

**УКРАЇНСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ЗАЛІЗНИЧНОГО ТРАНСПОРТУ**

МЕХАНІКО-ЕНЕРГЕТИЧНИЙ ФАКУЛЬТЕТ

Кафедра електроенергетики, електротехніки та електромеханіки

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

**до виконання лабораторних робіт
з освітнього компонента**

***«ЕЛЕКТРОМАГНІТНА СУМІСНІСТЬ
СИСТЕМ ЕЛЕКТРОПОСТАЧАННЯ»***

Харків – 2026

Методичні вказівки розглянуто і рекомендовано до друку на засіданні кафедри електроенергетики, електротехніки та електромеханіки 25 травня 2026 р., протокол № 15.

Методичні вказівки розроблені для здобувачів другого (магістерського) рівня вищої освіти спеціальності G3 «Електрична інженерія» освітньої програми «Електропостачання та ресурсозберігаючі технології» всіх форм здобуття освіти.

Методичні вказівки складаються з лабораторних робіт за основними розділами освітнього компоненти «ЕЛЕКТРОМАГНІТНА СУМІСНІСТЬ СИСТЕМ ЕЛЕКТРОПОСТАЧАННЯ». Призначені для проведення лабораторних занять в дистанційному форматі як під керівництвом викладача, так і в автономному режимі. Рекомендовано для здобувачів вищої освіти другого (магістерського) рівня зі спеціальності G3 «Електрична інженерія» усіх форм навчання.

Укладачі:

доц. О. А. Плахтій,
проф. В. В. Панченко

Рецензент

проф. О. М. Ананьєва

ЗМІСТ

Вступ.....	4
Загальні вимоги до моделей	5
Базові енергетичні показники та правила спектрального аналізу	7
Лабораторна робота 1 Спектральний аналіз і THD	11
Лабораторна робота 2 Однофазний діодний випрямляч.....	17
Лабораторна робота 3 Трифазний діодний випрямляч	24
Лабораторна робота 4 Тиристорний випрямляч.....	31
Лабораторна робота 5 Опір мережі та резонанс	37
Лабораторна робота 6 Пасивні фільтри гармонік	44
Лабораторна робота 7 Трифазний мережевий інвертор і L/LCL фільтри.....	52
Список літератури.....	63
Додаток А Перевірка FFT у MATLAB.....	65
Додаток Б Перенесення на Simscape Electrical	67
Додаток В Вимоги до звіту і захисту	68

ВСТУП

Лабораторний практикум призначено для здобувачів другого (магістерського) рівня вищої освіти спеціальності G3 «Електрична інженерія» освітньої програми «Електропостачання та ресурсозберігаючі технології» всіх форм здобуття освіти.

Метою практикуму є формування здатності досліджувати механізми виникнення кондуктивних гармонічних завад у напівпровідникових перетворювачах, кількісно оцінювати їхню емісію в точці спільного приєднання та обґрунтовувати вибір засобів фільтрації. Послідовність робіт передбачає опанування спектрального аналізу, дослідження випрямлячів, аналіз взаємодії нелінійного навантаження з мережею та порівняння пасивних фільтрів.

Практикум містить сім лабораторних робіт, по 30 індивідуальних варіантів до кожної, теоретичні залежності, схеми та знімки моделей, рекомендації щодо налаштування блоків, програму експериментів і форми протоколів. Варіант завдання визначає викладач. Аналітичні оцінки використовують для перевірки фізичної обґрунтованості результатів, а фактичні спектри визначають за даними усталеного режиму моделі.

Основне середовище для виконання робіт — MATLAB R2025b, Simulink і Simscape Electrical з бібліотекою Specialized Power Systems (SPS). Блоки SPS використовуються разом із powergui [5-9].

Предмет практикуму — низькочастотні гармоніки та комутаційні складові струму, випромінювані завади, паразитні високочастотні зв'язки й повна сертифікація ЕМС потребують інших моделей та вимірювань [1-4].

У практикумі наведено структурні схеми та знімки моделей MATLAB/Simulink. Вони пояснюють топологію й організацію вимірювань;

параметри, назви сигналів і налаштування аналізатора на знімках необхідно узгоджувати з поточним варіантом. Наведені нижче пояснення визначають умови коректного використання ілюстрацій.

ЗАГАЛЬНІ ВИМОГИ ДО МОДЕЛЕЙ

Підготовка середовища

У Library Browser відкрийте Simscape → Electrical → Specialized Power Systems. Для силових елементів використовуйте тільки SPS-порти. Звичайні Simscape-порти несумісні з ними без спеціального інтерфейсу. Блоки Sine Wave, Sum, Gain, Product, Scope, To Workspace розташовані в бібліотеках Simulink [4-9].

Створіть окремий файл моделі для кожної роботи. Розмістіть джерело зліва, перетворювач посередині, навантаження справа; вимірювачі — біля відповідних вузлів. Позначте РСС — точку спільного приєднання, відокремлену від ідеального джерела опором мережі.

Для лабораторних робіт 2–7 рекомендовано дискретний режим розрахунку перехідних процесів, що налаштовується в блоці powergui з періодом дискретизації $T_s = 1 \cdot 10^{-6}$ с. У вкладках Model Settings → Solver установлюють Fixed-step, discrete (no continuous states), Fixed-step size = $1 \cdot 10^{-6}$ с. Періоди всіх дискретних блоків узгоджують між собою. Для роботи 1 початкове значення T_s становить $10 \cdot 10^{-6}$ с.

Базовий Stop time = 1 с. Після завершення перехідного процесу аналізуйте $0,6 \leq t < 0,8$ с. Для робіт із перемиканням у 0,4 с порівнюйте $0,2 \leq t < 0,4$ с та $0,6 \leq t < 0,8$ с. Якщо режим не усталився, збільшіть час моделювання і змістіть вікна.

Для збереження даних використовуйте To Workspace: Save format = Structure With Time, Decimation = 1, без обмеження кількості точок. Зберігайте миттєві значення, а не вихід RMS-блока. У Scope відключіть обмеження історії, якщо воно обрізає потрібний інтервал.

Виконайте контроль збіжності: повторіть один дослід із $T_s/2$. Якщо THD змінюється більш ніж на 0,5 відсоткового пункту або RMS більш ніж на 1 %, зменшуйте крок далі. Це навчальні критерії чисельної точності, а не норми ЕМС.

У загальних налаштуваннях T_s позначає часовий крок дискретизації, с, а $T_s/2$ — його удвічі менше значення. Відносну зміну RMS оцінюють відносно результату з меншим кроком, а зміну THD — у відсоткових пунктах. Така перевірка дає змогу відокремити фізичні відмінності між режимами від похибки чисельного інтегрування.

БАЗОВІ ЕНЕРГЕТИЧНІ ПОКАЗНИКИ ТА ПРАВИЛА СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛІЗУ

Кількісне оцінювання несинусоїдальних режимів ґрунтується на ортогональному розкладанні періодичних сигналів у ряд Фур'є [1-3]. Діючі значення характеризують енергетичний вплив сигналу, гармонічні коефіцієнти — його спектральний склад, а коефіцієнт потужності — ефективність використання повної потужності джерела. Кожний показник необхідно наводити разом із частотною смугою та прийнятим способом нормування [3-5].

Повне діюче значення періодичного сигналу за його спектральними складовими визначають за співвідношенням

$$X_{\text{rms}} = \sqrt{X_0^2 + \sum_{h=1}^{\infty} X_h^2} \quad (0.1)$$

де X_{rms} — діюче значення сигналу;

X_0 — його середнє значення, тобто постійна складова;

X_h — діюче значення h -ї гармоніки;

h — додатний цілий номер гармоніки.

Сумування до нескінченності відповідає повному теоретичному спектру; у чисельному аналізі обов'язково зазначають межу врахованої смуги.

Коефіцієнти гармонічних спотворень струму та напруги (total harmonic distortion, THD) в межах від 2 до 40-ї гармоніки визначають за формулами

$$\text{THD}_{I,40} = 100 \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{40} I_h^2}}{I_1}, \quad \text{THD}_{U,40} = 100 \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{40} U_h^2}}{U_1} \quad (0.2)$$

де I_h та I_1 — діючі значення h -ї та першої гармонік струму;

U_h та U_1 — відповідні діючі значення напруги.

Сумарний коефіцієнт спотворення струму відносно струму максимального попиту (total demand distortion, TDD) визначають за формулою

$$TDD_{40} = 100 \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{40} I_h^2}}{I_L} \quad (3.3)$$

де I_h — діюче значення h -ї гармоніки струму;

h — номер гармоніки 2–40;

I_L — діюче значення загального (повного) струму.

Середню активну потужність трифазної системи на вибраному часовому інтервалі визначають інтегруванням сумарної миттєвої потужності

$$P = \frac{1}{T_w} \int_{t_0}^{t_0+T_w} \sum_{k=a,b,c} u_k i_k dt \quad (3.4)$$

де $u_k(t)$ та $i_k(t)$ — миттєві значення фазної напруги та фазного струму;

k — індекс фази a , b або c ;

t — час;

t_0 — початок аналізованого інтервалу;

T_w — тривалість вікна усереднення розрахунку (зазвичай це 20мс).

Коефіцієнт потужності λ симетричної трифазної системи обчислюють як відношення активної потужності до повної згідно виразу

$$\lambda = \frac{P}{3U_{ph,rms}I_{ph,rms}} \quad (3.5)$$

де P — сумарна активна потужність трьох фаз; $U_{ph,rms}$ — повне діюче значення фазної напруги; $I_{ph,rms}$ — повне діюче значення фазного струму; індекс «ph» означає фазну величину; індекс «rms» — діюче значення з урахуванням усіх складових у прийнятій смузі.

Формула (3.5) використовується для симетричних трифазних режимів; для однофазної схеми коефіцієнт потужності буде рівний $\lambda = P/(U_{rms}I_{rms})$.

За синусоїдальної напруги й відсутності постійної складової у фазному струмі $\lambda = \cos\varphi_1/\sqrt{(1 + THD_1)}$, де THD подано часткою одиниці. При цьому при наявності спотвореної напруги дана спрощена залежність не виконується.

У наведеній однофазній залежності U_{rms} та I_{rms} — повні діючі значення напруги, В, і струму, А. У спрощеному зв'язку λ із THD кут φ_1 означає фазовий зсув основних гармонік напруги та струму, а THD_1 — безрозмірне відношення сукупного діючого значення всіх вищих гармонік до I_1 ; відсоткове значення перед підставлянням ділять на 100. Коефіцієнт $\cos\varphi_1$ характеризує лише фазовий зсув, тоді як λ також ураховує спотворення форми струму.

Для напруги і струму з частотою 50 Гц може бути використано вікно $T_w = 0,2$ с, тобто 10 періодів; крок спектра 5 Гц

Когерентність вікна вимірювання RMS значення означає, що його тривалість охоплює ціле число періодів аналізованої основної частоти. Порушення цієї умови спричиняє розподіл енергії однієї складової між сусідніми спектральними комірками — спектральне розтікання. Частота дискретизації повинна перевищувати подвійну верхню частоту аналізу; виконання цієї нерівності саме по собі не замінює перевірки точності відтворення комутації.

ВИМІРЮВАННЯ ТА ОЦІНЮВАННЯ ЕМІСІЇ

У Matlab/Simulink в блоці powergui → FFT Analysis виберіть збережений сигнал, та виконайте налаштування: Fundamental frequency = 50 Hz, Start time = 0.6 s, Number of cycles = 10. Переконайтеся, що область розрахунку THD обмежена 2000 Гц; якщо інтерфейс не дозволяє окремо задати межу, підсумуйте гармоніки 2...40 за (3.2) або використайте додаток А.

Гармонічні струми вимірюють у гілці джерела перед РСС; струм навантаження, фільтра й мережі не можна змішувати. Напругу для THD_U вимірюють у РСС, а не на затискачах ідеального джерела, де вона задана синусоїдальною.

Використовуйте фазні напруги відносно нейтралі джерела напруги та лінійні струми. Для трипровідного приєднання конденсаторні зірки мають ізольовану нейтраль, якщо інше прямо не вказано. Контроль лінійної напруги можливий додатково, але в протоколі треба зазначити її тип.

Міжнародний стандарт IEEE 519-2022 описує міжнародні вимоги, щодо допустимого гармонійного складу в електроенергетичних системах [9]. Висновок про відповідність гармонійного складу роблять не лише за одним THD_I ; потрібні точка оцінювання, клас напруги, характеристики мережі, струм попиту та статистична процедура. У цьому практикумі нормативні таблиці не замінюються універсальним порогом «5 %».

Усі джерела — симетричні, 50 Гц, без заданих фонових гармонік, крім окремих дослідів роботи 1. Оцінку нормативної відповідності обладнання за IEC 61000-3-2 або IEC 61000-3-12 виконують лише після встановлення сфери застосування стандарту; її не прирівнюють до перевірки РСС.

Лабораторна робота 1

СПЕКТРАЛЬНИЙ АНАЛІЗ КОЕФІЦІЄНТА ГАРМОНІЙНИХ СПОТВОРЕНЬ

1.1 Мета і теоретичні відомості

Мета роботи — опанувати процедуру спектрального аналізу періодичного струму, установити відмінність між амплітудними й діючими значеннями його складових та перевірити результати чисельного обчислення THD за аналітично заданим сигналом.

Багатогармонійний сигнал, який містить першу, третю, п'яту та сьому гармоніки може бути описано виразом

$$i(t) = \sqrt{2}I_1[\sin\omega t + a_3\sin 3\omega t + a_5\sin(5\omega t + \varphi_5) + a_7\sin 7\omega t] \quad (1.1)$$

де I_1 — діюче значення першої гармоніки; a_3 , a_5 , a_7 — відношення діючих значень відповідних гармонік до I ; с; $\omega = \omega_1 = 2\pi f_1$ — основна кутова частота, рад/с; φ_5 — початкова фаза п'ятої гармоніки, рад.

