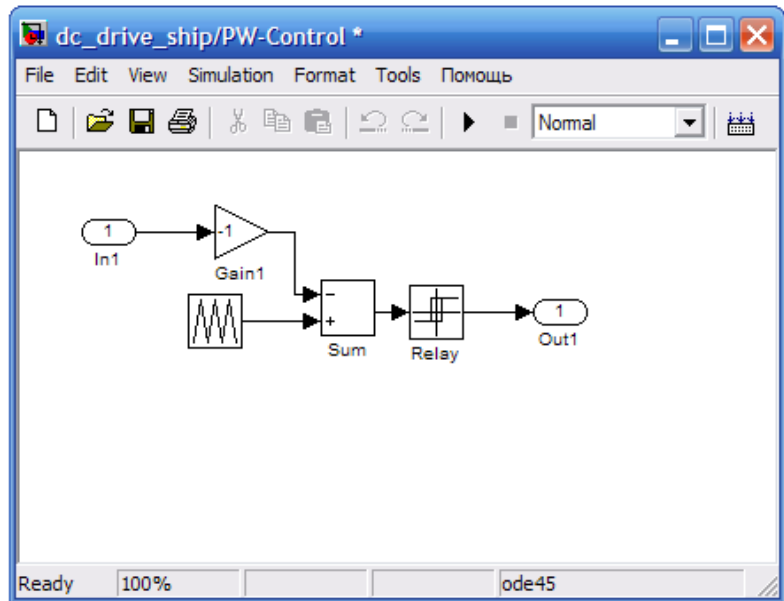
В блоці PW-Control змодельований широтно-імпульсний перетворювач (рис. 3.75), робота якого описана в розділі 2.2.

В даній моделі електропривода використано два регулятори: в контурі струму  $PI$ -регулятор з коефіцієнтами підсилення  $k_{PI}=3$  і  $k_I=300$  та в контурі швидкості  $PI$ -регулятор з коефіцієнтом підсилення  $k_{PI}=3$ . За некомпенсовану сталу часу взято період комутації ШП. Регулятор в контурі швидкості налаштований на технічний оптимум.





Рис. 3.75. Модель ШП

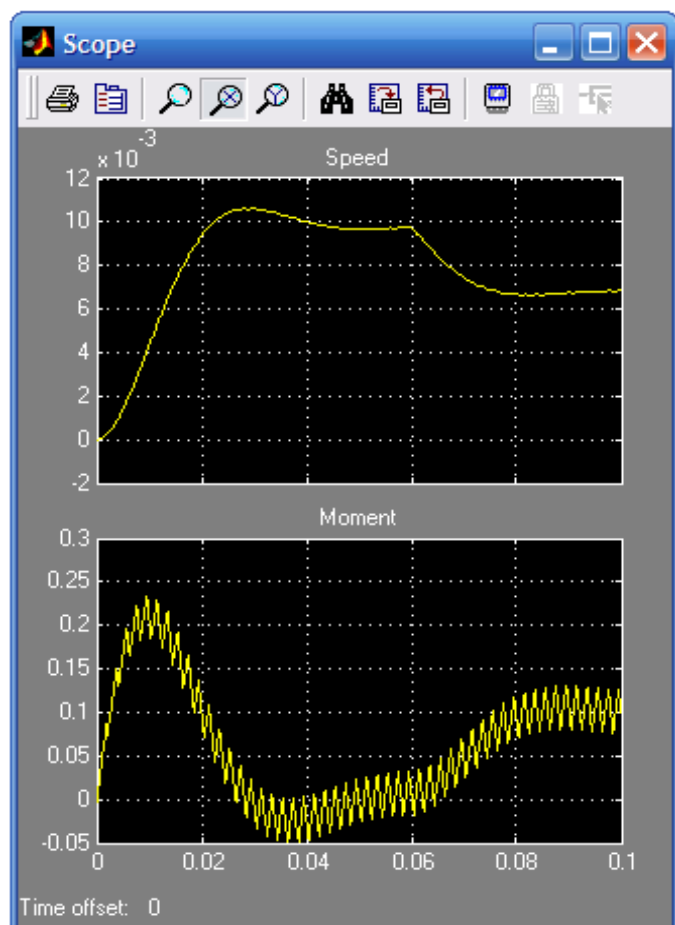


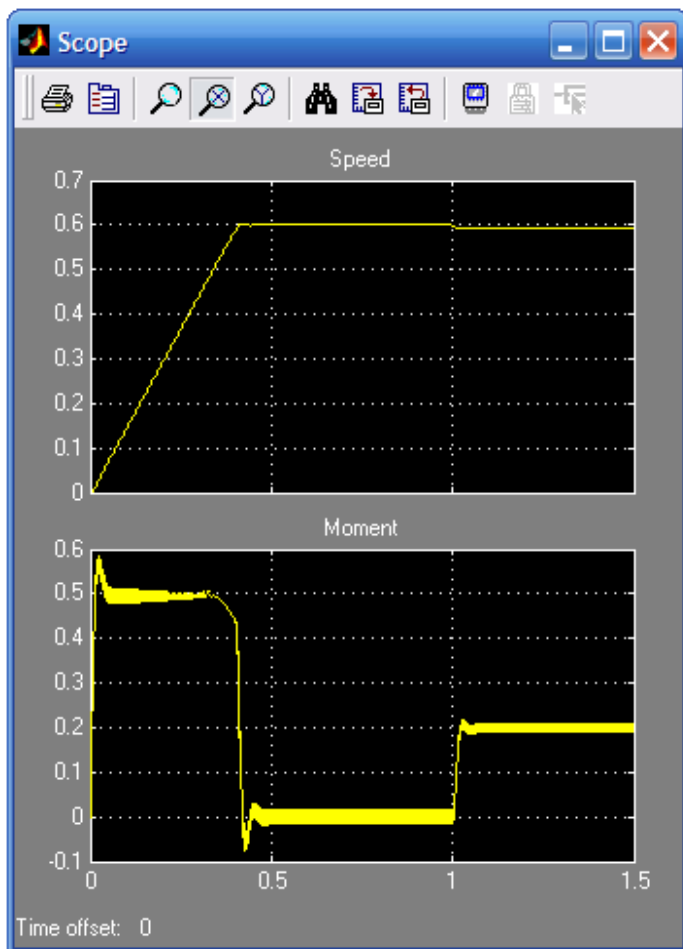
Графіки перехідних процесів швидкості і моменту при невеликому завданні швидкості ( $u_{3,Ш}=0,01$ ) наведені на рис. 3.76, а при  $u_{3,Ш}=0,6$  – на рис. 3.77.

*a*

*б*

Рис. 3.76. Графіки перехідних процесів швидкості (*a*) і моменту (*б*) в електроприводі з ДПС НЗ і керованим випрямлячем при  $u_{3,Ш}=0,01$  в.о. та  $M_C=0,1$  в.о.





*a*

*б*

Рис. 3.77. Графіки перехідних процесів швидкості (*a*) і моменту (*б*) в електроприводі з ДПС НЗ і керуванім випрямлячем при  $u_{з.ш}=0,6$  в.о. та  $M_C=0,2$  в.о.

Зрівнюючи ці процеси з аналогічними для неперервної моделі, можна зробити висновок про їх достатньо близьку аналогічність. Тут, як і в системах з тиристорним регулятором напруги, при невеликих швидкостях проявляється пульсація моменту.

### 3.3.2. Віртуальна модель електропривода з ШП

Віртуальна модель (рис. 3.78) складається з віртуальної машини постійного струму DC-Machine, віртуального ШП Universal Bridge з блоком керування Control system, джерела живлення V 240 В та вимірювальних блоків.

Вікна налаштувань основних блоків наведені на рис. 3.79 – 3.82. Визначення параметрів, які задаються у вікнах налаштування, описано раніше в розділах 2, 3.1 та 3.2.

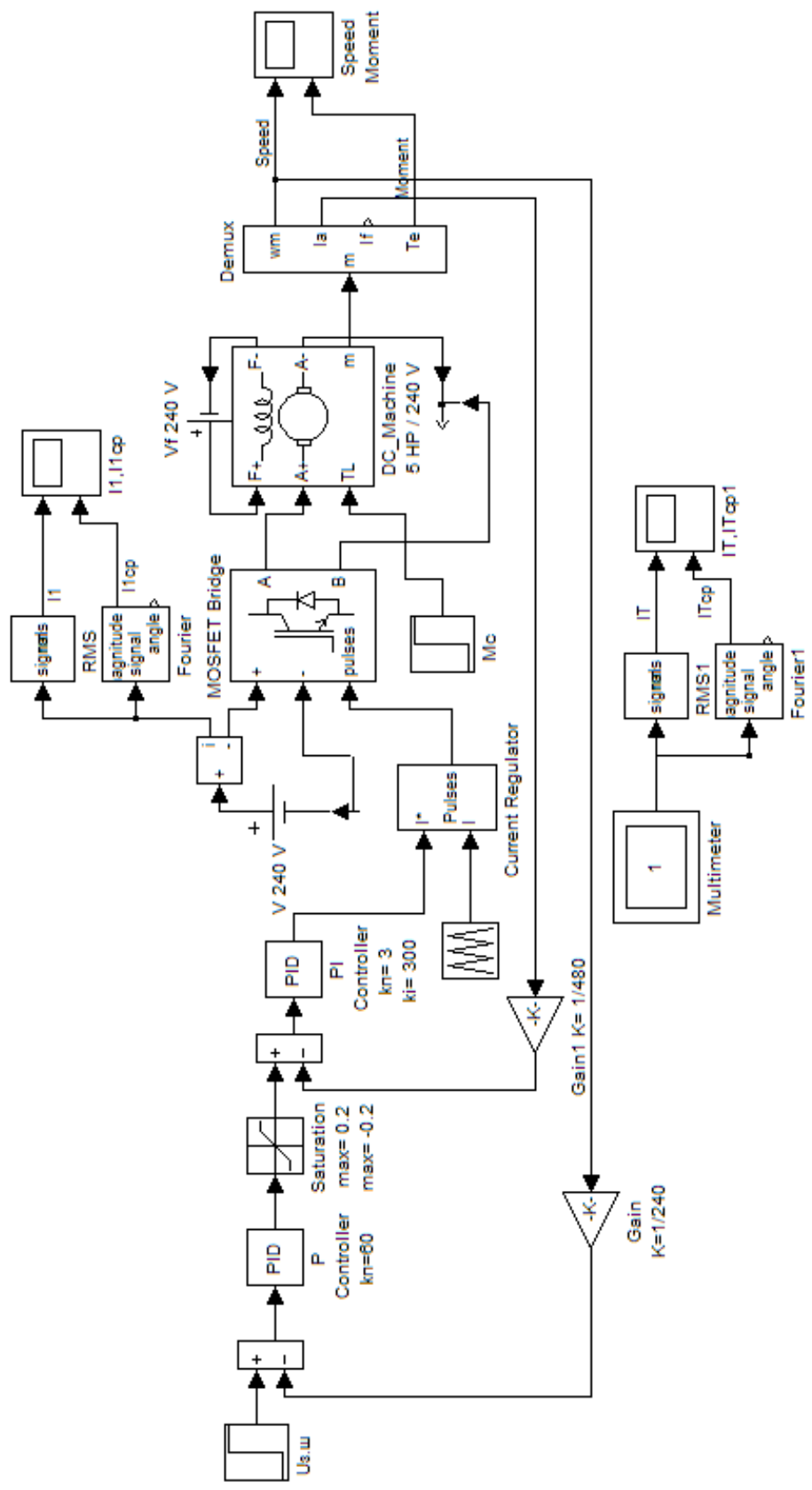


Рис. 3.78. Віртуальна модель електропривода постійного струму з ШП

Узгодження регуляторів швидкості  $P$  і струму  $PI$  (коефіцієнти розраховуються у відносних одиницях, а параметри віртуальної машини задані в іменованих величинах) здійснено підсилювачами в колах зворотного зв'язку ( $Gain$ ,  $Gain1$ ). Значення коефіцієнтів підсилювачів відповідають оберненим значенням відповідних базових величин.

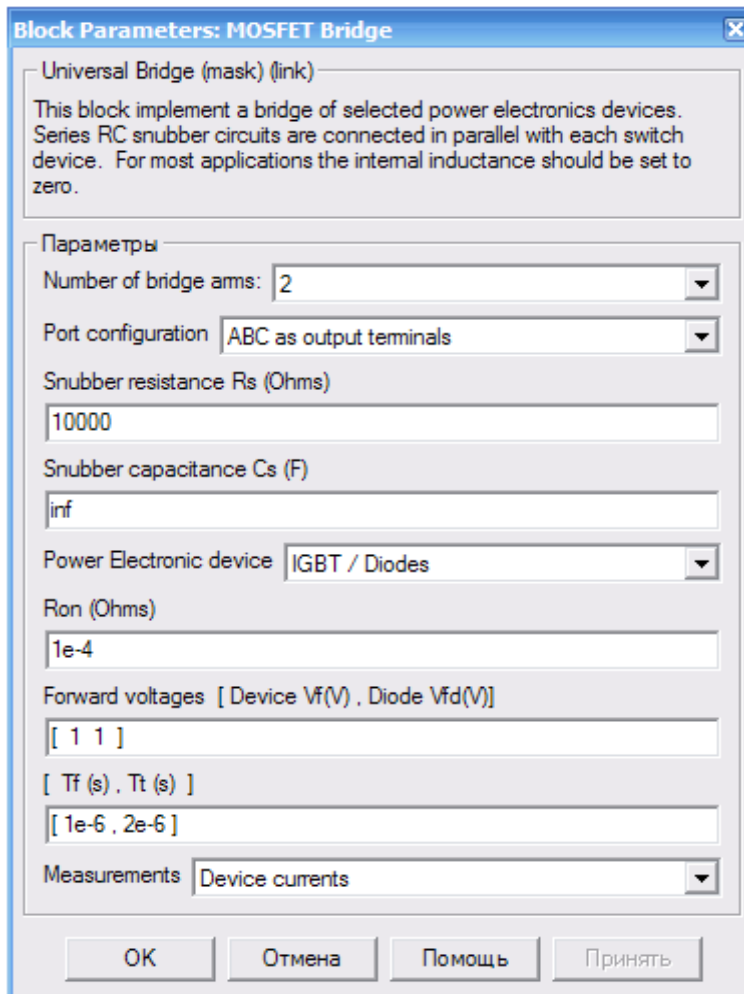


Рис. 3.79. Вікно настройки універсального ШП

Рис. 3.80. Вікно настройки блока керування універсальним ШП

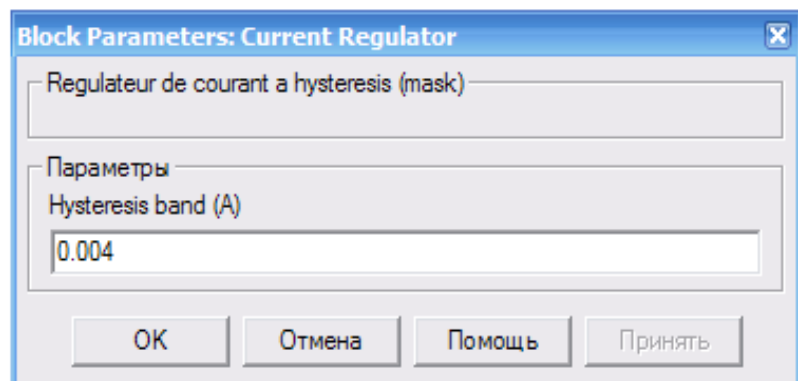


Рис. 3.81. Вікно  
настройки двигуна  
постійного струму

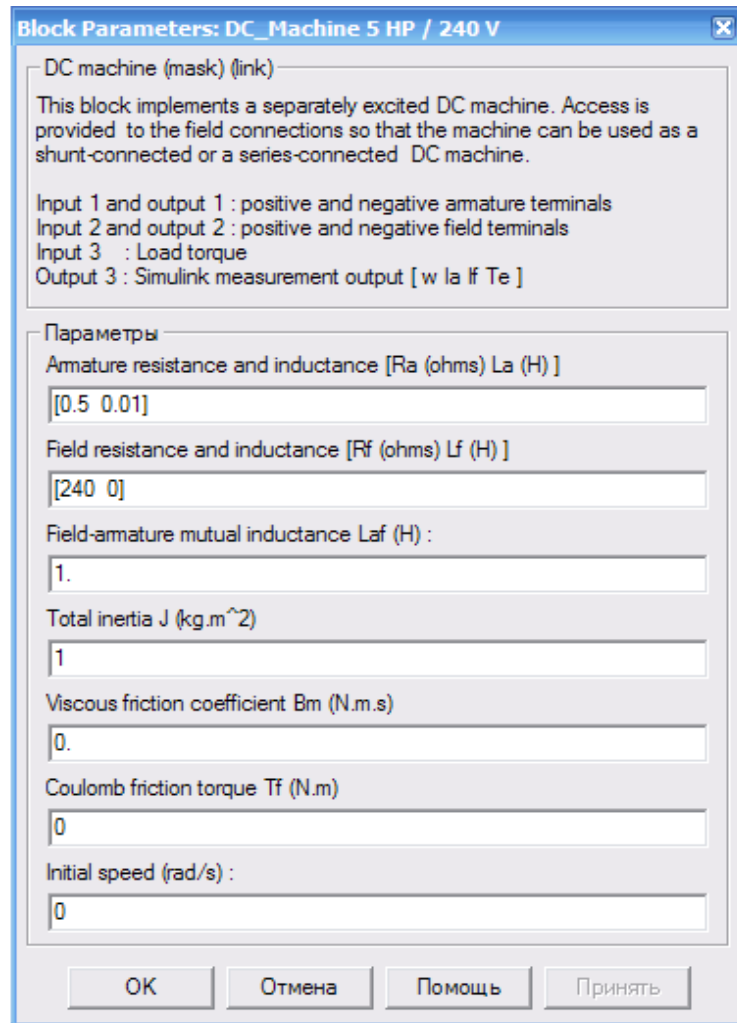
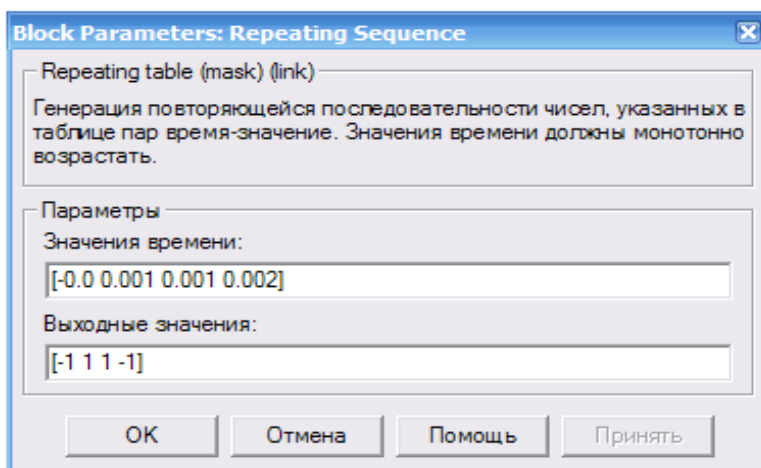


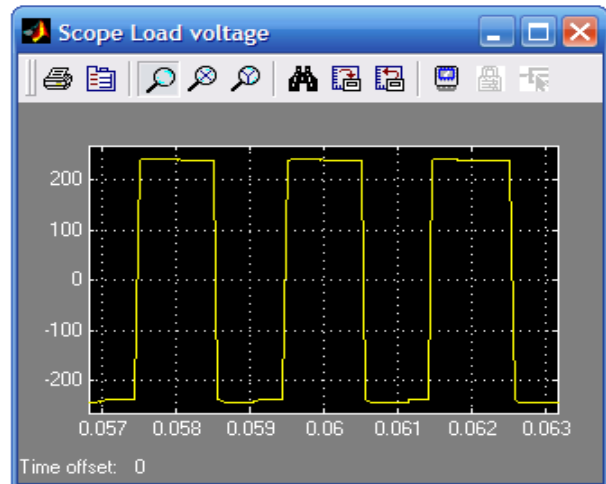
Рис. 3.82. Вікно  
настройки генератора  
пилкоподібної напруги



Регулятори струму і швидкості розраховують аналогічно як і для електропривода з керованим вентилем. При цьому за некомпенсовану сталу часу  $T_m$  необхідно прийняти період комутації ШП, який рівний періоду напруги ГПН. Період ГПН

$T_0$  визначається за осцилограмою Load Voltage (рис. 3.83) при напрузі 0 В. З осцилограми видно, що вихідна напруга має двополярне значення. Це свідчить про те, що в даній моделі використано широтно-імпульсний перетворювач з симетричним керуванням.

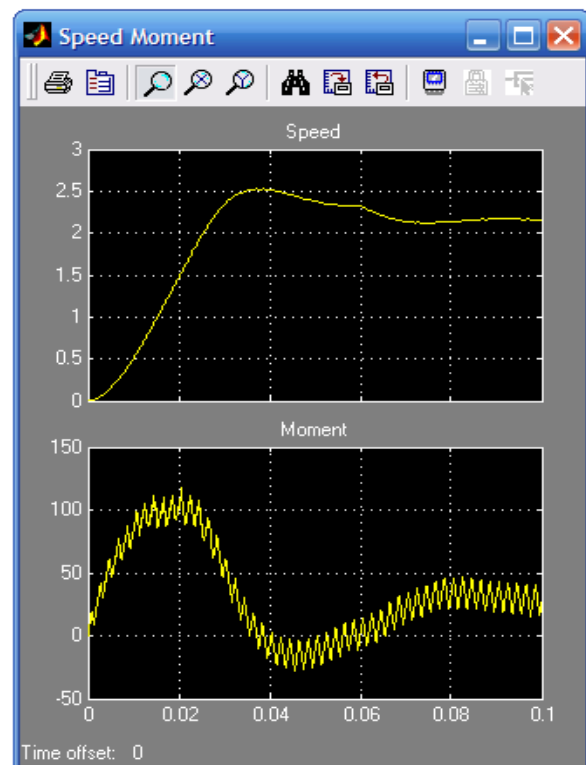
Рис. 3.83. Осцилограма миттєвих значень напруги в навантаженні

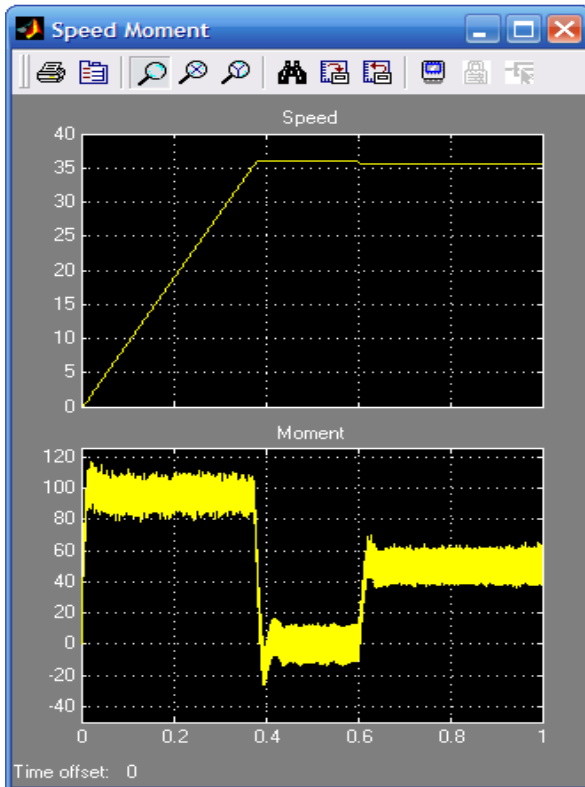


Віртуальні моделі, як уже говорилося, доцільно використовувати для дослідження електромагнітних і енергетичних характеристик електроприводів. При цьому аналізуються перехідні процеси, які входять в розрахункові режими роботи електродвигуна в системі електропривода.

На рис. 3.84 наведені графіки перехідних процесів швидкості і моменту при невеликому задаючому сигналі швидкості  $u_{з.ш}=0,01$  в.о. Специфіка ШП проявляється в характері перехідного процесу моменту.

Рис. 3.84. Перехідні процеси швидкості (вище) і моменту (нижче) електропривода з ШП при  $u_{з.ш}=0,01$  в.о. та  $M_C=30$  Н·м





На рис. 3.85 наведені графіки швидкості і моменту при  $u_{3,III} = 0,15$  в.о., в які входять режим пуску з виходом системи на обмеження, режим холостого ходу і режим при номінальному навантаженні.

Рис. 3.85. Графіки перехідних процесів швидкості (вище) і моменту (нижче) електропривода з ШПІ при  $u_{3,III} = 0,15$  в.о. та  $M_C = 50$  Н·м

Графіки електромагнітних перехідних процесів ефективного і середнього значень струму в колі живлення і в транзисторному ключі наведені на рис. 3.86 та 3.87. Вони являються базою для вибору і проектування широтно-імпульсного перетворювача.

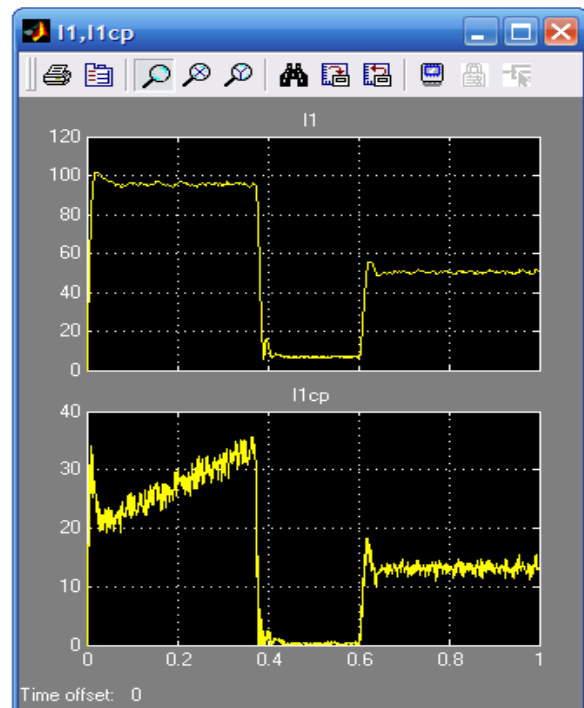
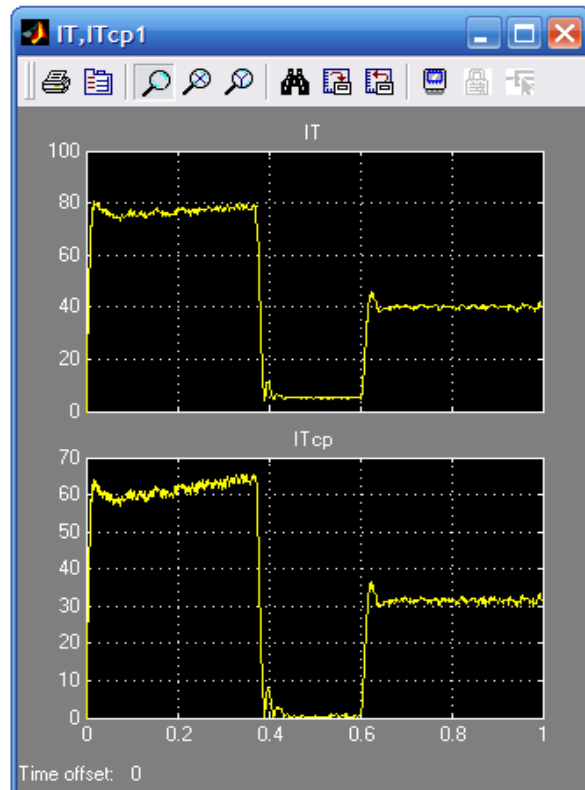


Рис. 3.86. Графіки перехідних електромагнітних процесів ефективного (вище) і середнього (нижче) значень струмів в колі живлення ( $u_{3,III} = 0,15$  в.о.;  $M_C = 50$  Н·м)

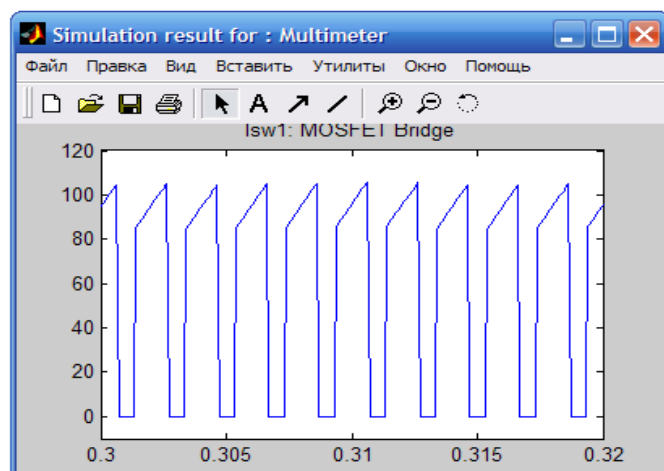
Рис. 3.87. Графіки перехідних електромагнітних процесів ефективного (вище) і середнього (нижче) значень струмів в *СТК* ( $u_{з,ш}=0,15$  в.о.;  $M_C=50$  Н·м)



В даній моделі реалізований ШПП на IGBT-транзисторах. Виміряні струми є струмами всього силового транзисторного ключа (*СТК*), який складається з силового транзистора і зустрічно-паралельного діода. При цьому необхідно пам'ятати, що в стандартних силових модулях ці елементи вже конструктивно з'єднані, і струм, отриманий при моделюванні, є струмом, за яким вибирають модуль.

Графік миттєвих значень струмів у силовому модулі, отриманий за допомогою блока Multimeter, наведено на рис. 3.88.

Рис. 3.88. Осцилограма миттєвих значень струму в силовому транзисторному ключі





## *Питання для самоконтролю*

1. Чому для побудови моделей регульованого електропривода використовують рівняння у відносних одиницях?
2. Які базові одиниці використовують для двигунів постійного струму незалежного збудження?
3. Назвіть основні блоки, з яких складається модель двигуна постійного струму незалежного збудження (ДПС НЗ).
4. Опишіть роботу моделі ДПС НЗ.
5. За якими даними визначають параметри двигуна для його моделі?
6. Як створюється навантаження в моделях двигунів постійного струму для дослідження механічних (електромеханічних) характеристик?
7. Назвіть основні блоки, з яких складається модель ДПС НЗ при номінальному збудженні.
8. Вкажіть особливість моделі ДПС з паралельним збудженням.
9. Назвіть основні блоки, з яких складається модель двигуна постійного струму послідовного збудження.
10. Які базові одиниці використовують для двигунів постійного струму послідовного збудження?
11. Назвіть основні блоки, з яких складається модель двигуна постійного струму змішаного збудження.
12. На основі чого визначають аналітичну залежність кривої намагнічування для ДПС послідовного та змішаного збудження?
13. Назвіть основні блоки, з яких складається віртуальна модель двигуна постійного струму незалежного збудження.
14. Як створити модель двигуна незалежного, паралельного та послідовного збудження на основі віртуальної моделі універсального двигуна постійного струму?
15. Вкажіть основні параметри, які задають у вікні настройки двигуна постійного струму.
16. Назвіть основні блоки, з яких складається модель електропривода в системі ТРН-Д з від'ємним зворотним зв'язком за струмом.

17. Назвіть основні блоки моделі електропривода з відсічкою за струмом.
18. Назвіть основні блоки, з яких складається модель електропривода в системі ТРН-Д з від'ємним зворотним зв'язком за швидкістю.
19. Назвіть основні блоки, з яких складається модель двоконтурної системи з підпорядкованим регулюванням струму та швидкості системи ТРН-Д.
20. Назвіть основні блоки віртуальної моделі електропривода з керованим випрямлячем.
21. Вкажіть основні параметри, які задаються у вікні настройки керованого випрямляча.
22. Як у вікні настройки універсального регулятора PID Controller задати II- або III-регулятор?
23. Назвіть основні блоки функціональної моделі електропривода з широтно-імпульсним перетворювачем.
24. На основі чого складаються функціональні схеми електроприводів?
25. Назвіть основні блоки віртуальної моделі електропривода з широтно-імпульсним перетворювачем.
26. Які особливості перехідної характеристики за струмом при невеликих швидкостях в електроприводах з керованим випрямлячем та широтно-імпульсними перетворювачами?
27. Яку величину приймають за некомпенсовану сталу часу при виборі регуляторів в електроприводах з ШП?

## 4. МОДЕЛЮВАННЯ В МАТЛАВ ЕЛЕКТРОПРИВОДА ЗМІННОГО СТРУМУ

### 4.1. Моделі асинхронних двигунів

#### 4.1.1. Модель асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором в нерухомій системі координат

Для моделювання вибрано асинхронний двигун з короткозамкненим ротором (АКЗ) з наступними паспортними даними і параметрами:

тип АИР160S2;  $P_H = 15$  кВт;  $U_{H.\Phi} = 220$  В;  $I_H = 28,5$  А;  $n_H = 2910$  об/хв.;  $f_{1.H} = 50$  Гц;  $p_{II} = 1$ ;  $I_{II}/I_H = 7,0$ ;  $\mu_{\text{МАКС}} = 2,7$ ;  $\mu_{II} = 1,8$ ;  $\mu_{\text{МИН}} = 1,7$ ;  $\cos\varphi = 0,89$ ; ККД = 90 %;  $R_S = 0,4134$  Ом;  $R_R = 0,1923$  Ом;  $L_S = L_R = 0,054$  Гн;  $L_m = 0,053$  Гн;  $J = 0,039$  кг·м<sup>2</sup>.

За системою рівнянь (4.1), отриманих з теоретичних пожень регульованого електропривода, створена структурна схема АКЗ в нерухомій системі координат (рис. 4.1). В нерухомій комплексній системі координат ( $\omega_k = 0$ ;  $\alpha_k = 0$ ) дійсна вісь позначена через  $\alpha$ , а уявна через  $\beta$ . Просторові вектори в цьому випадку розкладаються по осях:  $u_s^* = u_{s\alpha} + ju_{s\beta}$ ;  $i_s^* = i_{s\alpha} + ji_{s\beta}$ ;  $\psi_s^* = \psi_{s\alpha} + j\psi_{s\beta}$ . Тут  $\omega_k$  швидкість обертання просторового вектора (швидкість обертання поля статора в електричному просторі) і  $\alpha_k$  відносна частота струму статора.

$$\left. \begin{aligned} u_{s\alpha} &= r_s(1 + T_s^* s)i_{s\alpha} - \frac{k_R}{T_R^*}\psi_{R\alpha} - k_R p_{II} \nu \psi_{R\beta}; \\ u_{s\beta} &= r_s(1 + T_s^* s)i_{s\beta} - \frac{k_R}{T_R^*}\psi_{R\beta} + k_R p_{II} \nu \psi_{R\alpha}; \\ 0 &= -k_R r_R i_{s\alpha} + \frac{1}{T_R^*}(1 + T_R^* s)\psi_{R\alpha} + p_{II} \nu \psi_{R\beta}; \\ 0 &= -k_R r_R i_{s\beta} + \frac{1}{T_R^*}(1 + T_R^* s)\psi_{R\beta} - p_{II} \nu \psi_{R\alpha}; \\ m^* &= k_R(\psi_{R\alpha} i_{s\beta} - \psi_{R\beta} i_{s\alpha}); \\ T_m^* \frac{d\nu}{dt^*} &= m^* - m_C^*, \end{aligned} \right\} \quad (4.1)$$

де  $u_{s\alpha}$ ,  $u_{s\beta}$ ,  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\psi_{s\alpha}$ ,  $\psi_{s\beta}$ , – проекції просторових векторів, відповідно напруги, струму статора та потокозчеплення ротора,

на вісі  $\alpha$  і  $\beta$  нерухомої системи координат;  $r_S = \frac{R_S}{R_b}$ ,  $r_R = \frac{R_R}{R_b}$  – опір статора і ротора у відносних одиницях, в.о.;  $R_S$ ,  $R_R$  – опір статора і ротора в іменованих одиницях;  $x_S = \frac{\omega_b L_S}{R_b}$ ,  $x_R = \frac{\omega_b L_R}{R_b}$ ,  $x_m = \frac{\omega_b L_m}{R_b}$  – індуктивний опір статора, ротора і контура взаємоіндукції, в.о.;  $L_S$ ,  $L_R$  – власні індуктивності статора і ротора;  $L_m$  – взаємна індуктивність статора і ротора;  $R_b = \frac{U_b}{I_b}$  – базовий опір;  $r = r_S + k_R^2 r_R$ ,  $x'_S = (x_S - \frac{x_m^2}{x_R})$ ,  $k_R = \frac{x_m}{s_R}$  – безрозмірні коефіцієнти;  $s$  – оператор Лапласа;  $T'_S = \frac{x'_S}{r}$ ,  $T'_R = \frac{x_R}{r_R}$  – відносні сталі часу статорного і роторного кіл, в.о.;  $p_{II}$  – кількість пар полюсів двигуна;  $\omega_m$  – кутова швидкість ротора;  $\nu = \frac{\omega_m}{\omega_b}$  – кутова швидкість ротора, в.о.;  $\omega_b = 2\pi f_1$  – базова швидкість;  $f_1$  – основна частота мережі;  $m^* = \frac{m}{M_b}$ ,  $m_C^* = \frac{m_C}{M_b}$  – відносні електромагнітний момент двигуна та момент опору робочої машини, в.о.;  $M_b = \frac{3}{2} p_{II} \frac{U_b I_b}{\omega_b}$  – базовий момент,  $T_m^* = \frac{J \omega_b}{M_b}$  – стала часу контура взаємоіндукції, в.о.;  $J$  – зведений момент інерції системи;  $t^* = \frac{t}{t_b} = \omega_b t$  – час, в.о..

Використовуючи наведені вище вирази, обчислимо безрозмірні коефіцієнти (табл. 4.1).