Для даного сигналу коефіцієнт гармонійних спотворень може бути визначено як

$$THD_{I,40} = 100\sqrt{a_3^2 + a_5^2 + a_7^2} \quad (1.2)$$

Формула (1.2) обчислює $THD_{I,40}$, %, для сигналу (1.1), у якому інші вищі гармоніки відсутні. Коефіцієнти a_3 , a_5 , a_7 є відносними діючими значеннями третьої, п'ятої та сьомої гармонік у частках одиниці.

Фазові кути до виразу не входять, оскільки різні гармоніки ортогональні на інтервалі, кратному періоду основної частоти.

При дискретному характері вимірювань справедливі наступні вирази

$$\Delta f = \frac{f_s}{N} = \frac{1}{T_w}, \quad I_h = \frac{\sqrt{2}}{N} |X[k_h]|, \quad k_h = hf_1 T_w \quad (1.3)$$

де Δf - частотний крок спектра; $f_s = 1/T_s$ — частота дискретизації; T_s — період дискретизації; N — кількість відліків; $T_w = NT_s$ — тривалість вікна, с; f_1 — основна частота; h — номер гармоніки; $X[kh]$ — комплексний коефіцієнт ненормованого дискретного перетворення Фур'є.

Для когерентного вікна k_h є цілим числом; множник $\sqrt{2}/N$ переводить модуль коефіцієнта додатної частоти у діюче значення.

На рисунку 1.1 наведено осцилограму багатогармонійного сигналу та його відносний спектр.

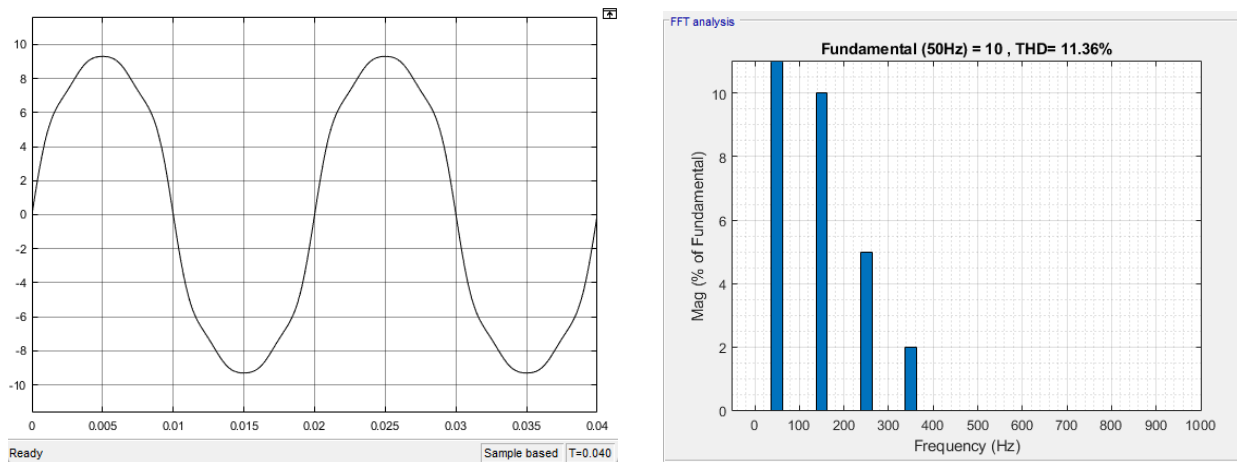


Рисунок 1.1 — Приклад багатогармонійного сигналу та його відносного спектра

Спотворення синусоїдальної форми зумовлене суперпозицією складових різних частот; висоти спектральних ліній характеризують їхні відношення до основної гармоніки. Значення Fundamental в аналізаторі слід перевіряти щодо прийнятого амплітудного або діючого масштабу.

1.2 Складання і налаштування Matlab моделі

1 В середовищі Matlab/Simulink створіть чотири блоки «Sine Wave» та «Sum» із чотирма додатними входами. Для першої синусоїди задайте $\text{Amplitude} = \sqrt{2}I_1$, $\text{Frequency} = 2\pi \cdot 50 \text{ rad/s}$, $\text{Phase} = 0$. Для інших амплітуди $\sqrt{2}I_{1a3}$, $\sqrt{2}I_{1a5}$, $\sqrt{2}I_{1a7}$; частоти $2\pi \cdot 150$, $2\pi \cdot 250$, $2\pi \cdot 350 \text{ rad/s}$.

2 Коефіцієнти a_3 , a_5 , a_7 отримайте діленням відсотків таблиці 1.2 на 100; фазу φ_5 переведіть із градусів у радіани. Sample time усіх джерел — 10 мкс.

3 Суму сигналів гармонійних складових подайте на блок «Scope» і «To Workspace» із назвою змінної «sig_i». Для цієї суто сигнальної моделі powergui не потрібен; FFT виконайте за додатком A. Stop time = 1 с, fixed-step discrete, $T_s = 10 \text{ мкс}$.

4 Для окремого дослідження додайте Constant = $0,1I_1$ до суми. Для іншого — п'яту синусоїду частоти 275 Гц з амплітудою $\sqrt{2} \cdot 0,05I_1$. Це інтергармоніка, а не гармоніка цілого порядку.

На рисунку 1.2 показано структуру моделі формування сигналу шляхом додавання чотирьох синусоїдальних складових. Блок Scope призначений для аналізу форми сигналу, а To Workspace — для передавання відліків до спектрального аналізу. Назву вихідної змінної simout на знімку в робочій моделі узгоджують із позначенням sig_i, використаним у додатку A.

Контроль коректності реалізації: для варіанта 1 $I_1 = 10 \text{ А}$; $a_3 = 0,10$; $a_5 = 0,05$; $a_7 = 0,02$. $\text{THD}_{I,40} = 11,358 \%$; $I_{\text{rms}} = 10,0643 \text{ А}$. Зміна φ_5 не повинна змінити ці два результати за когерентного вікна.

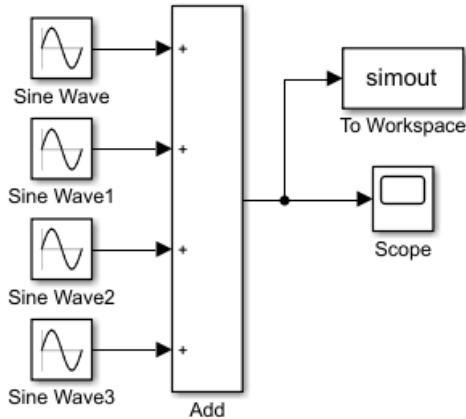


Рисунок 1.2 — Структура моделі спектрального аналізу

1.3 Порядок експериментів

1 Змодельуйте тільки основну гармоніку. Перевірте I_1 та близький до нуля THD.

2 Увімкніть усі задані гармоніки. Порівняйте аналітичний THD з FFT; відносна похибка контрольного сигналу має бути меншою за 0,1 %.

3 Повторіть аналіз за $\varphi_s = 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$. Порівняйте піковий струм і THD.

4 Візьміть некогерентне вікно 0,6...0,79 с. Покажіть спектральне розтікання; не застосовуйте до нього формулу окремих FFT-комірок із додатка А.

5 Додайте постійну складову сигналу $DC = 0,1I_1$. Перевірте RMS та те, що визначення THD за гармоніками 2...40 не включає DC.

6 Додайте 275 Гц. Окремо вкажіть її RMS; поясніть, чому сума лише цілих гармонік не відображає всі спотворення.

7 Зменште крок удвічі й повторіть базовий аналіз.

Для інтергармонічного дослідження обчисліть також RMS усіх складових у заданій смузі, виключивши основну й DC, та назвіть показник явно. Не позначайте його автоматично як $THDI_{40}$. Вікно 0,2 с містить 55 періодів складової 275 Гц, тому її частота збігається з коміркою спектра.

1.4 Індивідуальні варіанти

Індивідуальні вихідні дані для моделювання подано в таблиці 1.1.

Таблиця 1.1 — Вихідні дані для моделювання

№	I_1 , А	a_3 , %	a_5 , %	a_7 , %	φ_5 , °
1	10	10	5	2	0
2	10	12	5	3	0
3	10	14	5	4	0
4	10	16	5	5	0
5	10	18	5	6	0
6	12	10	6	2	15
7	12	12	6	3	15
8	12	14	6	4	15
9	12	16	6	5	15
10	12	18	6	6	15
11	14	10	7	2	30
12	14	12	7	3	30
13	14	14	7	4	30
14	14	16	7	5	30
15	14	18	7	6	30
16	16	10	8	2	45
17	16	12	8	3	45
18	16	14	8	4	45
19	16	16	8	5	45
20	16	18	8	6	45
21	18	10	9	2	60
22	18	12	9	3	60
23	18	14	9	4	60
24	18	16	9	5	60
25	18	18	9	6	60
26	20	10	10	2	75
27	20	12	10	3	75
28	20	14	10	4	75
29	20	16	10	5	75
30	20	18	10	6	75

1.5 Опрацювання результатів і контрольні питання

Результати моделювання заносять до таблиці 1.2.

Таблиця 1.2 — Результати моделювання

Дослід	I_1 , А	I_{rms} , А	THD, %
Основна			
Повний сигнал			
При $\varphi_s = 90^\circ$			
Із врахуванням DC			
При наявності складової 275 Гц			

Контрольні питання

- 1 Чим амплітуда відрізняється від RMS?
- 2 Чому крок FFT дорівнює $1/T_w$?
- 3 Чи впливає фаза гармоніки на THD?
- 4 Чому DC не входить у суму (3.2)?
- 5 Як відрізняються гармоніка та інтергармоніка?

Висновок має містити кількісне порівняння досліджених режимів, пояснення фізичних механізмів та обмеження застосованої моделі. Порівнювати THD дозволено лише за однакової верхньої гармоніки, тривалості вікна й правил нормування. Література [1-9].

Лабораторна робота 2

ОДНОФАЗНИЙ ДІОДНИЙ ВИПРЯМЛЯЧ

Мета роботи — дослідити процеси заряджання вихідного конденсатора однофазного діодного випрямляча, механізм формування несинусоїдального вхідного струму та вплив параметрів навантаження і мережевого дроселя на гармонічну емісію.

Динаміку ємнісної ланки, пульсацію випрямленої напруги та показники вхідного струму описують такими залежностями.

Рівняння балансу струмів у вузлі паралельного з'єднання конденсатора та навантаження діодного випрямляча:

$$C_{dc} \frac{du_{dc}}{dt} = i_{\text{bridge}} - \frac{u_{dc}}{R_{dc}} \quad (2.1)$$

де C_{dc} — ємність вихідного конденсатора випрямляча; u_{dc} — миттєва випрямлена напруга; du_{dc}/dt — похідна вихідної напруги; t — час, с; i_{bridge} — миттєвий струм на виході діодного моста; R_{dc} — опір навантаження випрямляча;

Наближена оцінка розмаху пульсацій випрямленої напруги визначається

$$\Delta U_{dc,pp} \approx \frac{I_{dc}}{2f_1 C_{dc}} \quad (2.2)$$

де $\Delta U_{dc,pp}$ — різницю максимального та мінімального значень амплітуди вихідної напруги в усталеному режимі; I_{dc} — середній струм навантаження; f_1 — частота мережі; C_{dc} — ємність конденсатора.

Коефіцієнт потужності λ та коефіцієнт амплітуди вхідного струму CF визначаються згідно виразів:

$$\lambda = \frac{P_{11}}{U_{rms} I_{rms}}, \quad CF = \frac{I_{peak}}{I_{rms}} \quad (2.3)$$

де u та i — миттєві значення вхідної напруги та вхідного струму; P_1 — середнє значення добутку, тобто активна потужність; U_{rms} та I_{rms} — повні діючі значення напруги і струму; I_{peak} — найбільше значення модуля струму в тому самому вікні.

Високий CF означає значні пікові навантаження за порівняно невеликого діючого струму.

Провідність діодної пари випрямляча виникає, коли модуль напруги на вході моста перевищує поточну напругу конденсатора з урахуванням падіння напруги на діодах і мережевому імпедансі. Після припинення провідності енергія конденсатора передається навантаженню. Тому збільшення ємності зменшує пульсацію вихідної напруги, проте за незмінного навантаження може звужувати інтервал заряджання та збільшувати амплітуду мережевого струму.

Вихідний конденсатор є згладжувальним елементом DC-ланки: він акумулює енергію під час заряджання та віддає її між імпульсами. Мережевий дросель виконує іншу функцію — обмежує швидкість зміни вхідного струму та розширює інтервал провідності діодів. Тому зменшення пульсації вихідної напруги не є тотожним зменшенню гармонічної емісії у мережу. Оцінювати ці ефекти необхідно окремо.

2.2 Складання і налаштування моделі

На рисунку 2.1 наведено знімок моделі однофазного мостового випрямляча з елементами мережі, вихідного кола та вимірювальними блоками. Для досліду з ємнісним згладжуванням необхідно перевірити з'єднання вихідної ланки відповідно до пояснення після рисунка.

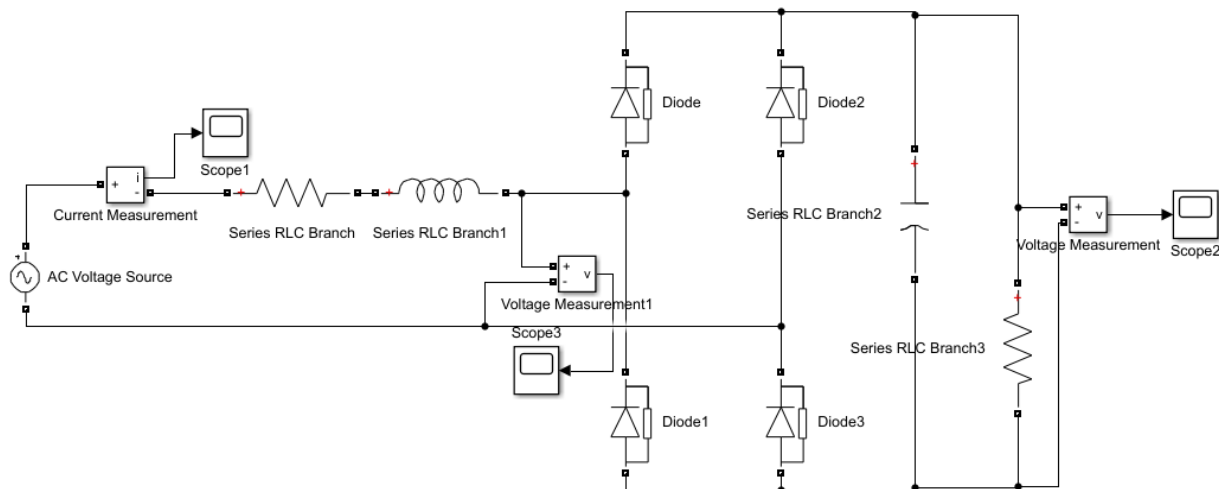


Рисунок 2.1 — Імітаційна модель «Однофазний міст з ємнісним фільтром і активним навантаженням»

Для складання моделі використайте блоки:

- джерело однофазної змінної напруги – блок «AC Voltage Source»;
- активний опір мережі – блок «Series RLC Branch» типу R;
- індуктивність мережі — блок «Series RLC Branch» типу L;
- однофазний діодний міст — чотири блоки «Diode»;
- вихідний ємнісний фільтр – блок «Series RLC Branch» типу C;
- активне навантаження випрямляча – блок «Series RLC Branch» типу R.
- блок вимірювання вхідного струму «Current Measurement» і вихідної напруги «Voltage Measurement».

Для блоку «AC Voltage Source» задайте пікову амплітуду $\sqrt{2}U$, фазу 0° , частоту 50 Гц.

Мережеві опори R_g і L_g розташуйте в прямому проводі між джерелом та діодним мостом. У цій однофазній моделі вони представляють сумарний опір петлі. Зворотний провід ідеальний. Струм вимірюйте перед РСС, напругу — між а та b.

Для Diode задайте $R_{on} = 0,001$ Ом, $L_{on} = 0$ Гн, $V_f = 0,8$ В. Snubber: $R_s = 100$ кОм, $C_s = Inf$ (суто резистивна гілка). Однакові параметри використовуйте для всіх діодів. Початкова напруга вихідного конденсатора C_{dc} — 0 В. R_{dc} і C_{dc} беріть із таблиці 2.2; мкФ та мГн переведіть у Ф і Гн.

Миттєві значення вхідного струму зберігають у змінній sig_i, вихідної напруги — sig_udc, напруги на вході моста — sig_u. В одному часовому вікні визначають середню випрямлену напругу, її розмах, активну потужність і максимальний модуль струму. Початковий зарядний імпульс аналізують окремо від усталених гармонічних спотворень.

2.3 Порядок експериментів

1 Зберіть модель однофазного випрямляча. Виконайте базове моделювання. Отримайте осцилограми вхідного струму та вихідної напруги протягом перших 0,1 с, а також на окремому інтервалі усталеного режиму.

2 Послідовно встановіть $C_{dc} = 0,5C_0$; C_0 ; $2C_0$ за незмінних інших параметрів. Для кожного режиму визначте THDI,40 вхідного струму, THDU,40 напруги РСС, розмах пульсацій і спектр вихідної напруги.

3 За $C_{dc} = C_0$ порівняйте спектри вхідного струму для $L_g = L_0$ та $L_g = L_0 + 1$ мГн. Визначте абсолютні діючі значення третьої, п'ятої та сьомої гармонік.

4 Збільште R_{dc} удвічі. Порівняйте абсолютні значення вищих гармонік і коефіцієнт гармонійних спотворень фазного струму THD_I на меншій потужності.

5 Перевірте баланс: потужність джерела дорівнює потужності навантаження та втратам у R_g , діодах і снаберах в усталеному режимі.

6 Повторіть базовий дослід із $T_s/2$.

Контроль масштабу для варіанта 1: фазна напруга $\sqrt{2} \cdot 220 = 311,13$ В. За малої пульсації та малих втрат середня DC-напруга нижча від цього значення; значення $0,9U$ не слід використовувати як універсальну оцінку для ємнісного виходу.

За фіксованого R_{dc} зміна ємності може змінювати також середню потужність. Тому, крім THD , обов'язково запишіть P . Для чистого порівняння за однакової потужності додатково скоригуйте R_{dc} й зазначте це у звіті.

У програмі дослідів C_0 і L_0 означають початкові значення ємності, Φ , та мережевої індуктивності, Гн, для обраного варіанта; U — діюче значення напруги однофазного джерела, В. Позначення P відповідає виміряній середній активній потужності, Вт. Наведена оцінка $\sqrt{2}U$ визначає амплітуду синусоїдальної напруги джерела, а не її діюче значення.

2.4 Індивідуальні варіанти

Вихідні дані для моделювання подано в таблиці 2.1

Таблиця 2.1 — Вихідні дані

№	U , В	R_{dc} , Ом	C_{dc} , мкФ	R_g , Ом	L_g , мГн
1	2	3	4	5	6
1	220	30	470	0,100	0,100
2	220	35	470	0,120	0,100
3	220	40	470	0,140	0,100

Продовження таблиці 2.1.

1	2	3	4	5	6
4	220	45	470	0,160	0,100
5	220	50	470	0,180	0,100
6	225	30	570	0,100	0,150
7	225	35	570	0,120	0,150
8	225	40	570	0,140	0,150
9	225	45	570	0,160	0,150
10	225	50	570	0,180	0,150
11	230	30	670	0,100	0,200
12	230	35	670	0,120	0,200
13	230	40	670	0,140	0,200
14	230	45	670	0,160	0,200
15	230	50	670	0,180	0,200
16	235	30	770	0,100	0,250
17	235	35	770	0,120	0,250
18	235	40	770	0,140	0,250
19	235	45	770	0,160	0,250
20	235	50	770	0,180	0,250
21	240	30	870	0,100	0,300
22	240	35	870	0,120	0,300
23	240	40	870	0,140	0,300
24	240	45	870	0,160	0,300
25	240	50	870	0,180	0,300
26	245	30	970	0,100	0,350
27	245	35	970	0,120	0,350
28	245	40	970	0,140	0,350
29	245	45	970	0,160	0,350
30	245	50	970	0,180	0,350

2.5 Опрацювання результатів і контрольні питання

Результати моделювання і розрахунків вносять до таблиці 2.2.

Таблиця 2.2 — Форма протоколу результатів

Значення C/C_0	P , Вт	THDI, %	ΔU_{dc} , В
0,5			
1			
2			
1; $L_g + 1$ мГн			

Контрольні питання

- 1 Чому форма фазного струм містить імпульси?
- 2 Який компроміс створює збільшення C_{dc} ?
- 3 Чому пусковий струм виключають зі сталого спектра?
- 4 Як дросель змінює заряджання конденсатора?
- 5 Чому однаковий THD не означає однакової емісії в амперах?

Література [1-9].

Лабораторна робота 3

ТРИФАЗНИЙ ДІОДНИЙ ВИПРЯМЛЯЧ

3.1 Мета і теоретичні відомості

Мета роботи — установити закономірності формування канонічних гармонік шестипульсного діодного випрямляча та дослідити вплив згладжувальної індуктивності й комутаційних процесів на гармонійний склад струму мережі та напругу точки приєднання.

У шестипульсному діодному випрямлячі одночасно струм проводять два діоди: один з'єднує позитивний вихід із фазою найбільшого потенціалу, інший — негативний вихід із фазою найменшого потенціалу. Зміна пари відбувається через кожні 60 електричних градусів. За значної вихідної індуктивності випрямлений струм змінюється повільно, а лінійні струми наближаються до прямокутних імпульсів. При цьому індуктивність мережі не допускає миттєвого перерозподілу струму між фазами, що зумовлює перекриття комутації.

Вихідна напруги трифазного діодного випрямляча дорівнює

$$U_{dc,0} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_{LL} \approx 1.3505 U_{LL} \quad (3.1)$$

де U_{LL} — діюче значення вхідної лінійної напруги симетричної синусоїдальної напруги випрямляча.

Вхідний струм трифазного діодного випрямляча містить характерний спектр вищих гармонік, що визначаються виразом

$$h = 6k \pm 1, \quad \frac{I_h}{I_1} = \frac{1}{h}, \quad I_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_{dc} \quad (3.2)$$

де h – характерні порядки гармонік; $k = 1, 2, 3, \dots$ — цілий індекс групи гармонік; $h = 6k \pm 1$ — порядки (номери) вищих гармонік вхідного струму 5, 7, 11, 13 тощо; I_h — діюче значення гармоніки порядку h ; I_1 — діюче значення першої гармоніки; I_{dc} — постійна складова випрямленого струму.

Формула (3.2) описує гармонійний склад ідеального симетричного діодного міста зі сталим DC-струмом, нульовим перекриттям комутації та не враховує втрати потужності в діодах. Парні й кратні трьом гармоніки в ідеальному лінійному струмі відсутні.

При відсутності вхідної індуктивності та вихідної ємності трифазного випрямляча коефіцієнт гармонійних спотворень вхідного струму може бути розрахований як

$$\text{THD}_{I,\infty} = \sqrt{\frac{\pi^2}{9} - 1} \cdot 100\% \approx 31.08\% \quad (3.3)$$

На рисунку 3.1 наведено приклад часової діаграми випрямленої напруги та вікна спектрального аналізу. Пульсації зумовлені послідовним приєднанням до виходу різних лінійних напруг; за симетричного живлення їхня основна частота в шість разів перевищує частоту мережі.

Як видно на рисунку 3.1, у формі вихідної напруги трифазного випрямляча характеристики є гармоніки з частотами кратними 300Гц.

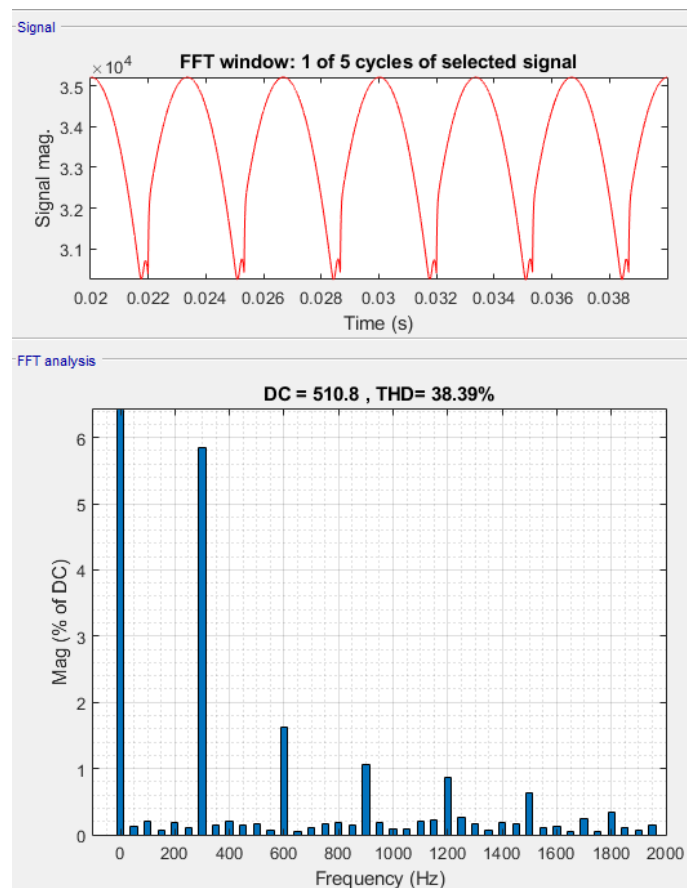


Рисунок 3.1 — Приклад осцилограми випрямленої напруги та її спектрального аналізу

3.2 Складання і налаштування моделі

На рисунку 3.2 подано модель шестипульсного випрямляча з послідовним RL-навантаженням. Індуктивність вихідного кола обмежує зміну струму, а мережеві індуктивності визначають тривалість перекриття комутації.

На рисунку 3.2 подано два блоки «Three-Phase V-I Measurement». Перший розташований після джерела напруги, а другий безпосередньо перед діодним мостом. Для визначення спотворення напруги в точці приєднання (PCC) оцінка гармонік напруги має бути виконана другим вимірювачем. Струм

послідовної ділянки до відгалужень однаковий, однак напруги на її кінцях за несинусоїдального струму відрізняються.

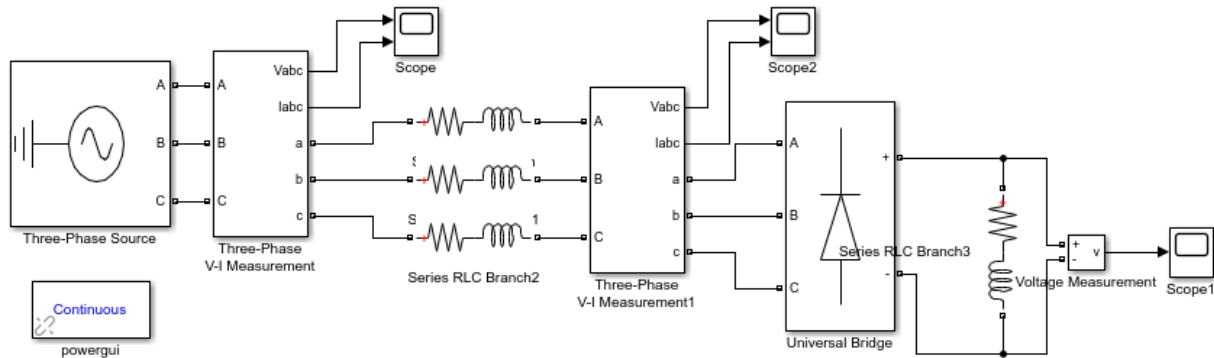


Рисунок 3.2 — Шестипульсний випрямляч із RL-навантаженням

До моделі MATLAB/Simulink додають блок `powergui`, необхідний для розрахунку електричної мережі `Specialized Power Systems`. Його режим і крок узгоджують із загальними вимогами практикуму; позначення `Continuous` на ілюстрації не замінює заданого дискретного налаштування.