#### 4.1. Безрозмірні коефіцієнти асинхронного двигуна

Коефіцієнт	$r$	$x'_S$	$T'_S$	$k_R$	$T'_R$	$r_R$	$T_m^*$
Значення	0,078	0,08	1,03	0,98	87,9	0,025	128,4

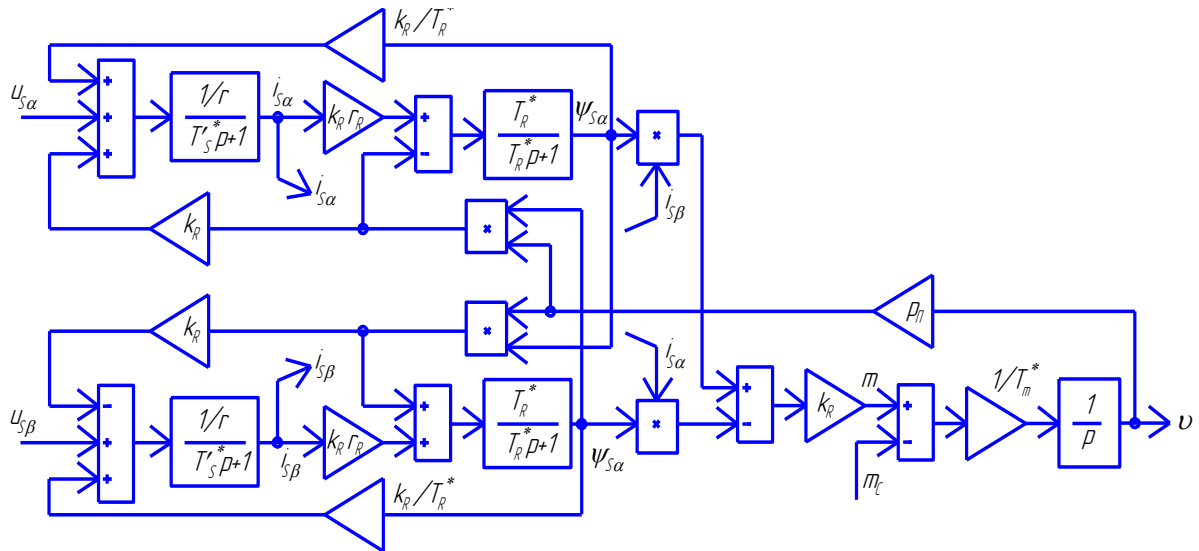


Рис. 4.1. Структурна схема АКЗ в нерухомій системі координат

За структурною схемою (рис. 4.1) та розрахованими коефіцієнтами створена модель АКЗ в нерухомій системі координат (рис. 4.2).

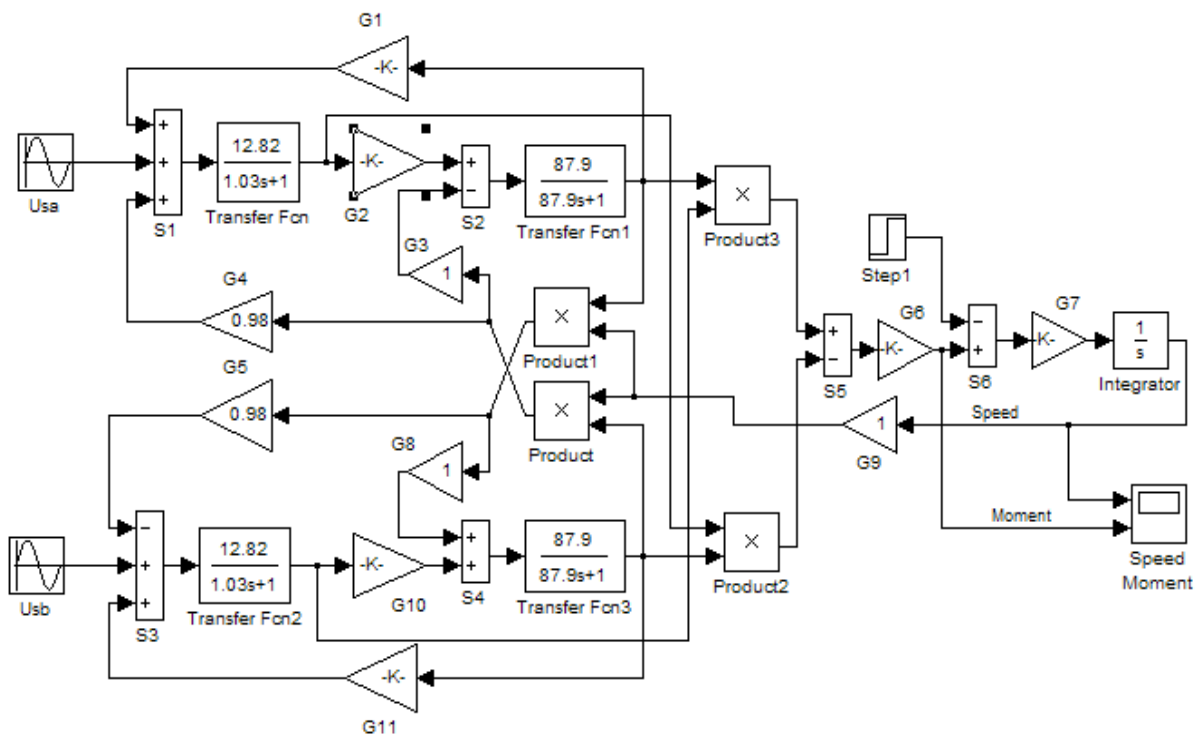


Рис. 4.2. Модель в MatLab АКЗ в нерухомій системі координат

На входи моделі (блоки Usa і Usb) в момент часу  $t^*=0$  подаються напруги  $u_{S\alpha}=\cos t^*$  і  $u_{S\beta}=\sin t^*$ , реалізуючи тим самим прямий пуск двигуна. В даній схемі відносна частота поля статора  $\alpha_K=1$ , тобто частота струму джерела живлення дорівнює базовій 50 Гц.

Модель має 11 підсилювальних блоків (G1-G11). Підсилювачі G3 і G8 мають коефіцієнт підсилення  $K=1$  і служать для розведення перехресних зв'язків. Вирази для визначення коефіцієнтів підсилення решти підсилювачів вказані на структурній схемі.

Осцилограф вимірює відносні значення електромагнітного моменту Moment і швидкості Speed двигуна. Слід пам'ятати, що час на осцилограмах є безрозмірною величиною  $t^*=t/t_B=\omega_B t=2\pi f_1 t$ , тобто щоб перейти до секунд, необхідно безрозмірний час поділити на базову частоту, якою є частота обертання поля статора при  $f_1=50$  Гц:

$$t=t^*/\omega_B=t^*/2\pi f_1=t^*/314.$$

Результати моделювання наведені на рис. 5.3, з якого видно, що при прямому пуску спочатку спостерігається значне коливання моменту. Спостерігаються також і коливання струму. Через 200 безрозмірних одиниць часу (близько 0,6 с) подається навантаження, яке приводить до зниження швидкості.

Іншу можливість аналізу асинхронного двигуна надає бібліотека Tolbox Power System Blocks. В цій бібліотеці (див. розділ 1.1.7) є блоки віртуальних електричних машин, в т.ч. асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором. Віртуальна модель трифазного АКЗ наведена на рис. 4.4.

Склад моделі:

- досліджувана трифазна асинхронна машина Asynchronous Machine (бібліотека Power System Blockset/Extras/Machines);
- джерело змінної трифазної напруги Source з бібліотеки Power System Blockset/Extras/Electrical Sources;
- блок Scope для спостереження миттєвих струмів ротора і статора, а також швидкості і моменту асинхронної машини (головна бібліотека Simulink/Sinks);
- універсальний блок вимірювання параметрів машини змінного струму Masyines Measurement;

Рис. 4.3. Графіки перехідних процесів швидкості і електромагнітного моменту асинхронного двигуна у відносних одиницях при прямому пуску і накиданні навантаження

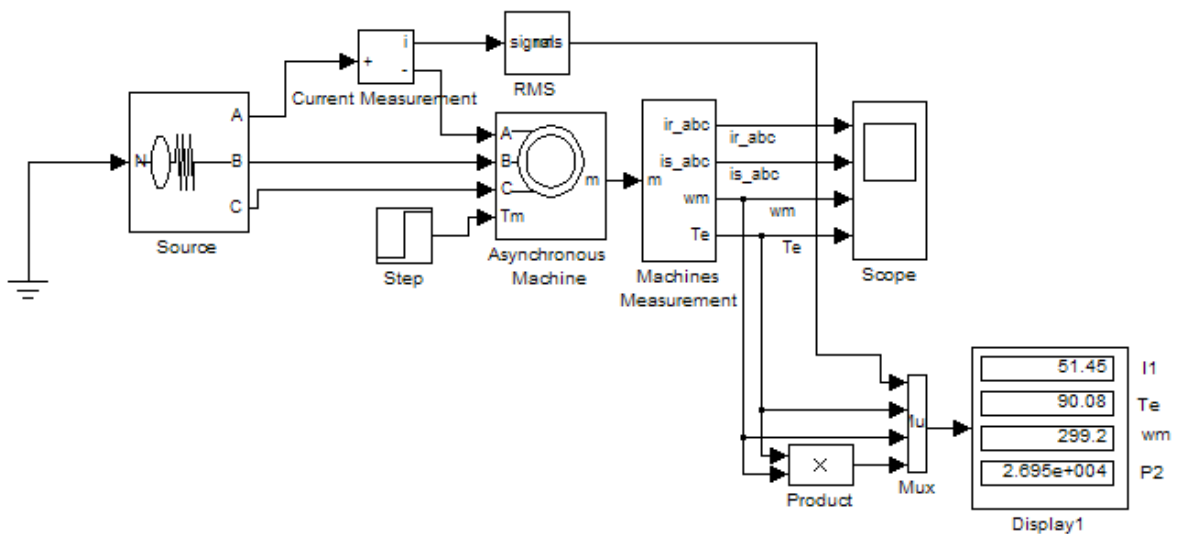
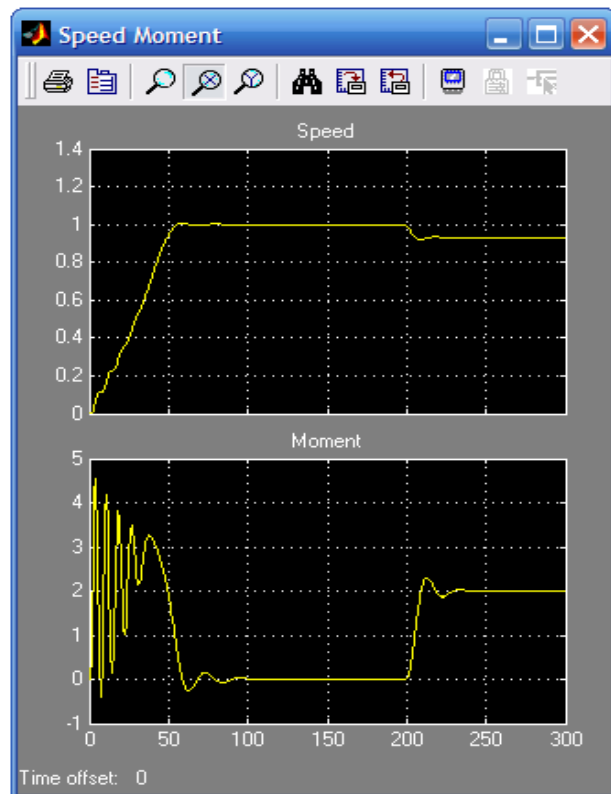


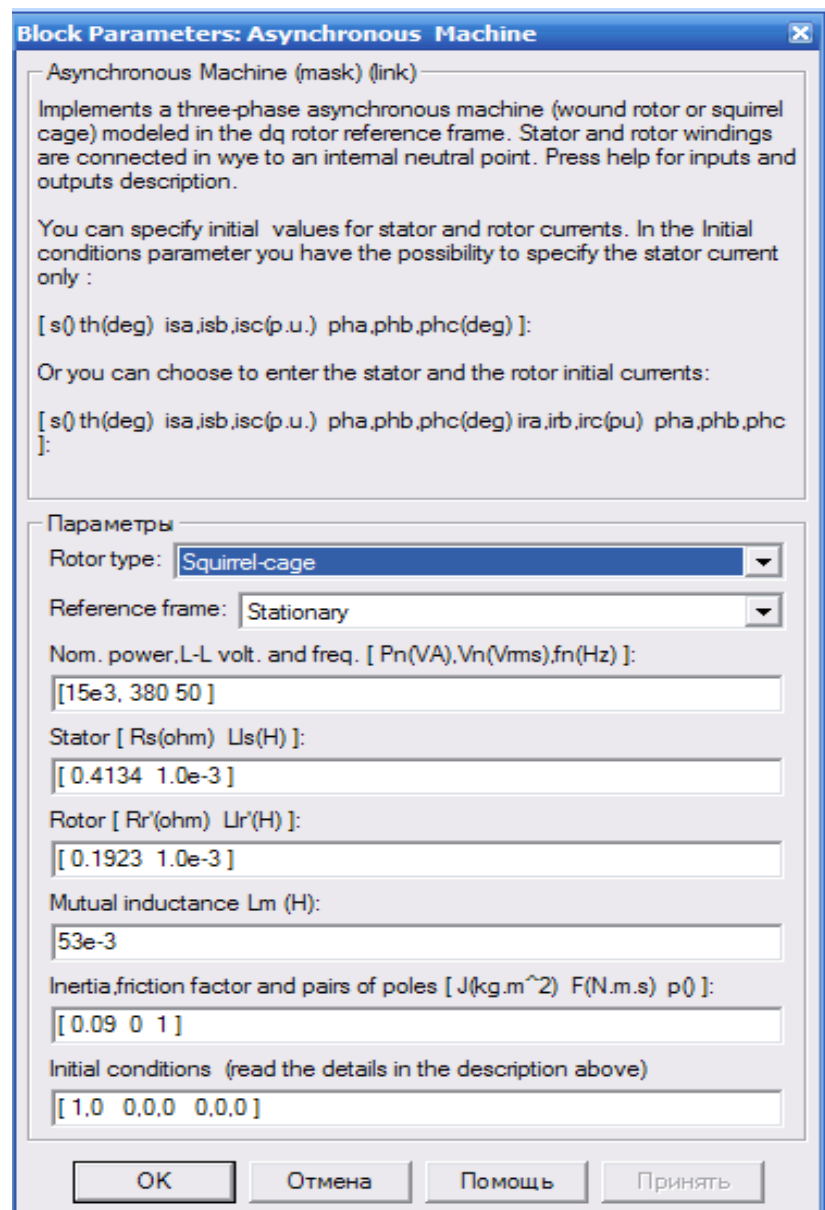
Рис. 4.4. Віртуальна модель для дослідження АКЗ

- блок Step для задання механічного моменту на валу машини (головна бібліотека Simulink/Source);
- блок вимірювання миттєвих значень струмів Current Measurement в джерелі живлення;

- блок RMS для вимірювання діючого значення струму джерела живлення I1;
- блок Display 1 для кількісного показу струму живлення, електромагнітного моменту, швидкості двигуна і потужності на валу двигуна (головна бібліотека Simulink/Sinks);
- блок Mux, який об'єднує чотири сигнали в один векторний (із головної бібліотеки Simulink/Signal&System).

Вікно настроювання параметрів асинхронної машини показано на рис. 4.5.

Рис. 4.5. Вікно настроювання параметрів асинхронної машини



Параметри асинхронної машини частково беруть із паспортних даних двигуна, а частково розраховують на підставі



цих даних. Вихідними даними є параметри схеми заміщення (активні опори та індуктивності) двигуна.

У полях вікна настроювання двигуна послідовно задаються:

- тип ротора (Rotor Type); можна задати або короткозамкнений або фазний ротор;
- система відліку при аналізі (Reference frame);
- потужність, номінальні діючі значення лінійної напруги і частоти;
- параметри схеми заміщення статора;
- параметри схеми заміщення ротора;
- параметри ланки намагнічування;
- момент інерції, коефіцієнт в'язкого тертя, кількість пар полюсів;
- початкові умови для моделювання (ковзання, положення ротора, струми статора та їх початкові фази).

За каталожними даними визначаються такі параметри двигуна:

- синхронна частота обертання, об/хв.:

$$n_c = \frac{60f_1}{p_{\Pi}}, \quad (4.2)$$

- де  $f_1$  – частота струму статора, Гц;  $p_{\Pi}$  – кількість пар полюсів;  
– номінальне ковзання:

$$s_H = \frac{n_c - n_H}{n_c}, \quad (4.3)$$

- де  $n_H$  – номінальна частота обертання ротора двигуна, об/хв.;  
– номінальна кутова швидкість обертання ротора двигуна:

$$\omega_H = \frac{\pi n_H}{30}; \quad (4.4)$$

- синхронна кутова швидкість обертання, рад/с:

$$\omega_c = \frac{2\pi f_1}{p_{\Pi}}; \quad (4.5)$$

- номінальний, максимальний і пусковий моменти, Н·м:

$$M_H = \frac{P_H}{\omega_H}, \quad (4.6)$$

$$M_{MAX} = \mu_{MAX} M_H, \quad (4.7)$$

$$M_{II} = \mu_{II} M_H, \quad (4.8)$$

де  $P_H$  – номінальна потужність двигуна, Вт;  $\mu_{MAX}$ ,  $\mu_{II}$  – відповідно кратність (відношення) максимального та пускового моменту, в.о.;

– критичне ковзання:

$$s_K = \frac{s_H + \sqrt{s_H \frac{\mu_{MAX} - 1}{\mu_1 - 1}}}{1 + \sqrt{s_H \frac{\mu_{MAX} - 1}{\mu_1 - 1}}}, \quad (4.9)$$

де  $\mu_1 = \frac{M_{MAX}}{M_{II}}$  – відношення максимального моменту до пускового, в.о.

Для двигунів великої потужності використовують спрощену формулу:

$$s_K = s_H (\mu_{MAX} + \sqrt{\mu_{MAX}^2 - 1}). \quad (4.10)$$

Приведений активний опір ротора  $R'_R$ , Ом, (у вікні настроювання позначено  $R'_r$ ) визначають за рівнянням:

$$R'_R = \frac{1}{3} \cdot \frac{P_H + \Delta P_{MEX}}{I_H^2 \cdot \frac{1 - s_H}{s_H}}, \quad (4.11)$$

де  $\Delta P_{MEX}$  – механічні втрати, Вт. Приймають рівними  $(0,01 \dots 0,05)P_H$ , при цьому менші значення відповідають двигунам з більшою потужністю.

Величину активного опору статора  $R_S$ , Ом, (у вікні настроювання позначено  $R_s$ ) знаходять за виразом:

$$R_S = \frac{U_{H,\phi} \cos \varphi}{I_H} (1 - \eta) - C^2 R'_R - \frac{\Delta P_{MEX}}{3I_H^2}, \quad (4.12)$$

де  $U_{H.\Phi}$  – номінальна фазна напруга, В;  $C$  – коефіцієнт приведення, попередньо приймається  $C = 1,01 \dots 1,05$  (менше значення для двигунів більшої потужності).

Значення приведеної індуктивності розсіювання статора  $L_{S.P}$  і ротора  $L'_{R.P}$ , Гн, (у вікні настроювання позначено  $Lls$  і  $Llr'$ , відповідно) визначають за виразом:

$$L_{S.P} = L'_{R.P} = \frac{U_{H.\Phi}}{4\pi f_1(1+C^2)k_I I_H}, \quad (4.13)$$

де  $k_I$  – кратність пускового струму, в.о.

Величина індуктивності статора  $L_S$ , Гн, (у вікні настроювання позначено  $Lls$ ):

$$L_S = \frac{U_{H.\Phi}}{2\pi f_1 I_H \sqrt{1 - (\cos \varphi)^2} - \frac{2}{3} \cdot \frac{2\pi f_1 M_{MAX} \cdot s_H}{p_{II} U_{H.\Phi} \cdot s_K}}. \quad (4.14)$$

Індуктивність контуру намагнічування  $L_m$ , Гн:

$$L_m = L_S - L_{S.P}. \quad (4.15)$$

Коефіцієнт приведення  $C_1$  визначають після розрахунку параметрів за формулою:

$$C_1 = 1 + \frac{L'_{R.P}}{L_m}. \quad (4.16)$$

Отримане значення порівнюють з прийнятим коефіцієнтом  $C$  і при великій розбіжності проводять повторний розрахунок, змінивши значення  $C$ .

Коефіцієнт в'язкого тертя  $F$ :

$$F \approx \frac{\Delta P_{MEK}}{2\omega_H^2}. \quad (4.17)$$

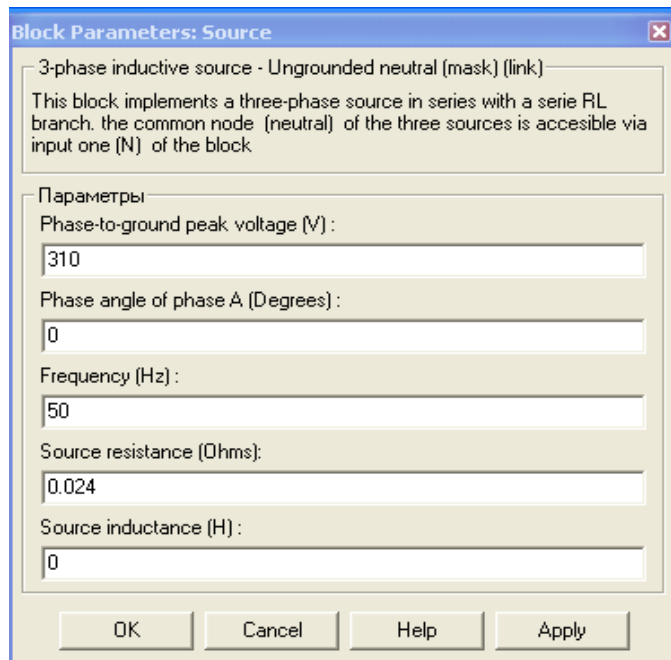
Вікно настроювання параметрів джерела живлення показано на рис. 4.6.

У полях вікна задаються:

- амплітуда фазної напруги джерела, В;

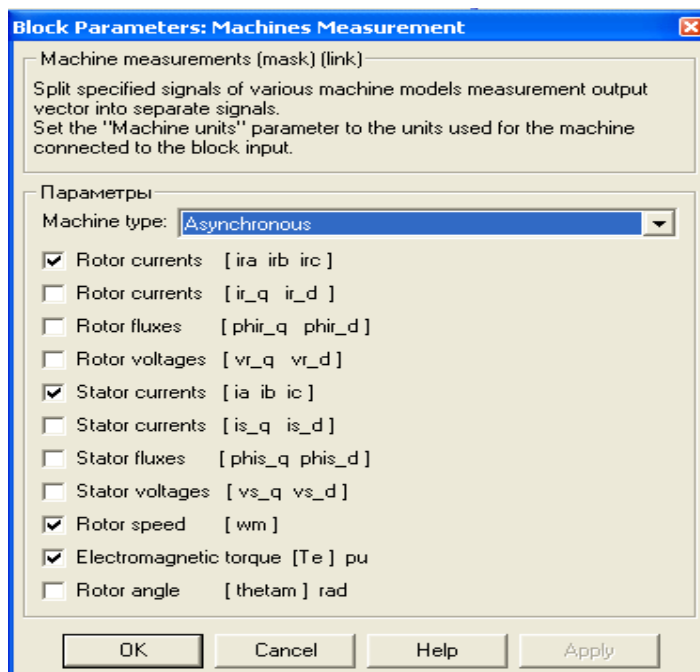
- початкова фаза в градусах;
- частота Гц;
- внутрішній опір, Ом, та індуктивність джерела, Гн.

Рис. 4.6. Вікно налаштування параметрів трифазного джерела живлення



Вікно налаштування параметрів універсального блока вимірювання машини змінного струму показано на рис. 4.7. У меню поля задають тип машини і помічають вибрані змінні для вимірювання.

Рис. 4.7. Вікно налаштування параметрів блока вимірювання



У полях вікна налаштування дисплея (рис. 4.8) вказують формат показу числових результатів, у полі Decimation (розбивка) задають число кроків обчислення, через які значення виводяться на дисплей. При встановленні в полі Sample time числа -1 робота блока синхронізується з кроком обчислення.

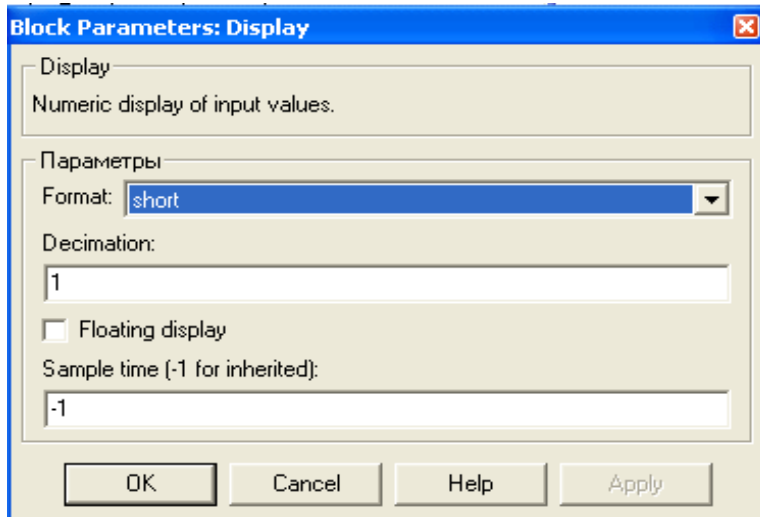


Рис. 4.8. Вікно налаштування дисплея

У вікні налаштування блока Mux (рис. 4.9), який об'єднує сигнали в один векторний, задають число входів і зовнішній вигляд блока.

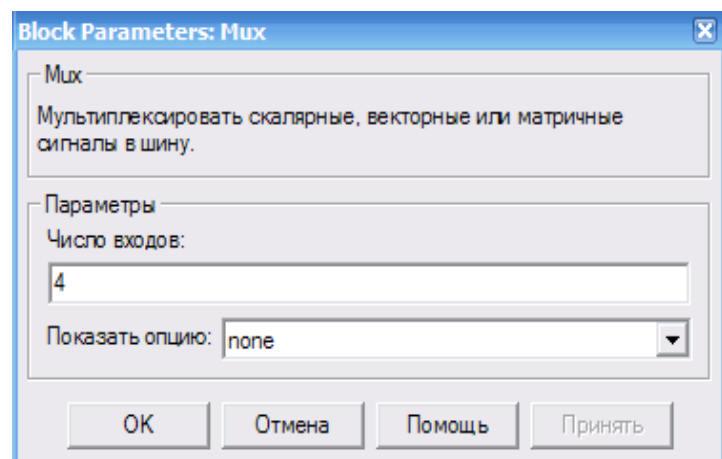


Рис. 4.9. Вікно налаштування блока Mux

Вікно блока RMS для вимірювання діючого значення струму в джерелі живлення показано на рис. 4.10. В поле вікна вводять частоту струму джерела живлення.

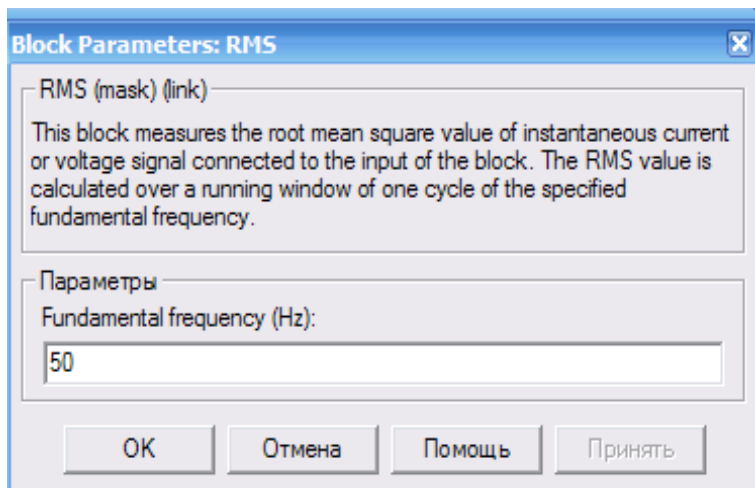


Рис. 4.10. Вікно блока RMS для вимірювання діючого значення струму

На рис. 4.11 показано результати моделювання при прямому пуску і накиданні навантаження в процесі роботи асинхронного короткозамкненого двигуна, параметри якого наведені на стор. 165. Аналіз графіків на рис. 4.3 і 4.11 підтверджує ідентичність моделей АКЗ, зображених на рис. 4.2 і 4.4.

#### 4.1.2. Модель АКЗ в обертовій системі координат

Модель АКЗ в обертовій системі координат, яка створена на основі систем рівнянь (4.18), наведена рис. 4.12.

$$\left. \begin{aligned}
 u_{Sx} &= r(1 + T_S'^* s)i_{Sx} - x'_S \alpha_k i_{Sy} - \frac{k_R}{T_R^*} \psi_{Rx} - k_R p_{II} \nu \psi_{Ry}; \\
 u_{Sy} &= r(1 + T_S'^* s)i_{Sy} + x'_S \alpha_k i_{Sx} - \frac{k_R}{T_R^*} \psi_{Ry} + k_R p_{II} \nu \psi_{Rx}; \\
 0 &= -k_R r_R i_{Sx} + \frac{1}{T_R^*} \psi_{Rx} + s \psi_{Rx} - (\alpha_k - p_{II} \nu) \psi_{Ry}; \\
 0 &= -k_R r_R i_{Sy} + \frac{1}{T_R^*} \psi_{Ry} + s \psi_{Ry} + (\alpha_k - p_{II} \nu) \psi_{Rx}; \\
 m^* &= k_R (\psi_{Rx} i_{Sy} - \psi_{Ry} i_{Sx}); \\
 T_m^* s \nu &= m^* - m_C^*.
 \end{aligned} \right\} \quad (4.18)$$

Структурна схема і її модель залежить від вибору базового вектора, який визначає швидкість обертання координат. В даній моделі за базовий вектор прийнято вектор  $\vec{u}_S$ , тобто система буде обертатися зі швидкістю  $\omega_C$ , яка рівна кутовій частоті напруги

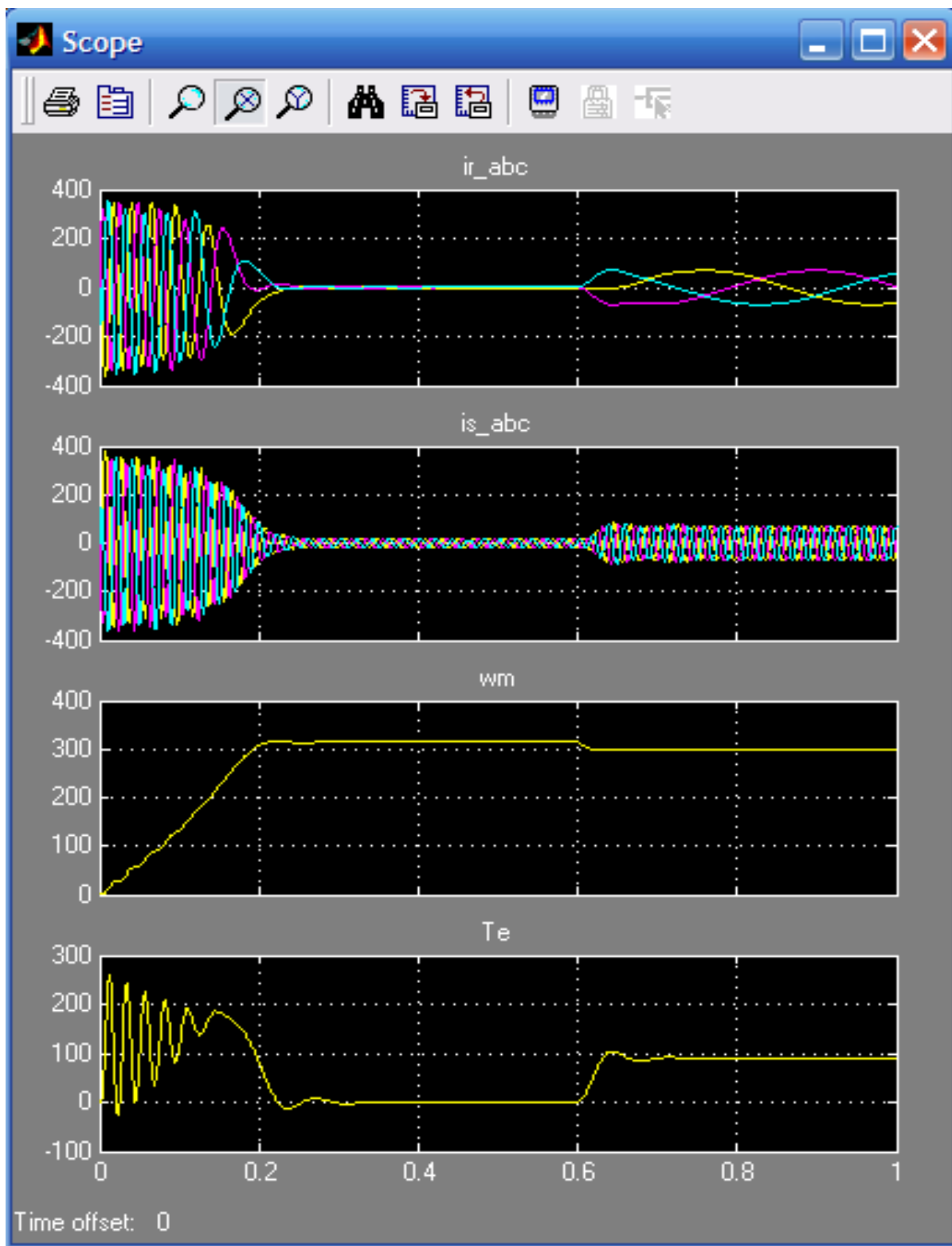


Рис. 4.11. Графіки перехідних процесів струмів ротора і статора, швидкості і електромагнітного моменту двигуна в іменованих одиницях і реальному часі в секундах

живлення. Швидкість обертання системи координат задає блок Step 2, в якому встановлено величину  $\alpha_K=1$  у відносних одиницях. На вхід системи подані напруги в обертовій системі координат  $u_{Sx}=U_x$ ,  $u_{Sy}=U_y$ , які являють собою постійні величини. Часто для спрощення розрахунків суміщають просторовий вектор з дійсною віссю, тоді  $u_{Sy}=0$ .

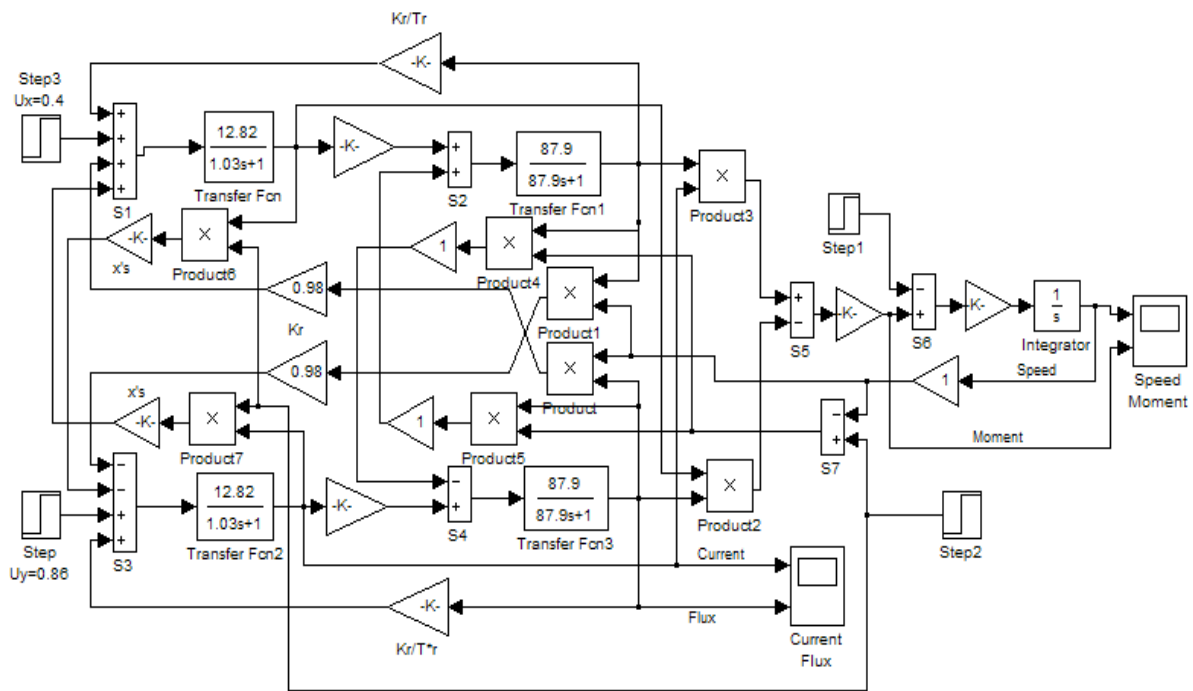


Рис. 4.12. Модель АКЗ в обертовій системі координат з вектором напруги

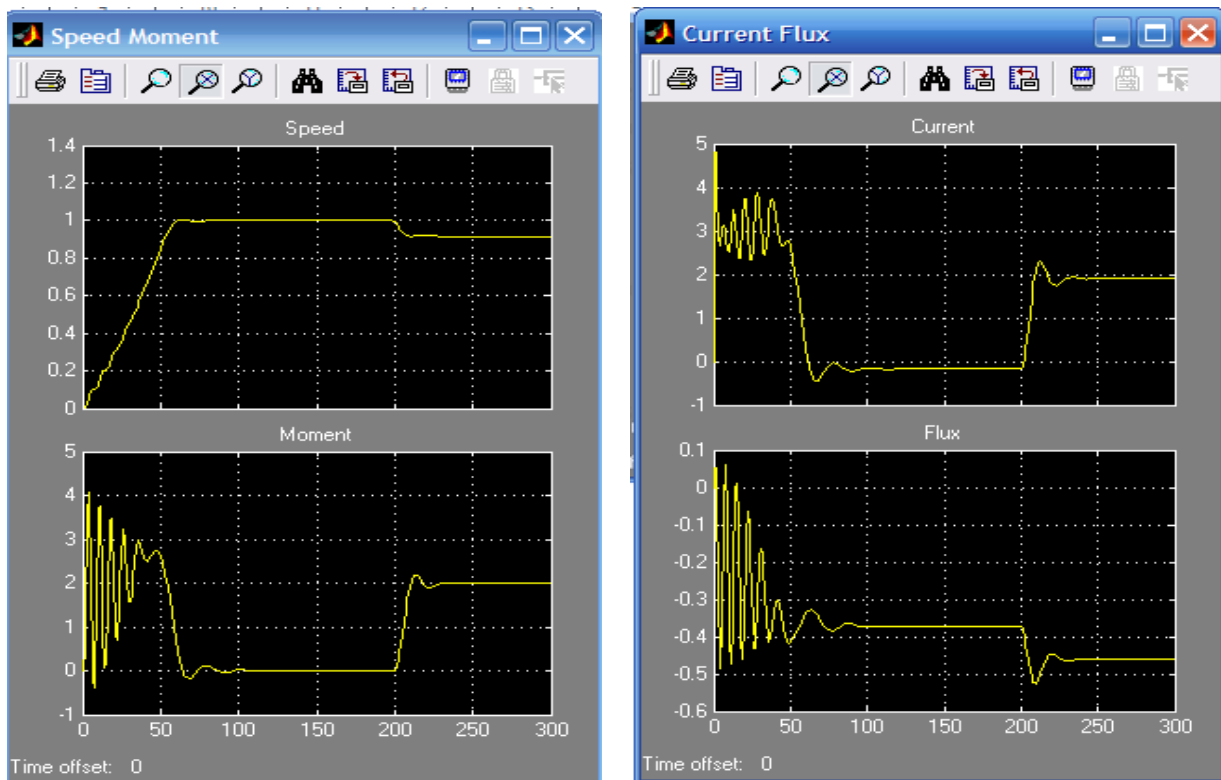
Коефіцієнти блоків підсилення даної схеми аналогічні попередній моделі.