Після цього до моделі Matlab/Simulink додайте блок «Three-Phase Source» з наступними налаштуваннями: Phase-to-phase RMS voltage = U_{LL} , Frequency = 50 Hz, Phase angle of phase A = 0° . Джерело має бути ідеальним; його внутрішній R/L вимкніть, а весь заданий мережевий опір задайте зовнішнім Three-Phase Series RLC Branch типу RL.

Додайте блоки Three-Phase V-I Measurement у PCC; Voltage measurement — phase-to-ground, Current measurement — для вимірювання струмів і напруг вхідної мережі. Нейтраль джерела заземлена; випрямляч приєднаний трьома фазами без нейтралі.

Додайте блок «Universal Bridge» з наступними налаштуваннями: Number of bridge arms = 3, Power electronic device = Diodes, $R_{on} = 0,001$ Ом, $L_{on} = 0$,

$V_f = 0,8 \text{ В}$, $R_s = 100 \text{ кОм}$, $C_s = \text{Inf}$. До DC-виводів підключіть послідовний Series RLC Branch типу RL із R_{dc} та L_{dc} . DC-конденсатора немає.

Вимірюйте I_{dc} та U_{dc} . Зберігайте фазні струми й напруги РСС окремими сигналами; використовувати можна Demux та шість To Workspace. Початковий струм $L_{dc} = 0$. У базовій схемі додаткові АС-дроселі відсутні.

3.3 Порядок експериментів

1 Виконайте базовий режим. Перевірте чергування фаз і шість пульсацій DC-напруги за період мережі.

2 Для фази а визначте I_1 , I_5 , I_7 , I_{11} , I_{13} , $\text{THD}_I, 40$; перевірте дві інші фази.

3 Задайте $L_{dc} = 0,5L_0$; L_0 ; $2L_0$. Оцініть безперервність струму та наближення до теоретичного спектра.

4 Додайте 0,5 мГн послідовно в кожную АС-фазу. Порівняйте спектр струму, провали комутації в РСС та U_{dc} .

5 Повторіть дослід зі збільшеним удвічі R_{dc} . Порівняйте THD_I та абсолютні I_h .

6 Перевірте крок $T_s/2$ для базового режиму.

Контроль для варіанта 1 без урахування втрат і перекриття: $U_{dc,0} = 513,18 \text{ В}$; $I_{dc} \approx 513,18/18 = 28,51 \text{ А}$; $I_1 \approx 22,23 \text{ А}$. Це граничні аналітичні орієнтири, а не результати комутаційної моделі.

У контрольному розрахунку $I_{dc} \approx U_{dc,0}/R_{dc}$ отримують із рівняння середніх напруг усталеного RL-кола: середнє падіння напруги на ідеальній індуктивності за період дорівнює нулю. Тут I_{dc} – середній струм, А; $U_{dc,0}$ – ідеалізована середня напруга, В; R_{dc} – опір вихідного навантаження, Ом.

Збільшення індуктивності мережі одночасно змінює форму струму й падіння напруги. Менший THD_I не обов'язково означає кращу напругу РСС. Оцінюйте струмові та напругові показники разом.

3.4 Індивідуальні варіанти

Вихідні дані для моделювання подано в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1 — Вихідні дані для моделювання

№	U_{LL} , В	R_{dc} , Ом	L_{dc} , мГн	R_g , Ом	L_g , мГн
1	2	3	4	5	6
1	380	18	30	0,040	0,150
2	380	20	30	0,050	0,150
3	380	22	30	0,060	0,150
4	380	24	30	0,070	0,150
5	380	26	30	0,080	0,150
6	385	18	35	0,040	0,180
7	385	20	35	0,050	0,180
8	385	22	35	0,060	0,180
9	385	24	35	0,070	0,180
10	385	26	35	0,080	0,180
11	390	18	40	0,040	0,210
12	390	20	40	0,050	0,210
13	390	22	40	0,060	0,210
14	390	24	40	0,070	0,210
15	390	26	40	0,080	0,210
16	395	18	45	0,040	0,240
17	395	20	45	0,050	0,240
18	395	22	45	0,060	0,240
19	395	24	45	0,070	0,240
20	395	26	45	0,080	0,240
21	400	18	50	0,040	0,270
22	400	20	50	0,050	0,270
23	400	22	50	0,060	0,270
24	400	24	50	0,070	0,270
25	400	26	50	0,080	0,270
26	405	18	55	0,040	0,300
27	405	20	55	0,050	0,300

Продовження таблиці 3.1.

1	2	3	4	5	6
28	405	22	55	0,060	0,300
29	405	24	55	0,070	0,300
30	405	26	55	0,080	0,300

3.5 Опрацювання результатів і контрольні питання

Результати моделювання вносять до таблиці 3.2.

Таблиця 3.2 — Форма протоколу результатів моделювання

Співвідношення L_{dc}/L_o	I_{dc} , А	THDI, %	THDU, %
0,5	—	—	—
1	—	—	—
2	—	—	—
1; AC +0,5 мГн	—	—	—
1; $R_{dc} \times 2$	—	—	—

Контрольні питання

- 1 Звідки походять порядки $6k \pm 1$?
- 2 За яких умов $I_h/I_1 = 1/h$?
- 3 Що таке перекриття комутації?
- 4 Чому THDI₄₀ не дорівнює THDI_∞?
- 5 Чому нейтраль не потрібна цьому мосту?

Література [1-9].

Лабораторна робота 4

ТИРИСТОРНИЙ ВИПРЯМЛЯЧ

4.1 Мета і теоретичні відомості

Мета роботи — дослідити вплив кута керування тиристорами на середню випрямлену напругу, фазовий зсув основної гармоніки струму, реактивну потужність та гармонічні спотворення вхідного струму.

Залежність вихідної напруги трифазного тиристорного випрямляча U_{dc} від кута відкриття тиристорів α описується виразом

$$U_{dc} \approx \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_{LL} \cos \alpha \quad (4.1)$$

де U_{LL} — діюче значення вхідної лінійної напруги випрямляча; α — кут затримки відкривання тиристора відносно моменту природної комутації, рад.

Спрощене значення коефіцієнта потужності і реактивної потужності визначається виразом

$$\cos \varphi_1 \approx \cos \alpha, \quad Q_1 = 3U_1 I_1 \sin \varphi_1 \quad (4.2)$$

Співвідношення (4.2) оцінюють коефіцієнт зсуву $\cos \varphi_1$ та реактивну потужність основної гармоніки Q_1 , вар. Тут φ_1 — кут відставання основної гармоніки струму від фазної напруги; α — кут керування; U_1 — діюче значення основної гармоніки фазної напруги, В; I_1 — діюче значення основної гармоніки лінійного струму, А; множник 3 враховує три фази. Кути у функціях $\sin$ і $\cos$ мають бути задані в однаковій системі одиниць. За прийнятого напрямку струму додатне Q_1 відповідає індуктивному споживанню.

Залежності (4.1), (4.2) справедливі для безперервного добре згладженого DC-струму за нехтування перекриттям і втратами. За ідеального прямокутного струму зміна α зсуває його відносно напруги, але не змінює відносний спектр $1/h$. У практичній моделі він змінюється через пульсації та комутацію.

Тиристор після подавання імпульсу керування переходить у провідний стан за прямого зміщення та достатнього анодного струму. Зняття імпульсу не вимикає його: у мережевому мосту вимикання забезпечується природною комутацією. Збільшення кута керування затримує передавання струму наступній фазі, зменшує середню вихідну напругу та збільшує відставання основної гармоніки струму. За переривчастого струму ці закономірності потребують уточнення за фактичними інтервалами провідності.

Досліджується лише випрямний режим при $\alpha < 90^\circ$ з пасивним RL-навантаженням. Стійкий інверторний режим потребував би зміни діапазону кута керування і наявності джерела енергії на DC-стороні.

На рисунку 4.1 наведено модель керованого шестипульсного моста та формувачі імпульсів. Відповідність порядку імпульсів номерам тиристорів визначає симетрію випрямлення; помилкове чергування створює режими, які не описуються залежністю (4.1). Вимірювання напруги РСС виконують після мережевої RL-гілки.

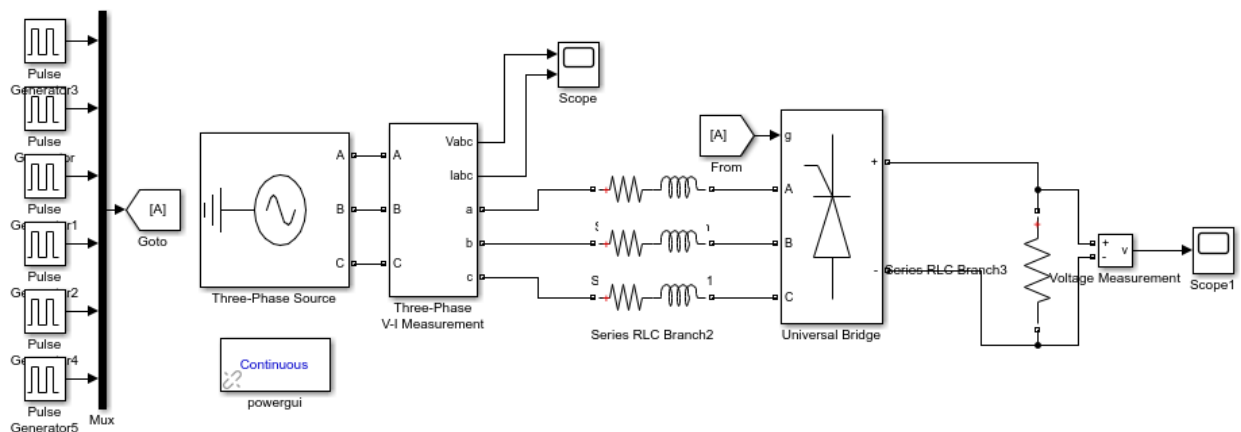


Рисунок 4.1 — Matlab модель трифазного тиристорного випрямляча

4.2 Складання та порядок імпульсів

Використайте модель мережі і системи вимірювання з лабораторної роботи №3, але $R_g = 0,05$ Ом на фазу, L_g — із таблиці 4.2. Додайте блок Universal Bridge з наступними налаштуваннями: arms – 3; Type - Thyristors; $R_{on} = 0,001$ Ом, $L_{on} = 0$, $V_f = 0,8$ В, $R_s = 100$ кОм, $C_s = Inf$. Параметри DC-гілки задайте за своїм варіантом.

Для однозначного керування реалізуйте шість тиристорів окремими SPS Thyristor або звірте відповідність їхніх номерів у піктограмі Universal Bridge. Верхні тиристори проводять від фаз a, b, c до DC+; нижні — від DC– до відповідних фаз. Для джерел $u_a = U_m \sin\theta$, $u_b = U_m \sin(\theta-120^\circ)$, $u_c = U_m \sin(\theta+120^\circ)$ природні моменти керування задано в таблиці. Якщо використовується Three-Phase Source, перевірте осцилограму u_a ; за іншої початкової фази змістіть усі імпульси на ту саму величину.

Послідовність імпульсів керування тиристорів подано в таблиці 4.1

Таблиця 4.1 – Послідовність подавання імпульсів керування тиристорами

Тиристори	Початок імпульсу θ
Верхній фази a	$30^\circ + \alpha$
Нижній фази c	$90^\circ + \alpha$
Верхній фази b	$150^\circ + \alpha$
Нижній фази a	$210^\circ + \alpha$
Верхній фази c	$270^\circ + \alpha$
Нижній фази b	$330^\circ + \alpha$

Керування тиристорами реалізуйте блоками Pulse Generator з налаштуваннями: Amplitude = 1, Period = 0,02 с, Pulse width = 33,333 % (120°), Phase delay = $\text{mod}(\theta_{\text{поч}}, 360^\circ)/(360^\circ \cdot 50)$. За потреби використовуйте три AC Voltage Source з явно заданими фазами 0° , -120° , $+120^\circ$.

Вираз $\text{Phase delay} = \text{mod}(\theta_{\text{поч}}, 360^\circ)/(360^\circ \cdot 50)$ обчислює часову затримку імпульсу, сек.; $\theta_{\text{поч}}$ — кут початку імпульсу з таблиці 4.1 з урахуванням α , у градусах; mod — операція остачі від ділення, яка приводить кут до одного періоду; 50 — частота мережі у герцах. Позначення α_v у подальших дослідях відповідає куту керування заданого варіанта.

4.3 Порядок експериментів

1 Встановіть $\alpha = 0^\circ$. Порівняйте з діодним мостом за однакових інших параметрів.

2 Виконайте дослід для $\alpha = 0^\circ$, α_v , $\alpha_v + 20^\circ$, де α_v — кут з таблиці 4.2. Найбільший кут становить 70° .

3 Для кожного кута визначте U_{dc} , I_{dc} , P , Q_1 , $\cos\phi_1$ та λ ; фазу ϕ_1 отримайте з фундаментальних складових напруги й струму РСС.

4 Побудуйте $U_{dc}(\alpha)$ разом із теоретичною кривою $1,3505U_{LL} \cos\alpha$. Поясніть відхилення.

5 Повторіть дослід α_v з $L_{dc}/4$. Перевірте розривність струму; оцініть зміну спектра.

6 Порівняйте I_h/I_1 та I_h в амперах. За бажанням зрівняйте I_{dc} зміною R_{dc} й повторіть порівняння α .

Перед FFT обов'язково перевірте фактичні моменти відкривання та правильність полярності тиристорів. Неправильний порядок керування може дати нульову або несиметричну напругу й не є фізичним ефектом кута α .

Контроль для варіанта 1: $U_{LL} = 380$ В, $\alpha_v = 10^\circ$. Без втрат $U_{dc} \approx 513,18 \cos 10^\circ = 505,38$ В. Якщо ДС-струм переривчастий, розходження з цією оцінкою саме по собі не доводить помилки моделі.

4.4 Індивідуальні варіанти

Вихідні дані для моделювання подано в таблиці 4.2.

Таблиця 4.2 — Вихідні дані для моделювання

№	U_{LL} , В	R_{dc} , Ом	L_{dc} , мГн	αv , °	L_g , мГн
1	380	12	80	10	0,150
2	380	14	80	20	0,150
3	380	16	80	30	0,150
4	380	18	80	40	0,150
5	380	20	80	50	0,150
6	385	12	90	10	0,180
7	385	14	90	20	0,180
8	385	16	90	30	0,180
9	385	18	90	40	0,180
10	385	20	90	50	0,180
11	390	12	100	10	0,210
12	390	14	100	20	0,210
13	390	16	100	30	0,210
14	390	18	100	40	0,210
15	390	20	100	50	0,210
16	395	12	110	10	0,240
17	395	14	110	20	0,240
18	395	16	110	30	0,240
19	395	18	110	40	0,240
20	395	20	110	50	0,240
21	400	12	120	10	0,270
22	400	14	120	20	0,270
23	400	16	120	30	0,270
24	400	18	120	40	0,270
25	400	20	120	50	0,270
26	405	12	130	10	0,300
27	405	14	130	20	0,300
28	405	16	130	30	0,300
29	405	18	130	40	0,300
30	405	20	130	50	0,300

Номер варіанта зберігають у всіх дослідах роботи.

4.5 Опрацювання результатів і контрольні питання

Результати експериментів заносять до таблиці 4.3.

Таблиця 4.3 — Результати моделювання

Кут відкриття тиристорів α , °	U_{dc} , В	$\cos\varphi_1$	THD _I , %
0			
α_v			
$\alpha_v + 20$			
α_v ; $L_{dc}/4$			

Контрольні питання

- 1 Що є початком відліку α ?
- 2 Чому тиристор не вимикається зняттям імпульсу?
- 3 Чим $\cos\varphi_1$ відрізняється від λ ?
- 4 Чому відносний спектр може майже не змінитися зі зміною α ?
- 5 Коли формула $U_{dc} = U_{d0} \cos\alpha$ порушується?

Література [1-9].

Лабораторна робота 5

ОПІР МЕРЕЖІ ТА РЕЗОНАНС

5.1 Мета і теоретичні відомості

Мета роботи — установити закономірності перетворення гармонічних струмів нелінійного навантаження на спотворення напруги та дослідити вплив параметрів мережі й конденсаторної батареї на паралельний резонанс.

Комплексний опір мережі $Z_g(h)$ та гармонічну напругу $U_{h,PP}$ точки спільного приєднання за відсутності відповідної гармоніки ЕРС джерела живлення визначають за формулами

$$Z_g(h) = R_g + jh\omega_1 L_g, \quad \underline{U}_{h,PCC} = -Z_g(h) \underline{I}_{h,g} \quad (5.1)$$

де R_g — активний опір мережі на фазу, Ом; L_g — її індуктивність на фазу, Гн; h — номер гармоніки; $\omega_1 = 2\pi f_1$ — основна кутова частота, рад/с; f_1 — частота мережі; j — уявна одиниця; $\underline{I}_{h,g}$ — комплексне діюче значення гармонічного струму мережі. Індекс g означає мережу; PCC — точку спільного приєднання.

Формули (5.1) визначають комплексний опір мережі $Z_g(h)$, Ом, на частоті h -ї гармоніки та відповідну комплексну напругу $U_{h,PCC}$. Знак мінус впливає з обраного напрямку струму від джерела до PCC.

У (5.1) струм спрямований від ідеального джерела до PCC; фонові гармонічна напруга джерела нульова. Імпеданс опору мережі визначає перетворення емісії гармонік струму на спотворення напруги.

Гармонічні струми створюють додаткові падіння напруги на внутрішньому опорі джерела й лінії. Зі зростанням частоти індуктивна

складова цього опору збільшується, тому однакові за амплітудою струми різного порядку можуть спричиняти різні спотворення напруги. За наявності конденсаторної батареї частина гармонічного струму циркулює між нею та мережею; поблизу паралельного резонансу еквівалентний опір у РСС зростає, а спотворення напруги може посилюватися.

Еквівалентний комплексний опір $Z_{РСС}(\omega)$, Ом, паралельного з'єднання мережевої RL-гілки та конденсатора при зануленій ЕРС ідеального джерела визначається виразом

$$Z_{РСС}(\omega) = \left[\frac{1}{R_g + j\omega L_g} + j\omega C_b \right]^{-1} \quad (5.2)$$

де $\omega = 2\pi f$ — поточна кутова частота, рад/с; f — частота, Гц; R_g — активний опір мережі, Ом; L_g — індуктивність мережі, Гн; C_b — ємність однієї фазної гілки батареї, Ф; j — уявна одиниця.

Резонансна частота f_r даної гілки та фазна ємність $C_{b,5}$, яка забезпечує резонанс на п'ятій гармоніці визначається за виразом

$$f_r \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L_g C_b}}, \quad C_{b,5} = \frac{1}{(5\omega_1)^2 L_g} \quad (5.3)$$

де L_g — індуктивність мережі на фазу; C_b — ємність фазної гілки; $\omega_1 = 2\pi f_1$ — кутова частота першої гармоніки, рад/с. За $f_1 = 50$ Гц маємо $\omega_1 \approx 314,16$ рад/с, а $5\omega_1$ відповідає частоті 250 Гц.

У виразі (5.2) навантаження та втрати конденсатора не враховано. Тому частотна характеристика є аналітичним наближенням, а фактичний резонансний максимум залежить від опорів, навантаження та комутаційних процесів. Налаштування частоти резонансу поблизу 250 Гц застосовують

виключно для дослідження несприятливої взаємодії мережі з компенсувальною батареєю.

На рисунку 5.1 показано приєднання конденсаторної батареї до шин нелінійного навантаження. Батарея та індуктивність мережі утворюють частотно-залежну систему; компенсація реактивної потужності основної гармоніки не гарантує поліпшення гармонічного режиму.

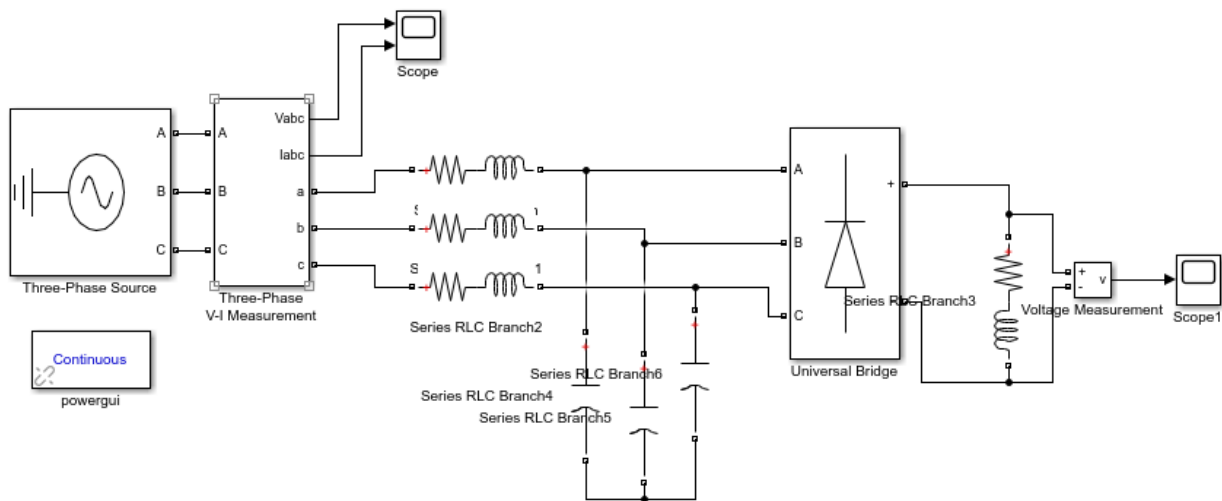


Рисунок 5.1 — Модель трифазного діодного випрямляча з конденсаторною батареєю у точці приєднання

5.2 Складання моделі

Скопіюйте діодний міст роботи 3. Параметри мережі та DC-навантаження задайте за таблицею 5.2. Додайте три однакові послідовні RC-гілки: внутрішній опір конденсатора (ESR) 0,05 Ом і ємність, що дорівнює $C_{b,5}$ з розрахунку. З'єднайте їх зіркою з ізолюованою нейтраллю та підключіть фазні кінці до PCC.

Для підключення батареї використайте Three-Phase Breaker. Початковий стан орен; замикання всіх фаз у 0,4 с. Ємності спочатку незаряджені. При аналізі сталих гармонік виключіть пусковий процес; його пік досліджуйте окремо.

Струми вимірюйте у трьох місцях: мережа, випрямляч, батарея. Перевірте покомпонентний баланс $i_g = i_{rect} + i_C$. Напруга РСС спільна для обох паралельних гілок.

У рівнянні балансу $i_g = i_{rect} + i_C$ усі величини є миттєвими фазними струмами, А: i_g надходить із мережі до РСС, i_{rect} спрямований до випрямляча, i_C — до конденсаторної батареї. На рисунку 5.2 наведено приклад резонансного максимуму модуля еквівалентного опору. Його висота характеризує чутливість напруги РСС до гармонічного струму, а ширина — ступінь демпфування.

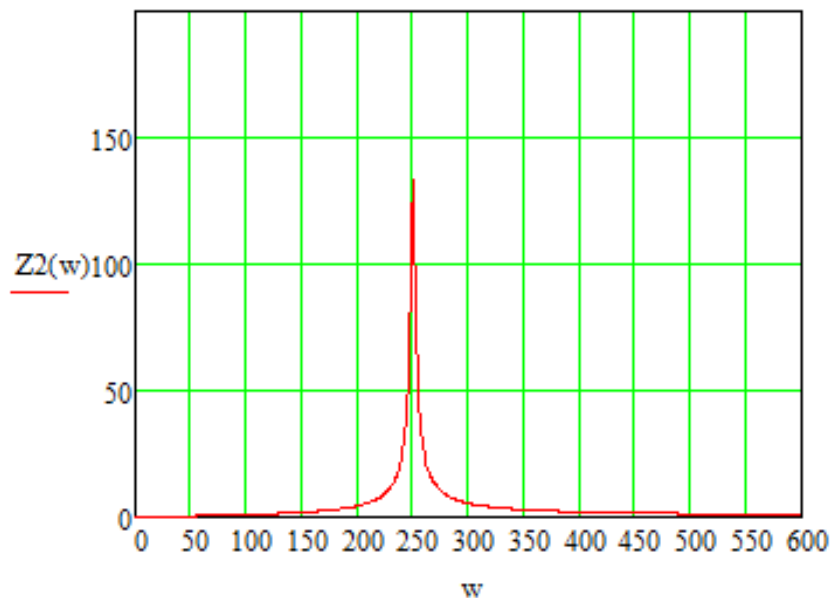


Рисунок 5.2 — Приклад частотної характеристики модуля еквівалентного опору мережі з конденсаторною батареєю

Числову шкалу на знімку рисунка 5.2 не слід використовувати як контроль параметрів варіанта без уточнення одиниць горизонтальної осі. За $L_g = 0,8 \text{ мГн}$ і $C_b = 2 \text{ мФ}$ формула (5.3) дає $f_r \approx 125,8 \text{ Гц}$, або $\omega_r \approx 790,6 \text{ рад/с}$; пік поблизу 250 Гц за тієї самої L_g потребує $C_b \approx 506,6 \text{ мкФ}$. У власному графіку вісь позначають f , Гц, або ω , рад/с, а вертикальну — $|Z_{PCC}|$, Ом.

5.3 Порядок експериментів

- 1 Без батареї змініть L_g : $0,5L_0$; L_0 ; $2L_0$. Порівняйте THD_I та THD_U .
- 2 Для $L_g = L_0$ розрахуйте $C_{b,5}$ за (5.3). Виконайте окремі запуски $C_b = 0$; $0,5C_{b,5}$; $0,8C_{b,5}$; $C_{b,5}$.
- 3 Порівняйте I_s навантаження, I_s мережі, U_s РСС та RMS струму конденсатора.
- 4 Для $C_b = C_{b,5}$ збільште R_g утричі. Оцініть зменшення резонансного піка та додаткові втрати.
- 5 Зіставте часове моделювання з кривою $|Z_{PCC}(f)|$ за (5.2) у діапазоні $50 \dots 1000 \text{ Гц}$.
- 6 Виміряйте найбільший струм підключення батареї окремо від усталеного RMS.

Контроль для $L_g = 0,8 \text{ мГн}$: $C_{b,5} \approx 506,61 \text{ мкФ}$ на фазу. Значення є великим і навмисно створює небезпечний резонансний сценарій; це не рекомендація з компенсації реактивної потужності.

За сильного резонансу режим може довго не усталюватися. Збільшіть тривалість розрахунку та перевірте два послідовні вікна. Не представляйте наростаючий процес як стаціонарний спектр. Спрощена оцінка (5.2) не враховує зворотний вплив спотвореної напруги на сам випрямляч.

5.4 Індивідуальні варіанти

Вихідні дані для проведення роботи подано в таблиці 5.1.