Результати моделювання наведені на рис. 4.13, а, б.

Порівнюючи результати моделювання в нерухомій і обертовій системі координат, можна зробити висновок про їхню повну ідентичність. При цьому необхідно пам'ятати, що в усталеному режимі струм і потокозчеплення в обертовій системі координат є постійними. Це говорить про те, що при аналізі власне електричної машини вибір системи координат не має значення. Але при синтезі замкнених систем вибір системи координат є вирішальним. Ця обставина особливо проявляється при синтезі параметрів регуляторів і при моделюванні всієї системи електропривода в пакеті Simulink, оскільки при



вирішенні задач в цьому пакеті існують обмеження, які можна обійти тільки при правильному виборі системи координат.



*a*

*б*

Рис. 4.13. Графіки перехідних процесів швидкості і моменту (*a*) та струму  $i_{Sy}$  і потокозчеплення  $\psi_{Sy}$  (*б*)

### 4.1.3. Модель АКЗ з перетворювачем координат

Модель АКЗ з перетворювачем координат наведена на рис. 4.14. Тут асинхронний двигун поданий структурною схемою в нерухомій системі координат, а система керування – в обертовій. Блок Subsystem є перетворювачем системи координат з обертової в нерухому за рівняннями (4.19 і 4.20). Склад блока наведено на рис. 4.15.

$$\begin{aligned}
 i_{S,H}^* &= i_{S,O}^* e^{j\alpha_k t^*}; \\
 i_\alpha &= i_x \cos \alpha_k t^* - i_y \sin \alpha_k t^*; \\
 \beta &= i_x \sin \alpha_k t^* + i_y \cos \alpha_k t^*,
 \end{aligned}
 \tag{4.19}$$

$$\begin{aligned}
 i_{S.O}^* &= i_{S.H}^* e^{-j\alpha_k t^*}; \\
 i_x &= i_\alpha \cos \alpha_k t^* + i_\beta \sin \alpha_k t^*; \\
 i_y &= i_\beta \cos \alpha_k t^* - i_\alpha \sin \alpha_k t^*,
 \end{aligned}
 \tag{4.20}$$

де  $i_{S.H}^* = i_\alpha + j i_\beta = I_m e^{j\psi_i}$  – вектор струму (напруги, потокозчеплення) в нерухомій системі координат  $(\alpha, \beta)$ , зображений в алгебраїчній і степеневій формі;  $i_{S.O}^* = i_x + j i_y = I_m e^{j(\psi_i - \alpha_k t^*)} = i_{S.H}^* e^{-j\alpha_k t^*}$  – вектор струму (напруги, потокозчеплення) в рухомій системі координат  $(x, y)$  зображений в алгебраїчній і степеневій формі, а також зв'язок між рухомою і нерухомою системою координат.

На вхід перетворювача координат (рис. 4.14) подані напруга в обертовій системі координат  $U_x, U_y$  у вигляді постійних величин, а також величина поточного часу  $\alpha_k t^*$  (блок Glock). На виході блока формується синусоїдальна напруга, яка керує моделлю АКЗ в нерухомій системі координат.

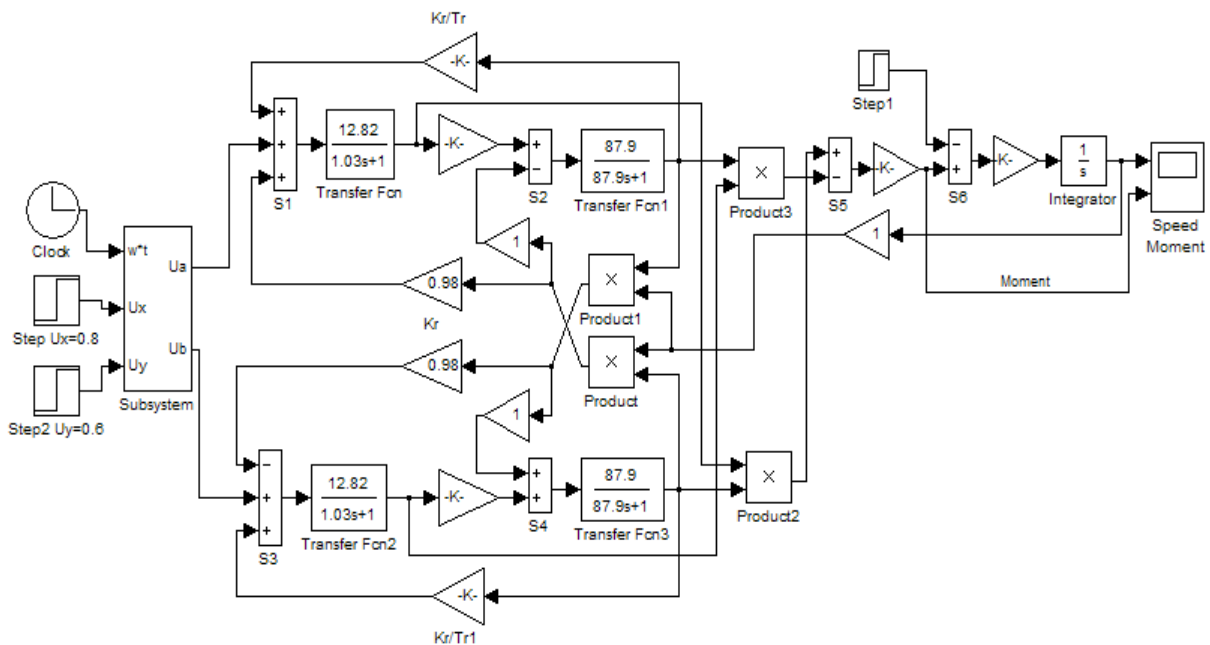


Рис. 4.14. Модель АКЗ з перетворювачем координат

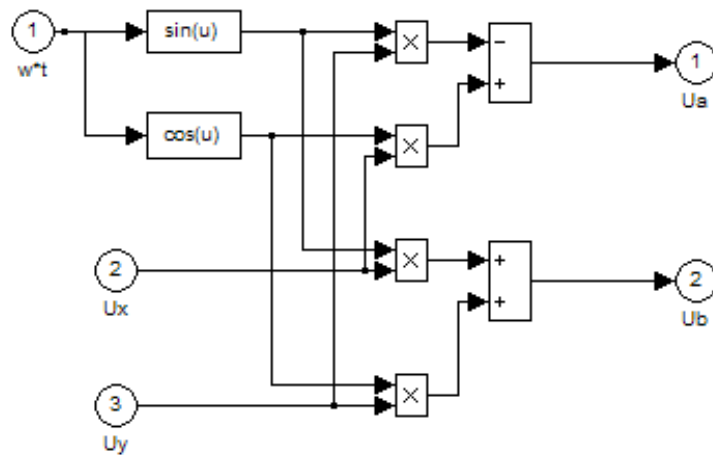


Рис. 4.15. Перетворювач системи координат з обертової в нерухому

На рис. 4.16 наведені результати моделювання швидкості та моменту двигуна.

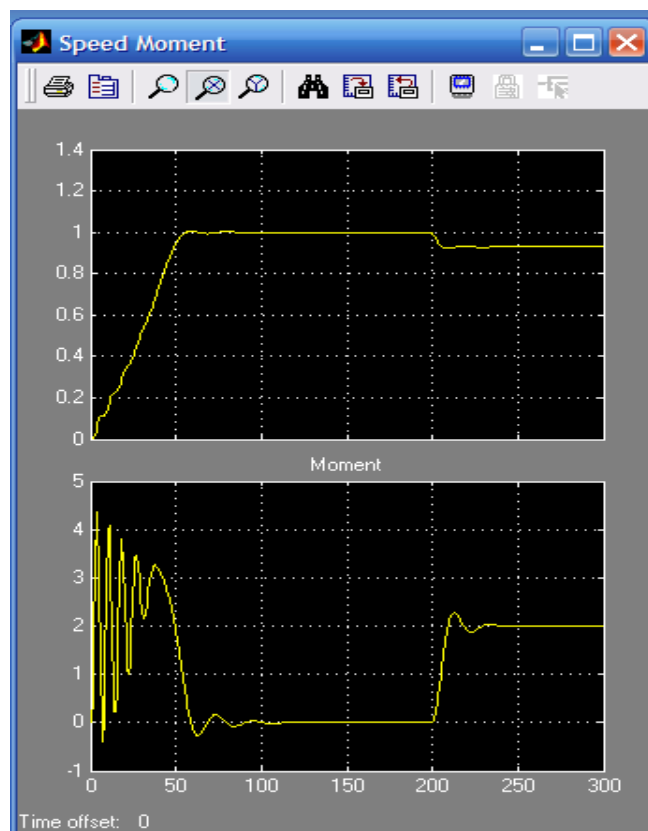


Рис. 4.16. Результати моделювання АКЗ на моделі з перетворювачем координат:  
вище – швидкість обертання;  
нижче – момент

На рис. 4.17 наведена віртуальна модель асинхронного двигуна з перетворювачем системи координат і перетворювачем фаз. Підсилювач Gain переводить величину часу в безрозмірне

значення. Перетворювач фаз 2/3 і 3/2 реалізований у відповідності з рівняннями (4.21) в Subsystem 1, склад якого наведено на рис. 4.18.

$$i_A = i_\alpha; \quad i_B = -\frac{1}{2}i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta; \quad i_C = -\frac{1}{2}i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta, \quad (4.21)$$

де  $i_A, i_B, i_C$  – миттєві значення фазних струмів статора.

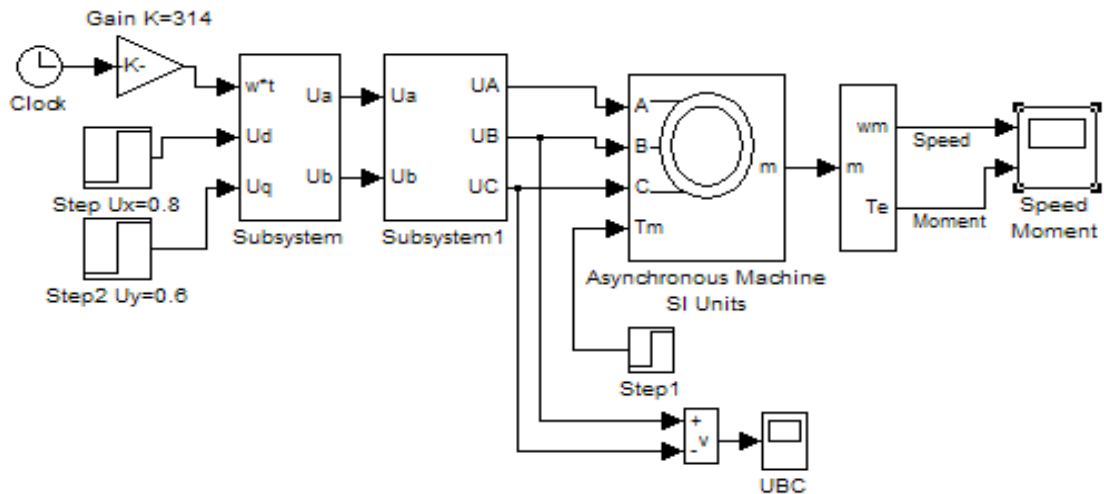


Рис. 4.17. Віртуальна модель АКЗ з перетворювачами системи координат і фаз

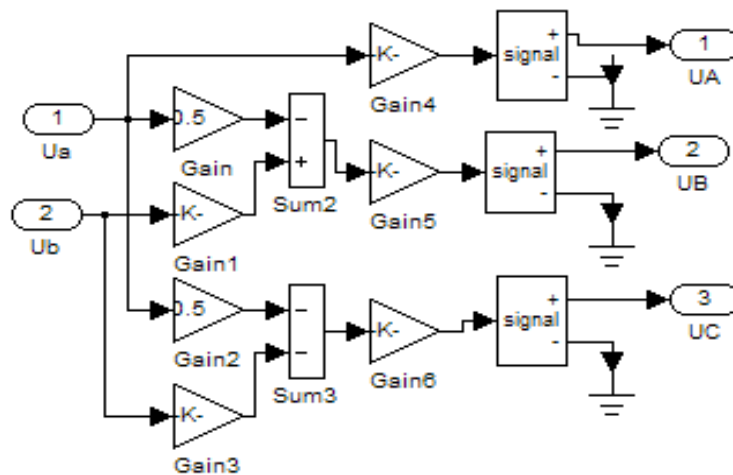


Рис. 4.18. Модель перетворювача фаз

Перетворювач фаз в своєму складі має підсилювачі Gain4 – Gain 6, які напругу у відносних одиницях переводять в іменовані.

Блок Signal (Controlled Voltage Source – Кероване джерело напруги) створює напругу у відповідності з сигналом керування.

Параметри блока Signal (рис. 4.19):

Initialize – ініціалізація. При встановленому прапорці виконується ініціалізація джерела із заданими параметрами: амплітудою, фазою і частотою.

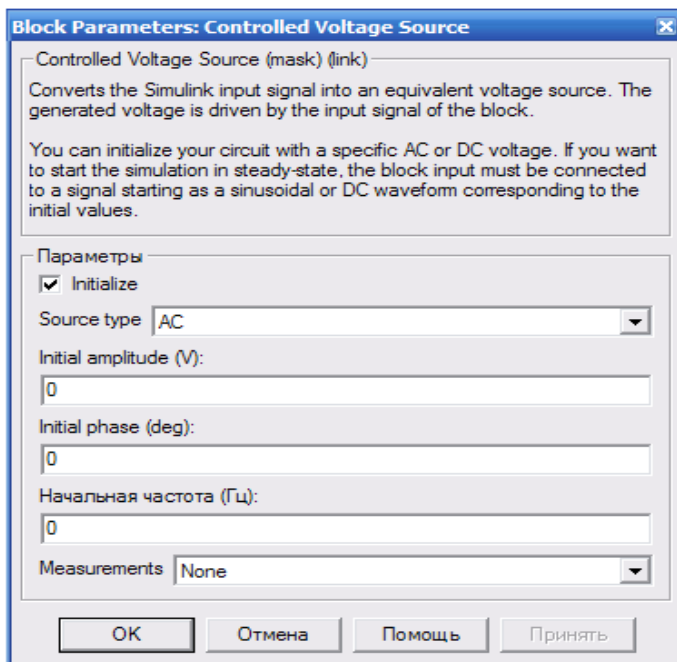


Рис. 4.19. Вікно настройки блока Signal

Source type – тип джерела. Тип джерела вказується, коли необхідна ініціалізація джерела. Якщо ініціалізація не задана, то параметр недоступний. Значення параметра вибирається із списку:

AC – джерело змінної напруги;

DC – джерело постійної напруги.

Initial amplitude (V) – початкове амплітудне значення вихідної напруги, В. Параметр доступний, коли задана ініціалізація джерела.

Phase (deg) – початкова фаза, град. Параметр доступний, коли задана ініціалізація джерела.

Initial frequency (Hz) – початкова частота джерела струму, Гц. Параметр доступний, коли задана ініціалізація джерела.

Measurements – вимірювані величини. Параметр дозволяє вибрати змінні, що передаються в блок Multimeter, які потім

можна побачити за допомогою блоку Scope. Значення параметра вибирають із списку:

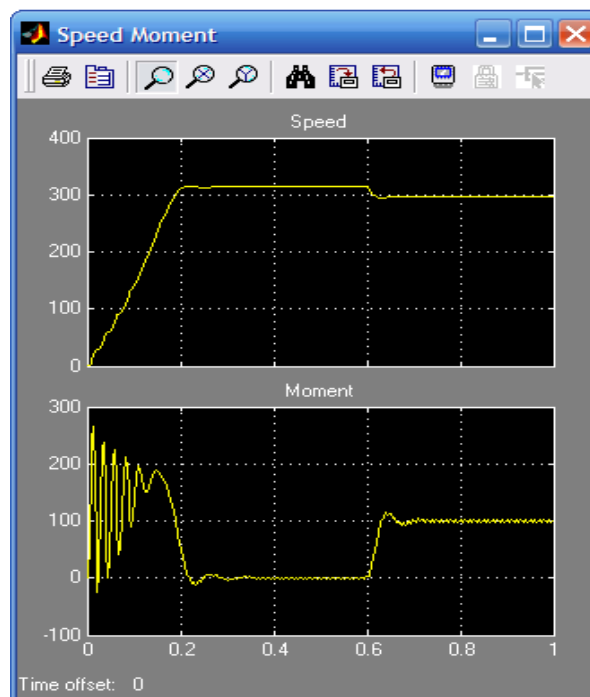
None – немає змінних для зображення;

Voltage – вихідна напруга джерела.

Блок Signal є ідеальним джерелом напруги, тобто його внутрішній опір дорівнює нулю.

Порівняння наведених на рис. 4.20 результатів моделювання з попередніми (рис. 4.3, 4.13, а та 4.6) показує їх повну ідентичність.

Рис. 4.20. Результати моделювання швидкості і моменту АКЗ на віртуальній моделі з перетворювачами системи координат і фаз



#### 4.1.4. Віртуальна модель асинхронного двигуна з фазним ротором

Віртуальна модель для дослідження характеристик трифазного асинхронного двигуна з фазним ротором наведена на рис. 4.21.

Склад моделі:

- досліджувана трифазна асинхронна машина Asynchronous Machine (бібліотека Power System Blockset/Extras/Machines);
- зовнішні опори в колі ротора  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ;
- джерело змінної трифазної напруги Source з бібліотеки Power System Blockset/Extras/Electrical Sources;

- вимірювач трифазної напруги та струму Three-Phase V-I Measurement (бібліотека Power System Blockset/Extras/Measurement);

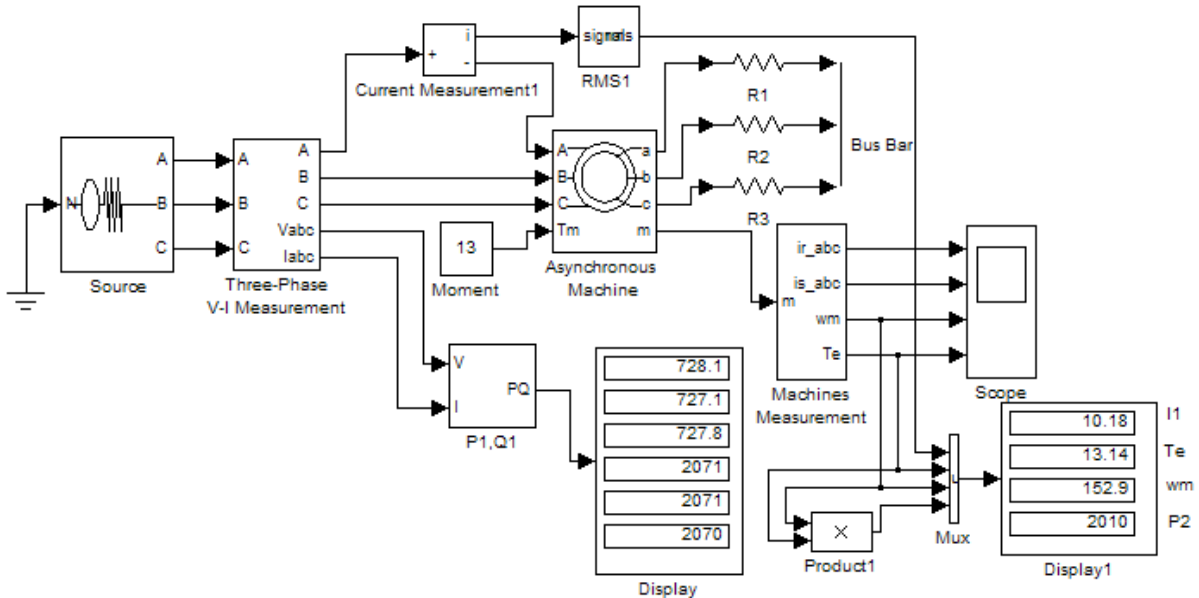


Рис. 4.21. Віртуальна модель асинхронного двигуна з фазним ротором

- блок Display для кількісного показу потужностей  $P_1$ ,  $Q_1$  та блок Scope для спостереження миттєвих значень струмів ротора і статора, а також швидкості і моменту асинхронної машини (головна бібліотека Simulink/Sinks);
- універсальний блок вимірювання параметрів машини змінного струму Machines Measurement;
- блок Moment для задання механічного моменту на валу машини (головна бібліотека Simulink/Source);
- блок вимірювання миттєвих значень струмів Current Measurement в джерелі живлення;
- блок RMS1 для вимірювання діючого значення струму джерела живлення  $I_1$ ;
- блок Display 1 для кількісного показу струму живлення, електромагнітного моменту, швидкості двигуна і потужності на валу двигуна (головна бібліотека Simulink/Sinks);
- блок Mux, який об'єднує чотири сигнали в один векторний (із головної бібліотеки Simulink/Signal&System).

Відмінність вікна настроювання асинхронного двигуна з фазним ротором (рис. 4.22) від аналогічного з короткозамкненим (рис. 4.5) в тім, що в полі Rotor type введений фазний ротор. Це дало можливість в коло ротора додати однакові за величиною опори  $R_1=R_2=R_3$ . Розрахунок решти параметрів для асинхронного двигуна проводиться за виразами (4.11) – (4.17).

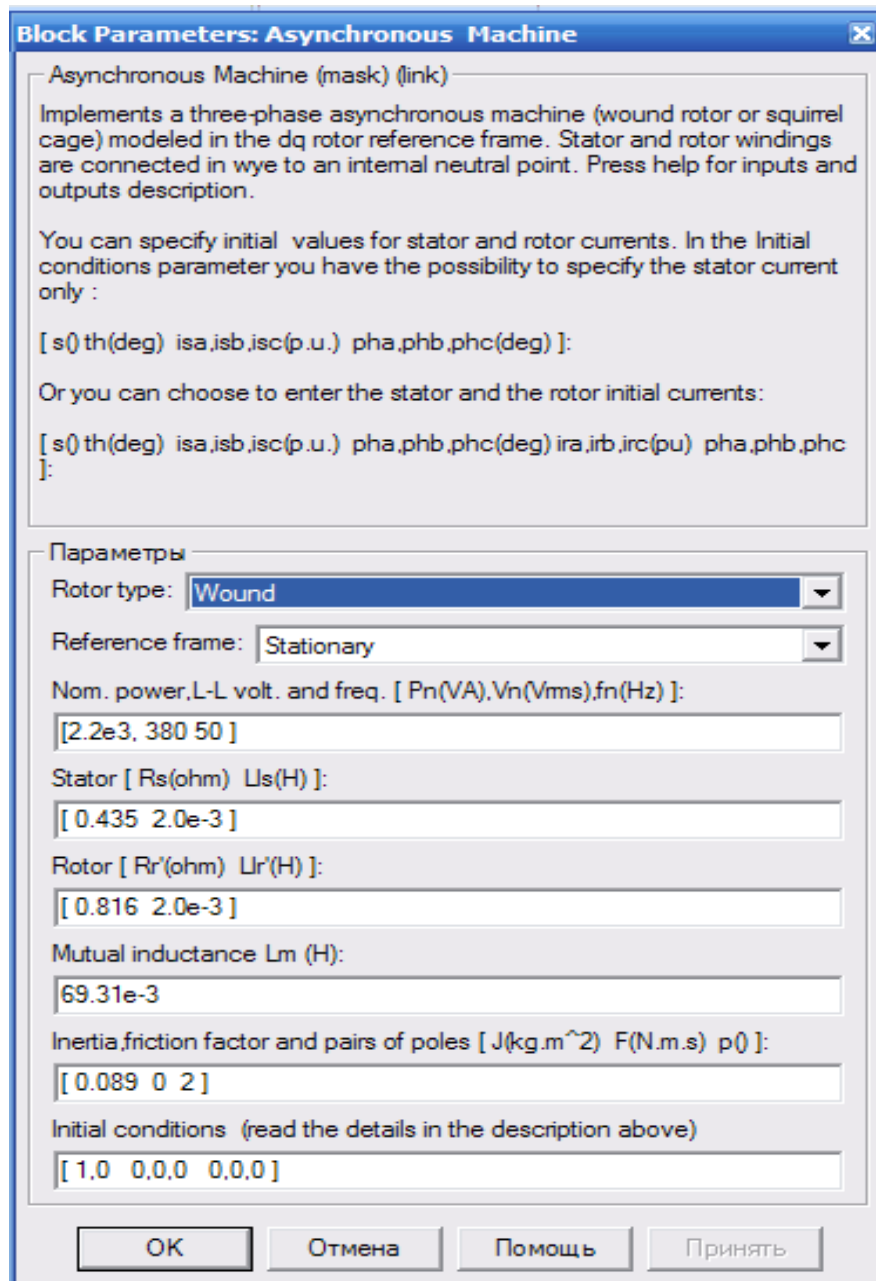
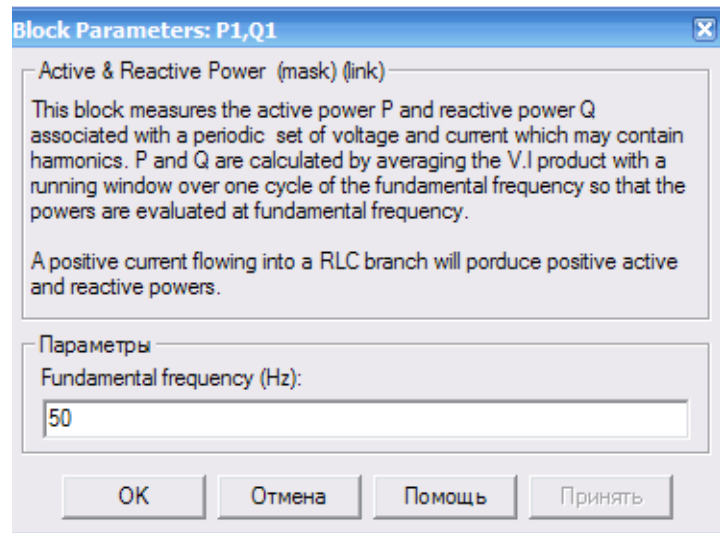


Рис. 4.22. Вікно настройки асинхронного двигуна з фазним ротором



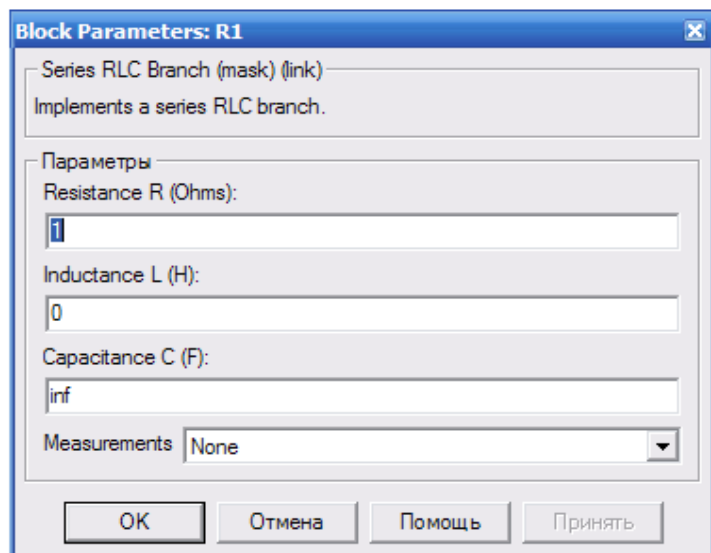
Вікно настройки параметрів блока вимірювання активної і реактивної потужності показано на рис. 4.23. Тут задається тільки один параметр – частота, яка повинна відповідати частоті джерела живлення (рис. 4.6).

Рис. 4.23. Вікно настройки блока вимірювання активної і реактивної потужності



На рис. 4.24 наведено вікно настройки параметрів зовнішніх опорів роторного кола. З рисунку видно, що при настройці задано тільки величину активного опору, однакового для всіх трьох фаз.

Рис.4.24. Вікно настройки параметрів зовнішніх опорів фазного ротора



Настройку решти блоків описано раніше.

Результати моделювання миттєвих значень струмів ротора та статора, швидкості і електромагнітного моменту двигуна наведені на рис. 4.25.

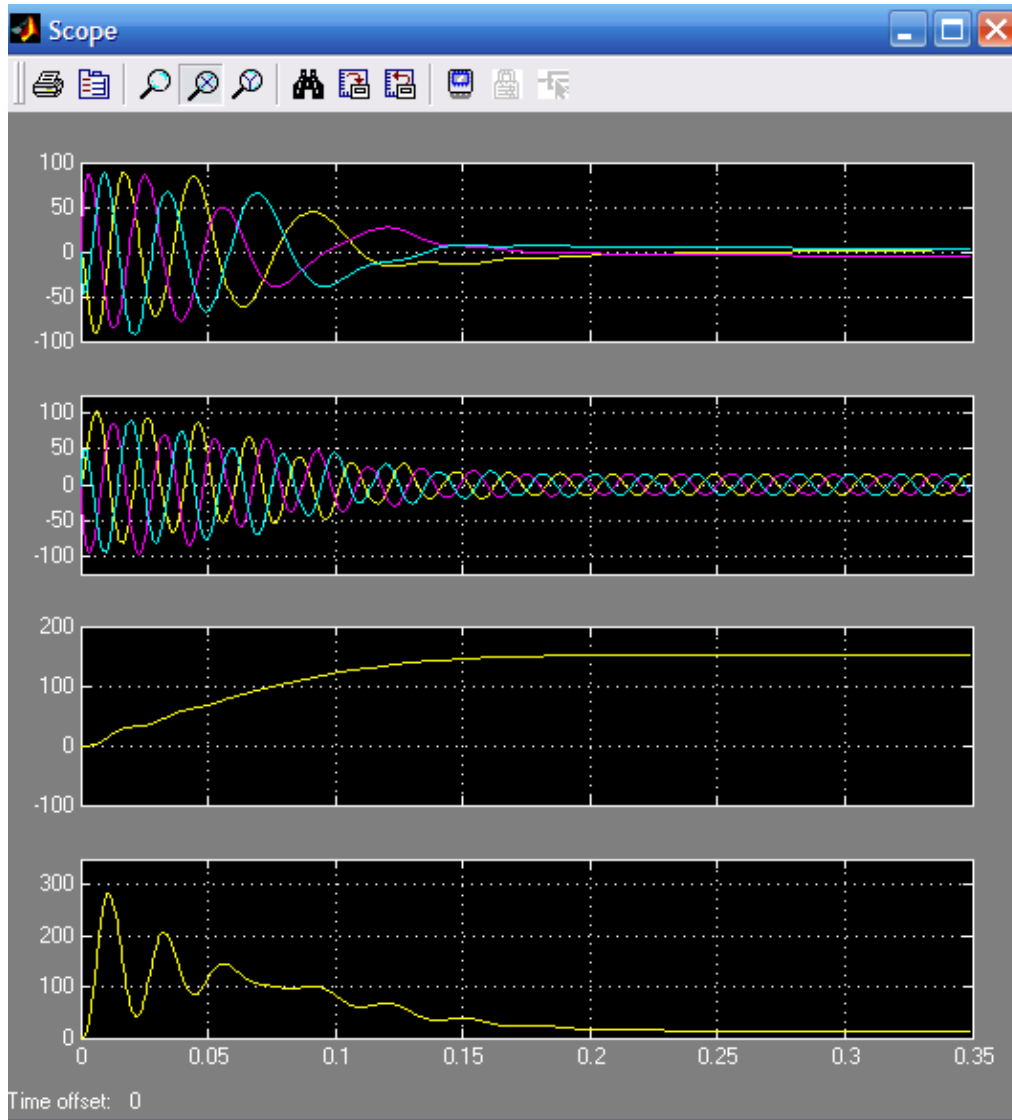


Рис. 4.25. Графіки миттєвих значень (зверху вниз) струмів ротора і статора, швидкості і електромагнітного моменту двигуна з фазним ротором

#### **4.1.5. Віртуальна модель трифазного АКЗ при живленні від однофазної мережі**

Схема віртуальної моделі трифазного АКЗ з робочим конденсатором при живленні від однофазного джерела живлення наведена на рис. 4.26.

До складу моделі трифазного АКЗ входить:

- трифазна асинхронна машина Asynchronous Machine;
- джерело змінної однофазної напруги AC Voltage Source;
- конденсатор С у колі живлення Series RLC Branch;
- вимірювач напруги і струму в колі живлення Voltage Measurement, Current Measurement;
- вимірювач активної і реактивної потужності P1, Q1 в джерелі живлення;
- блок Display для кількісного відображення виміряних потужностей;
- блок Moment для задавання механічного моменту на валу машини;
- блок Machines Measurement для вимірювання параметрів двигуна;
- блок RMS для вимірювання діючого значення струму джерела живлення;
- блок Display 1 для кількісного показу діючого значення струму  $I_1$ , А, в джерелі, швидкості  $\omega_m$ , рад/с, і потужності  $P_2$ , Вт, на валу двигуна;
- блок Mux, який об'єднує три сигнали в один векторний;
- блок Scope для спостереження миттєвих значень струмів ротора та статора, швидкості і моменту асинхронної машини.

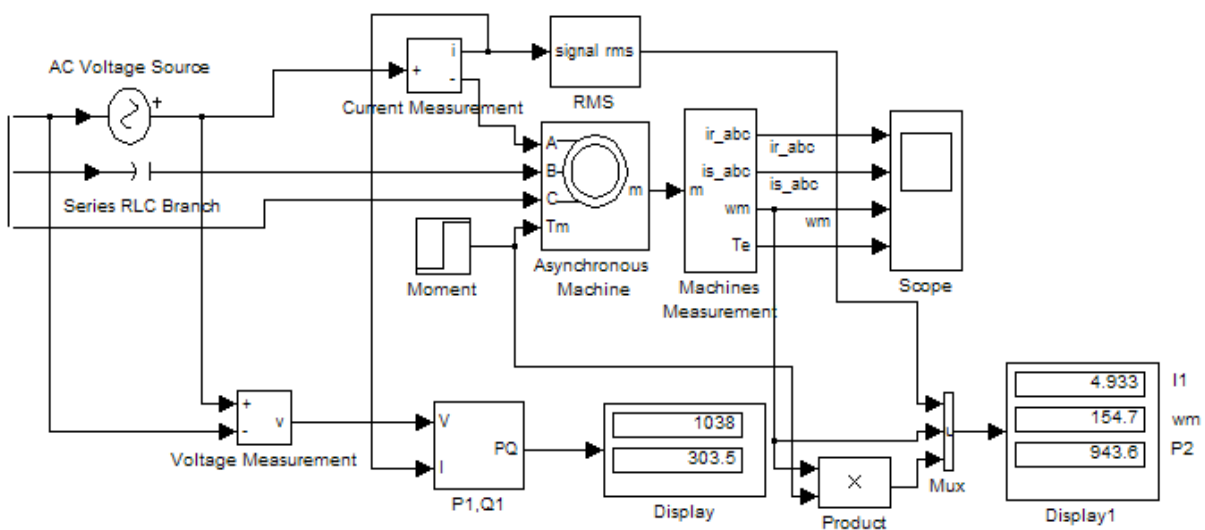


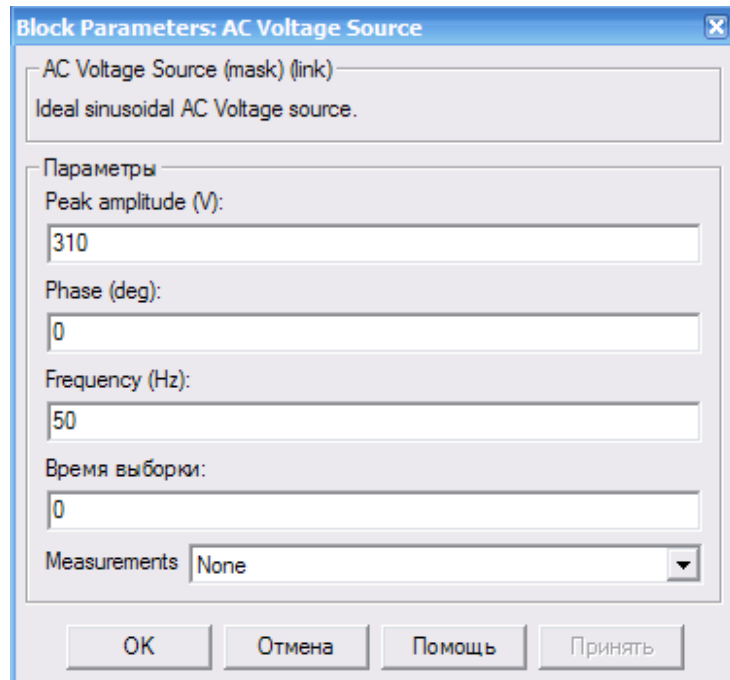
Рис. 4.26. Віртуальна модель трифазного АКЗ в режимі однофазного

Вікно настроювання джерела живлення наведено на рис. 4.27.

У полях вікна задають:

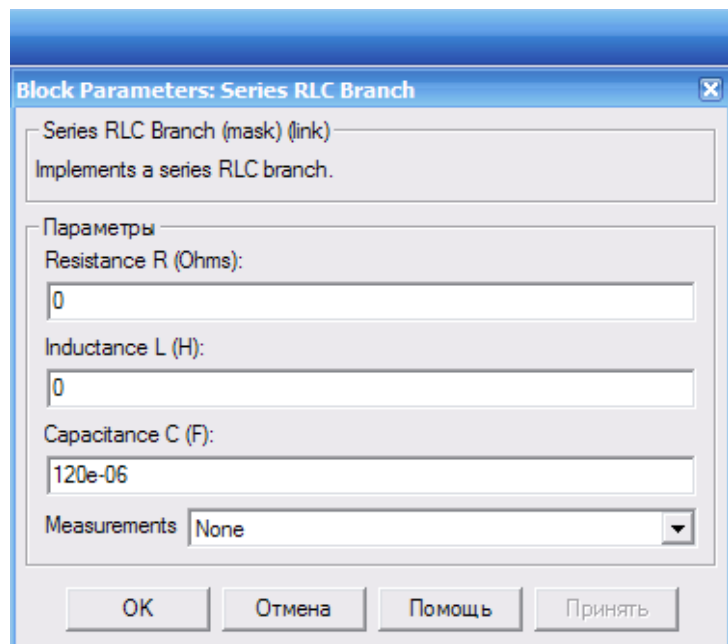
- амплітуду напруги джерела живлення, В;
- початкову фазу в градусах;
- частоту, Гц.

Рис. 4.27. Вікно настроювання джерела живлення



Вікно настроювання параметрів конденсатора наведено на рис. 4.28. У полях вікна задають тільки ємність конденсатора, мкФ, величини ж активного та індуктивного опорів дорівнюють нулю.

Рис. 4.28. Вікно настроювання параметрів конденсатора



Настроювання решти блоків аналогічна описаним раніше.

На рис. 4.29 наведено результат моделювання. З осцилограм видно, що двигун розганяється без навантаження, а через 1.25 с після пуску проводиться накид навантаження величиною 16 Н·м. Порівнюючи отримані дані з іншими (рис. 4.20 і 4.25) видно, що

час пуску в однофазному режимі значно більший, ніж у трифазному.

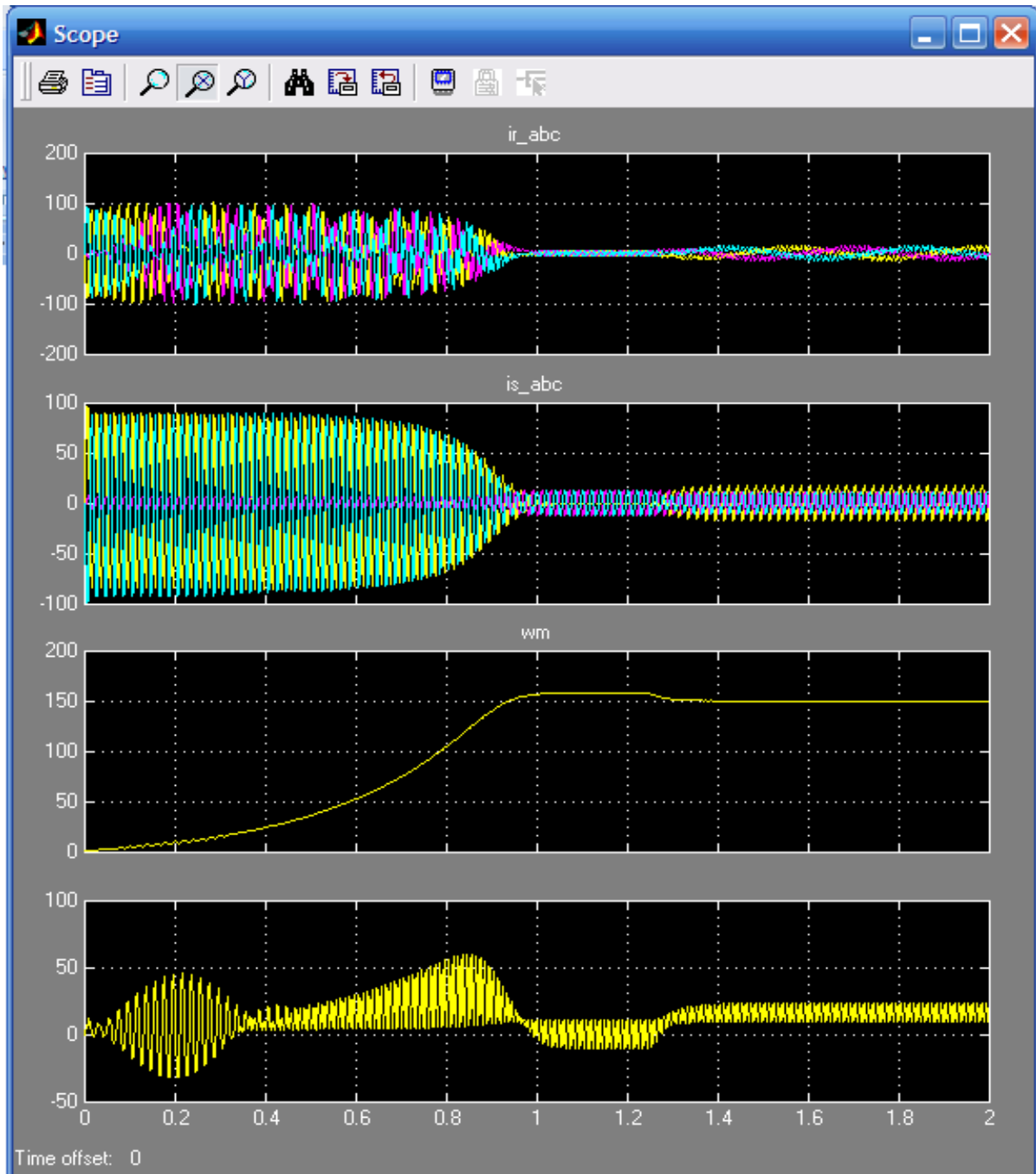


Рис. 4.29. Графіки миттєвих значень (зверху-вниз) струмів ротора і статора, швидкості та електромагнітного моменту АКЗ при пуску в однофазному режимі

## 4.2. Розімкнена система регульованого електропривода асинхронний короткозамкнений двигун – автономний інвертор напруги із синусоїдальною широтно-імпульсною модуляцією (АКЗ – АІН з ШІМ)

Широтно-імпульсну модуляцію в пакеті Simulink можна реалізувати з використанням функціональних або віртуальних блоків. На рис. 4.30 наведена модель системи АКЗ – АІН з ШІМ з віртуальною асинхронною машиною і функціональною ШІМ. В блоці Subsystem реалізовано перетворення обертової системи координат в нерухому. Перетворювач 2/3 у відповідності з рівняннями (4.19 і 4.20) і синусоїдальна ШІМ реалізовані в блоці Subsystem 1 (рис. 4.31).

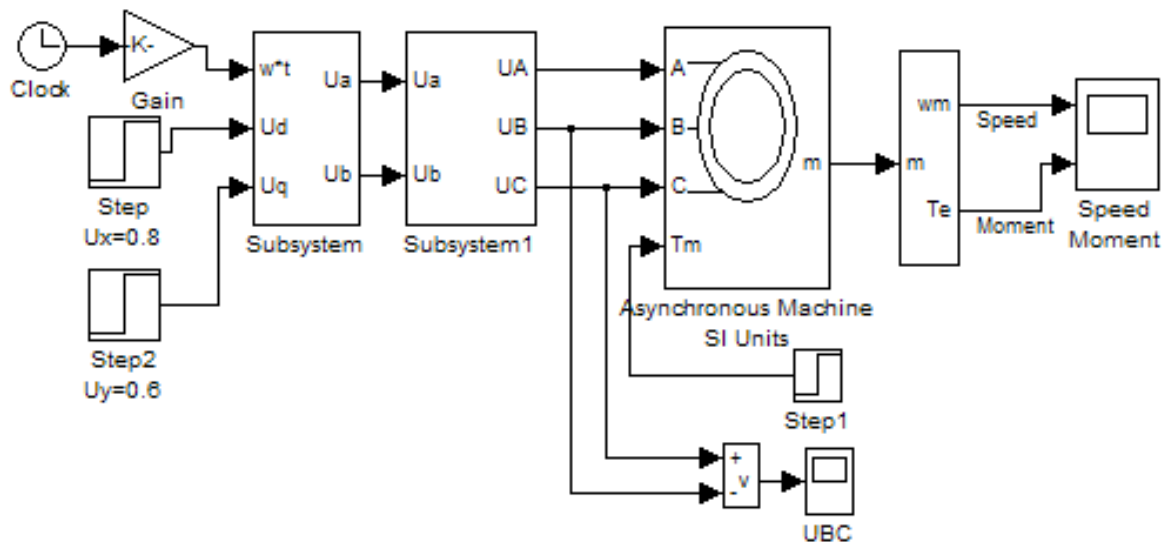


Рис. 4.30. Функціональна модель АКЗ – АІН з синусоїдальною ШІМ

Широтно-імпульсна модуляція реалізована шляхом порівняння трьох синусоїдальних сигналів з сигналом пилкоподібної форми, який генерується блоком Gen (рис. 4.31).

Детально роботу автономного інвертора напруги описано в розділі 2.3. Генератор пилкоподібної напруги складається (рис. 4.32) з блока синусоїдальної напруги  $U_{sa1}$  з частотою 3140 рад/с, блок обмеження величини сигналу Saturation, підсилювач Gain з коефіцієнтом підсилення  $K=70$  (від величини підсилення залежить крутизна пилки та форма кривої напруги на виході автономного інвертора, рис. 4.36), блок інтегрування

Integrator. Вікна настройки блоків Usa1 і Saturation наведені на рис. 4.33.

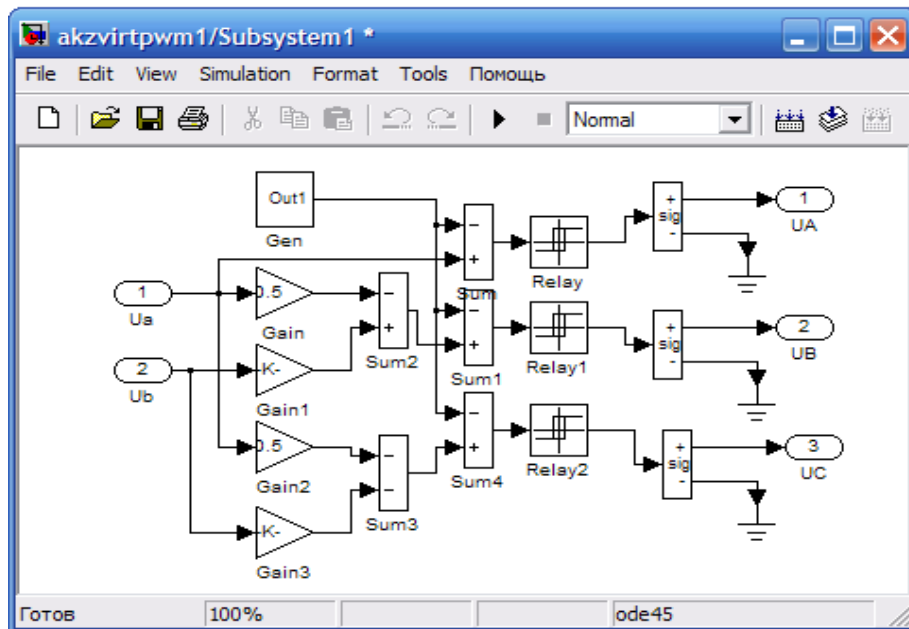


Рис. 4.31. Функціональна схема блока Sysystem 1

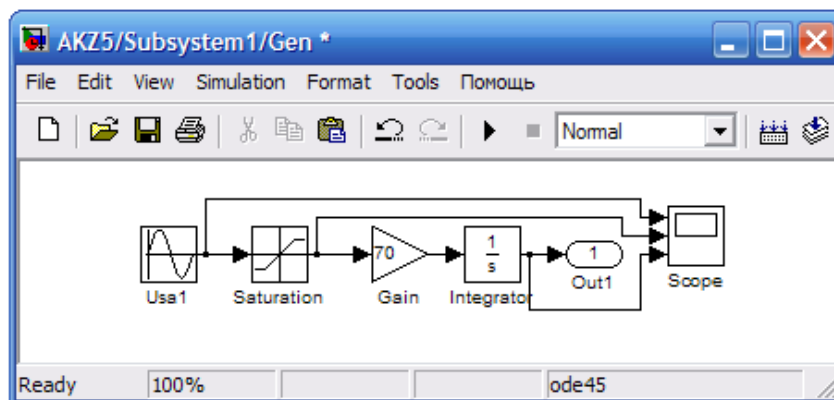
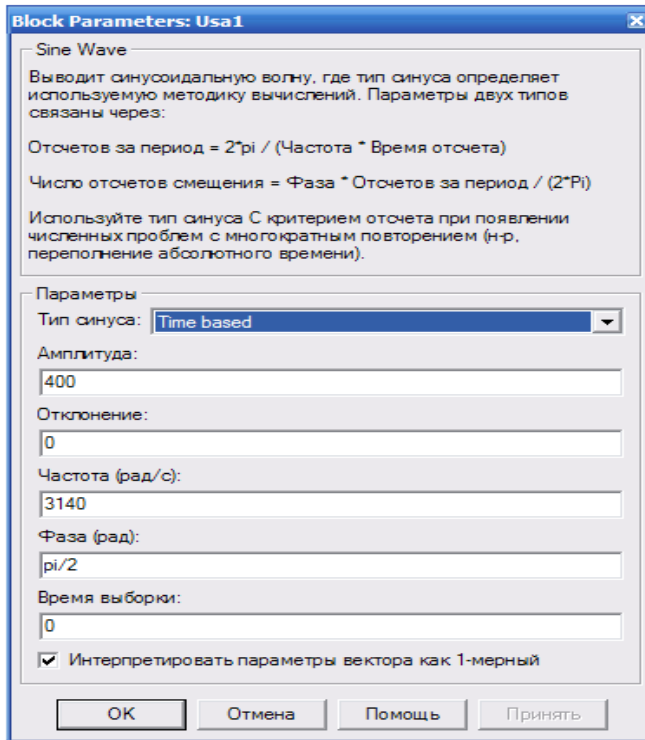
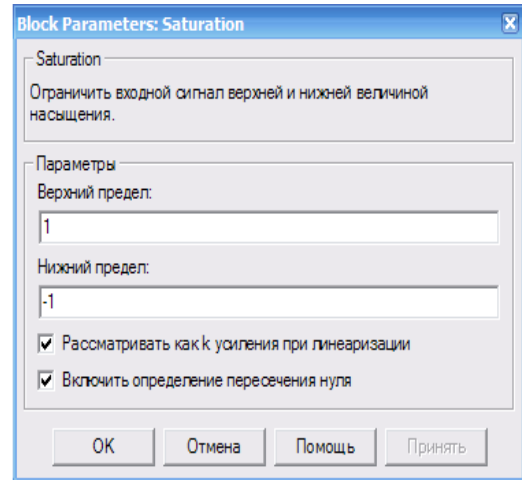


Рис. 4.32. Функціональна схема генератора пилкоподібної напруги Gen



*a*

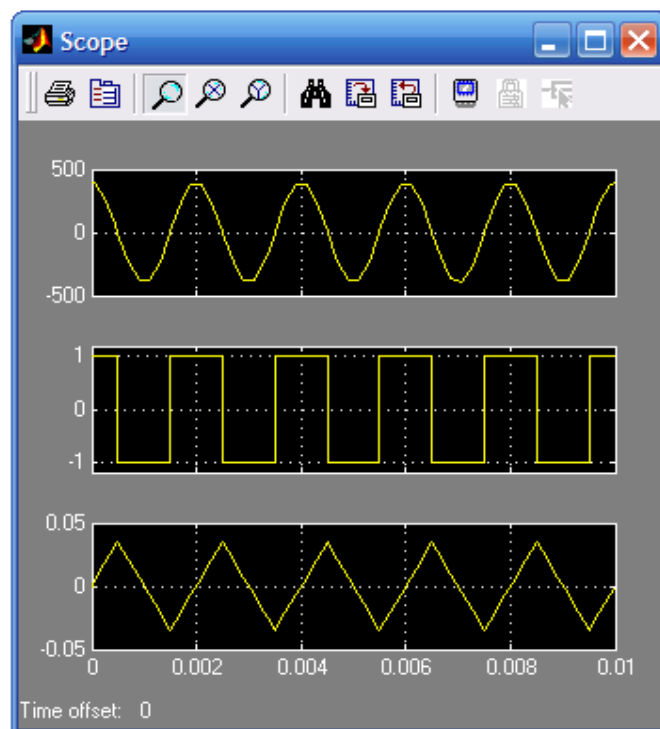


*б*

Рис. 4.33. Вікна налаштувань параметрів блоків: *a* – блока синусоїдальної напруги Usa1; *б* – обмежувального блока Saturation

Осцилограми послідовності перетворення синусоїдального сигналу в пілкоподібний генератором пілкоподібної напруги (рис. 4.32) показано на рис. 4.34.

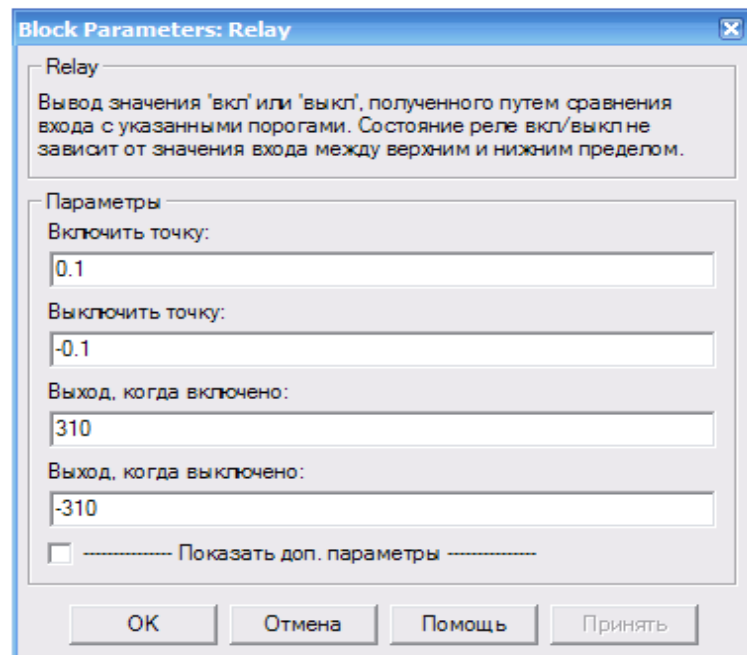
Рис. 4.34. Графіки осцилограм, що демонструють послідовність створення пілкоподібної напруги: верхня – після блоку Usa1; середня – після блоку Saturation; нижня – Integrator (рис.4.32)





Вікно настройки блока Relay (рис. 4.31) наведено на рис. 4.35, а роботу його описано в розділі 2.1.1 і показано на рис. 2.11.

Рис. 4.35. Вікно  
настройки релейного  
блока Relay



В полях настроювання блока Relay задається:

**Switch on point (ввімкнути точку)** – поріг вмикання: значення, при якому відбувається вмикання реле.

**Switch off point (вимкнути точку)** – поріг вимикання: значення, при якому відбувається вимикання реле.

**Output when on (вихід, коли ввімкнено)** – величина вихідного сигналу у ввімкненому стані.

**Output when off (вихід, коли вимкнено)** – величина вихідного сигналу у вимкненому стані.

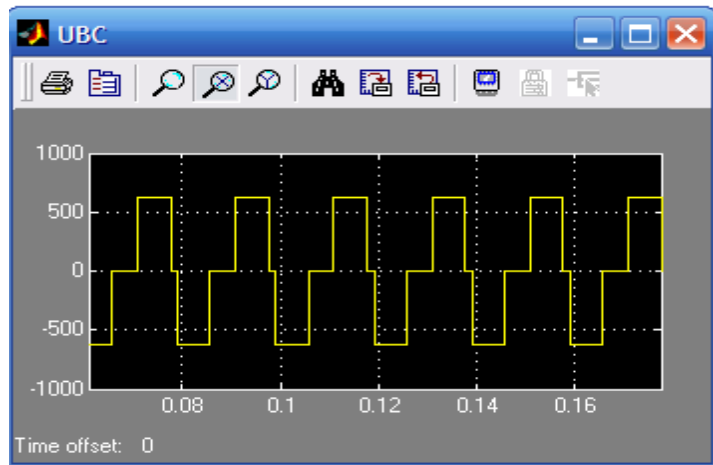
Зв'язок елементів головної бібліотеки (Simulink) з віртуальною асинхронною машиною Asynchronous Machine SI Units здійснюється через кероване джерело напруги Signal із бібліотеки Power System Blockset. Параметри блока Signal аналогічні наведеним на рис. 4.19.

За допомогою осцилографа UBC спостерігають миттєві значення і форму кривої вихідної лінійної напруги АИН (рис.4.36).

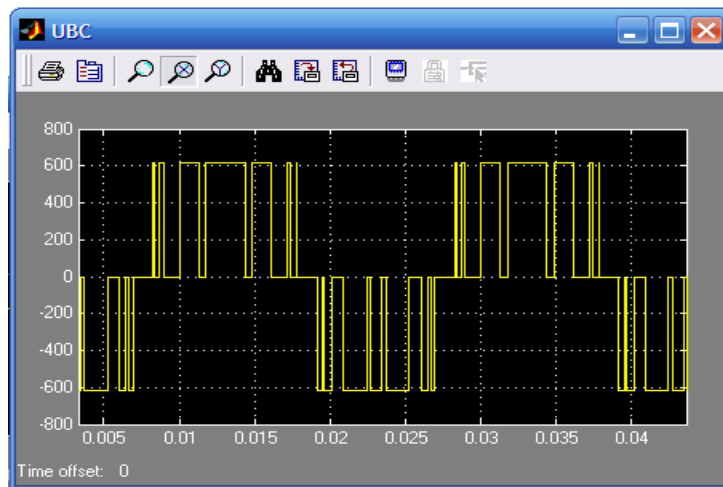
Рис. 4.36. Миттєві значення і форма кривої лінійної напруги на виході АІН з ШІМ з різними коефіцієнтами підсилення генератора пилкоподібної напруги Gen (рис. 4.32):

- a* –  $K_{\text{ПДС}}=70$ ;
- б* –  $K_{\text{ПДС}}=2000$

*a*



*б*



Результати моделювання АКЗ спільно з автономним інвертором напруги з широтно-імпульсною модуляцією наведено на рис. 4.37. Отримані результати практично аналогічні попереднім (рис. 2.56).

На рис. 4.38 наведена модель частотно-регульованого асинхронного електропривода вентилятора, в якій використана віртуальна модель автономного інвертора напруги із синусоїдальним ШІМ.

Склад моделі:

- трифазна асинхронна машина Asynchronous Machine (бібліотека Power System Blockset/Extras/Machines);
- універсальний блок вимірювання параметрів машини змінного струму Machines Measurement (бібліотека Power System Blockset/Extras/ Measurement);
- джерело постійної напруги (610 В);

Рис. 4.37. Результати моделювання системи АКЗ – АІН з ШІМ

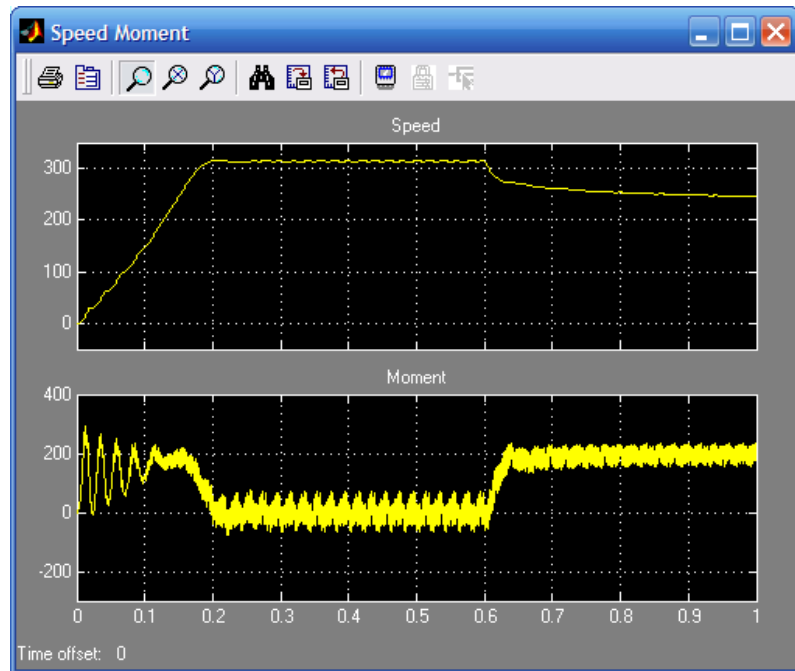
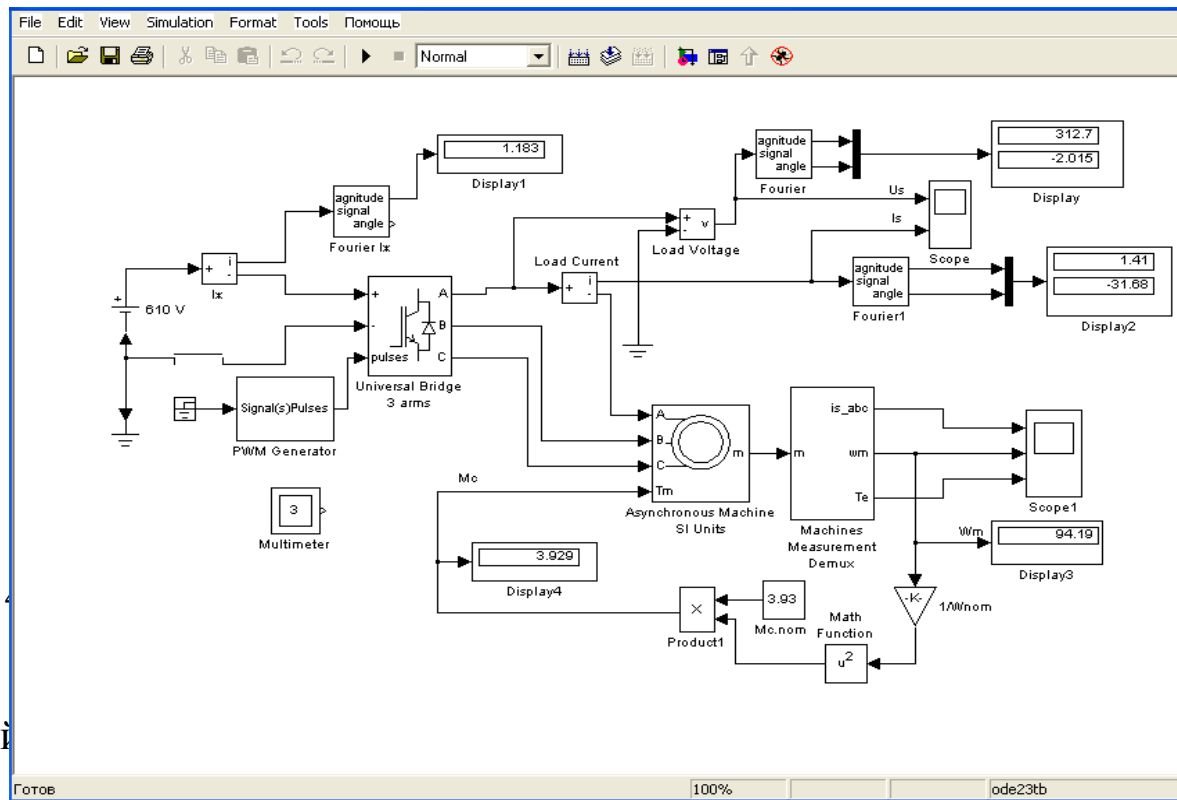


Рис. 4.



- трифазний (3 arms);
- блок керування інвертором (PWM Generator);
- блок для вимірювання гармонійних складових струму живлення (Fourier I<sub>ж</sub>);
- блок Fourier для вимірювання гармонійних складових напруги на двигуні (верхнє значення) та початкової фази цієї напруги (нижнє значення);

- блок Fourier 1 для вимірювання гармонійних складових струму двигуна (верхнє значення) та початкової фази цього струму (нижнє значення);
- коло з блоків  $K = 1/\omega_{НОМ}$ , Math Function,  $M_{С.НОМ}$ , Product 1 моделює механічну характеристику вентилятора, тобто залежність моменту опору вентилятора від швидкості обертання;
- блок Multimeter для вимірювання миттєвих значень напруги і струму силового модуля.

На рис. 4.39–4.40 наведені вікна настроювання блока керу-

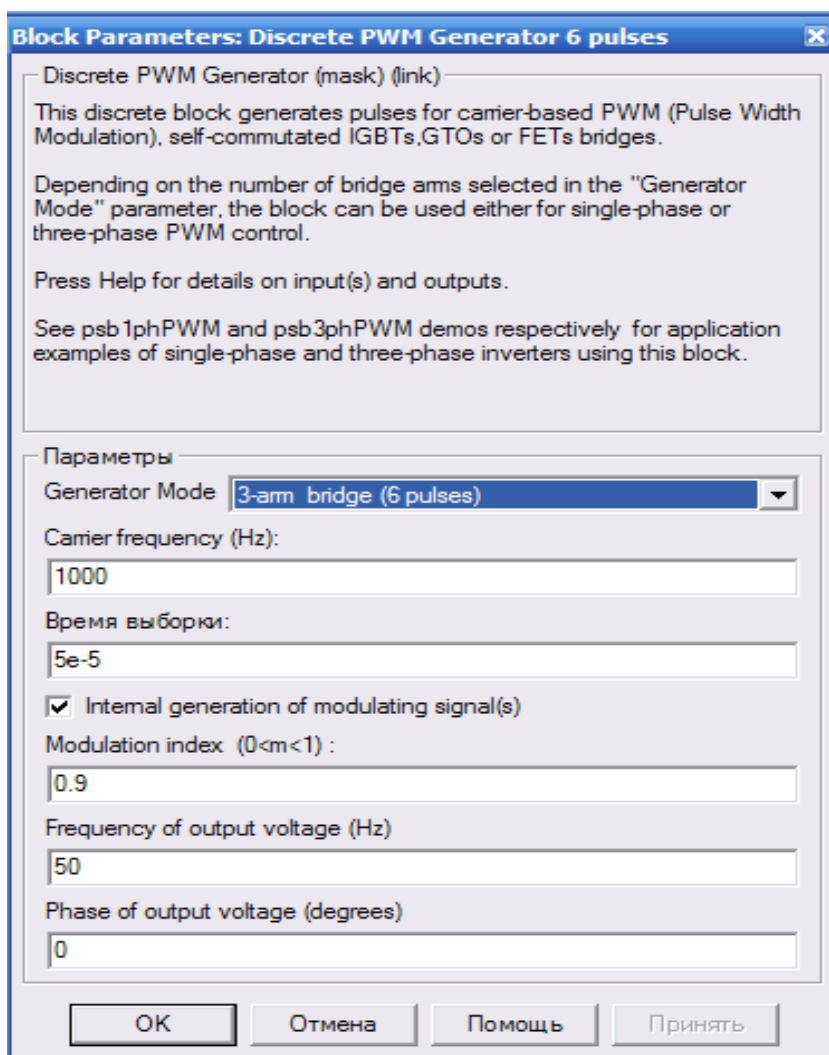
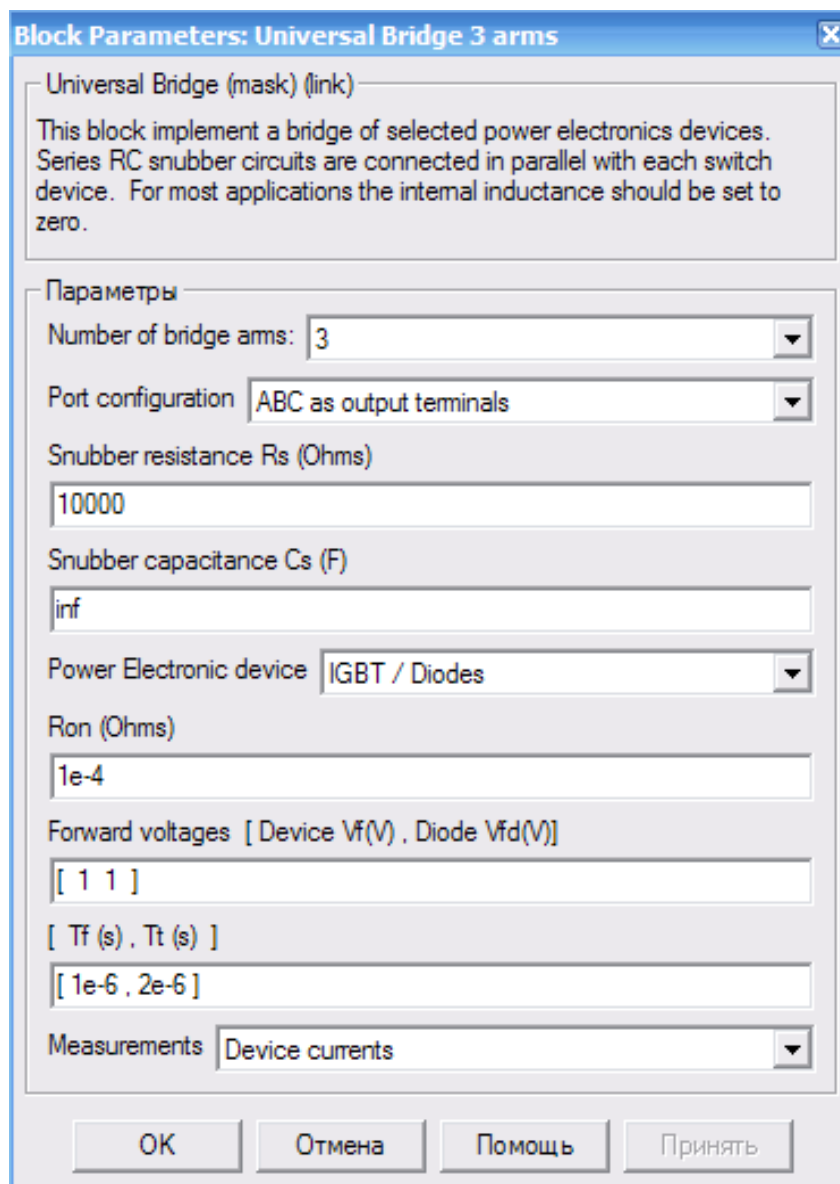


Рис. 4.39. Вікно настроювання блока керування автономним інвертором

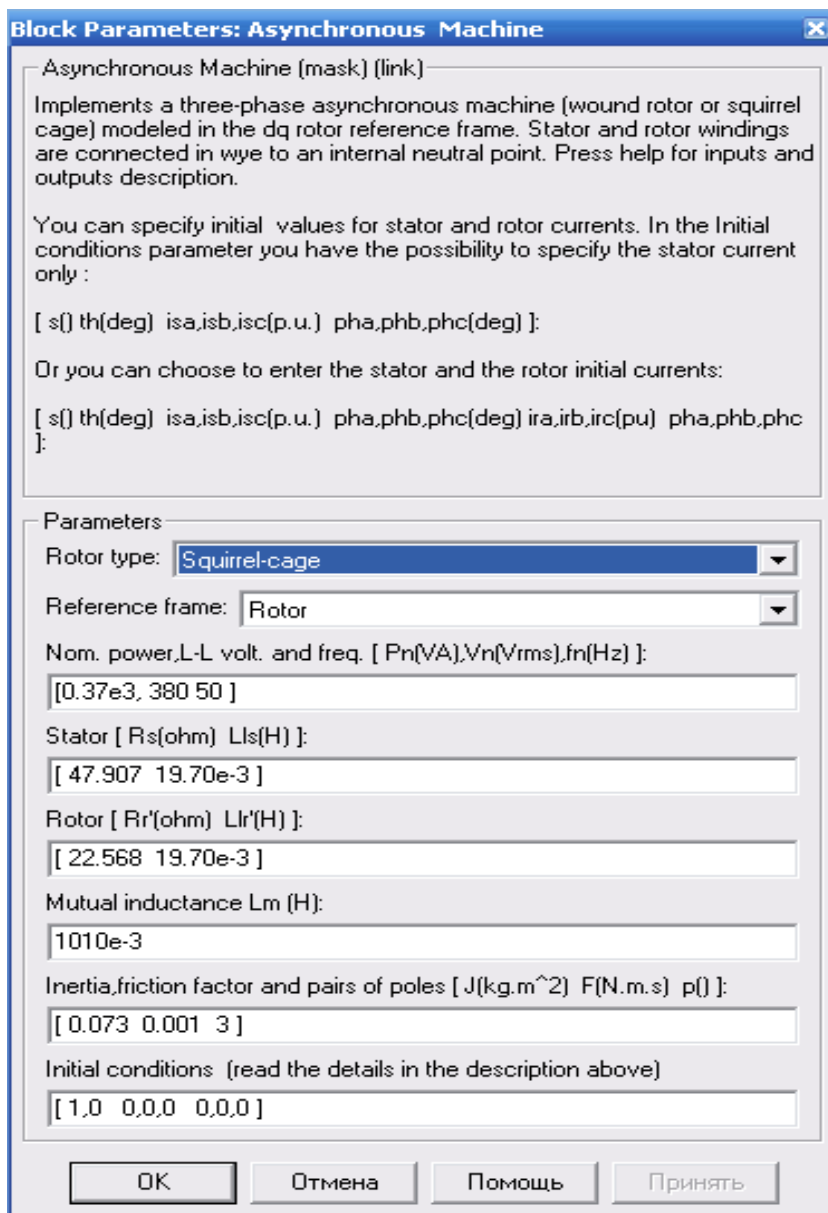
вання інвертором та віртуальної моделі автономного інвертора. Визначення параметрів цих блоків розглядалось раніше.

Рис. 4.40. Вікно настроювання автономного інвертора



Вікно настройки асинхронної машини наведено на рис. 4.41. Параметри асинхронної машини частково беруть із паспортних даних двигуна, а частково розраховують на підставі цих даних. Вихідними даними є параметри схеми заміщення (активні опори та індуктивності) двигуна, які розраховуються за рівняннями (4.2–4.17). Для двигунів з підвищеним ковзанням, які використовуються для приводу осьових вентиляторів, параметри, розраховані за вказаними рівняннями, мають наближені значення. Тому шляхом підбору отримані значення необхідно уточнити на моделі електродвигуна при живленні від мережі (рис. 4.42).

Рис. 4.41. Вікно  
настроювання  
асинхронної машини



Розрахункові параметри схеми заміщення та уточнені їх значення на моделі електродвигуна АИРП80-А6У2 (рис. 4.42), паспортні дані якого наведені в табл. 4.2, зведено в табл. 4.3.

На рис. 4.43 наведена механічна характеристика двигуна з розрахунковими і уточненими параметрами. При уточненні параметрів двигуна на механічній характеристиці контролюють основні показники двигуна ( $n_H$ ,  $M_H$ ,  $\omega_K$ ,  $M_{MAX}$ ), таким чином, щоб вони якнайближче відповідали каталожним даним.