Таблиця 5.1 — Вихідні дані за 30 варіантами

№	U_{LL} , В	R_g , Ом	L_g , мГн	R_{dc} , Ом	L_{dc} , мГн
1	380	0,030	0,800	18	60
2	380	0,040	0,800	20	60
3	380	0,050	0,800	22	60
4	380	0,060	0,800	24	60
5	380	0,070	0,800	26	60
6	385	0,030	0,900	18	65
7	385	0,040	0,900	20	65
8	385	0,050	0,900	22	65
9	385	0,060	0,900	24	65
10	385	0,070	0,900	26	65
11	390	0,030	1,000	18	70
12	390	0,040	1,000	20	70
13	390	0,050	1,000	22	70
14	390	0,060	1,000	24	70
15	390	0,070	1,000	26	70
16	395	0,030	1,100	18	75
17	395	0,040	1,100	20	75
18	395	0,050	1,100	22	75
19	395	0,060	1,100	24	75
20	395	0,070	1,100	26	75
21	400	0,030	1,200	18	80
22	400	0,040	1,200	20	80
23	400	0,050	1,200	22	80
24	400	0,060	1,200	24	80
25	400	0,070	1,200	26	80
26	405	0,030	1,300	18	85
27	405	0,040	1,300	20	85
28	405	0,050	1,300	22	85
29	405	0,060	1,300	24	85
30	405	0,070	1,300	26	85

5.5 Опрацювання результатів і контрольні питання

Результати моделювання при різних значення співвідношення $C_b/C_{b,5}$ заносять до таблиці 5.2.

Таблиця 5.2 — Результати моделювання

Співвідношення $C_b/C_{b,5}$	I_{sg} , A	U_s , B	$I_{C,rms}$, A
0	—	—	—
0,5	—	—	—
0,8	—	—	—
1	—	—	—

Контрольні питання

1 Чому ідеальне джерело приховує спотворення напруги?
2 Чим струм мережі відрізняється від струму навантаження за наявності C_b ?

3 Як R_g обмежує резонанс?

4 Чому компенсація Q може погіршувати ЕМС?

5 Як відокремити комутаційний пік від усталених гармонік?

Висновок має містити кількісне порівняння досліджених режимів, пояснення фізичних механізмів та обмеження застосованої моделі. Порівнювати THD дозволено лише за однакової верхньої гармоніки, тривалості вікна й правил нормування.

Література [1-9].

Лабораторна робота 6

ПАСИВНІ ФІЛЬТРИ ГАРМОНІК

6.1 Мета і теоретичні відомості

Мета роботи — обґрунтувати вибір параметрів пасивного фільтра, утвореного послідовною RLC-гілкою, та дослідити його вплив на гармонічні струми мережі. Три однакові фільтрувальні гілки приєднують паралельно навантаженню та з'єднують зіркою з ізольованою нейтраллю.

Пасивний шунтувальний фільтр утворює шлях зі зниженим опором для вибраного діапазону гармонічних струмів. На частоті налаштування індуктивний та ємнісний реактивні опори послідовної гілки взаємно компенсуються, і її опір визначається переважно втратами. Частина струму нелінійного навантаження замикається через фільтр, зменшуючи струм відповідної гармоніки у зовнішній мережі. Ефективність залежить від співвідношення опорів фільтра й мережі, а також від фонові гармонічної напруги.

Формула (6.1) визначає комплексний опір $Z_f(h)$, Ом, однієї послідовної RLC-гілки на частоті h -ї гармоніки.

$$Z_f(h) = R_f + j \left(h\omega_1 L_f - \frac{1}{h\omega_1 C_f} \right) \quad (6.1)$$

де R_f — сумарний активний опір гілки; L_f — індуктивність реактора; C_f — ємність конденсатора; h — номер гармоніки; $\omega_1 = 2\pi f_1$ — основна кутова частота, рад/с; f_1 — основна частота, Гц; j — уявна одиниця. Індекс f позначає фільтр.

Різниця індуктивного та ємнісного опорів визначає реактивну складову імпедансу.

Формули (6.2) визначають фазні ємність C_f , Φ , та індуктивність L_f , Гн, послідовної RLC ланки за заданою компенсаційною потужністю й частотою налаштування.

$$C_f = \frac{Q_f(1-1/h_t^2)}{\omega_1 U_{LL}^2}, \quad L_f = \frac{1}{(h_t \omega_1)^2 C_f} \quad (6.2)$$

де Q_f — додатне значення сумарної трифазної ємнісної потужності на основній частоті, вар; U_{LL} — діюче значення лінійної напруги; $\omega_1 = 2\pi f_1$ — основна кутова частота, рад/с; h_t — безрозмірне відношення частоти налаштування до частоти першої гармоніки f_1 .

Значення h_t може бути нецілим. Формули відповідають зірковому з'єднанню трьох однакових гілок і наближенню малого R_f .

Формула (6.3) визначає сумарний активний опір R_f , Ом, потрібний для заданої добротності.

$$R_f = \frac{h_t \omega_1 L_f}{q_f} \quad (6.3)$$

де h_t — відносна частота налаштування; ω_1 — основна кутова частота, рад/с; L_f — індуктивність гілки, Гн; q_f — безрозмірна добротність послідовного контуру на частоті налаштування.

Добротність характеризує відношення індуктивного опору до активного саме на цій частоті, а не на основній частоті мережі.

Нижче частоти налаштування гілка має ємнісний характер, вище — індуктивний. На основній частоті вона може компенсувати індуктивну реактивну потужність навантаження. За високої добротності опір у вузькій околиці резонансу малий, проте підвищується чутливість до допусків елементів. Збільшення активного опору знижує резонансні струми та розширює смугу, водночас змінюючи втрати й послаблюючи вибіркоче шунтування.

Формула (6.4) обчислює фактичну ємнісну компенсаційну потужність основної гармоніки $Q_{f,\text{actual}}$, вар, з урахуванням активного опору.

$$Q_{f,\text{actual}} = -3U_{\text{ph}}^2 \frac{X_{f,1}}{R_f^2 + X_{f,1}^2} \quad X_{f,1} = \omega_1 L_f - 1/(\omega_1 C_f) \quad (6.4)$$

де U_{ph} — діюче значення фазної напруги основної гармоніки в точці підключення; R_f — активний опір гілки; $X_{f,1}$ — реактивний опір гілки на основній частоті; L_f — індуктивність фільтра; C_f — ємність фільтра.

У (6.4) додатне значення $Q_{f,\text{actual}}$ означає ємнісну компенсацію. Після розрахунку перевіряють фактичну потужність, струми та напругу конденсатора.

Частоту налаштування визначають як $f_t = h_t f_1$, де f_t і f_1 вимірюють у герцах, h_t — безрозмірний порядок налаштування.

На рисунку 6.1 показано паралельне приєднання послідовної RLC-гілки; саме така топологія забезпечує відведення гармонічного струму від мережі.

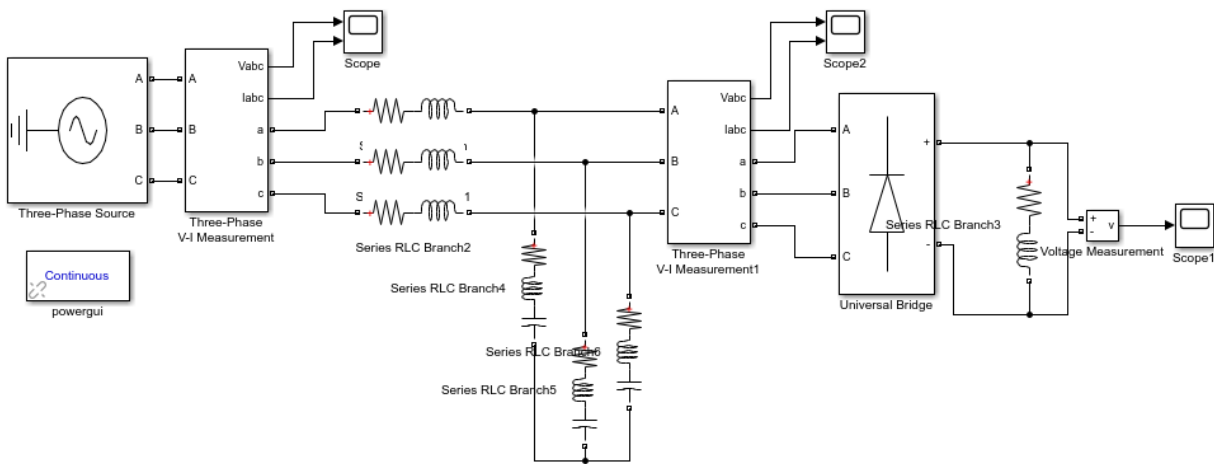


Рисунок 6.1 — Matlab-модель трифазного діодного випрямляча з вхідним шунтувальним пасивним RLC-фільтром

6.2 Налаштування моделі та контроль розрахунку

Загальний вид моделі для проведення експериментів подано на рисунку 6.1.

Навантаження — діодний міст роботи 3; $L_{dc} = 50$ мГн, R_{dc} — з таблиці 6.2. Мережа: $R_g = 0,05$ Ом, $L_g = 0,3$ мГн в кожній фазі, U_{LL} — за варіантом. Три Series RLC Branch типу RLC з параметрами R_f , L_f , C_f підключіть у точку приєднання РСС.

Для кожної гілки послідовність R , L , C електрично еквівалентна. Вимірюйте струм фільтра та напругу безпосередньо на C . Зіркова точка фільтра ізолювана. Для порівняння виконайте окремі запуски без фільтра й із ним, не змішуючи перехідний процес у FFT.

Контроль для варіанта 1: $U_{LL} = 380$ В; $Q_f = 5$ квар; $ht = 4,6$; $qf = 30$. Отримуємо $C_f \approx 105,01$ мкФ, $L_f \approx 4,560$ мГн, $R_f \approx 0,220$ Ом на фазу. Налаштування 230 Гц лежить нижче п'ятої гармоніки.

Для шунтувального фільтра потрібно оцінити також його взаємодію з мережею. Мінімум $|Z_f|$ не гарантує відсутності паралельного резонансу системи «мережа–фільтр». Зміна L_g є обов’язковим дослідом.

Налаштування нижче п’ятої гармоніки зменшує ризик переходу резонансної частоти через цільову гармоніку через допуски елементів, але не усуває потреби аналізувати паралельний резонанс із мережею. Конденсатор фільтра навантажується одночасно основною та вищими гармоніками. Тому його струм і напруга можуть перевищувати значення, очікувані лише за компенсаційною потужністю. Вибір параметрів має враховувати діючі та пікові значення в усіх досліджуваних режимах.

6.3 Порядок експериментів

- 1 Визначте базові гармоніки мережі без фільтра.
- 2 Розрахуйте R_f , L_f , C_f та підключіть фільтр. Оцініть I_h до 40-го порядку, THD_L , THD_U , потужність і струм фільтра.
- 3 Змініть C_f на -10% і $+10\%$, зберігши L_f та R_f . Обчисліть нову резонансну частоту; дослідіть розстроювання.
- 4 Зменште q_f удвічі збільшенням R_f удвічі. Порівняйте вибірковість, втрати та емісію.
- 5 Збільште L_g удвічі. Перевірте появу небажаного підсилення інших гармонік.
- 6 Для базового фільтра визначте максимальні RMS і пікове значення напруги C та RMS струму гілки.

Формула (6.5) визначає ефективність зменшення h -ї гармоніки η_h , %.

$$\eta_h = \left(1 - \frac{I_{h,g,with}}{I_{h,g,without}}\right) 100\% \quad (6.5)$$

де $I_{h,g,with}$ — діюче значення h -ї гармоніки мережевого струму з фільтром, А; $I_{h,g,without}$ — відповідне значення без фільтра, А; h — номер гармоніки; g — індекс мережі.

Обидва струми $I_{h,g,with}$ та $I_{h,g,without}$ порівнюють за однакових умов і ненульового знаменника. Додатне η_h означає послаблення гармоніки, нульове — відсутність зміни, від'ємне — її підсилення.

Показник η_h визначає зменшення амплітуди гармоніки мережевого струму, а не енергетичний ККД. Від'ємне значення означає підсилення гармоніки. Якщо початкове значення I_h практично нульовий, відносний показник не використовуйте, використовуйте значення струму в абсолютних значеннях.

Фільтр не слід оцінювати лише за амплітудою п'ятої гармоніки струму I_5 , він може зменшити одну гармоніку та підсилити іншу. У висновку зазначте обмеження струму й напруги елементів, які потрібні для подальшого реального проектування.

6.4 Індивідуальні варіанти

Індивідуальні вихідні дані для моделювання подано в таблиці 6.1.

Таблиця 6.1 — Вихідні дані

№	U_{LL} , В	Q_f , квар	h_t	q_f	R_{dc} , Ом
1	2	3	4	5	6
1	380	5	4,600	30	18
2	380	5	4,700	30	20
3	380	5	4,800	30	22
4	380	5	4,900	30	24
5	380	5	5,000	30	26
6	385	6	4,600	35	18
7	385	6	4,700	35	20
8	385	6	4,800	35	22

Продовження таблиці 6.1

1	2	3	4	5	6
9	385	6	4,900	35	24
10	385	6	5,000	35	26
11	390	7	4,600	40	18
12	390	7	4,700	40	20
13	390	7	4,800	40	22
14	390	7	4,900	40	24
15	390	7	5,000	40	26
16	395	8	4,600	45	18
17	395	8	4,700	45	20
18	395	8	4,800	45	22
19	395	8	4,900	45	24
20	395	8	5,000	45	26
21	400	9	4,600	50	18
22	400	9	4,700	50	20
23	400	9	4,800	50	22
24	400	9	4,900	50	24
25	400	9	5,000	50	26
26	405	10	4,600	55	18
27	405	10	4,700	55	20
28	405	10	4,800	55	22
29	405	10	4,900	55	24
30	405	10	5,000	55	26

6.5 Опрацювання результатів і контрольні питання

Результати моделювання при різних конфігураціях і значеннях мережевого фільтра заносять до таблиці 6.2.