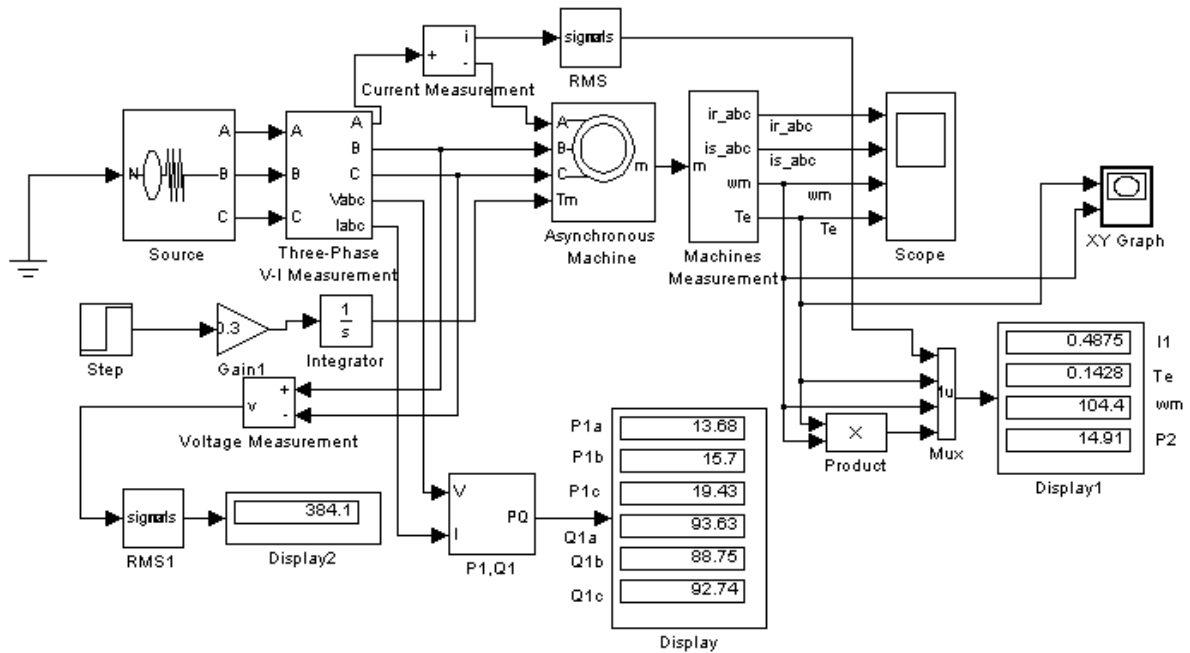


Рис. 4.42. Віртуальна модель асинхронного двигуна при живленні від мережі

#### 4.2. Каталогні та розрахункові дані електродвигуна АИРП80-А6У2

Показники														
каталожні										розрахункові				
$P_H$ , кВт	$n_H$ , об/хв.	$I_H$ , А	ККД, %	$\cos\phi_H$	$\mu_L$ , в.о.	$\mu_K$ , в.о.	$k_t$ , в.о.	Маса, кг	$J$ , кг·м <sup>2</sup>	$M_H$ , Н·м	$\omega_H$ , рад/с	$s_H$ , в.о.	$s_K$ , в.о.	$\omega_{KP}$ , рад/с
0,37	900	1,07	67,5	0,78	1,40	1,6	4	9,0	0,0057	3,926	94,2	0,1	0,45	57,6

Тут  $\omega_{KP}$  – швидкість двигуна, яка відповідає критичному моменту.

#### 4.3. Розрахункові параметри схеми заміщення двигуна АИРП80-А6У2

Параметри	$r_1$ , Ом	$r'_2$ , Ом	$L'_{1P}$ , Гн	$L'_{2P}$ , Гн	$L_1$ , Гн	$L_m$ , Гн	$C_1$	F
Розрахункові	32,907	12,568	0,0397	0,0397	1,05	1,01	1,04	0,001
Уточнені	42,907	22,568	0,0197	0,0197	1,03	1,01	1,4	0,001

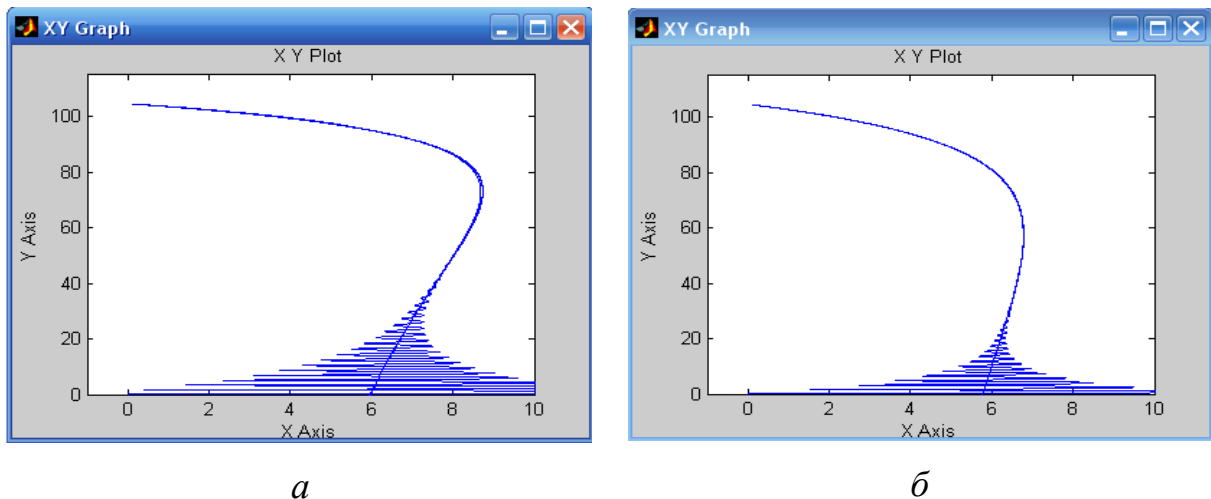


Рис. 4.43. Механічна характеристика електродвигуна АІРП:  
*a* – за розрахунковими параметрами двигуна; *б* – за уточненими параметрами

У вікнах настройки блоків Fourier, Fourier 1 та Fourier Іж (рис. 4.38) задають вихідну частоту, на яку налаштований автономний інвертор і номер гармоніки: для постійного струму нульова, для змінного – перша.

Моделювання проводиться так. В блоці керування PWM Generator задаємо частоту струму на виході автономного інвертора від 60 до 5 Гц з кроком 5 Гц. Відповідно частоті струму проводимо корекцію напруги в джерелі живлення згідно вентиляторному навантаженню  $U=U_H(f/f_H)^2$ . Час моделювання вибираємо так, щоб закінчилися перехідні процеси струму статора, швидкості та електромагнітного моменту двигуна, які контролюються осцилографом Scope 1 (рис. 4.44).

В графічному вікні блоку Multimeter (рис. 4.45, *a*) спостерігають і визначають максимальні значення напруги і струму силового модуля. Миттєві значення напруги і струму навантаження автономного інвертора (напругу і струм двигуна) спостерігають на екрані осцилографа Scope (рис. 4.45, *б*). На осцилограмі видно, що в колі навантаження інвертора виникають періодичні імпульси перенапруг, амплітуда яких у 2,3 рази перевищує амплітудне значення вихідної напруги інвертора. Це обов'язково слід враховувати при виборі силових напівпровідникових елементів.



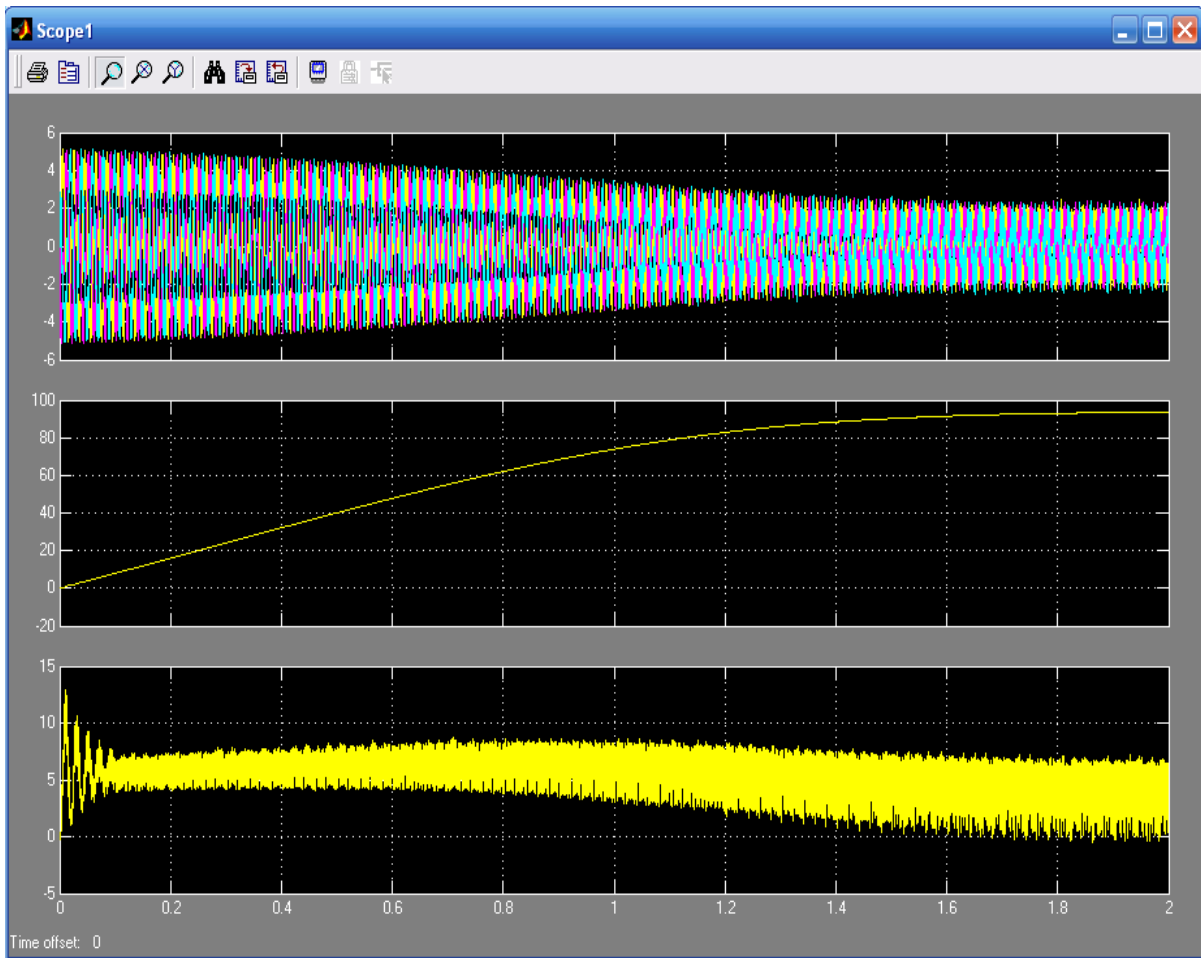


Рис.4.44. Осцилограма миттєвих значень струму статора, швидкості та електромагнітного моменту двигуна АИРП80-А6 з уточненими параметрами

Імпульси перенапруг негативно впливають на ізоляцію обмотки статора двигуна. Тому для частотно-регульованих приводів слід вибирати спеціальні двигуни з посиленою ізоляцією або в коло живлення двигуна вмикати реактори, які згладжують імпульси перенапруг.

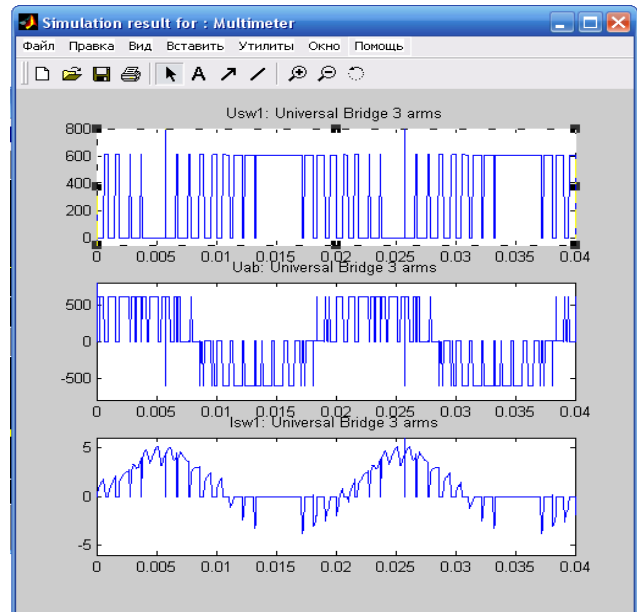
Результати досліджень і розрахунків занесені в табл. 4.4.

Дані вимірювань записуємо з блоків:

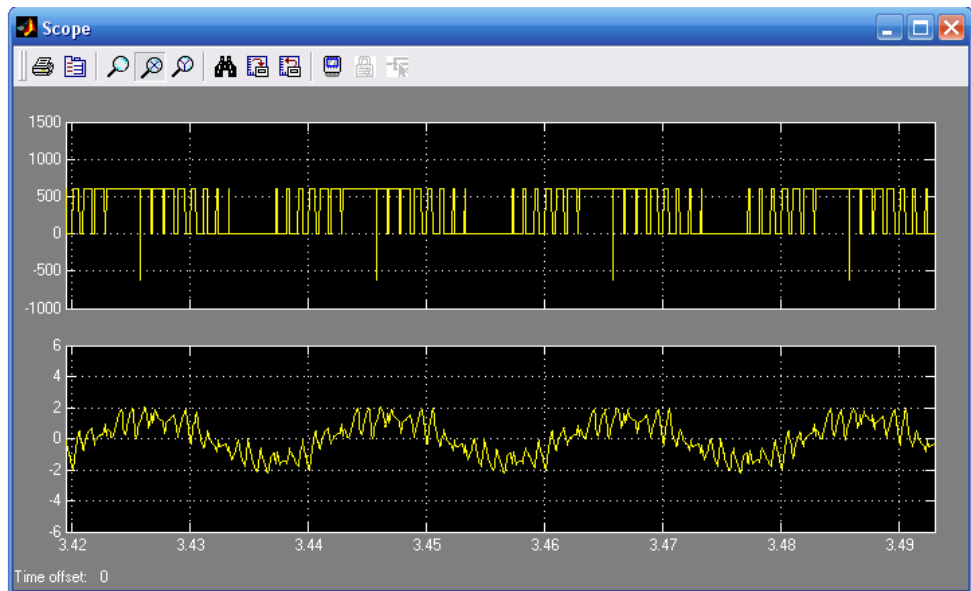
$U_{\text{ж}}$  – задається в джерелі живлення, В;  $I_{\text{ж}}$  – на Display 1, А;  $f_1$  – задається в блоці керування PWM Generator, Гц;  $U_{\text{Im}}(1)$  – верхні покази Display, В;  $\varphi_U$  – кут зсуву першої гармоніки напруги, нижні покази Display;  $I_{\text{Im}}(1)$  – верхні покази Display 2, А;  $\varphi_1$  – кут зсуву першої гармоніки струму, нижні покази Display 2, град.;  $M_2$  – покази Display 4, Н·м;  $\omega_m$  – покази Display 3, рад/с.

Рис. 4.45. Миттєві значення:  
*a* – фазної і лінійної напруги та струму силового модуля; *б* – фазної напруги та струму двигуна АИРП80-А6 з уточненими параметрами

*a*



*б*



Розрахунки проводять за рівняннями:

$$P_{Ж} = U_{Ж} I_{Ж}; S_I = \frac{3U_{Im(1)} I_{Im(1)}}{2}; P_I = S_I \cos \varphi_H; \varphi_H = \varphi_U - \varphi_I; \omega_C = \frac{2\pi f_1}{P_{II}};$$

$$s = \frac{\omega_C - \omega_m}{\omega_C}; n = \frac{30\omega}{\pi}; \eta_{AI} = \frac{P_{Ж}}{P_I}; \eta_{ДВ} = \frac{P_2}{P_I}; P_2 = M_2 \omega_m; \eta_{ПР} = \frac{P_2}{P_{Ж}} = \eta_{AI} \eta_{ДВ},$$

де  $\cos \varphi_H$  – кут зсуву за фазою між першою гармонікою струму і напруги статора двигуна;  $\eta_{ПР}$  – загальний ККД електропривода.

4.4. Результати дослідження регульованого електропривода вентилятора ВО-Ф-7,1 з двигуном АИРП80-А6У2 на віртуальній моделі

Джерело живлення			Автономний інвертор										Двигун				
$U_{ж}$ , В	$I_{ж}$ , А	$P_{ж}$ , Вт	$f_1$ , Гц	$\omega_c$ , рад/с	$U_{lm}(1)$ , В	$I_{lm}(1)$ , А	$S_1$ , ВА	$P_1$ , Вт	$\cos\phi_N$	$\eta_{Al}$ , %	$M_2$ , Н·м	$\omega_m$ , рад/с	$P_2$ , Вт	$n_m$ , об/хв	$\eta_{ДВ}$ , %	$s$ , в.о.	$\eta_{ПР}$ , %
610	1,674	1021	60	125,60	304	1,913	872	855	0,980	83,7	4,57	101,6	464	971	54,3	0,19	45,4
610	1,426	870	55	115,10	317	1,665	792	732	0,924	84,1	4,33	98,88	428	945	58,4	0,14	49,1
610	1,183	722	50	104,67	313	1,410	662	591	0,893	81,9	3,93	94,14	370	900	62,6	0,10	51,2
494	1,019	503	45	94,20	250	1,212	455	410	0,901	81,5	3,08	83,44	257	797	62,7	0,11	51,1
407	0,884	360	40	83,73	212	1,103	351	315	0,897	87,5	2,42	73,98	179	707	56,8	0,12	49,7
316	0,748	236	35	73,27	156	0,900	211	192	0,910	81,4	1,77	63,16	112	603	58,3	0,14	47,5
241	0,615	148	30	62,80	118	0,774	137	125	0,913	84,5	1,25	53,09	66	507	52,8	0,15	44,6
181	0,486	88	25	52,33	89	0,629	84	75	0,892	85,2	0,85	43,77	37	414	49,3	0,16	42,0
128	0,376	48	20	41,87	62	0,490	46	41	0,892	85,4	0,52	34,20	18	327	43,9	0,18	37,4
87	0,278	24	15	31,40	42	0,373	23	20	0,865	83,3	0,30	25,91	8	248	40,0	0,17	33,4
60	0,220	13	10	20,90	28	0,320	13	10	0,803	76,9	0,15	18,27	3	175	30,0	0,13	23,1
38	0,200	8	5	10,50	17	0,280	7	6	0,877	75,0	0,04	9,60	0,4	92	6,7	0,09	5,0

За результатами досліджень побудовані залежності, які наведені на рис. 4.46 – 4.48.

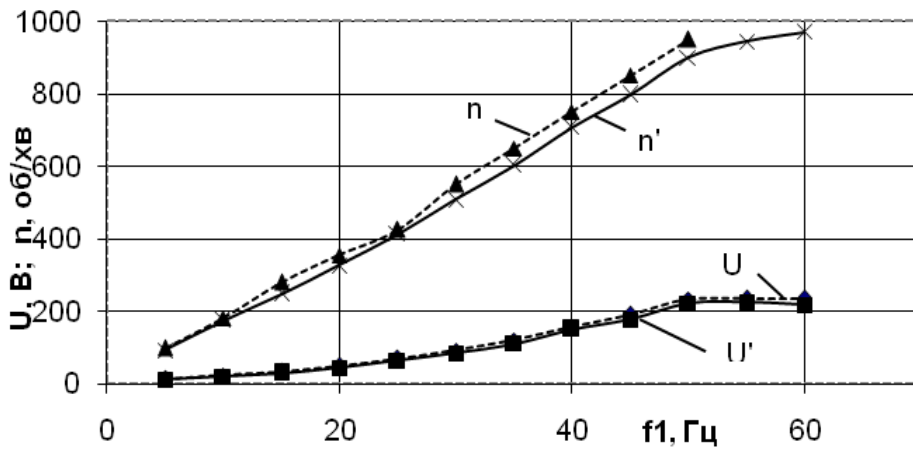


Рис. 4.46. Залежність швидкості двигуна і напруги на статорі від частоти струму:

$U, n$  – напруга і швидкість, отримані на фізичній моделі (лінія пунктирна);  
 $U', n'$  – напруга і швидкість, отримані на моделі в MatLab, (лінія суцільна)

Як видно з досліджень на віртуальній і фізичній моделі швидкість двигуна і споживана потужність співпадають, похибка з урахуванням завищеної напруги в мережі фізичної моделі на 6%, відповідно складає 4,9% і 4,5%. Завищений  $\eta_{ПРМ}$  (рис. 4.47) пояснюється тим, що у віртуальній моделі не врахований контур перетворення змінної напруги в постійну, оскільки на моделі взято джерело живлення постійного струму, а не змінного.

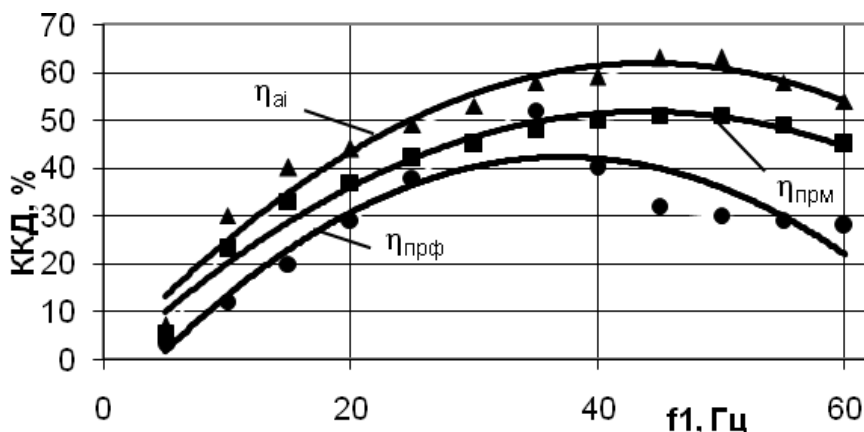


Рис. 4.47. Залежність коефіцієнта корисної дії від частоти струму:

$\eta_{AI}$  – ККД автономного інвертора;  $\eta_{ПРМ}, \eta_{ПРФ}$  – ККД привода, отриманий на моделі в MatLab і фізичній моделі

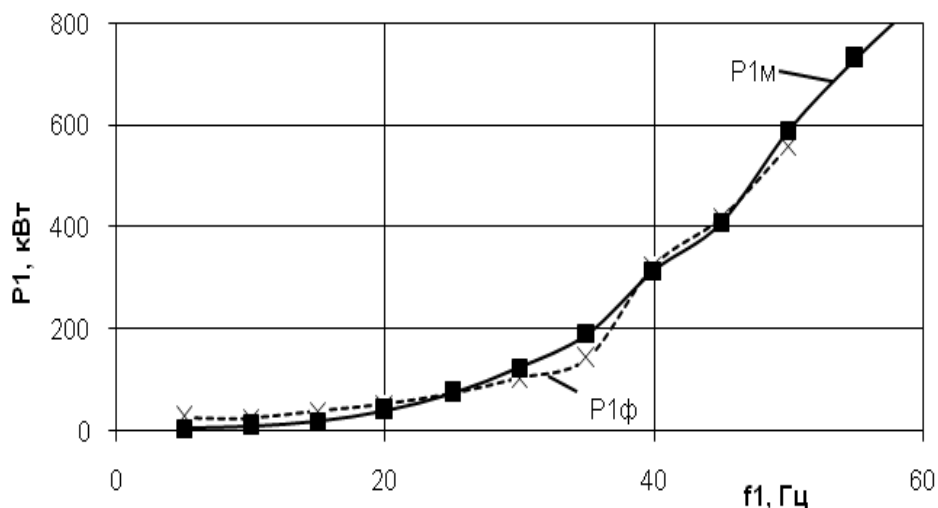


Рис. 4.48. Споживана двигуном потужність при різній частоті струму живлення на моделі в MatLab ( $P_{1M}$ ) і фізичній ( $P_{1\phi}$ )

Таким чином, при дослідженні регульованого електропривода вентилятора з частотним перетворювачем доцільно використовувати віртуальні моделі в системі MatLab. При цьому параметри схеми заміщення двигуна попередньо розраховуються за приведеними раніше рівняннями, а потім на моделі електропривода при живленні від мережі уточнюються за номінальними каталожними даними двигуна.

Порівняльні дослідження віртуальної моделі регульованого електропривода з фізичною показали високу відповідність результатів, похибка не перевищує 5%.

### 4.3. Моделювання асинхронного електропривода з векторним керуванням

Реалізація джерела струму в автономному інверторі при побудові частотно-струмового асинхронного електропривода з векторним керуванням здійснюється введенням релейних елементів, на вхід яких подається різниця керуючого сигналу і сигналу з датчика реального струму двигуна. Коли в інверторі реалізується режим джерела струму, система рівнянь (4.18) значно спрощується, оскільки струм статора є задаючим сигналом (параметром режиму). Крім того, на систему керування інвертором можна накласти додаткові функції. Задамо, щоб при створенні сигналу швидкості обертання системи координат вісь  $x$

була орієнтована за потокозчепленням ротора, тобто  $\vec{\psi}_R = \psi_{Rx}$ ,  $\psi_{Ry} = 0$ , тоді система рівнянь (4.18) прийме вигляд:

$$\left. \begin{aligned} k_R r_R i_{Sx} &= \frac{1}{T_R^*} (1 + T_R^* s) \psi_{Rx}; \\ k_R r_R i_{Sy} &= (\alpha_k - p_{II} \nu) \psi_{Rx}; \\ m^* &= k_R \psi_{Rx} i_{Sy}; \\ T_m^* s \nu &= m^* - m_c^*. \end{aligned} \right\} \quad (4.22)$$

Необхідна швидкість обертання координат в цьому випадку повинна бути реалізована системою керування відповідно з виразом:

$$\alpha_k = p_{II} \nu + \frac{k_R r_R i_{Sy}}{\psi_{Rx}}. \quad (4.23)$$

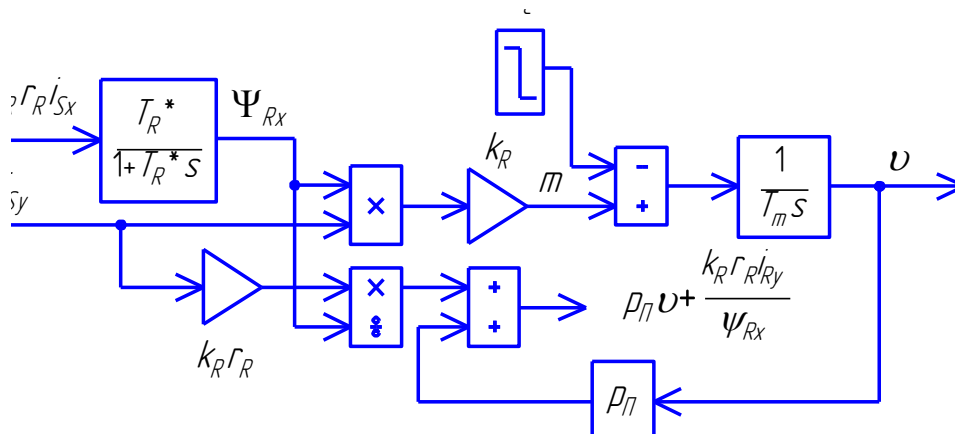


Рис. 4.49. Структурна схема асинхронного електропривода зі струмовим керуванням

Структурна схема АКЗ, який керується інвертором струму з вихідною частотою, що визначається рівнянням (4.23), наведена на рис. 4.49. Слід відзначити, що вихідна частота інвертора формується залежно від змінних стану системи  $i_{Sy}$ ,  $p_{II} \nu$ ,  $\psi_{Rx}$ . В системі є два контури, один з яких визначає магнітний потік машини, другий – струм (момент). Синтез регуляторів при побудові підпорядкованої системи керування в кожному контурі здійснюється за стандартною методикою, згідно з якою в контурі

потоків вибираємо  $PII$ -регулятор з  $k_{PII}=T_R/T_0$ ,  $k_I=1/T_0$ , а в контурі швидкості –  $P$ -регулятор.

Коефіцієнти підсилення регуляторів вибираємо так, щоб стала часу в контурі керування потоком була як мінімум на порядок менша сталої часу в контурі керування швидкістю. Модель електропривода разом з регуляторами швидкості і потоку, розрахованими відповідно до вищесказаного, наведена на рис. 4.50. В цій моделі додатково враховано насичення магнітопроводу машини (блок Saturation).

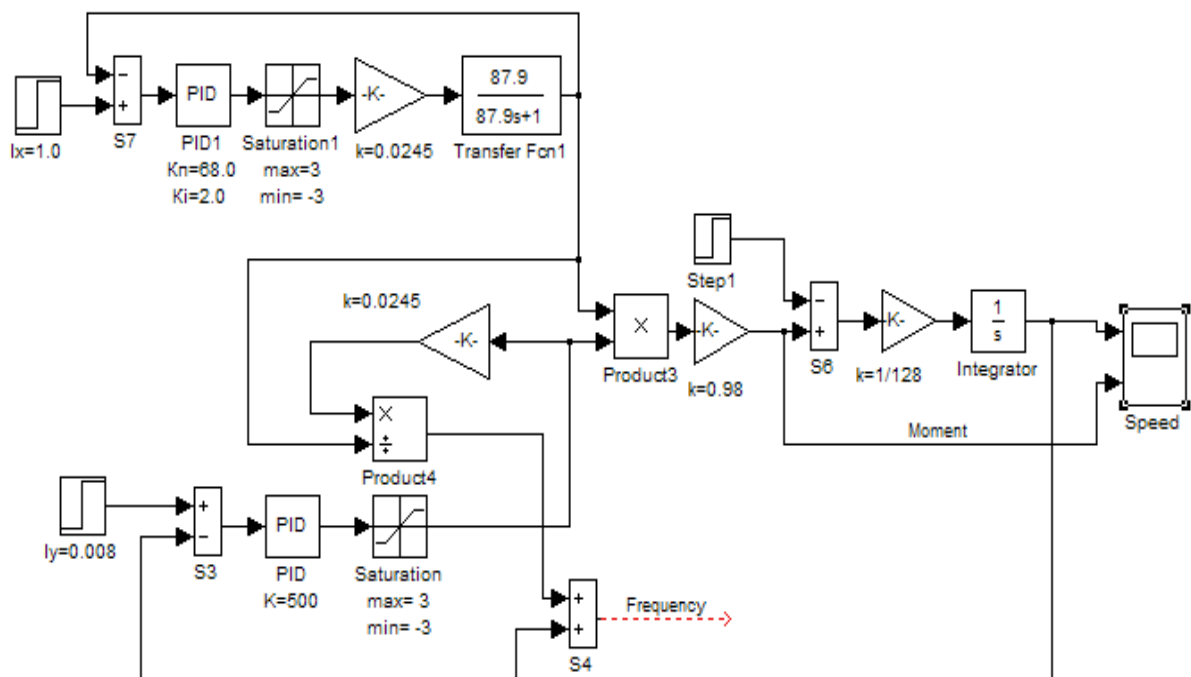


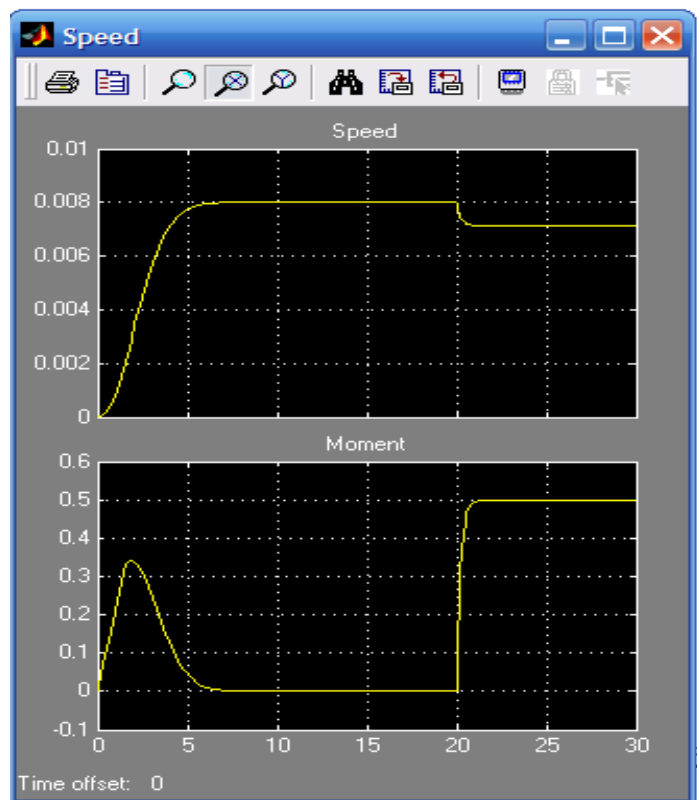
Рис. 4.50. Модель електропривода зі струмовим керуванням

На рис. 4.51 наведені результати моделювання системи. Порівнюючи ці процеси з аналогічними для розімкнених систем (рис. 4.37 і 4.44), можна робити висновки про властивості описаної системи, її переваги і недоліки.

Необхідно відзначити, що аналіз здійснюється при тих же параметрах асинхронного двигуна, що й на моделі рис. 4.1. Проста структура моделі асинхронного електропривода отримана завдяки тому, що на початку в математичному описі (рівняння 4.22), закладені всі перетворення:

- перетворення системи координат із обертової в нерухому в прямому контурі (рис. 4.52) і із нерухомої в обертову в зворотному контурі;
- перетворення 2/2 і 3/2 (рис. 4.52);
- орієнтація системи координат за віссю потокозчеплення ротора;
- джерело струму, що живить двигун, прийнято ідеальним.

Рис. 4.51. Графіки миттєвих значень швидкості (вгорі) і моменту (внизу) в електроприводі зі струмовим керуванням



Математичний опис за рівняннями (4.22) відповідає опису за "гладкою" складовою і не враховує імпульсного характеру напруги на виході інвертора. Крім того, ще однією особливістю моделі за рис. 4.50 є те, що в ній визначається частота на виході інвертора. Цей параметр використовують в моделях, які реалізують необхідні перетворення координат і враховують реальні властивості інвертора.

Система асинхронного привода з перетворювачами координат наведена на рис. 4.52. Перетворення здійснюють в два етапи. В перетворювачі каналу зворотного зв'язку трифазна система синусоїдальних величин перетворюється в двофазну



систему синусоїдальних величин, а потім двофазна система – в проекції просторового вектора на осі обертової системи координат  $x$ - $y$ , що являють собою сигнали постійного струму. В перетворювачі прямого каналу спочатку із сигналів постійного струму формується двофазна система змінних, а потім вона трансформується в трифазну систему величин.

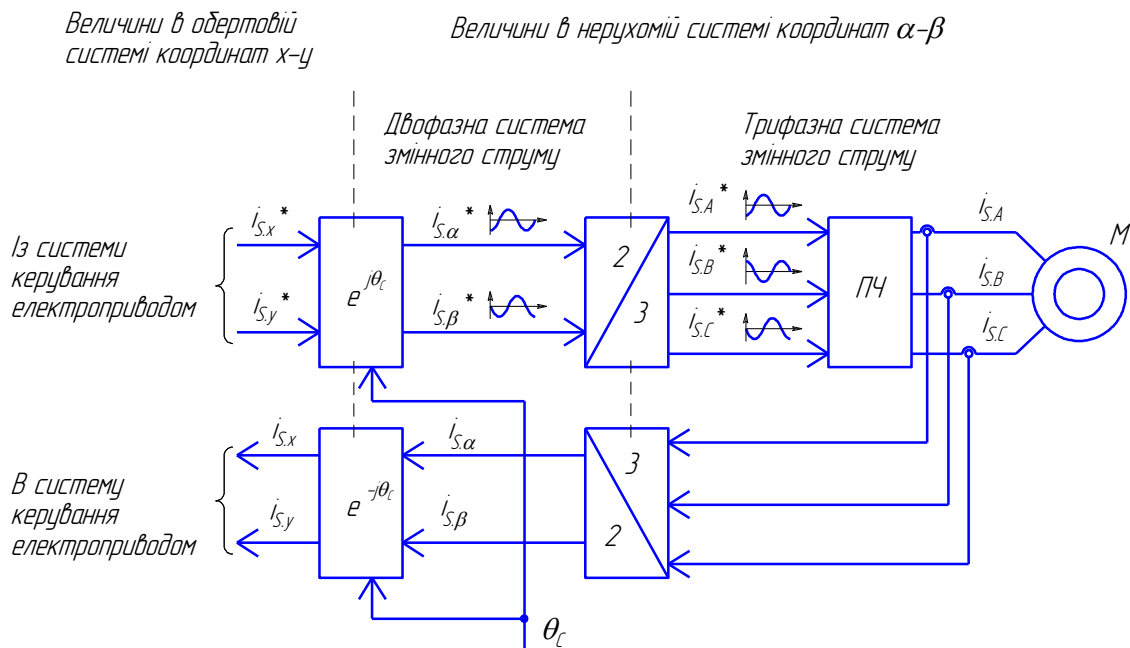
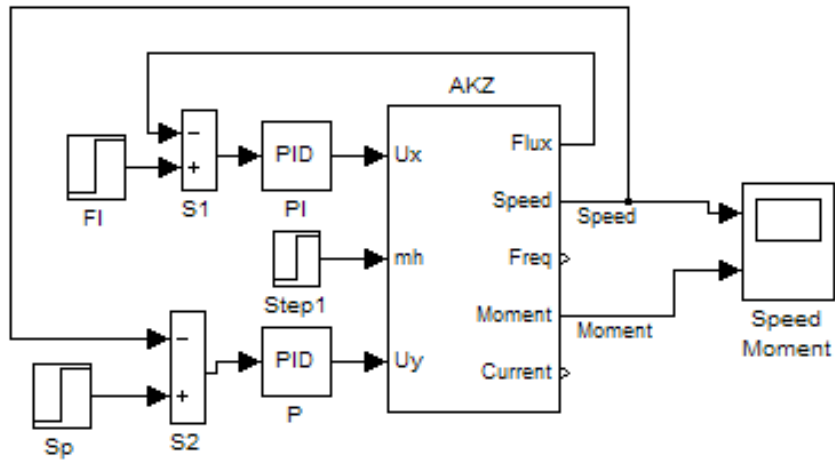
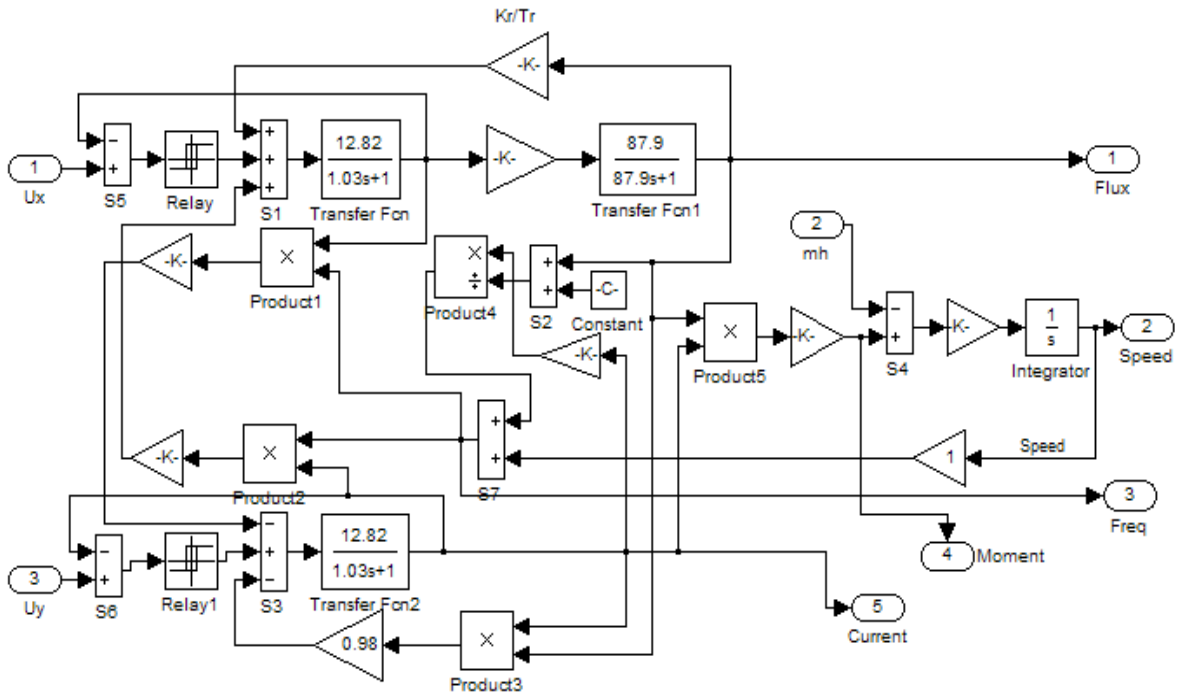


Рис. 4.52. Система електропривода з перетворенням координат при векторному керуванні асинхронним приводом

На рис. 4.53, а наведена модель, в якій функціонально реалізований "струмовий коридор" при використанні інвертора напруги (частотно-струмова асинхронна система з векторним керуванням), а вихідна частота інвертора визначається за виразом (4.23). В моделі реалізована обертова система координат, яка орієнтована за потокозчепленням ротора. Регулятори в контурі потокозчеплення і швидкості мають ті ж параметри, що і в системі на рис. 4.50. До складу моделі на рис. 4.53, а входять блок Subblock AKZ, який реалізує ШІМ в обертовій системі координат. Модель цього блока наведена на рис. 4.53, б, з якого видно, що "струмовий коридор" реалізований з використанням релейних елементів і від'ємного зворотного зв'язку за струмом.



*a*

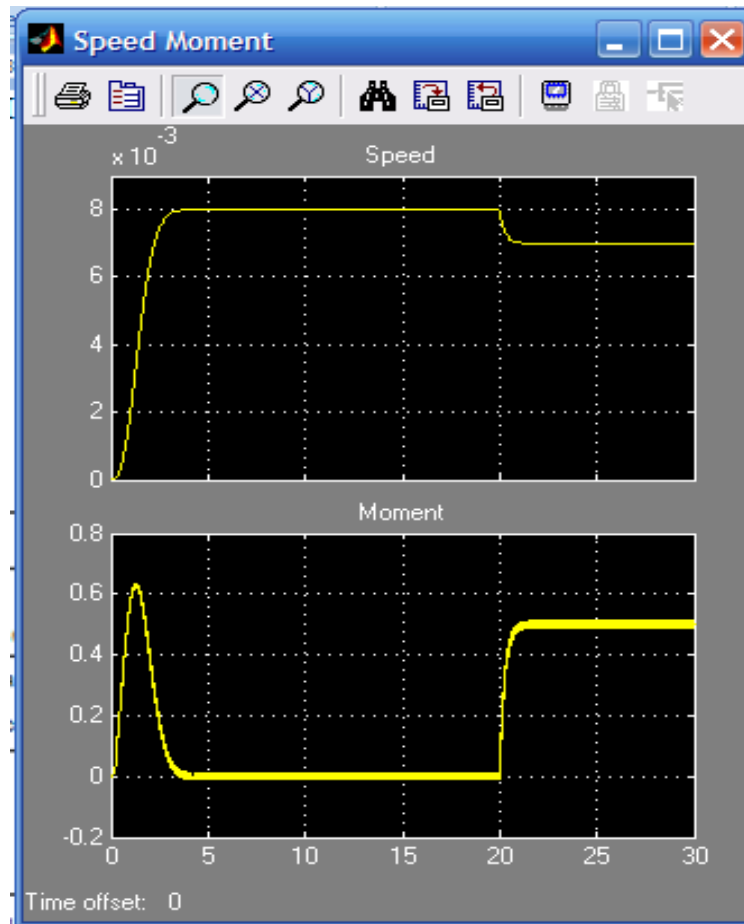


*б*

Рис. 4.53. Модель системи інвертор – АКЗ в обертовій системі з реалізацією "струмового коридору" (а) та внутрішня модель блока АКЗ (б)

Осцилограми перехідних процесів швидкості і моменту наведені на рис. 4.54.

Рис. 4.54. Осцилограми перехідних процесів швидкості і моменту в асинхронному електроприводі зі "струмовим коридором"



Повна віртуальна модель частотно-струмової системи з регулятором моменту наведена на рис. 4.55.

Склад моделі:

1. Віртуальний асинхронний двигун, вікно настройки якого разом з параметрами наведено на рис. 4.5.

2. Трифазний автономний інвертор на IGBT-транзисторах, вікно настройки якого показано на рис. 4.56. Тут в полі Number of bridge arms встановлено число "три". Решта полів настройки розглянуті в п.2.3.

3. Гістерезисний трифазний регулятор струму (блок Current Regulator). У вікні настройки цього блоку (рис. 4.57) вказують ширину "струмового коридору". На вхід блоку поступають сигнали завдання струмів у фазах і сигнали зворотних зв'язків реальних струмів двигуна.

4. Блоки ABC-XY і XY-ABC (рис. 4.58) перетворюють нерухому трифазну систему координат в обертову двофазну і

обертову двофазну в нерухому трифазну відповідно з принципами, які були викладені раніше.

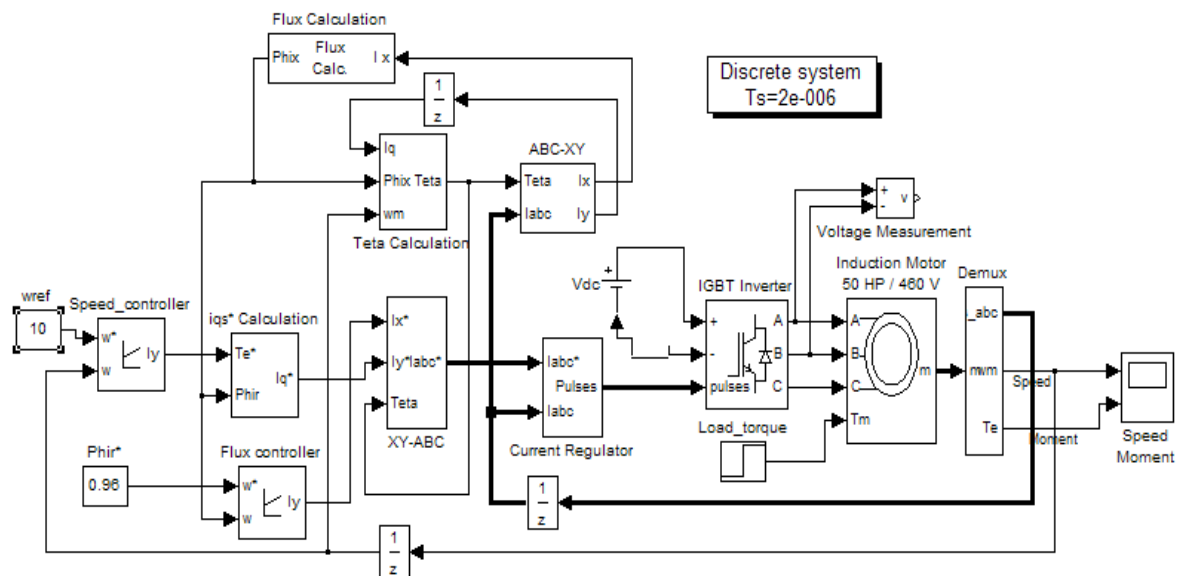
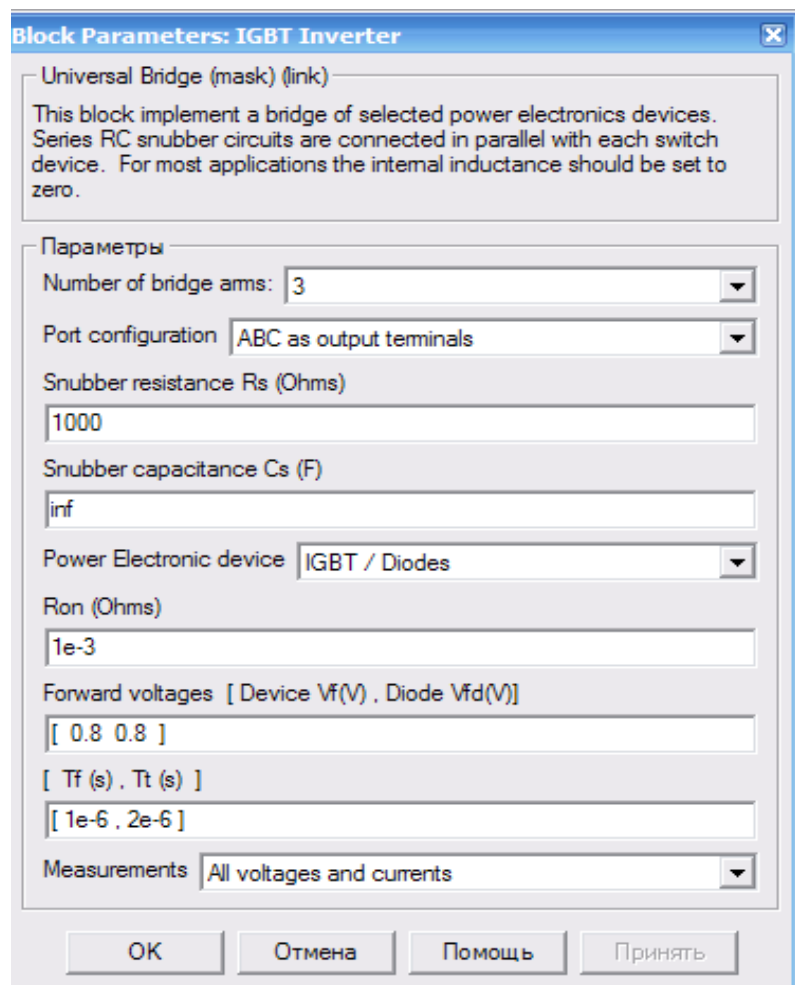


Рис. 4.55. Віртуальна модель асинхронного електропривода

Рис. 4.56. Вікно  
настройки автономного  
інвертора (IGBT  
Inverter)



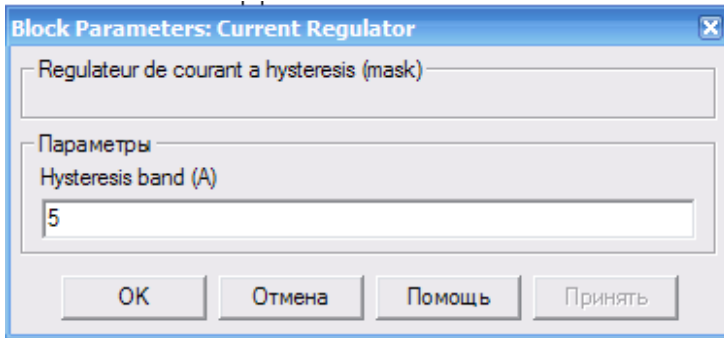
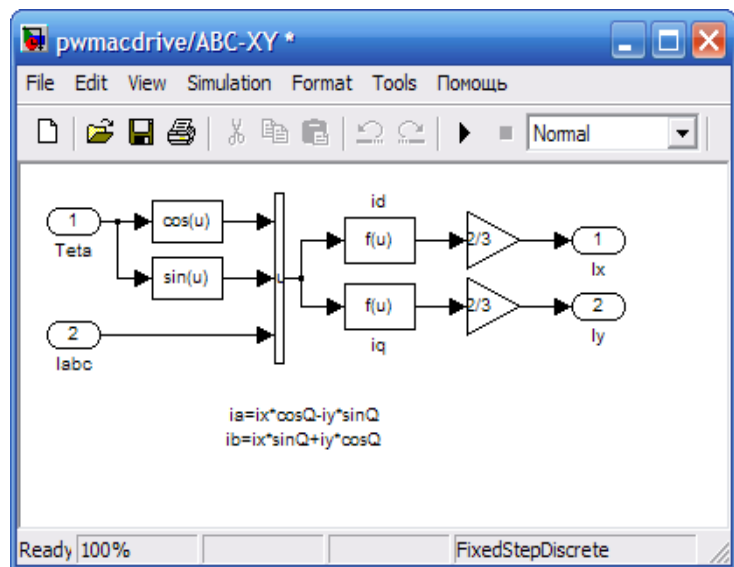
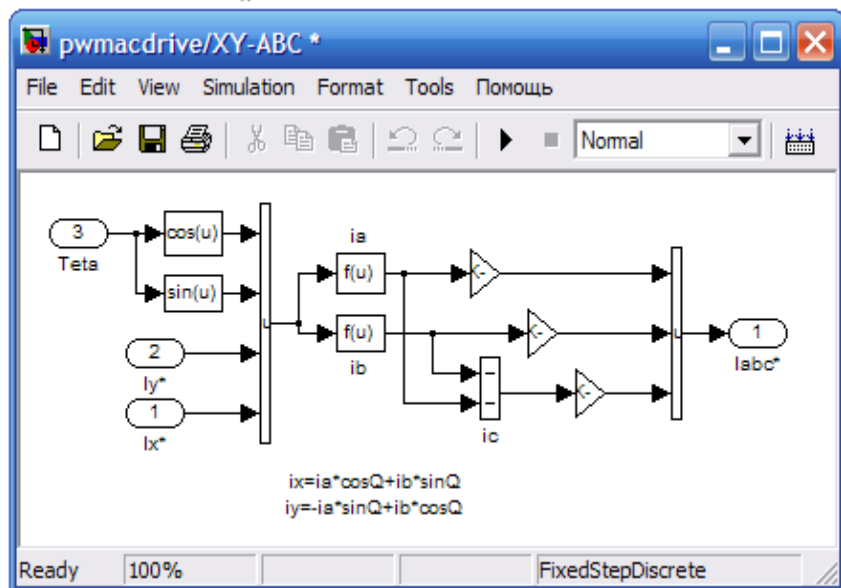


Рис. 4.57. Вікно настройки гістерезисного трифазного регулятора струму (Current Regulator)

Рис. 4.58. Блоки перетворень:  
*a* – блок ABC-XY; *б* – блок XY-ABC



*a*

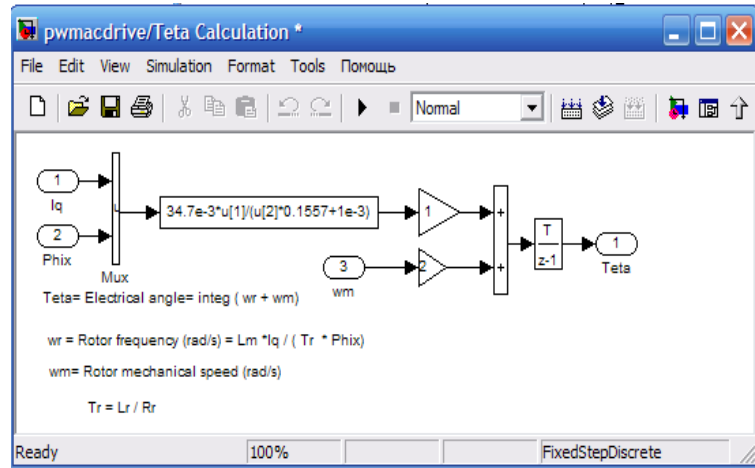


*б*

5. Блок визначення вихідної частоти інвертора (блок Teta Calculation, рис. 4.59). Цей блок визначає вихідну частоту

інвертора відповідно з виразом (4.23), оскільки тільки в цьому випадку осі координат обертової системи будуть зорієнтовані в заданому напрямку ( $\vec{\psi}_R = \psi_{Rx}$ ,  $\psi_{Ry} = 0$ ).

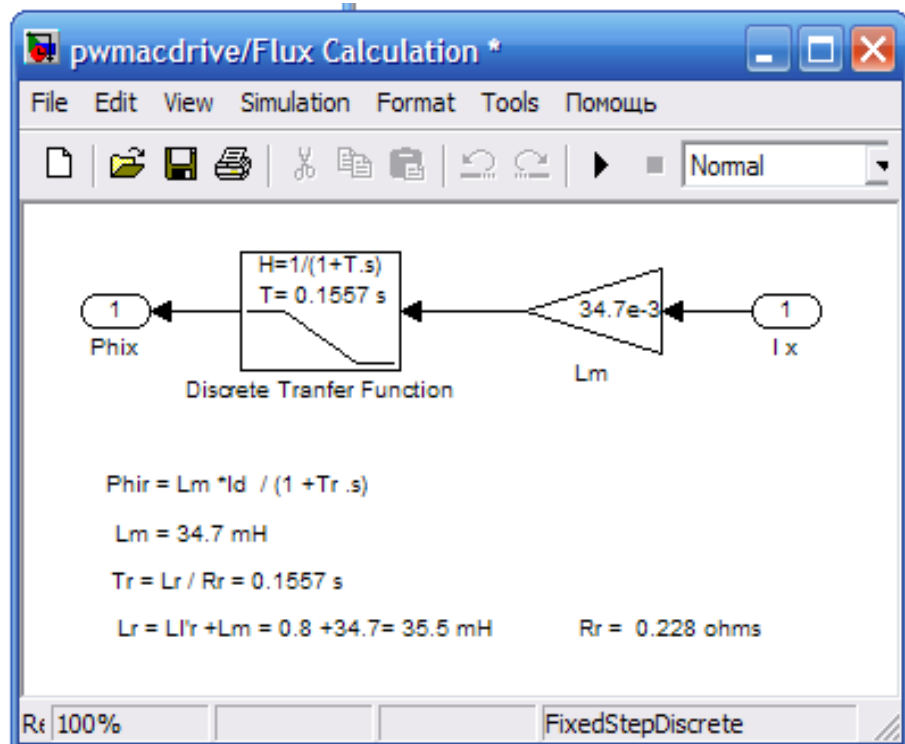
Рис. 4.59. Блок обчислення кута повороту системи координат



6. Блок (Flux Calculator) обчислення потокозчеплення ротора (рис 4.60). Потокозчеплення визначається за рівнянням:

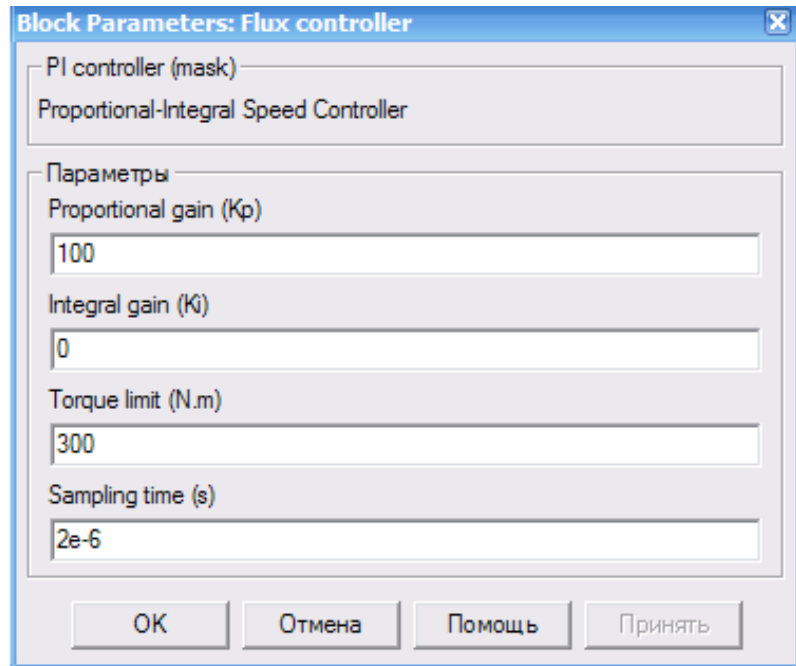
$$\psi_{Rx} = \frac{k_R r_R T_R^*}{1 + T_R^* s} i_{Sx}. \quad (4.24)$$

Рис.4.60. Блок обчислення потокозчеплення ротора



7. Блок завдання потоку (блок Phir\*) і регулятор струму по осі  $x$  (блок Flux Controller, рис. 4.61).

Рис. 4.61. Параметри регулятора струму по осі  $x$

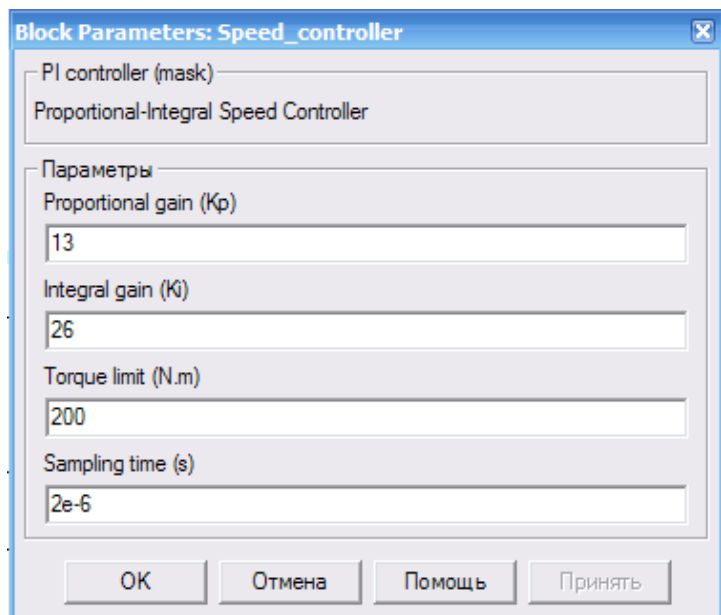


При керуванні асинхронним двигуном від джерела струму система електропривода будується з використанням регулятора моменту в контурі швидкості. У відповідності з третім рівнянням системи (4.22) струм по осі  $y$  визначається за виразом:

$$i_{Sy} = \frac{m}{k_R \psi_{Rx}} \cdot \quad (4.25)$$

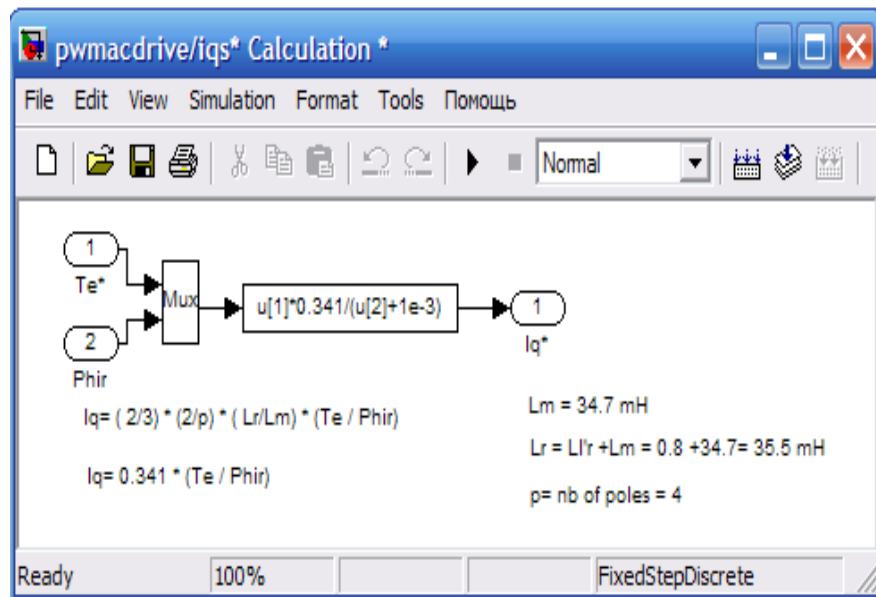
Рис. 4.62. Параметри регулятора швидкості

Тому якщо сигнал з виходу регулятора швидкості розділити на  $k_R \psi_{Rx}$ , то струм завдання по осі  $y$  буде відповідати моменту, а сигнал з виходу регулятора швидкості (блок Speed Controller, рис. 4.62), поділений на



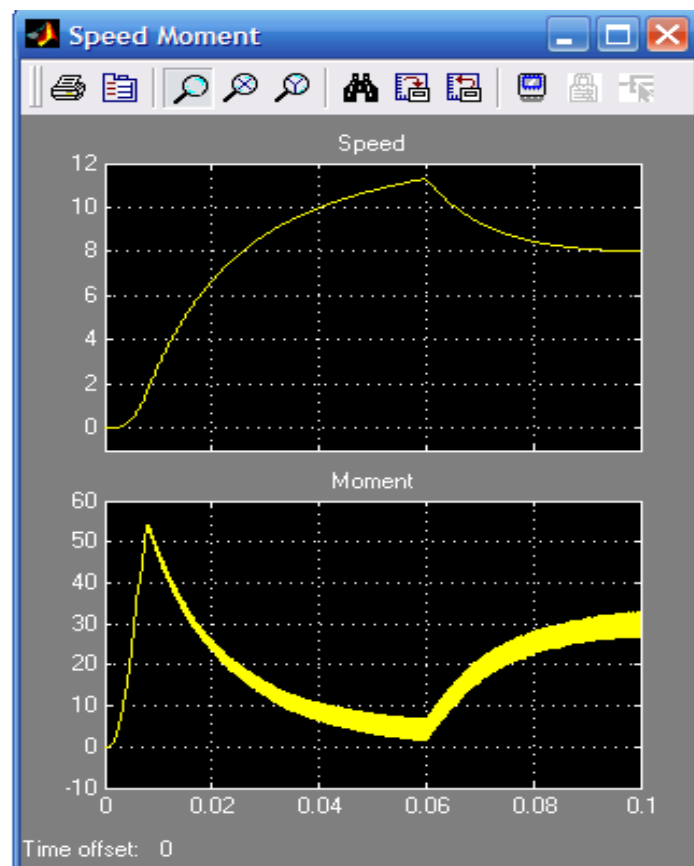
вирахований потік (блок  $ids^*Calculation$ , рис 4.63), є сигналом задання струму по осі у.

Рис. 4.63. Блок обчислення задаючого струму по осі у



Осцилограми перехідних процесів швидкості і моменту наведені на рис. 4.64.

Рис. 4.64. Осцилограми перехідних процесів швидкості (вгорі) і моменту (внизу) асинхронного електропривода з регулятором моменту





#### 4.4. Модель електропривода з магнітоелектричним синхронним двигуном

Віртуальна модель електропривода з магнітоелектричним синхронним електродвигуном наведена на рис. 4.65.

Склад моделі:

- джерело змінної трифазної напруги Source із бібліотеки Power System Blockset/Extras/Electrical Sources;
- трифазна синхронна машина Permanent Magnet Synchronous Machine із бібліотеки Power System Blockset/Machines;
- вимірювач трифазної напруги і струму Three-Phase V-I Measurement із бібліотеки Power System Blockset/Extras/Measurement;
- вимірювач активної і реактивної потужності  $P_1$ ,  $Q_1$  із бібліотеки Power System Blockset/Extras/Measurement;
- блок вимірювання змінних величин машини Machines Measurement із бібліотеки Power System Blockset/Machines;
- блок Display для кількісного показу вимірюваних потужностей (в трьох перших вікнах блока активна потужність у кожній фазі, в трьох останніх – реактивна потужність);

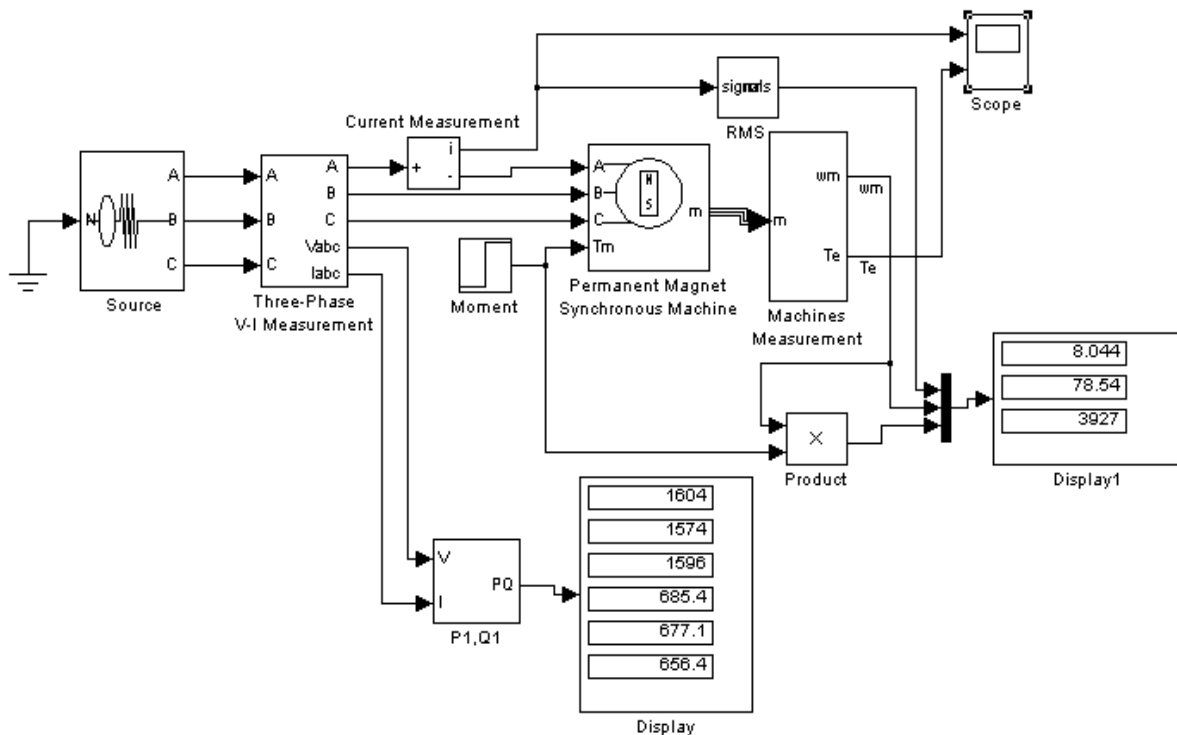


Рис. 4.65. Віртуальна модель електропривода із синхронним електродвигуном

- блок RMS із бібліотеки Power System Blockset/Extras/Measurement для вимірювання діючого значення фазного струму електродвигуна;
- блок Moment для створення моменту опору робочої машини із бібліотеки Simulink/Source;
- блок Product із головної бібліотеки Simulink/Math для вирахування механічної потужності на валу двигуна;
- блок Scope для візуального спостереження миттєвих значень струму статора, моменту і механічної потужності синхронного електродвигуна із головної бібліотеки Simulink/Sinks;
- блок Display 1 для кількісного показу вимірюваних величин струму (А), швидкості обертання (рад/с) та електромагнітного моменту (Н·м) двигуна із головної бібліотеки Simulink/Sinks;
- блок Mux для об'єднання трьох сигналів в один векторний із головної бібліотеки Simulink/Signal & System.

Вікно настроювання параметрів синхронного двигуна наведено на рис. 4.66.

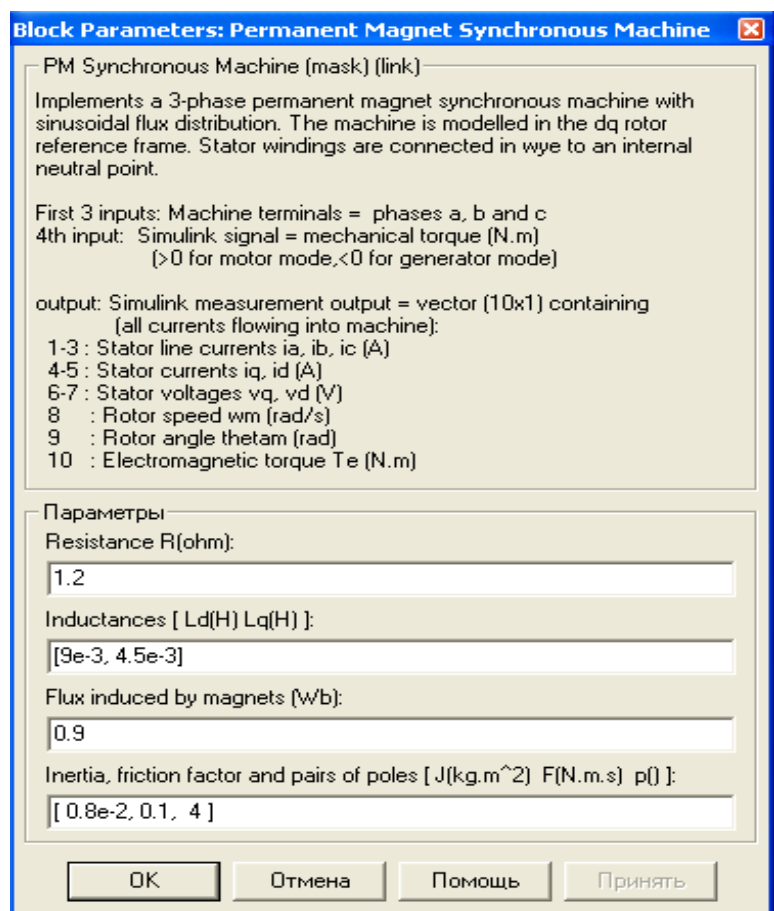


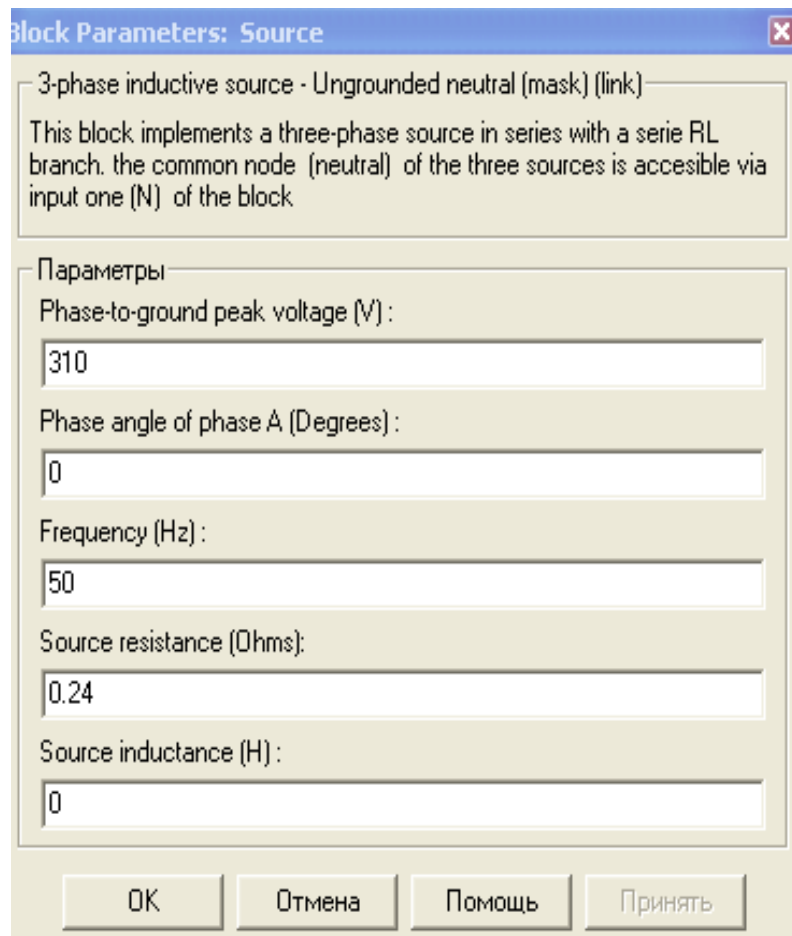
Рис. 4.66. Вікно настроювання параметрів синхронного електродвигуна

У полях вікна послідовно задають параметри досліджуваного двигуна:

- активний опір обмотки статора ( $R=1,2 \text{ Ом}$ );
- індуктивності по поздовжній  $L_d=9 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}$  і поперечній  $L_q=4.5 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}$  осях;
- максимальний потік у машині  $\Phi_m=0.9 \text{ Вб}$ ;
- момент інерції  $J=0.8 \cdot 10^{-2} \text{ кг} \cdot \text{м}^2$ , коефіцієнт в'язкого тертя  $F=0.1 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}$ , кількість пар полюсів  $p_p=8$ .

Вікно настройки джерела живлення наведено на рис. 4.67.

Рис. 4.67. Вікно настроювання параметрів джерела живлення



На рис 4.68 наведено графіки миттєвих значень струму та електромагнітного моменту двигуна.

З часових діаграм видно, що двигун розганяється без навантаження, а через 0,4 с проводиться накид навантаження величиною 50 Н·м.