Таблиця 6.2 — Форма протоколу результатів

Режим	I_{sg} , А	THD _I , %	$U_{C,rms}$, В
Без фільтра	—	—	—
Базовий	—	—	—
$C_f - 10\%$	—	—	—
$C_f + 10\%$	—	—	—
$R_f \times 2$	—	—	—
$L_g \times 2$	—	—	—

Контрольні питання

- 1 Чому гілка RLC підключається паралельно навантаженню?
- 2 Що визначає добротність?
- 3 Як допуск C_f зміщує налаштування?
- 4 Чому ефективність η_h може бути від'ємною?
- 5 Які величини потрібні для вибору конденсатора?

Висновок має містити кількісне порівняння досліджених режимів, пояснення фізичних механізмів та обмеження застосованої моделі. Порівнювати THD дозволено лише за однакової верхньої гармоніки, тривалості вікна й правил нормування.

Література [1-9].

Лабораторна робота 7

ТРИФАЗНИЙ МЕРЕЖЕВИЙ ІНВЕРТОР І L LCL ФІЛЬТРИ

7.1 Мета і теоретичні відомості

Мета роботи — дослідити спектральний склад струму мережевого інвертора з детальним відтворенням комутації та порівняти фільтри типів L і LCL за однакових умов передавання активної потужності. Базова модель використовує розімкнене синусоїдальне керування; регулятор струму та система фазового автопідстроювання частоти до її складу не входять.

Широтно-імпульсна модуляція формує основну гармоніку напруги шляхом зміни тривалості імпульсів ключів. Водночас у спектрі виникають групи складових поблизу частоти комутації та її кратних. Послідовний L-фільтр обмежує швидкість зміни струму завдяки зростанню індуктивного опору з частотою. Збільшення індуктивності покращує згладжування, проте збільшує падіння напруги основної гармоніки та необхідний запас напруги інвертора.

Формула (7.1) визначає власну резонансну частоту f_r , Гц, ідеалізованого LCL-фільтра без демпфування та зовнішньої індуктивності мережі.

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_f}} \quad (7.1)$$

де L_1 — індуктивність з боку інвертора, Гн; L_2 — індуктивність з боку мережі, Гн; C_f — ємність однієї фазної поперечної гілки, Ф.

Для оцінювання резонансу всього приєднання замість L_2 враховують суму $L_2 + L_g$, де L_g — зовнішня мережева індуктивність на фазу, Гн.

Формули (7.2) визначають значення початкової фазної ємності C_f , та початковий демпфувальний опір R_d за умови, що трифазна реактивна потужність становить приблизно 5 % від значення активної потужності P_n .

$$C_f = \frac{0.05P_n}{\omega_1 U_{LL}^2}, \quad R_d = \frac{1}{3 \cdot 2\pi f_r C_f} \quad (7.2)$$

де p — розрахунковий орієнтир активної потужності мережевого інвертора, Вт; $\omega_1 = 2\pi f_1$ — основна кутова частота, рад/с; U_{LL} — діюче значення лінійної напруги, В. f_r — резонансна частота, Гц; C_f — фазна ємність, Ф; P_n — заданий орієнтир активної потужності інвертора; R_d — послідовний активний опір конденсатора C_f .

Співвідношення (7.2) є початковим навчальним вибором, який перевіряють на моделі. Для врахування резонансу зі сторони джерела напруги потрібно також врахувати L_g у сумі $L_2 + L_g$.

Формула (7.3) визначає діюче значення основної гармоніки фазної напруги інвертора $U_{conv,ph,rms}$, при використанні синусоїдальної ШІМ

$$U_{conv,ph,rms} = \frac{m U_{dc}}{2\sqrt{2}} \quad (7.3)$$

де m — безрозмірний індекс модуляції, тобто відношення амплітуди синусоїдального завдання до амплітуди несучої; U_{dc} — напруга ланки постійного струму.

Залежність (7.3) описує діюче значення основної (першої) гармоніки відносно нейтральної точки навантаження та не визначає повного RMS вихідної імпульсної напруги мережевого інвертора.

LCL-фільтр містить дві послідовні індуктивності та поперечну конденсаторну гілку. На високих частотах конденсатор відводить значну частину комутаційного струму, а мережевий дросель додатково обмежує його надходження до мережі. В ідеалізованій недемпфованій моделі передавання збурення напруги інвертора у мережевий струм спадає асимптотично на 60 дБ/декаду, тоді як для L-фільтра — на 20 дБ/декаду.

Для розрахованих варіантів перевірте умови: $10f_1 < f_r < f_{sw}/2$; $m < 0,95$. Ці умови є початковою перевіркою параметрів, але не універсальним доказом стійкості замкненого регулятора.

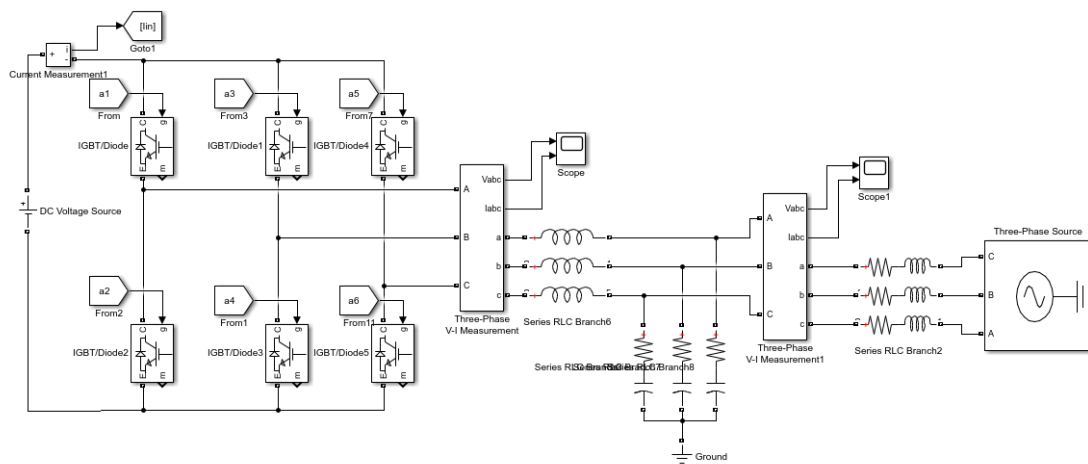
У нерівності $10f_1 < f_r < f_{sw}/2$ величини f_1 , f_r та f_{sw} — відповідно основна, резонансна та комутаційна частоти; m — індекс модуляції.

Резонансний максимум LCL-фільтра може підсилювати збурення, тому до конденсатора LCL-фільтра послідовно додають R_d . Резистор розсіює енергію коливань і знижує резонансний максимум, але створює додаткові втрати.

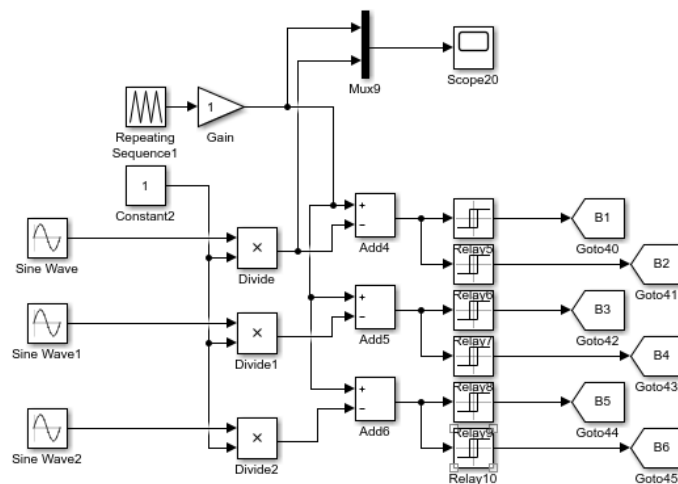
Структура Matlab моделі мережевого трифазного інвертора та LCL-фільтра подана на рисунку 7.1.

7.2 Розрахунок при синусоїдальному завданні

Джерело мережі задайте трьома блоками джерела напруги «sine wave» $u_a = \sqrt{2}U_{ph} \sin \omega t$, u_b зі зсувом -120° , u_c зі зсувом $+120^\circ$. Бажаний основний струм спрямований від інвертора до мережі та збігається за фазою з ЕРС джерела. Синфазність бажаного струму з напругою мережі означає одиничний коефіцієнт зсуву на стороні ідеального джерела.



а)



б)

а – силова частина;

б – блок формування синусоїдальної широтно-імпульсної модуляції

Рисунок 7.1 — Структура Matlab моделі мережевого трифазного інвертора та LCL-фільтра

Формула (7.4) визначає бажане діюче значення основної гармоніки лінійного струму $\underline{I}$

$$\underline{I} = \frac{P_n}{\sqrt{3}U_{LL}}, \quad \underline{U}_g = U_{LL}/\sqrt{3} \quad (7.4)$$

де U_g — фазна напруга мережі; P_n — задана трифазна активна потужність інвертора; U_{LL} — діюче значення лінійної напруги інвертора.

В розрахунках приймають симетричний режим і струм, синфазний з напругою ідеального джерела. У подальших комплексних розрахунках U_g та I обирають дійсними відліковими векторами.

Формули (7.5) визначають комплексні опори мережі Z_1 та Z_2 , Ом, на основній частоті

$$Z_1 = R_1 + j\omega_1 L_1, \quad Z_2 = R_2 + R_g + j\omega_1 (L_2 + L_g) \quad (7.5)$$

де R_1 , L_1 — активний опір, Ом, та індуктивність, Гн, інверторної гілки; R_2 , L_2 — відповідні параметри мережевої гілки фільтра; R_g , L_g — параметри зовнішньої мережі; ω_1 — основна кутова частота, рад/с; j — уявна одиниця.

До Z_2 включено всю послідовну ділянку від середньої точки LCL-фільтра до ідеального джерела.

Формули (7.6) визначають комплексну провідність конденсаторної гілки Y_c , См, та комплексне діюче значення напруги середньої точки фільтра $\underline{U}_c$.

$$Y_c = \frac{1}{R_d + 1/(j\omega_1 C_f)}, \quad \underline{U}_c = \underline{U}_g + Z_2 \underline{I} \quad (7.6)$$

де R_d — послідовний демпфувальний опір, Ом; C_f — ємність фазної гілки, Ф; ω_1 — основна кутова частота, рад/с; j — уявна одиниця; $\underline{U}_g$ — комплексна фазна напруга джерела, В; Z_2 — опір мережевої ділянки, Ом; I — комплексний струм у напрямку до джерела, А.

Напруга U_c прикладена до всієї гілки R_d-C_f , а не лише до конденсатора.

Формула (7.7) визначає необхідне комплексне діюче значення основної гармоніки фазної напруги інвертора $\underline{E}$, В.

$$\underline{E} = \underline{U}_c + Z_1(\underline{I} + Y_c \underline{U}_c) \quad (7.7)$$

де U_c — напруга середньої точки конденсатора фільтра; Z_1 — опір інверторної гілки; I — вихідний струм інвертора (до мережі); Y_c — провідність поперечної гілки, См; $Y_c U_c$ — її струм, А.

Сума $I + Y_c U_c$ є вихідним струмом інвертора і відповідної інверторної індуктивності, добуток цієї суми на Z_1 визначає падіння напруги вихідного LC фільтра інвертора

Формули (7.8) перераховують розрахований вектор напруги E у коефіцієнт модуляції m та фазовий кут напруги інвертора відносно прийнятої фази джерела δ , рад, для синусоїдальної ШІМ.

$$m = \frac{2\sqrt{2}|\underline{E}|}{U_{dc}}, \quad \delta = \arg \underline{E} \quad (7.8)$$

де m — індекс модуляції; $|\underline{E}|$ — модуль комплексного діючого значення фазної напруги інвертора, В; U_{dc} — напруга DC-ланки інвертора.

В моделі задайте наступні параметри: $R_1 = R_2 = 0,05$ Ом; $R_g = 0,04$ Ом; $L_g = 0,2$ мГн; $U_{dc} = 800$ В. Усі комплексні напруги й струми — RMS.

При моделюванні мережевого інвертора та одного L-фільтра видаліть C_f , R_d , L_2 та R_2 ; прийміть $L = L_1 + L_2$ і $R = R_1 + R_2$. Тоді $E = U_g + [R + R_g + j\omega(L + L_g)]I$.

При розрахунках енергетичної системи мережевого інвертора з L-фільтром: E — комплексна фазна напруга інвертора; U_g — комплексна фазна напруга джерела; I — струм інвертора до мережі; $R = R_1 + R_2$ — сумарний активний опір фільтра; $L = L_1 + L_2$ — сумарна індуктивність; R_g та L_g — відповідні параметри мережі; $\omega = \omega_1$ — основна кутова частота, рад/с; j — уявна одиниця. Рівність є комплексною формою другого закону Кірхгофа.

Для кожної топології та кожної зміни параметрів заново обчисліть E , m , δ . Фактична потужність дещо відрізнятиметься від P_n через комутацію та втрати; її потрібно записати. Так порівняння не змішує зміну фільтра з випадковою зміною завдання напруги.

7.3 Складання моделі та ШІМ

Додайте до пустої Matlab-моделі блок «Universal Bridge» з наступними налаштуваннями: 3 arms, IGBT/Diodes, $R_{on} = 0,001$ Ом, V_f IGBT = 1 В, V_f diode = 0,8 В, $R_s = 100$ кОм, $C_s = \text{Inf}$. DC Voltage Source = 800 В. Використовуйте комутаційні IGBT.

Зберіть три фазні гілки LCL із Series RLC Branch і конденсаторами за рисунком 7.1. Конденсаторні гілки R_d – C_f з'єднані зіркою з ізолюваною нейтраллю в середній точці між L_1 і L_2 . Напругу РСС вимірюють між L_2 і мережевими R_g , L_g ; струм i_g — у напрямку від інвертора до джерела.