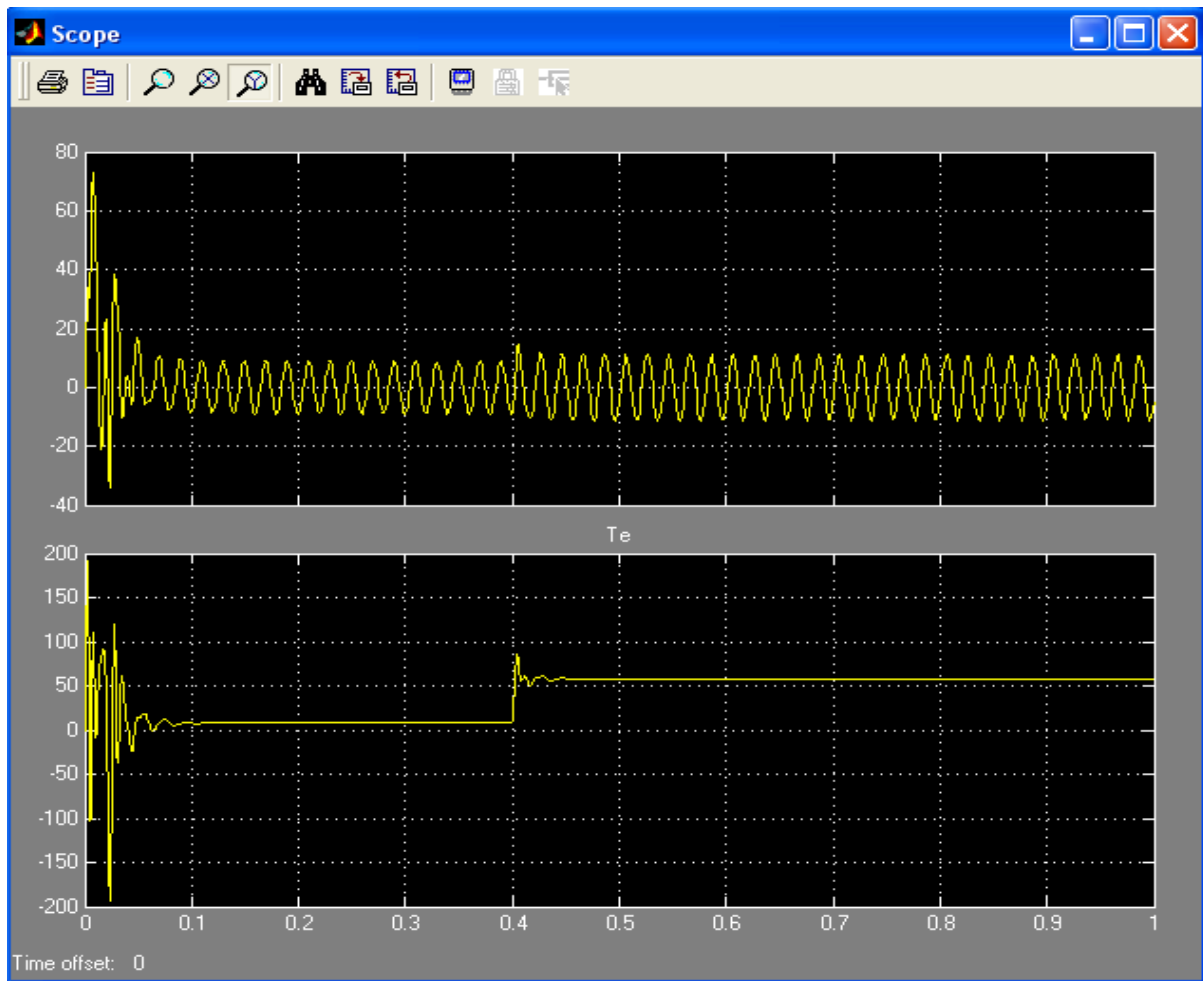


Рис. 4.68. Часові залежності змінних величин синхронної машини (верхня осцилограма – струм, нижня – момент)

#### **4.5. Моделі регульованого трифазного асинхронного електропривода з перетворювачем напруги**

##### **4.5.1. Модель трифазного регульованого електропривода з фазо-імпульсним перетворювачем напруги**

Модель трифазного асинхронного електропривода з фазо-імпульсним перетворювачем напруги наведена на рис. 4.69. Модель складається з асинхронного двигуна АИРП80-А6У2, параметри якого наведені у вікні настройки двигуна (рис. 4.70). Двигун має підвищений опір обмотки ротора, що обумовлює підвищене ковзання при номінальному моменті, підвищений пусковий момент та невелику кратність пускового струму.

Завдяки цьому даний двигун при вентиляторному навантаженні допускає регулювання частоти обертання в широкому діапазоні зміною підведеної напруги.

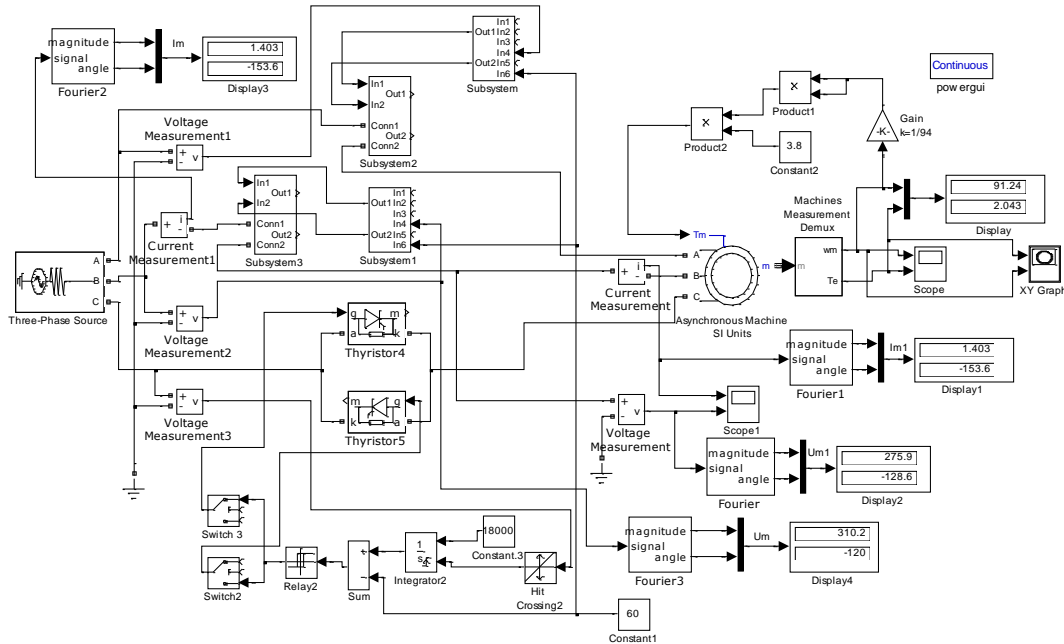


Рис. 4.69. Модель трифазного регульованого електропривода з тиристорним регулятором напруги з фазо-імпульсним керуванням

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

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

де  $M_C$ ,  $M_H$  – момент опору вентилятора та номінальний електромагнітний момент двигуна;  $\omega_H$ ,  $\omega$  – номінальна та поточна частота обертання ротора двигуна.

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

Трифазний тиристорний регулятор напруги складається з трьох однофазних регуляторів, кожних з яких має свою систему керування. Синхронізуючі сигнали пілкоподібної напруги з кожної фази через блоки Voltage Measurement 1, Voltage

Measurement 2, та Voltage Measurement 3 поступають 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.

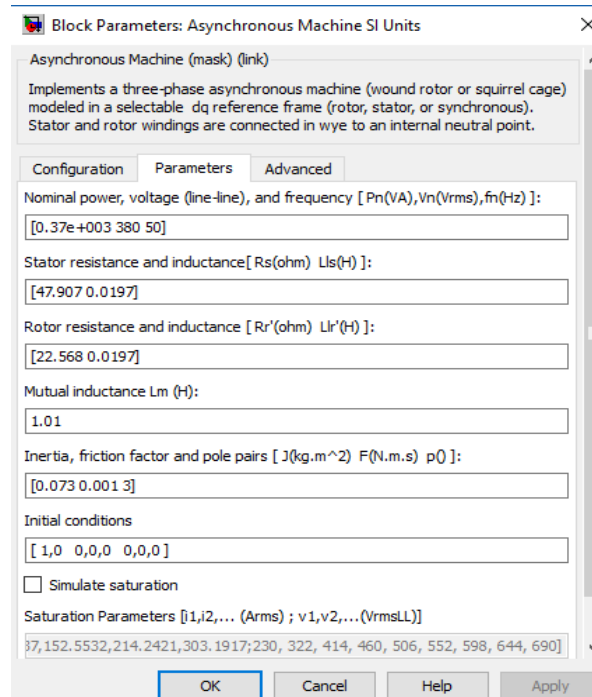


Рис. 4.70. Вікно настройки електродвигуна АИРП80-А6У2

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

Кут відкривання тиристорів на всі фази задається блоком Constant 1.

Дослідження характеристик проводиться при зміні величини напруги від  $0,34U_H$  до  $U_H$ . Для регульовальної характеристики  $\omega^*=f(U^*)$  значення швидкості при відповідній напрузі записується з вимірювального блоку Display (верхнє значення). Значення потужності для енергетичної характеристики  $P^*=f(U^*)$  визначається як добуток  $P^*=M\omega/P_H$ , де  $M$  – поточне значення електромагнітного моменту електродвигуна (блок Display нижнє значення). Робочі характеристики (рис. 4.71), отримані на

комп'ютерній моделі приведені у відносних одиницях, тобто поточні значення величин розділені на відповідні їх номінальні значення.

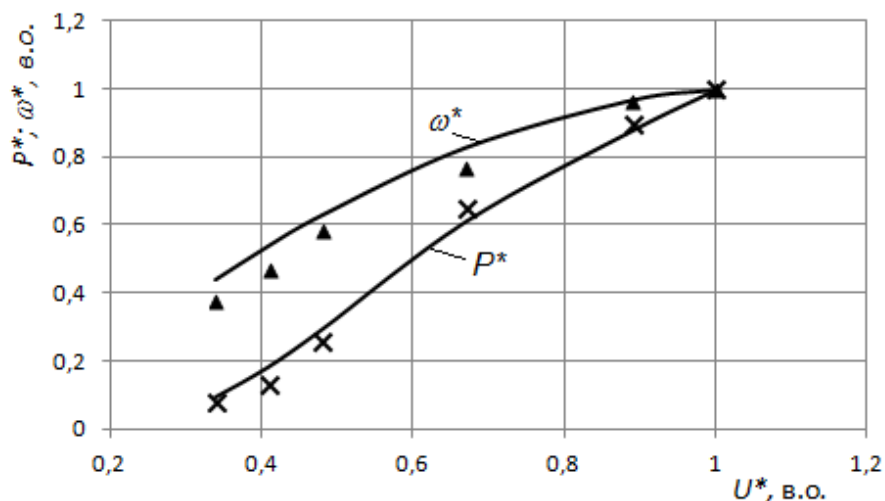


Рис. 4.71. Робочі характеристики трифазного регульованого асинхронного електропривода з тиристорним регулятором напруги з фазо-імпульсним керуванням

Для перевірки достовірності отриманих результатів на комп'ютерній моделі були проведені дослідження на лабораторному стенді регульованого електропривода осьового вентилятора ВО-7,1М з двигуном АИРП80А6У2. Лінійну напругу на електродвигуні змінювали за допомогою тиристорного перетворювача напруги станції "Кліматика-1" з фазо-імпульсним керуванням в межах від 120 до 380 В. При цьому комплектом вимірювальним К-505 визначали напругу та потужність, а тахометром Д-1ММ – частоту обертання ротора двигуна. За результатами досліджень отримали залежності у відносних одиницях  $\omega^*=f(U^*)$ ,  $P^*=f(U^*)$ , які наведені на рис. 4.71 у вигляді маркерів, відповідно для регульовальної характеристики трикутником  $\Delta$ , для енергетичної – х.

При порівнянні отриманих результатів (рис. 4.71), видно, 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.

Як уже говорилось, модель має набір віртуальних вимірювальних приладів, які дозволяють проводити дослідження енергетичних, регулювальних, електромеханічних, електромагнітних характеристик. Зокрема для дослідження електромагнітних характеристик використані блоки: вимірювання миттєвих значень струму та напруги на виході тиристорного регулятора – віртуальний осцилограф Scope 1, аналіз спектрального складу струму і напруг проводиться за допомогою блоку Scope 1 з використанням блоку Powergui.

Для порівняння отриманих результатів на комп'ютерній моделі за допомогою цифрового осцилографа Vellman та цифрового мультиметра DMK-32 були проведені дослідження на лабораторному стенді регульованого електропривода осьового вентилятора ВО-7,1М з двигуном АИРП80А6У2. Лінійну напругу на електродвигуні змінювали за допомогою тиристорного перетворювача напруги станції "Кліматика-1" з фазо-імпульсним керуванням.

Дослідження електромагнітних процесів як на моделі, так і на лабораторному стенді проводились при усталеному режимі роботи електропривода.

На рис. 4.72 наведені форми кривих струму та напруги на навантаженні трифазного тиристорного регулятора.

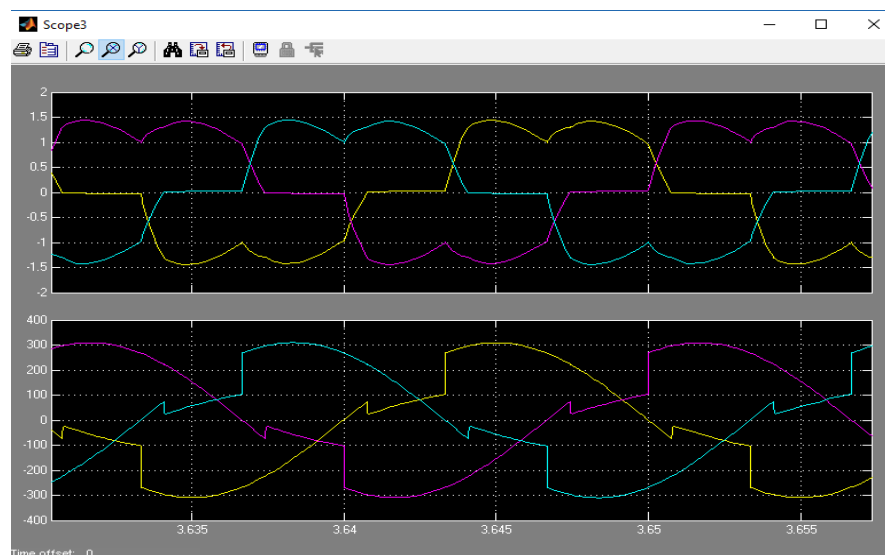


Рис. 4.72. Миттєві значення струму (верхня крива) і напруги (нижня крива) на навантаженні при  $U_{\Phi m(1)} 275 \text{ В}$



Як видно з рисунка робочий тиристор, із-за наявності індуктивності в навантаженні, закривається з деяким запізненням, коли струм через нього досягає нульового значення. Форма кривої струму має провал у верхній частині синусоїди. Це обумовлено 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 ввімкненими фазами. Тобто створюється перекіс фазних напруг на обмотках двигуна.

Для порівняння на рис. 4.73, *а* наведено форму кривої струму, отриману на лабораторному стенді при амплітудному значенні вихідної напруги тиристорного регулятора за першою гармонікою  $U_{\Phi m(1)} = 130$  В. Як видно з рисунку крива, аналогічно рис. 2 та 4, *б* (верхнє вікно), має провали струму у верхній частині синусоїди. Крива струму лабораторного стенду більш спотворена, в порівнянні зі змодельованою. Це пояснюється тим, що модель не враховує спотворення зумовлені зовнішніми збудниками.

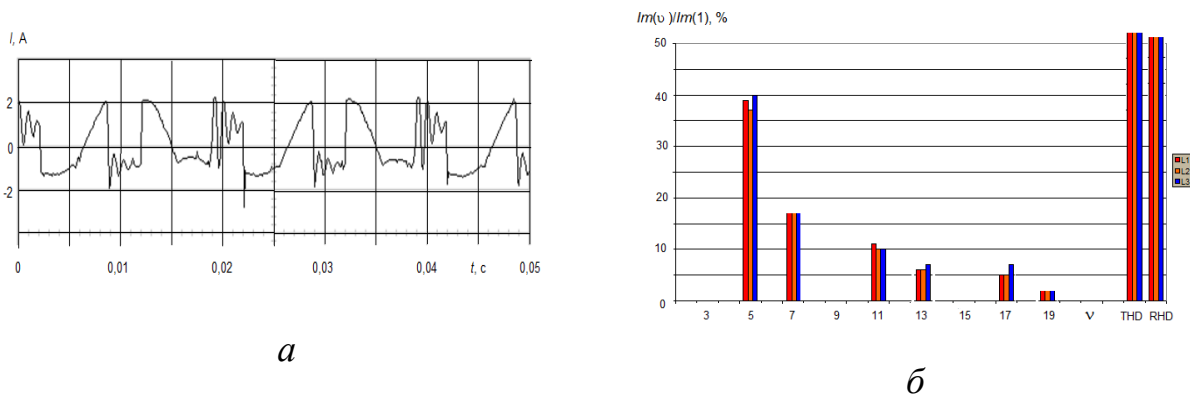


Рис. 4.73. Форма кривої струму (*а*) та спектр струму (*б*), отримані на лабораторному стенді при  $U_{\Phi m(1)} = 130$  В

Спектр вихідної напруги та струму, отриманий комп'ютерній моделі, наведений на рис. 4.74. Спектр вихідної напруги вміщує всі непарні гармоніки. Спектр струму має також непарні гармоніки крім третьої і кратних ній. Для порівняння, аналогічний вигляд має спектр струму, отриманий на лабораторному стенді (рис. 4.73, *б*).

На рис. 4.75 наведені залежності відносних амплітуд гармонік напруги та струму від величини вихідної напруги. З рис. 4.75, *a* 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.

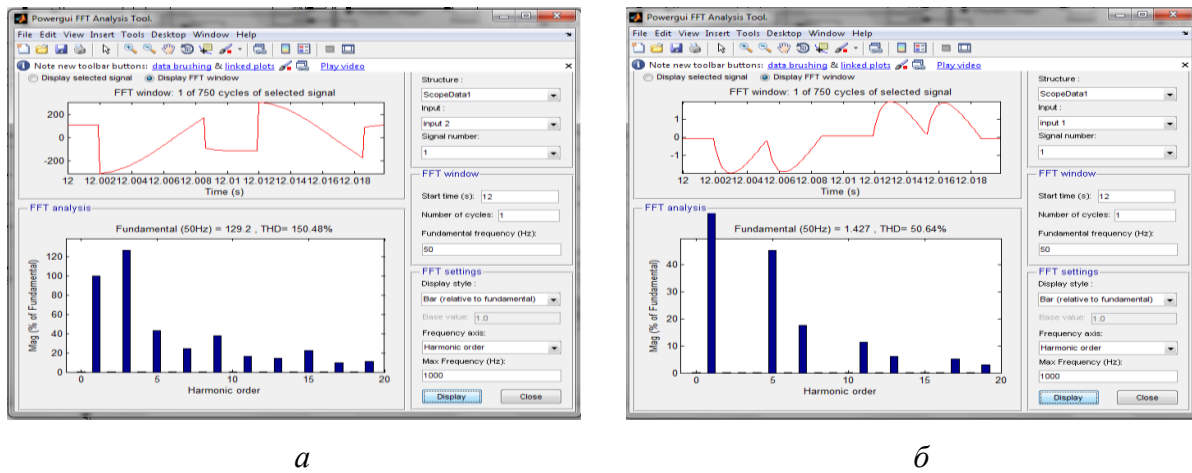


Рис. 4.74. Спектр вихідної напруги (*a*) та струму (*б*) отриманих при  $U_{\Phi m(1)} = 130$  В

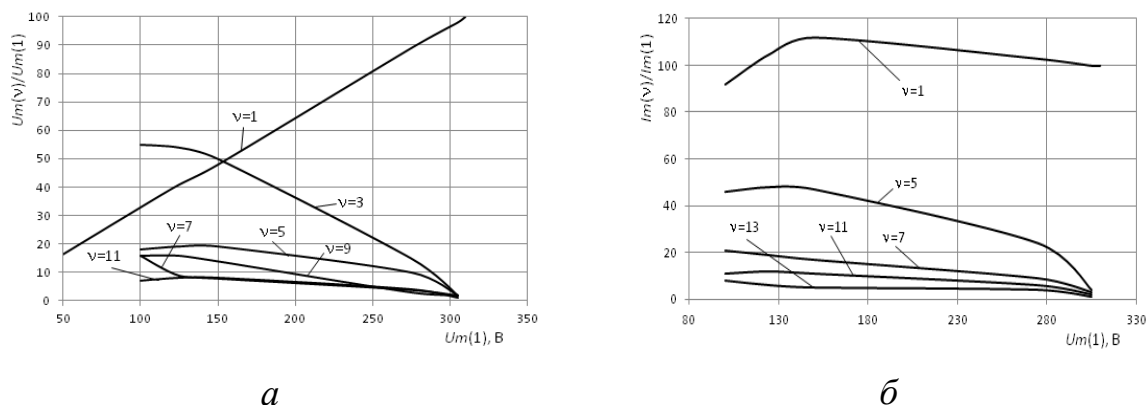


Рис. 4.75. Гармонічний склад вихідної напруги (*a*) та струму (*б*) трифазного тиристорного регулятора асинхронного електропривода

Аналізуючи спектральний склад струму (рис. 4.75, *б*) можна сказати, що вищі гармонік створюються з 5-ї, вона домінує і найбільше спотворює форму струму. Максимальне значення 5 гармоніка приймає при значенні вихідної напруги на рівні 130 В.

#### 4.5.2. Модель трифазного регульованого асинхронного електропривода з широтно-імпульсним регулятором напруги

На рис. 4.76 наведена модель трифазного напівпровідникового перетворювача з широтно-імпульсним керуванням. В складі силового блоку перетворювача є трифазне джерело живлення Three-Phase Source, в кожній фазі якого увімкнено активно-індуктивне навантаження RL, трифазний діодний міст UniversalBridge. Блоками RL імітується активний опір та індуктивність обмотки статора електродвигуна. В коло постійної напруги діодного моста увімкнено силовий транзистор IGBT, який виконує роль ключа для вмикання і вимикання силового кола.

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

Решта блоків моделі є допоміжними і 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 powerqui).

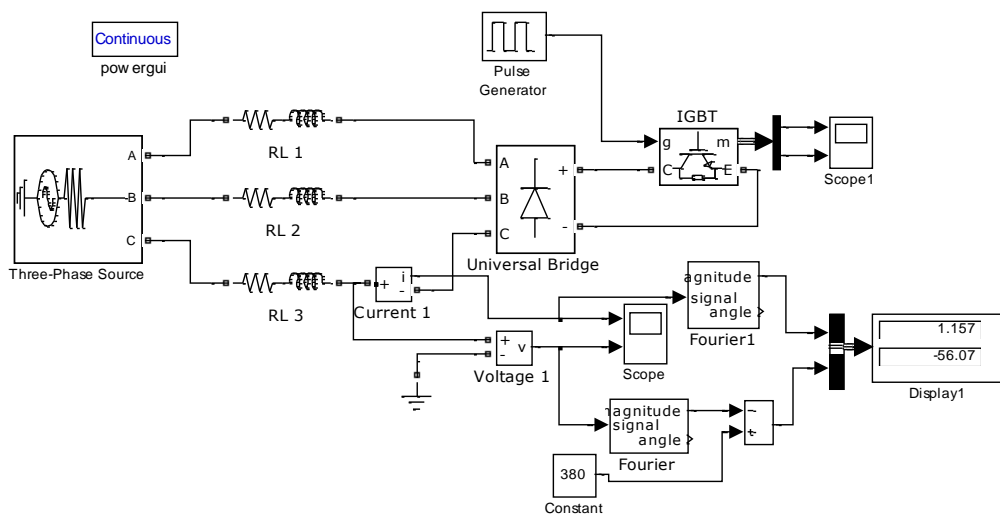


Рис. 4.76. Модель трифазного регулятора напруги з широтно-імпульсним керуванням

Як видно з осцилограми блока Scope (рис. 4.77) синусоїда вихідної напруги перетворювача з широтно-імпульсним

керуванням порізана з періодом, який складається з часу ввімкненого і вимкненого стану силового транзистора. Таким чином, створена модель трифазного перетворювача напруги працює і відтворює задані параметри вихідної напруги живлення електродвигуна.

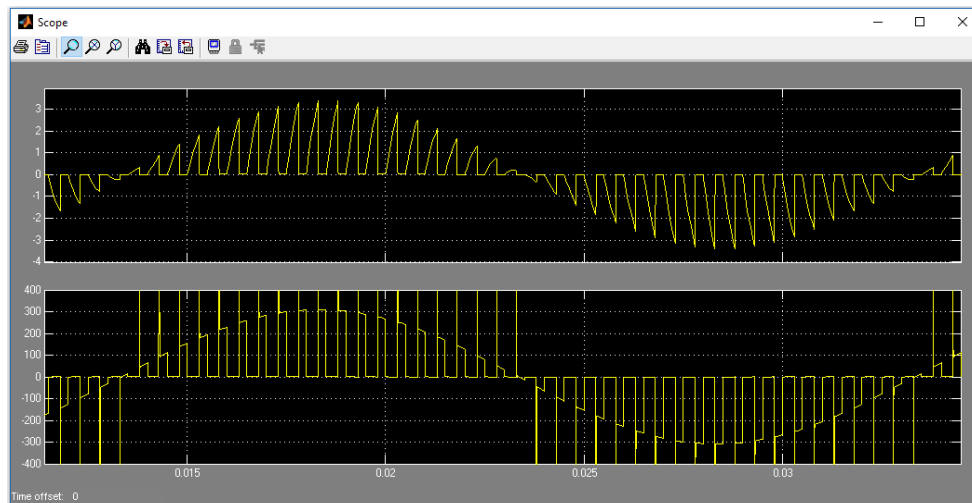


Рис. 4.77. Миттєві значення струму (верхня крива) і напруги (нижня крива) на навантаженні при  $t_p=60\%$  і  $f_k=2000$  Гц ( $T_k=0,0005$  с,  $\kappa=40$ )

Регулювальною характеристикою для трифазного регулятора на основі ШП (рис. 4.78) є залежність вихідної напруги  $U_m(1)$  від тривалості ввімкненого стану транзисторного ключа за період перемикання  $t_p$ .

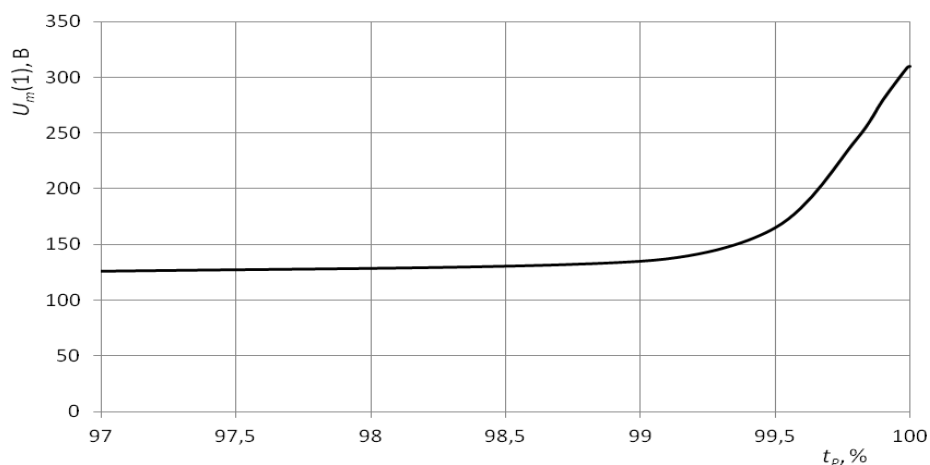


Рис. 4.78. Регулювальна характеристика трифазного регулятора напруги з широтно-імпульсним керуванням

Як видно 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 вимагає при розробці регулятора напруги використати двозонне регулювання – "грубе регулювання" і "тонке регулювання".

На рис. 4.79 наведена залежність коефіцієнта гармонік струму від вихідної напруги. Аналогічно тиристорному регулятору вона має також нелінійний характер і різко зростає при зниженні напруги менше 100 В.

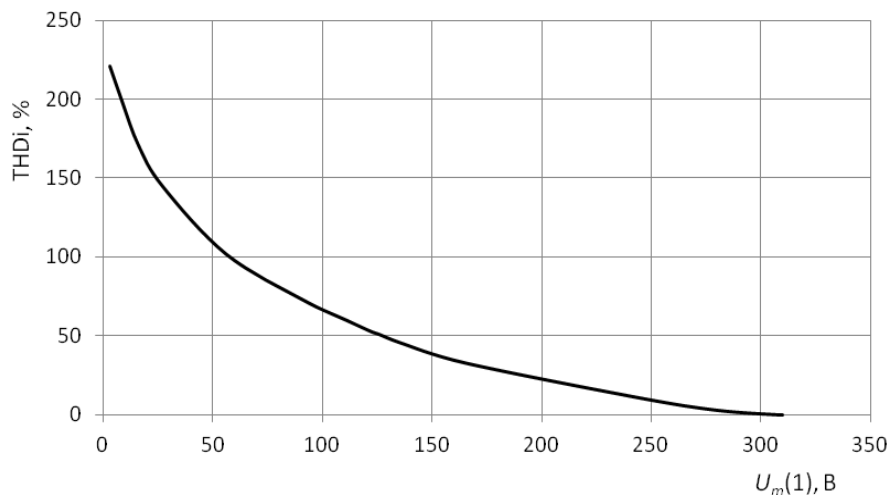


Рис. 4.79. Залежність ТНД трифазного регулятора на базі ШПІ

Спектр струму трифазного регулятора напруги з широтно-імпульсним керуванням (рис. 4.80) аналогічний як і для однофазного, в якому домінують непарні вищі гармоніки, кратні частоті комутації. Тобто при частоті комутації  $f_K = 2000$  Гц ( $k = 40$ ) 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 %.

Аналізуючи спектральний склад струму в залежності від вихідної напруги (рис. 4.81) можна сказати, що основна гармоніка (50 Гц) домінує на всьому інтервалі регулювання.

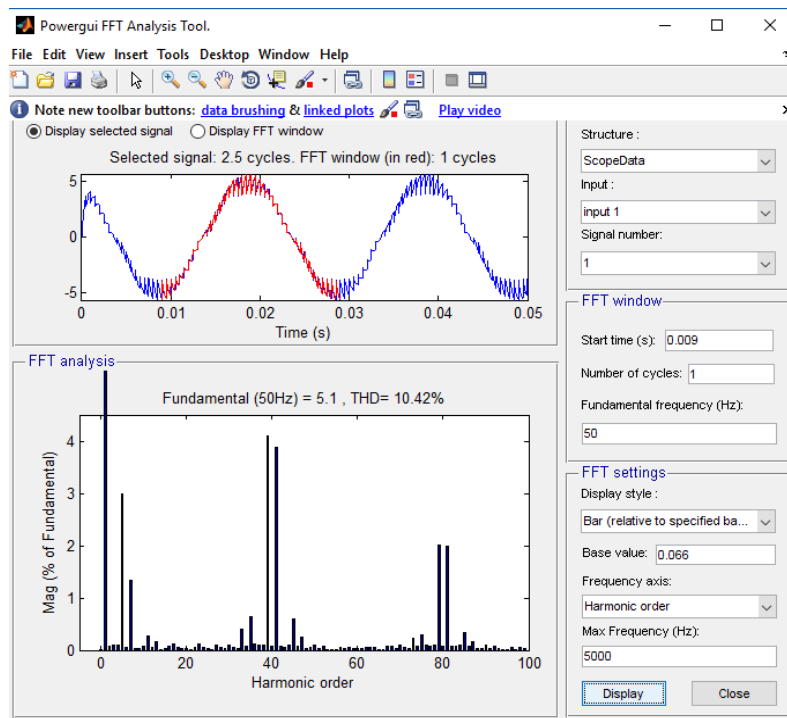


Рис. 4.80. Спектр струму трифазного регулятора напруги з широтно-імпульсним керуванням ( $t_p=98,8\%$ ,  $f_k=2000$  Гц,  $U_m(1)=244$  В)

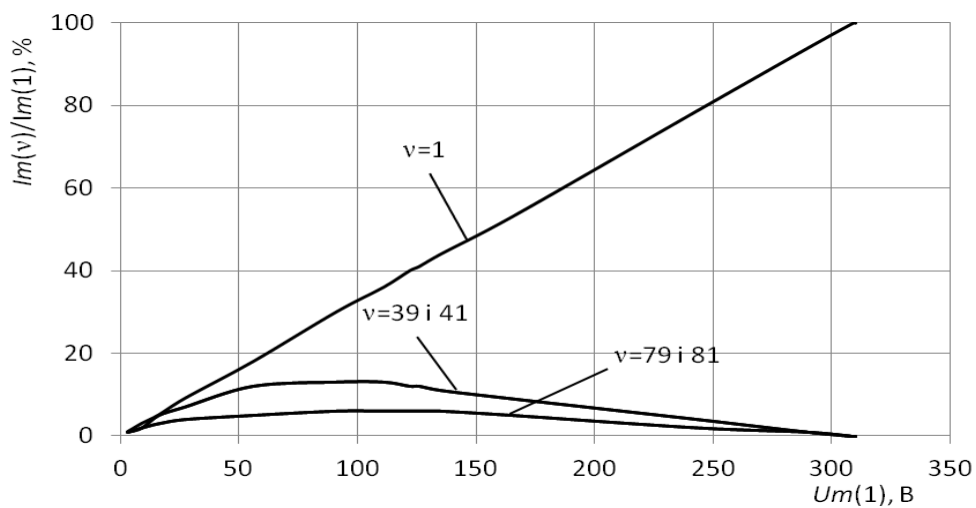


Рис. 4.81. Гармонічний склад струму трифазного регулятора напруги на базі ШП

Модель трифазного асинхронного електропривода з напівпровідниковим регулятором напруги з широтно-імпульсним керуванням наведена на рис. 4.82.

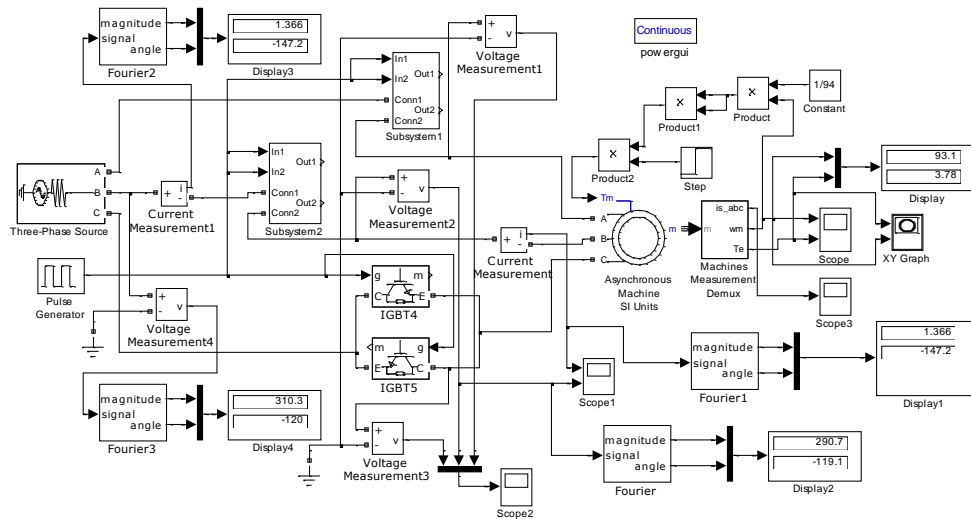


Рис. 4.82. Модель трифазного асинхронного електропривода з регулятором напруги на основі ШІП

Основою силової частини регулятора напруги складають по два транзистори в кожній фазі, які включені зустрічно-паралельно. Керування ними проводиться блоком Pulse Generator. Керуючі імпульси одночасно подаються на затвор транзистора "g". Вмикаються ті транзистори, на яких напруга колектор-емітер додатна. Тобто в кожній фазі один транзистор працює на додатну напівхвилю, інший – на від'ємну. Таким чином напруга від джерела живлення до електродвигуна одночасно по всім фазам подається і вимикається. Форма вихідної напруги регулятора наведена на рис. 4.83. Таке керування регулятором напруги не потребує синхнізації керуючих імпульсів з фазною напругою. Зсув фаз напруг зберігаються, але є проблема з захистом транзисторів від зворотних імпульсів напруги.

Спектр струму імітатора трифазного регулятора напруги з широтно-імпульсним керуванням (рис. 4.84) аналогічний як і для моделі трифазного ШІП (рис. 4.74) 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 і т.д. Спектр струму має незначний фон інших гармонік.

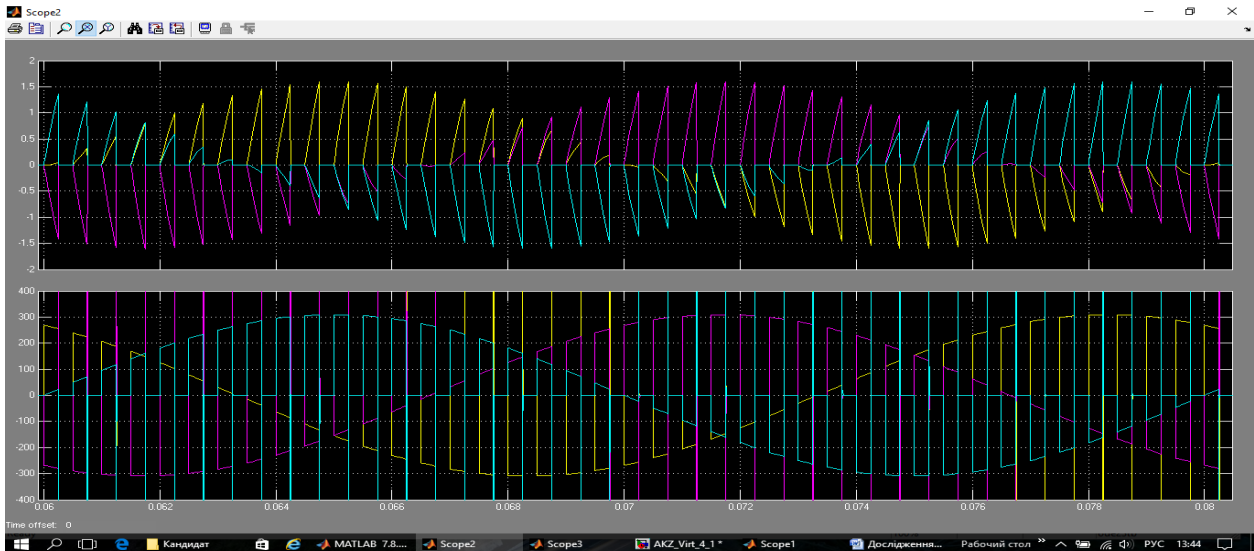


Рис. 4.83. Миттєві значення струму (верхня крива) і напруги (нижня крива) на навантаженні при  $t_p= 50\%$  і  $f_k= 2000$  Гц

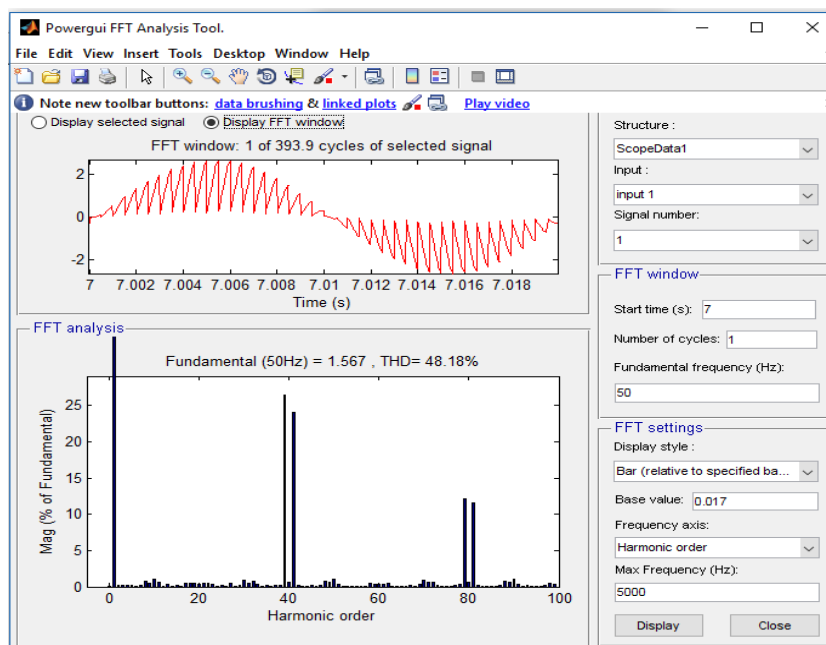


Рис. 4.84. Спектр струму регульованого трифазного асинхронного електропривода з регулятором напруги з широтно-імпульсним керуванням ( $t_p= 95,5\%$ ,  $f_k= 2000$  Гц,  $U_m(1)= 165$  В)



На рис. 4.85 наведені робочі характеристики трифазного регульованого асинхронного електропривода з широтно-імпульсним перетворювачем напруги. Характеристики отримані на комп'ютерній моделі (рис. 4.82) і приведені у відносних одиницях. Дослідження характеристик проводили при зміні величини напруги від  $0,53U_H$  до  $U_H$ . Для регульовальної характеристики  $\omega^*=f(U^*)$  значення швидкості при відповідній напрузі записували з вимірювального блоку Display (верхнє значення). Значення потужності для енергетичної характеристики  $P^*=f(U^*)$  визначали як добуток  $P^*=M\omega/P_H$ , де  $M$  – поточне значення електромагнітного моменту електродвигуна (блок Display нижнє значення).

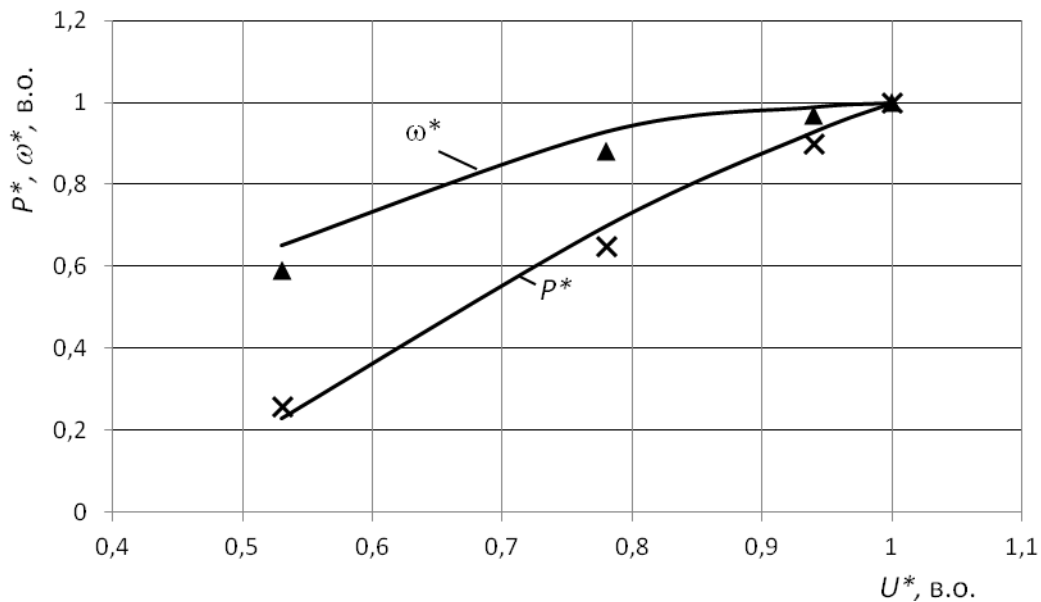


Рис. 4.85. Робочі характеристики трифазного регульованого асинхронного електропривода з широтно-імпульсним регулятором напруги

Для перевірки достовірності отриманих результатів на комп'ютерній моделі були проведені дослідження на експериментальній установці регульованого електропривода осьового вентилятора ВО-7,1М з двигуном АИРП80А6У2 і широтно-імпульсним регулятором напруги (рис. 4.86).

Силовa частина регульованого трифазного асинхронного привода складається з двох частин: сам асинхронний електродвигун АД і випрямляч В. Вхідні виводи обмотки

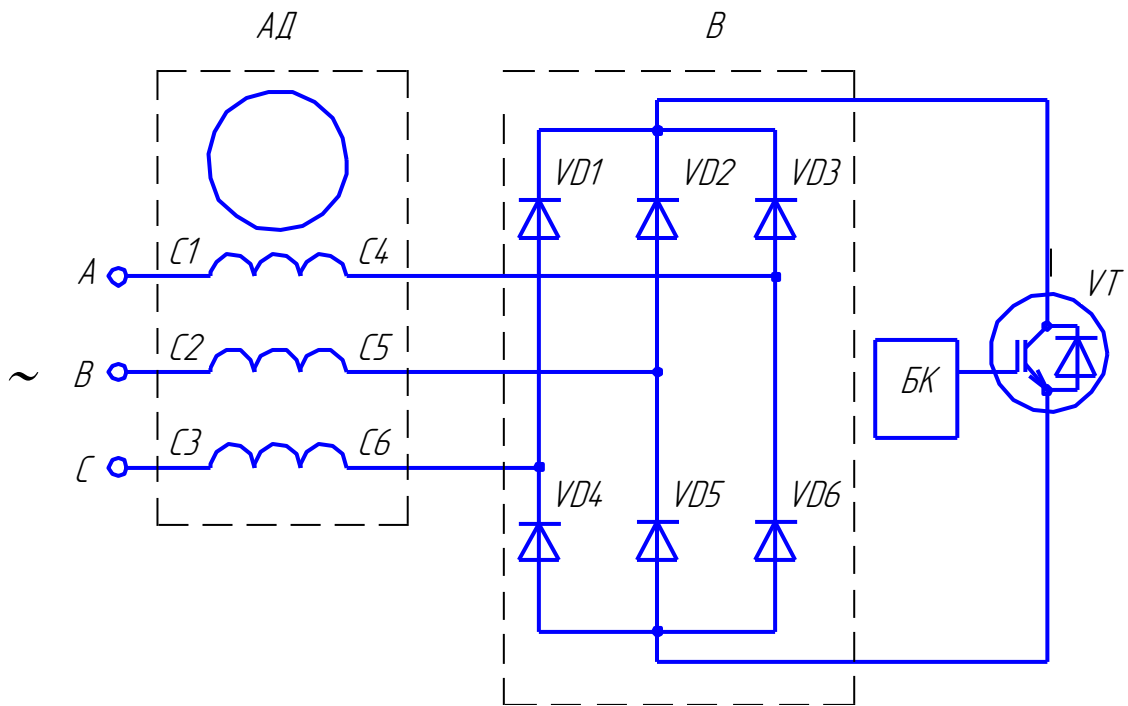


Рис. 4.86. Електрична схема регульованого трифазного асинхронного електропривода з широтно-імпульсним керуванням

електродвигуна (C1, C2, C3) приєднані до мережі живлення, а вихідні (C4, C5, C6) – до випрямляча. В колі постійної напруги випрямляча встановлено транзистор VT, який виконую роль силового електронного ключа. За допомогою блоку керування БК він замикає/розмикає силове електричне коло.

За результатами досліджень отримали залежності у відносних одиницях  $\omega^* = f(U^*)$ ,  $P^* = f(U^*)$ , які наведені на рис. 4.85 у вигляді маркерів, відповідно для регульовальної характеристики трикутником  $\Delta$ , для енергетичної – х.

При порівнянні отриманих результатів, видно, 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. 4.87. Специфіка регульованого електропривода з регуляторами напруги на базі широтно-імпульсного і фазо-імпульсного керування проявляється в характері перехідного процесу за моментом, значення якого має

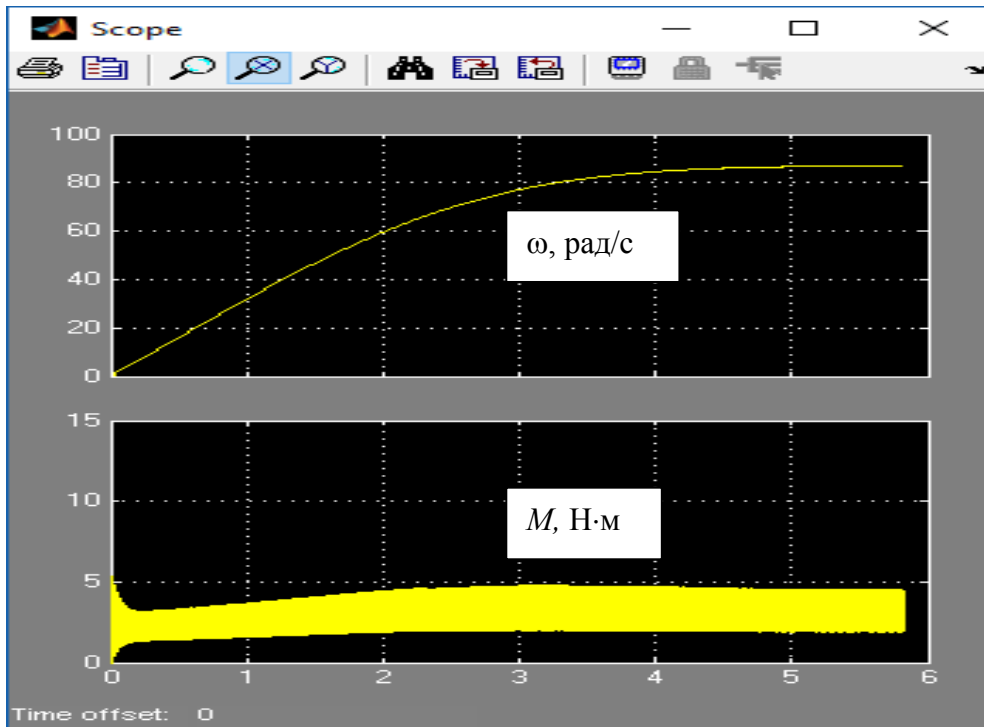


Рис. 4.87. Перехідний процес регульованого трьохфазного електропривода на базі широтно-імпульсного керування ( $t_p=95,5\%$ ,  $f_k=2000$  Гц)

деяку пульсацію. В той же час, за рахунок інерційності робочої машини (осьового вентилятора), пульсація моменту суттєво не впливає на коливання швидкості електродвигуна.

#### 4.6. Модель регульованої системи керування подрібнювачем грубих кормів АПК-10А

Промисловістю випускається агрегат АПК-10А (рис. 4.88), який використовують для одночасного подрібнення грубих кормів (сіна, соломи тощо), силосу, сінажу, коренебульбоплодів та змішування концентрованих кормів і розчинів різних добавок з метою поточного приготування повнораціонних кормових сумішей у кормоцехах ферм ВРХ і свиноферм. На агрегаті можна також мити коренебульбоплоди без їх подрібнення.

Подача завантажувального шнека регулюється ступінчасто (у 12 ступіней) заміною вінців зірочок на його приводі. Тобто проводиться тільки налаштування агрегату під вибраний корм, а в процесі роботи автоматичне регулювання навантаженням

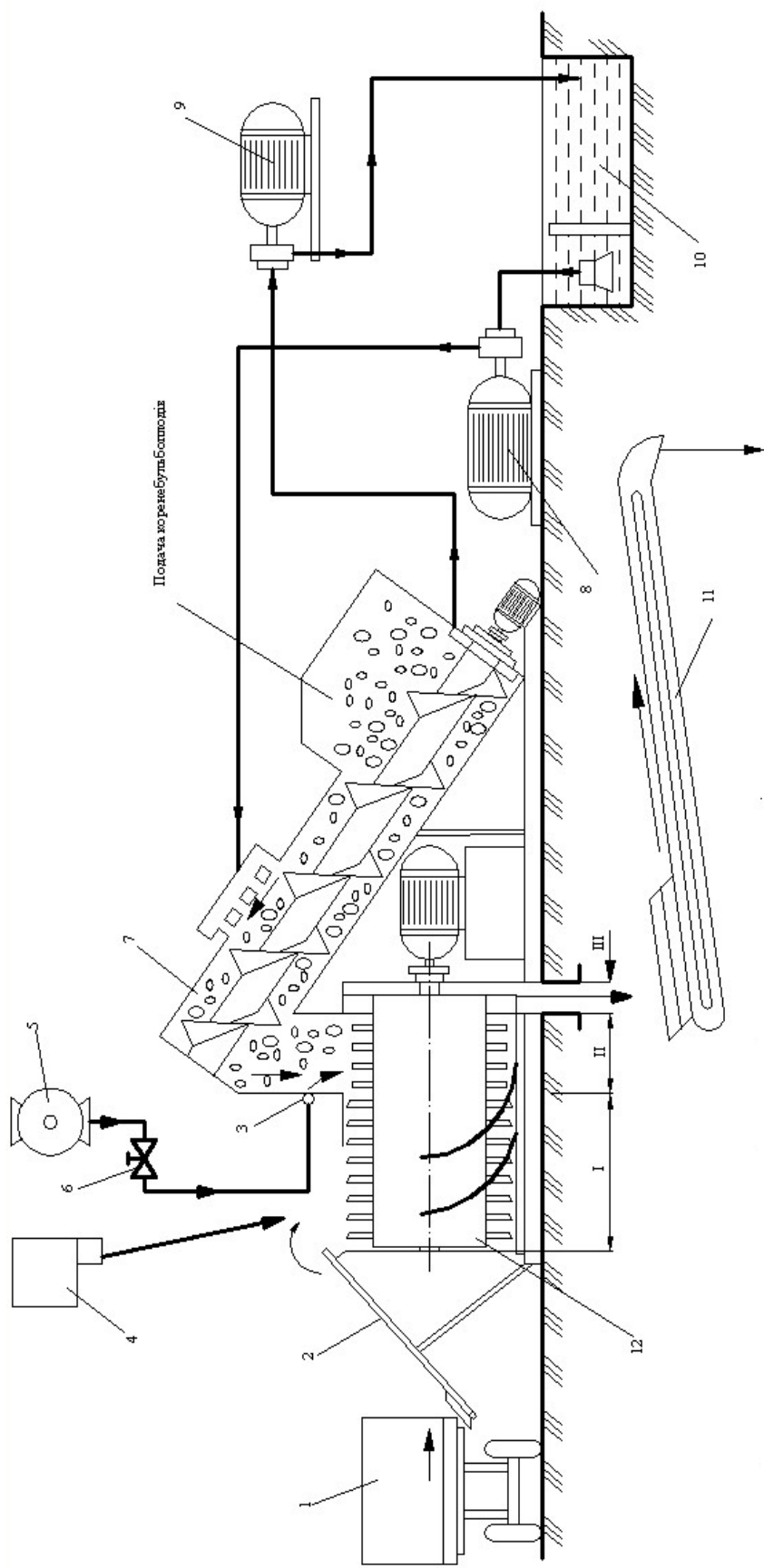


Рис. 4.88. Функціональна схема агрегату АПК-10А:

1 – кормороздавач-живильник кормів КТУ-10А; 2 – приймальний бункер; 3 – розпилювач розчинів мікродобавок; 4 – дозатор концентрів; 5 – змішувач мікродобавок; 6 – тарувальний кран; 7 – шнекова мийка-дозатор; 8 – насос К20/30У2; 9 – насос СД50/106; 10 – відстійник; 11 – транспортер готової суміші; 12 – подрібнювач-змішувач; I – зона ножів; II – зона кидали

відсутнє. Рівень завантаження подрібнювача контролюється за показами амперметра.

Автоматизацію рівномірної подачі кормів у камеру подрібнення агрегату АПК-10А можна провести шляхом регулювання частоти обертання двигуна привода шнека-дозатора. Принцип дії цієї системи такий. Корма навантажувальним шнеком-дозатором подаються в камеру подрібнення. У двигуні подрібнювача при зміні навантаження, змінюється струм. Значення струму завантаження двигуна фіксує трансформаторний датчик струму. Зі вторинної обмотки датчика струму сигнал подається на регулятор частоти струму, від якого живиться двигун шнека-дозатора. Залежно від завантаження електродвигуна подрібнювача змінюється частота струму на виході частотного регулятора, а відповідно і частота обертання шнека-дозатора. Таким чином завантаження електродвигуна підтримується на заданому рівні (рис. 4.89).

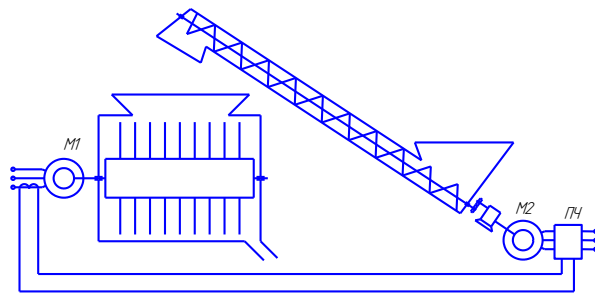


Рис. 4.89. Функціональна схема автоматичного управління завантаженням подрібнювача

Подрібнювач як об'єкт автоматичної оптимізації має обмеження щодо потужності приводного електродвигуна, його технологічний захист від перевантажень в будь-якому випадку не знімається.

Не дивлячись на те, що захист здійснюється зміною подачі продукту, визначити і накласти обмеження щодо подачі в колах захисту електропривода від перевантажень дуже важко. Справа в тому, що подача корму, при одному й тому ж навантаженні електропривода шнека-дозатора залежно від властивостей сировини змінюється в п'ять і більше разів. Тому для пошуку

оптимального режиму подрібнення необхідна система стабілізації навантаження приводного електродвигуна.

Заміна тільки вінців зірочок на приводі шнека-дозатора не забезпечує рівномірної подачі продукту, тому необхідна примусова подача сировини в камеру подрібнення.

Дослідженнями встановлено, що передаточна функція кормоприготувальних машин по каналу вхід – подача продукту  $Q$ , вихід – навантаження приводного електродвигуна є аперіодичною ланкою 1-го порядку із запізненням і має вигляд:

$$W_{OP}(p) = \frac{K_{ПОДР}}{T_{ПОДР} p + 1} e^{-\tau p}, \quad (4.26)$$

де  $K_{ПОДР}$  – коефіцієнт підсилення подрібнювача,  $K_{ПОДР} = 59,0$ ;  $\tau$  – час чистого запізнення,  $\tau = 0,8$  с;  $T_{ПОДР}$  – стала часу подрібнювача,  $T_{ПОДР} = 2$  с.

Первинним перетворювачем у цій системі автоматичного керування є трансформаторний датчик струму, який вимірює струм в одній з обмоток двигуна привода барабана подрібнювача, вихідною величиною буде напруга, яка змінюється від 1 до 10 В залежно від навантаження.

Коефіцієнт трансформації буде визначатися залежно від номінального струму двигуна, який дорівнює 85 А. Тоді коефіцієнт трансформації буде:

$$K_{ТР} = \frac{U_{МАКС.ДС}}{I_{Н.ДВ}} = \frac{10}{85} = 0,12, \quad (4.27)$$

де  $U_{МАКС.ДС}$  – максимальна вихідна напруга датчика струму, В;  $I_{Н.ДВ}$  – номінальний струм двигуна, А.

Вибираємо трансформаторний датчик струму з коефіцієнтом трансформації:  $K_{ТР} = 0,12$  марки ДТТ-58. У відносних одиницях з урахуванням чистого запізнення  $K_{ТР} = 1,0$ .

Передаточна функція первинного перетворювача для вибраного датчика:

$$W_{ПН}(p) = K_{ТР} = 1,0. \quad (4.28)$$

Регулювальним органом в цій автоматичній системі є шнек-дозатор.

Передаточною функцією регулювального органу (дозатора) буде безінерційна ланка:

$$W_{PO}(p) = K_{PO}; \quad (4.29)$$

$$K_{PO} = \frac{I_C}{\omega_{H.ДВ}} = \frac{85}{294} = 0,29; \quad (4.30)$$

$$W_{PO}(p) = 0,29, \quad (4.31)$$

де  $I_C$  – навантаження на двигун, яке створює подрібнювач при номінальній роботі дозатора, А.

Виконавчим механізмом у даній системі є асинхронний двигун з коротко замкнутим ротором, який приводить у рух дозатор. Передаточна функція виконавчого механізму

$$W_{BM}(p) = K_{BM}; \quad (4.32)$$

$$K_{BM} = \frac{\omega_{H.ДВ}}{f_{H.ДВ}} = \frac{294}{50} = 5,9; \quad (4.33)$$

$$W_{BM}(p) = 5,9, \quad (4.34)$$

де  $\omega_{H.ДВ.}$  – номінальна частота обертання асинхронного двигуна з коротко замкнутим ротором,  $\omega_{H.ДВ.} = 294 \text{ с}^{-1}$ ;  $f_{H.ДВ.}$  – номінальна частота струму.

Із теорії автоматичного регулювання відомо, що для отримання раціонального регулювання певного об'єкта необхідно визначити закон регулювання цим об'єктом. Відомо, що перехідний процес у системі автоматичного керування характеризується часом регулювання, перерегулюванням, максимальним динамічним відхиленням і статичною похибкою. При використанні різноманітних законів регулювання для одного і того ж об'єкта не вдається досягти одночасної мінімізації відомих показників. У цьому випадку систему автоматичного керування прийнято настроювати на один із трьох типових перехідних процесів. Для об'єкта регулювання з аперіодичною функцією необхідний ПІ-регулятор (пропорційно-інтегральний). Для подрібнювача, що розглядається, коефіцієнти підсилення ПІ-регулятора будуть рівні:

$$k_{II} = 0,02; \quad k_I = 0,01.$$

Як регулятор вибираємо перетворювач частоти FR-E540-1.5К, який працює з асинхронним двигуном дозатора потужністю до 1,5 кВт. Передаточна функція якого:

$$W_p(p) = \frac{2p+1}{101p} = 0,02 + 0,01 \frac{1}{p}. \quad (4.35)$$

Результати розрахунків наведено нижче.

#### 4.6. Параметри автоматичного керування

Ланка	Параметри
Об'єкт управління (подрібнювач)	$W_{op}(p) = \frac{59}{2p+1} e^{-0,8p}.$
Регулятор (перетворювач частоти)	$W_p(p) = \frac{2p+1}{101p} = 0,02 + 0,01 \frac{1}{p}.$
Регулювальний орган (дозатор)	$W_{po}(p) = 0,29.$
Виконавчий механізм (двигун дозатора)	$W_{bm}(p) = 5,9.$
Первинний перетворювач (датчик струму)	$W_{III}(p) = 1,0.$

Для дослідження перехідних процесів у системі автоматичного регулювання подрібнювача складаємо структурну алгоритмічну схему оптимальної системи автоматичного керування, на основі якої будуємо модель у системі MatLAB (рис. 4.90).

Дослідження проводимо так. У відносних одиницях задаємо різні значення керуючого сигналу (блок  $U_k$ ) і за допомогою осцилографа (блок Scope) отримуємо результати досліджень.

Перехідний процес при керуючому сигналі, відповідно,  $U_k=1,0$  в.о. і  $U_k=0,8$  в.о. наведено на рис. 4.91.



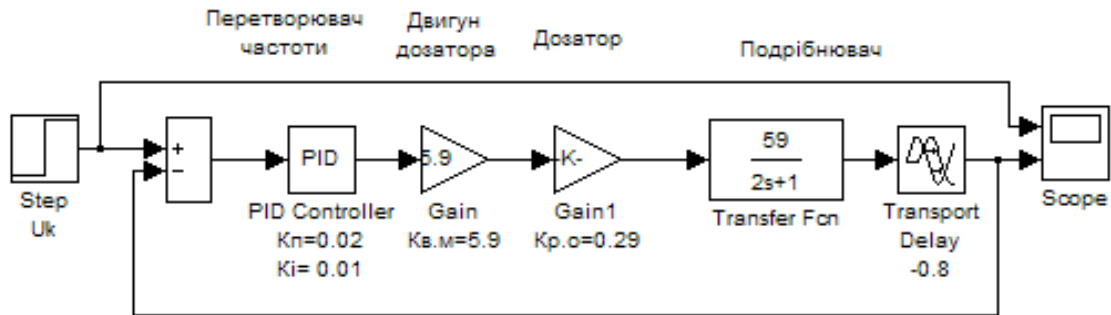


Рис. 4.90. Модель регульованого електропривода подрібнювача в MatLab.

1 – перетворювач частоти; 2 – електродвигун дозатора; 3- дозатор;  
4 – подрібнювач;  $U_k$  – керуючий сигнал задатчика

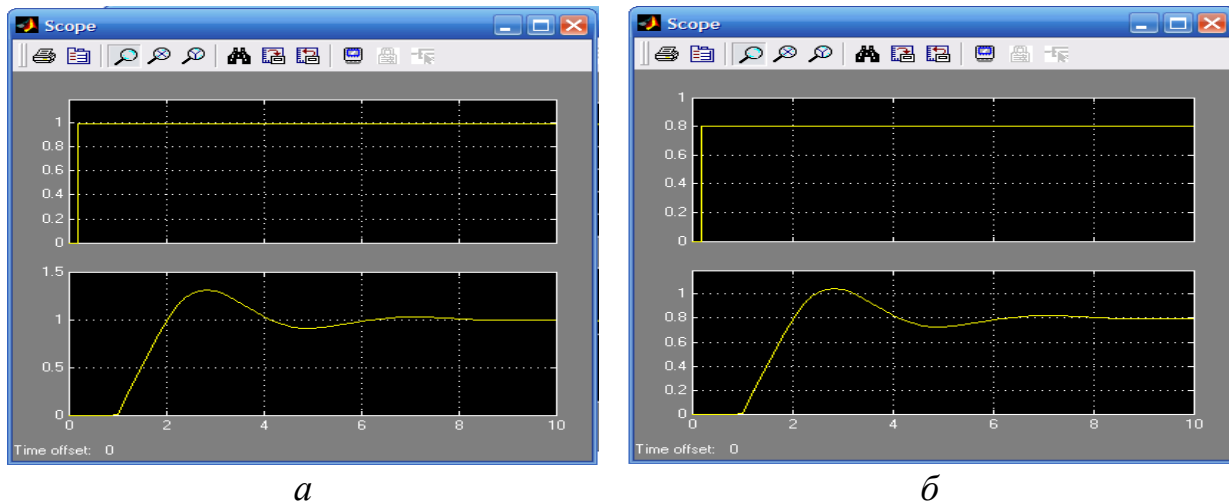


Рис. 4.91. Перехідний процес регульованого електропривода (верхня крива– керуючий сигнал, нижня– вихідний із запізненням на 0,8 с):

$a - U_k = 1,0$  в.о.;  $b - U_k = 0,8$  в.о.

Аналізуючи криву перехідного процесу, можна оцінити показники якості регулювання, до яких належать:

- час регулювання:  $t_p$  – час, протягом якого змінюється регульовальна величина до значень у межах  $\varepsilon = \pm 3\%$ . Виходячи з цього  $t_p = 4,5$  с;
- перерегулювання:  $\sigma$  – максимальне відхилення регульовальної величини від устанавленого значення.

Перерегулювання визначаємо за формулою:

$$\sigma = \frac{h_{\max} - h_{\infty}}{h_{\infty}} 100 \% = \frac{1,35 - 1,0}{1,0} 100 \% = 35 \%, \quad (4.36)$$

де  $h_{\max}$  – максимальне відхилення від усталеного значення;  $h_{\infty}$  – усталене значення.

Як видно з осцилограм (рис. 4.91) вихідний сигнал відповідає керуючому, відповідно 1,0 та 0,8 в.о., тобто керуючим сигналом можна задавати величину навантаження на електродвигуні подрібнювача. Час перехідного процесу (час регулювання) при цьому не перевищує  $t_p = 4,5$  с, що задовольняє умови експлуатації електродвигуна з точки зору нагрівання його від струмів перехідного режиму. Тепловий режим електродвигуна не буде порушуватися, якщо тривалість перехідного процесу не перевищує 5–6 с.

### ***Питання для самоконтролю***

1. Назвіть основні блоки, з яких складається модель асинхронного двигуна .
2. Що таке безрозмірна величина часу і як її визначити?
3. Як створити віртуальну модель двигуна змінного струму?
4. Вкажіть основні параметри, які задають у вікні настройки віртуального асинхронного двигуна.
5. За якими даними визначають параметри асинхронного двигуна?
6. Які задають у полях вікна настроювання асинхронного двигуна початкові умови для моделювання?
7. В яких системах координат можуть бути моделі двигунів змінного струму?
8. Які бувають перетворювачі координат і фаз?
9. Чому необхідно проводити уточнення розрахункових параметрів асинхронного двигуна з підвищеним ковзанням?
10. В чому відмінність вікна настроювання асинхронного двигуна з фазним ротором від аналогічного з короткозамкнутим?
11. Від чого залежить швидкість обертання рухомої системи координат?

12. Як орієнтують вісь  $x$  рухомої системи координат при векторному керуванні?
13. Для чого потрібен від'ємний зворотний зв'язок за струмом при побудові частотно-струмового асинхронного електривода з векторним керуванням?

## БІБЛІОГРАФІЯ

1. Башарин А.В. Управление электроприводами: учебное пособие для студ. вузов / А.В. Башарин, В.А. Новиков, Г.Г. Соколовский. – Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. Отд-ние, 1982. – 392 с.
2. Бородин И.Ф., Кирилин Н.И. Основы автоматики и автоматизации производственных процессов / И.Ф. Бородин, Н.И. Кирилин. – М.: Колос, 1977. – 328 с.
3. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MatLab 6.0: учебное пособие для студ. вузов / С.Г. Герман-Галкин. – Санкт-Петербург: КОРОНА принт, 2001. – 320 с.
4. Герман-Галкин С.Г. Силовая электроника: Лабораторные работы на ПК: учебное пособие для студ. вузов / С.Г. Герман-Галкин. – Санкт-Петербург: КОРОНА принт, 2002. – 304 с.
5. Герман-Галкин С.Г. Matlab & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК: учебное пособие для студ. вузов / С.Г. Герман-Галкин. – Санкт-Петербург: КОРОНА-Век, 2008. – 368 с.
6. Герман-Галкин С.Г. Электрические машины: лабораторные работы на ПК: учебное пособие для студ. вузов / С.Г. Герман-Галкин. – Санкт-Петербург: КОРОНА принт, 2003. – 256 с.
7. Электропривод: [підручник для студ. вищ. навч. закл. ] / Ю.М. Лавріненко, О.С. Марченко, П.І. Савченко, О.Ю. Синявський, Д.Г. Войтюк, В.П. Лисенко: за ред. Ю.М. Лавріненка.– К.: Ліра-К, 2009. – 504 с.
8. Электропривод сільськогосподарських машин, агрегатів та поточкових ліній: [підручник для студ. вищ. навч. закладів] / Є.Л. Жулай, Б.В. Зайцев, Ю.М. Ларінінко, О.С. Марченко, Д.Г. Войтюк: за ред. Є.Л. Жулая. – К.: Вища освіта, 2001. – 288 с.
9. Забродин Ю.С. Промышленная электроника: учебник для студ. вузов / Ю.С. Забродин. – М.: Высш. школа, 1982. – 496 с.
10. Зимин Е.Н. Автоматическое управление электроприводами: учебное пособие [для студ. вузов] / Е.И. Зимин, В.И. Яковлев. – М.: Высш. школа, 1979. – 318 с.
11. Калашников Б.Е. Системы управления автономными инверторами / Б.Е. Калашников, С.О. Кривицкий, И.И. Эпштейн. – М.: Энергия, 1974. – 105 с.
12. Ключев В.И. Теория электропривода: учебник для студ. вузов / В.И. Ключев. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 560 с.
13. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин: учебник для студ. вузов / И.П. Копылов. – М.: Высш. шк., 2001. – 327 с.
14. Онищенко Г.Б. Электрический привод: учебник для студ. вузов / Г.Б. Онищенко. – М.: РАСХН, 2003. – 320 с.

15. Основы промышленной электроники / [Руденко В.С., Сенько В.И., Трифонюк В.В.] – К.: Вища шк. головное изд-во, 1985. – 400 с.
16. Преображенский В.И. Полупроводниковые выпрямители / В.И. Преображенский. – [2-е изд.]. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 136 с. – (Б-ка электромонтера; вып. 582).
17. Прянишников В.А. Электроника. Курс лекций / В.А. Прянишников. – Санкт-Петербург, КОРОНА принт, 1998. – 401 с.
18. Регулируемые асинхронные электродвигатели в сельскохозяйственном производстве / В.Н. Андрианов, Д.Н. Быстрицкий, А.В. Павлов, Е.М. Чебуркина; под ред. Д.Н. Быстрицкого. – М.: Энергия, 1975. – 400 с.
19. Регульований електропривод. Теорія. Моделювання / І.М. Голодний, Ю.М. Лавріненко, В.В. Козирський, Л.С. Червінський, Д.А. Абдураманов, А.В. Торопов, О.В. Санченко; За ред. І.М. Голодного. – К.: Аграр Медіа Груп, 2015. – 509 с.
20. Системы автоматизированного управления электроприводами: [учеб. пособие для студ. вузов] / Гульков Г.И., Петренко Ю.Н., Раткевич Е.П., Симоненкова О.Л.; под ред. Ю.Н. Петренко. – Мн.: Новое знание, 2004. – 384 с.
21. Справочник по преобразовательной технике / [Чиженко И.М., Андриенко П.Д., Бран А.А. и др.]; под ред. И.М. Чиженко. – К.: Техніка, 1978. – 447 с.
22. Справочник по автоматизированному электроприводу / под ред. В.А. Елисеева и А.В. Шинянского. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 616 с.
23. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: учебник для студ. вузов / Г.Г. Соколовский. – М.: АСАДЕМА, 2006. – 264 с.
24. Теорія електропривода: [підручник для студ. вищ. навч. закл.] М.Г. Попович, М.Г. Борисюк, В.А. Гаврилюк, О.М. Желдак, О.В. Ковальчук, Є.П. Красовський, С.М. Пересада, М.В. Печеник, В.І. Теряєв, В.М. Піжов: за ред. М.Г. Поповича. – К.: Вища шк., 1993. – 494 с.
25. Черных И.В. Simulink: Инструмент моделирования динамических систем / И.В. Черных. – М.: СОЛОН-Пресс, 2005. – 576 с.
26. Черных И.В. Моделирование электротехнических устройств в Matlab, SimPowerSystems и Simulink / И.В. Черных. – М.: ДМК Пресс; Санкт-Петербург: Питер, 2008. – 288 с.
27. Чиженко И.М. Основы преобразовательной техники: учебное пособие для студ. вузов / И.М. Чиженко, В.С. Руденко, В.И. Сенько. – М.: Высш. школа, 1974. – 430 с.

## ПРЕДМЕТНИЙ ПОКАЖЧИК

### Б

- Бібліотека електричних машин 38
  - елементів силової електроніки 25
  - пасивних силових елементів 25
  - Machines 39
  - Simulink 15
- Блоки:
  - джерела сигналів 19
  - математичних функцій 17
  - неперервні 15

### В

- Виділення об'єктів 41
- Вилучення блоків 42
- Випрямляч керований
  - однофазний 50
  - - трифазний 66
- Віртуальна модель асинхронного двигуна при живленні від мережі 200
- Вольт-амперні характеристики моделі ідеального ключа 36
  - - польового транзистора 34
  - - тиристора 29
  - - GTO тиристора 32

### Г

- Групи моделей:
  - аналогові 11
  - математичні 11
  - фізичні 10

### Д

- Джерела сигналів 19

### Е

- Електропривод
  - автоматизований 9
  - регульований 9
- Електромагнітні процеси в керованому випрямлячі 51
- Елементи силової електроніки 25
- Енергетичні показники випрямляча 73

### З

- Запис і друкування моделі 45
- Зворотні діоди 90
- Зміна кутової орієнтації блока 43
  - переміщення імені блока 43
  - розмірів блока 43

### І

- Інтегруючий блок 57

### М

- Механічна характеристика асинхронного електродвигуна АИРП 201
- Модель автономного інвертора 89
  - асинхронних двигунів 164
    - - - з короткозамкненим ротором в нерухомій системі координат 164
    - - - - в обертовій системі координат 175
    - - - - з перетворювачем координат 178

- - - - при живленні від однофазної мережі 187
- - з фазним ротором 183
- асинхронного електропривода з векторним керуванням 206
- біполярного IGBT транзистора 32
- блока керування 58
- двигуна постійного струму змішаного збудження 124
- - - - незалежного збудження 103
- - - - послідовного збудження 115
- двоконтурної системи з підпорядкованим регулюванням струму та швидкості системи ТПНД 142
- діода 26
- електропривода з від'ємним зворотним зв'язком за струмом 134
- - - - за швидкістю 141
- - з відсічкою за струмом 138
- - з керованим випрямлячем 148
- - з магнітоелектричним синхронним двигуном 218
- - з широтно-імпульсним перетворювачем 152
- - - - віртуальна 155
- ідеального ключа 34
- мостового широтно-імпульсного перетворювача 78
- - інвертора напруги 96
- однофазного керованого випрямляча 47, 48
- повністю керованого GTO транзистора 31
- польового транзистора 33
- тиристора 28
- трифазного керованого випрямляча 65, 66

- універсального моста 37
- широтно-імпульсного перетворювача 73

## О

- Операції з блоками 41
- Основні приймачі сигналів 17

## П

- Пакет MatLab 14
- Переставляння блоків моделі 42
- Перетворювач частоти 89, 91
- Побудова моделей у системі MatLab 41

## Р

- Релейний блок 58
- Розімкнена система регульованого електропривода АКЗ-АІН з ШІМ 191
- Розстановка міток сигналів і коментарів 44

## С

- Структурна схема електропривода 8
- Створення з'єднувальних ліній 44
- підсистем 45

## У

- Універсальний міст 37
- Установлення параметрів блока 42

## **Ф**

Функціональна модель  
електропривода з ШПІ 152, 153

## **Ш**

Широтно-імпульсний  
перетворювач 73, 76, 86  
- - - мостовий 74



Для нотаток

Навчальне видання

Голодний Іван Михайлович  
Червінський Леонід Степанович  
Жильцов Андрій Володимирович  
Санченко Олександр Володимирович  
Романенко Олексій Іванович

**МОДЕЛЮВАННЯ  
РЕГУЛЬОВАНОГО  
ЕЛЕКТРОПРИВОДА**

Формат 60x90 $\frac{1}{16}$ . Гарнітура Times New Roman.  
Папір крейдований. Друк офсетний.  
Умовн.друк.арк. 16,6  
Підписано до друку \_\_\_\_\_, 2019 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.