Симетричний трикутний несучий сигнал ШІМ формують блоком Repeating Sequence з наступними налаштуваннями: Time values = $[0, 1/(2f_{sw}), 1/f_{sw}]$, Output values = $[-1, 1, -1]$. Три синусоїдальні завдання $m \sin(\omega_1 t + \delta)$, $m \sin(\omega_1 t + \delta - 2\pi/3)$, $m \sin(\omega_1 t + \delta + 2\pi/3)$ порівнюють із несучою блоками Relational Operator. Тут f_{sw} — частота комутації, Гц; t — час, с; m — індекс модуляції; δ — початкова фаза напруги інвертора, рад; ω_1 — основна кутова частота, рад/с.

Верхній ключ фази відкритий, якщо її модулювальний сигнал $\geq$ несучої; нижній — логічне доповнення. Вектор імпульсів Universal Bridge з IGBT формуйте за нумерацією його плечей: $[a_{\text{верх}}, a_{\text{низ}}, b_{\text{верх}}, b_{\text{низ}}, c_{\text{верх}}, c_{\text{низ}}]$. Перевірте піктограму вибраного блока. У базовій ідеалізації $\text{dead time} = 0$; це не схема керування реальним мостом.

Для м'якого запуску протягом 0,1 с змінюйте комплексне E від U_g до розрахованого E ; перетворюйте його модуль і аргумент у m та δ . У початковий момент міст уже створює приблизно напругу мережі. Аналіз виконуйте після 0,6 с; початкові струми виключіть.

7.4 Програма експериментів в моделюванні

- 1 Розрахуйте C_f , R_d , f_r , m і δ для базового мережевого LCL фільтра.
- 2 Запустіть модель з L-фільтром із сумарною індуктивністю $L_1 + L_2$. Визначте фактичну потужність і спектр мережевого струму i_g .
- 3 Запустіть модель з мережевим фільтром LCL із R_d за формулою (7.2). Порівняйте $\text{THD}_{i,40}$ та спектр до $3f_{sw}$ за однакової процедури аналізу.
- 4 Повторіть моделювання для f_{sw} та $1,5f_{sw}$. Частоти залишаються кратними 50 Гц; перерахуйте часові точки несучої.
- 5 Для мережевого LCL-фільтра задайте $R_d/2$ та $2R_d$; порівняйте резонансні складові й втрати резистора.
- 6 Збільште L_g удвічі та повторіть розрахунок завдання. Оцініть зміщення резонансу.
- 7 Порівняйте значенням налаштування періоду дискретизації розрахунку в моделі $T_s = 1$ мкс і 0,5 мкс для високочастотного спектра.

$$I_{HF} = \sqrt{\sum_{2 \text{ kHz} < f_k \leq 3f_{sw}} I_k^2} \quad (7.9)$$

Формула (7.9) визначає сукупне діюче значення високочастотної частини струму I_{HF} , А, у заданій смузі. Тут f_k — частота k -ї спектральної комірки, Гц; I_k — діюче значення її струмової складової, А; k — індекс комірки; f_{sw} — частота комутації ШІМ, Гц. Нижня межа 2 кГц відокремлює смугу від гармонік до 40-го порядку за $f_1 = 50$ Гц; верхня межа дорівнює $3f_{sw}$.

7.5 Індивідуальні варіанти

Вихідні дані для моделювання подано в таблиці 7.1.

Таблиця 7.1 — Вихідні дані для моделювання

№	U_{LL} , В	P_n , кВт	f_{sw} , Гц	L_1 , мГн	L_2 , мГн
1	2	3	4	5	6
1	380	5	8000	1,200	0,500
2	380	5	9000	1,200	0,550
3	380	5	10000	1,200	0,600
4	380	5	11000	1,200	0,650
5	380	5	12000	1,200	0,700
6	385	6	8000	1,300	0,500
7	385	6	9000	1,300	0,550
8	385	6	10000	1,300	0,600
9	385	6	11000	1,300	0,650
10	385	6	12000	1,300	0,700
11	390	7	8000	1,400	0,500
12	390	7	9000	1,400	0,550
13	390	7	10000	1,400	0,600
14	390	7	11000	1,400	0,650
15	390	7	12000	1,400	0,700
16	395	8	8000	1,500	0,500
17	395	8	9000	1,500	0,550
18	395	8	10000	1,500	0,600

Продовження таблиці 7.1.

1	2	3	4	5	6
19	395	8	11000	1,500	0,650
20	395	8	12000	1,500	0,700
21	400	9	8000	1,600	0,500
22	400	9	9000	1,600	0,550
23	400	9	10000	1,600	0,600
24	400	9	11000	1,600	0,650
25	400	9	12000	1,600	0,700
26	405	10	8000	1,700	0,500
27	405	10	9000	1,700	0,550
28	405	10	10000	1,700	0,600
29	405	10	11000	1,700	0,650
30	405	10	12000	1,700	0,700

7.6 Опрацювання результатів і контрольні питання

Результати моделювання заносять до таблиці 7.2.

Таблиця 7.2 — Форма протоколу результатів

Топологія	P, кВт	THD _I , %	I _{HF} , А
L	—	—	—
LCL	—	—	—
LCL при $1,5f_{sw}$	—	—	—
LCL при $R_d/2$	—	—	—
LCL при $2R_d$	—	—	—
LCL при $2L_g$	—	—	—

Контрольні питання

- 1 Чому усереднений міст непридатний для спектра ШІМ?
- 2 Де саме підключають C_f у LCL?
- 3 Чому R_d змінює демпфування і втрати?
- 4 Чим THDI₄₀ відрізняється від IHF?
- 5 Чому для розімкненого керування треба перераховувати E ?

Висновок має містити кількісне порівняння досліджених режимів, пояснення фізичних механізмів та обмеження застосованої моделі. Порівнювати THD дозволено лише за однакової верхньої гармоніки, тривалості вікна й правил нормування.

Література [1-9].

Список літератури

1 Бурбело М. Й. Електромагнітна сумісність і керування якістю електроенергії в системах електропостачання: електрон. навч. посіб. Вінниця: ВНТУ, 2023. 159 с. URL: https://pdf.lib.vntu.edu.ua/books/2023/Burbelo_2023_159.pdf (дата звернення: 15.09.2026).

2 Жежеленко І. В., Шидловський А. К., Півняк Г. Г., Саєнко Ю. Л. Електромагнітна сумісність у системах електропостачання: підручник. Дніпропетровськ: Національний гірничий університет, 2009. 319 с. URL: https://se.nmu.org.ua/ua/kafedra/vydanya/Mg_011.php (дата звернення: 15.09.2026).

3 Arrillaga J., Watson N. R. Power System Harmonics. 2nd ed. Chichester : John Wiley & Sons, 2003. DOI: 10.1002/0470871229. URL: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/book/10.1002/0470871229> (дата звернення: 15.09.2026).

4 Akagi H., Watanabe E. H., Aredes M. Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning. 2nd ed. Wiley–IEEE Press, 2017. DOI: 10.1002/9781119307181. URL: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/book/10.1002/9781119307181> (дата звернення: 15.09.2026).

5 MathWorks. Upgrade Specialized Power Systems Models to use Simscape Electrical Blocks: documentation. URL: <https://www.mathworks.com/help/sps/ug/upgrade-sps-models-to-use-simscape-blocks.html> (дата звернення: 15.09.2026).

6 MathWorks. fft — Fast Fourier transform : MATLAB documentation. URL: <https://www.mathworks.com/help/matlab/ref/fft.html> (дата звернення: 15.09.2026).

7 MathWorks. Converter (Three-Phase) : Simscape Electrical documentation.
URL: <https://www.mathworks.com/help/sps/ref/converterthreephase.html> (дата
звернення: 15.09.2026).

8 MathWorks. PWM Generator (Three-phase, Two-level): documentation.
URL: <https://www.mathworks.com/help/sps/ref/pwmgeneratorthreephasetwolevel.html> (дата
звернення: 15.09.2026).

9 IEEE. IEEE Std 519-2022. IEEE Standard for Harmonic Control in Electric
Power Systems. 2022. URL: <https://standards.ieee.org/ieee/519/10677/> (дата
звернення: 15.09.2026).

ДОДАТОК А

ПЕРЕВІРКА FFT У MATLAB

Допоміжний код призначено тільки для перевірки вимірювань; він не замінює складання моделей. Вхід `sig_i` — Structure With Time з одним сигналом, записаним без проріджування. Функція нижче використовує когерентне вікно та однорідну часову сітку.

```
t = sig_i.time(:);
x = sig_i.signals.values(:,1);
Ts = median(diff(t));
f1 = 50; Tw = 0.2; t0 = 0.6;
N = round(Tw/Ts);
[~,k0] = min(abs(t-t0));
assert(k0+N-1 <= numel(x));
tw = t(k0:k0+N-1);
xw = x(k0:k0+N-1);
assert(max(abs(diff(tw)-Ts)) < Ts*1e-3);
assert(abs(N*Ts*f1-round(N*Ts*f1)) < 1e-6);
X = fft(xw)/N;
h = (1:40)';
k = round(h*f1*N*Ts)+1;
assert(k(end) < N/2+1);
lh = sqrt(2)*abs(X(k));
assert(lh(1)>1e-9);
THD40 = 100*sqrt(sum(lh(2:end).^2))/lh(1);
Irms = sqrt(mean(xw.^2));
Idc = mean(xw);
```

```
disp(table(h,Ih));
fprintf('THD40 = %.4f %%\n',THD40);
```

У коді t — масив моментів часу, с; x — масив миттєвих значень струму, А; T_s — період дискретизації, с; f_1 — основна частота, Гц; T_w — тривалість вікна, с; t_0 — його початок, с; N — кількість відліків; k_0 — індекс початку вікна; t_w та x_w — вибрані часові й сигнальні відліки. X — уже нормований на N комплексний спектр; h — вектор порядків гармонік; k — їхні індекси з нумерацією MATLAB від 1; I_h — діючі значення гармонік, А; THD40 — коефіцієнт спотворення, %; I_{rms} — повне діюче значення, А; I_{dc} — середній струм, А. Тому множник $1/N$ у рядку обчислення I_h повторно не застосовують.

Для напруги замініть sig_i на sig_u . Для трьох фаз повторіть обчислення за кожним стовпцем. Не включайте повторну праву граничну точку вікна. У MATLAB індексація починається з 1, тому додається одиниця до номера FFT-комірки.

ДОДАТОК Б

ПЕРЕНЕСЕННЯ НА SIMSCAPE ELECTRICAL

Основні інструкції практикуму прив'язані до R2025b із SPS. У R2026a та новіших версіях потрібне перенесення моделей на фізичні мережі Simscape. MathWorks пропонує `spsConversionAssistant`; після конвертації потрібно перевірити звіт, непідтримані блоки та результати [5].

Таблиця Б.1 — Орієнтири перенесення

SPS у R2025b	Напрямок заміни в Simscape
powergui	Solver Configuration і Electrical Reference
Voltage / Current Measurement	Voltage / Current Sensor і PS-Simulink Converter
Series RLC Branch	Resistor, Inductor, Capacitor
Universal Bridge з IGBT	Converter (Three-Phase), Detailed model
Імпульси мосту	Six-Pulse Gate Multiplexer та відповідні інтерфейси
FFT Analysis	Запис сигналів у Simulink та FFT за додатком А

Це перелік функціональних відповідностей, а не автоматична взаємозамінність портів. У Simscape потрібні правильні фізичні одиниці, типи керувальних портів та налаштування розв'язувача. Не підключайте звичайний Simulink-сигнал безпосередньо до електричного gate-порту.

Для спектра ШІМ у Converter (Three-Phase) вибирають Detailed model — switching devices з IGBT та діодами. Еквівалентна усереднена модель придатна для іншого рівня аналізу, але не відтворює потрібну комутаційну емісію [7]. Після перенесення повторіть перевірку кроку й контрольні розрахунки.

ДОДАТОК В

ВИМОГИ ДО ЗВІТУ І ЗАХИСТУ

Кожний звіт містить: номер і назву роботи; мету; дані варіанта; версію MATLAB і набір бібліотек; схему з параметрами; попередні розрахунки; послідовність дослідів; часові діаграми; абсолютні й відносні спектри; заповнений протокол; висновки та відповіді на контрольні питання.

На кожному спектрі зазначте сигнал, фазу, точку вимірювання, вікно часу, частоту дискретизації, одиниці та верхню межу. На часовій діаграмі підпишіть осі; пуск і усталений режим подайте окремо. Для струму задайте напрям відліку.

Під час захисту здобувач має пояснити топологію, відтворити один дослід зі зміненим параметром і показати перевірку чисельної точності. Необхідно розрізняти аналітичні орієнтири, власні результати моделі та нормативні вимоги.

Таблиця В.1 — Рекомендована шкала оцінювання однієї роботи

Складова	Бали
Схема, параметри та відтворюваність	25
Коректність вимірювань і FFT	25
Виконання програми експериментів	25
Пояснення результатів і захист	25

Типові помилки: змішування амплітудних і діючих значень; неузгоджені одиниці; подвійне врахування імпедансу; FFT перехідного процесу; різні смуги порівняння; вимірювання напруги поза РСС; усереднення комутаційної моделі.

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

до виконання лабораторних робіт
з освітнього компонента

*«ЕЛЕКТРОМАГНІТНА СУМІСНІСТЬ
СИСТЕМ ЕЛЕКТРОПОСТАЧАННЯ»*

Відповідальний за випуск Плахтій О. А.

Редактор Ібрагімова Н. В.

Підписано до друку 23.09.2026 р.

Умовн. друк. арк. 4,0. Тираж . Замовлення № .

Видавець та виготовлювач Український державний університет
залізничного транспорту,

61050, Харків-50, майдан Фейєрбаха, 7.

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 6100 від 21.03.2018 р.