

Міністерство освіти і науки України
Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет Інформаційних радіотехнологій і технічного захисту
інформації

Кафедра Комп'ютерної інженерії та систем технічного захисту
інформації

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

Пояснювальна записка

рівень вищої освіти другий (магістерський)

Компенсатор нелінійних спотворень
мережного струму

Виконав:
студент 2 курсу, групи РТМ-21-1
Семченко Костянтин Русланович

Спеціальність 172 «Телекомунікації
та радіотехніка»

Тип програми освітньо-професійна
Освітня програма «Радіотехніка»

Керівник доц. Іванова О.О.

Допускається до захисту

Зав. кафедри

проф. Антіпов
І.Є.

(підпис)

2022 р.

Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет	<i>Інформаційних радіотехнологій і технічного захисту інформації</i>
Кафедра	<i>Комп'ютерної інженерії та систем технічного захисту інформації</i>
Рівень вищої освіти	<i>другий (магістерський)</i>
Спеціальність	<i>125 «Телекомунікації та радіотехніка»</i>
Тип програми	<i>освітньо-професійна</i>
Освітня програма	<i>«Радіотехніка»</i>

ЗАТВЕРДЖУЮ:

Зав. кафедри _____

(підпис)

«___» _____ 20__ 22 р.

ЗАВДАННЯ НА АТЕСТАЦІЙНУ РОБОТУ (ПРОЕКТ)

студентові Семченко Костянтин Русланович

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи (проекту) Компенсатор нелінійних спотворень
мережного струму

затверджена наказом по університету від « 21 » 10 2022 р. № 1378Ст

2. Термін подання студентом роботи (проекту) 21.12.2022 р.

3. Вихідні дані до роботи (проекту) _____

Розробити модель активного паралельного фільтра для компенсації нелінійних спотворень струму для наступних умов, напруга живлення 380В, частота мережі живлення 50 Гц, споживач: шестипульсний випрямляч, КНС току підчас роботи споживача без компенсатора – більше 15%, КНС току підчас роботи споживача з компенсатором – менше 5%.

Виконати розрахунок LCL фільтра для зниження впливу перетворювача частоти на якість мережі живлення. Умови для розрахунку: напруга живлення 380 В, частота мережі живлення 50 Гц, потужність споживача 5 кВт, частота комутації інвертора 10 кГц, напруга ланки постійного току 600 В, індуктивність мережі $L_{gmin} = 0$ і $L_{gmax} = 13$ мГн.

4. Зміст пояснювальної записки (перелік питань, що потрібно розробити) _____

1. Огляд аналогічних пристроїв і методів2. Алгоритми керування для активних фільтрів гармонік3. Моделювання пристрою компенсації нелінійних спотворень4. Розрахунок LCL фільтра для активного фільтра5. Математична модель LCL фільтра для активного фільтра6. Висновки

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслеників, плакатів

1. Топології активних фільтрів Ел.ф.

2. Схема електрична структурна Ел.ф.

3. Модель активного фільтра Ел.ф.

4. Оцилограми роботи моделі з активним фільтром Ел.ф.

5. Підключення інвертора і LCL фільтра для висших гармонік Ел.ф.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№	Назва етапів роботи (проекту)	Термін виконання етапів проекту (роботи)	Примітка
1	<i>Огляд аналогічних пристроїв і методів</i>	15.10-20.10	
2	<i>Розробка моделі пристрою компенсації нелінійних спотворень</i>	20.10-31.10	
3	<i>Розробка моделі активного фільтра</i>	1.11-15.11	
4	<i>Розрахунок LCL фільтра для активного фільтра</i>	15.11-30.11	
5	<i>Розробка графічних матеріалів</i>	1.12-15.12	

Студент

Семченко К.Р.

(підпис)

Керівник роботи (проекту)

доц. Іванова О.О

(підпис)

(посада, прізвище,
ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка кваліікаційної роботи: 71с., 34 рис., 8 табл., 1 додаток, 39 джерел.

СПОТВОРЕННЯ, КОМПЕНСАТОР, АКТИВНИЙ ФІЛЬТР, ПАСИВНИЙ ФІЛЬТР, LCL ФІЛЬТР, МОДЕЛЮВАННЯ

Об'єкт дослідження - нелінійні спотворення, джерела і методи їх усунення.

Предмет дослідження - пристрій компенсації спільно з нелінійним навантаженням.

Мета атестаційного проекту - розробка і реалізація активних фільтрів для компенсації спотворень струму і напруги, що вносяться нелінійним навантаженням.

В роботі наведені теоретичні дослідження проблеми забезпечення якості електроенергії. Виявлено основну причину погіршення якості електроенергії - нелінійні навантаження, які утворюються різного роду споживачами. Для практичного вирішення проблеми погіршення якості електроенергії, тобто для захисту від спотворень форми струму і напруги, викликаних наявністю в мережі нелінійних навантажень використовуються активні фільтри.

Результати: проведено моделювання пристрою компенсації спільно з нелінійним навантаженням. Отримано модель пристрою, рівень деталізації якої дозволяє змінювати в широких межах (від ідеального випадку до обліку характеристик мікроконтролера і елементів пристрою).

Для розрахунку в проекті обраний LCL-фільтр, завдання якого полягає в фільтрації частоти комутації силових ключів активного фільтра.

ABSTRACT

Masters thesis: 71 p., 34 fig., 8 tables., 39 sources .

DISTORTION, COMPENSATOR, ACTIVE FILTER, PASSIVE FILTER, LCL FILTER, SIMULATION,

The object of research is non-linear distortions, sources and methods of their elimination.

The subject of research is a compensation device together with a non-linear load.

The purpose of the certification project is to develop and implement active filters to compensate for current and voltage distortions introduced by non-linear loads.

The paper presents theoretical studies of the problem of ensuring the quality of electricity. The main reason for the deterioration of the quality of electricity was revealed - non-linear loads generated by various types of consumers. Active filters are used to practically solve the problem of deterioration of the quality of electricity, that is, to protect against distortions of the current and voltage patterns caused by the presence of non-linear loads in the network.

Results: modeling of the compensation device together with the non-linear load was carried out. A device model is obtained, the level of detail of which allows you to change it within wide limits (from the ideal case to accounting for the characteristics of the microcontroller and device elements).

For the calculation, the LCL filter is selected in the project, the task of which is to filter the switching frequency of the power switches of the active filter.

ЗМІСТ

Вступ	7
Перелік позначень, скорочень та термінів	8
1 Огляд аналогічних пристроїв та методів	9
1.1 Джерела спотворень та методи їх компенсації	9
1.2 Топологія активних фільтрів гармонік	13
1.3 Алгоритми керування для активних фільтрів гармонік	16
	16
1.3.1 Нерухома трифазна система координат	17
	17
1.3.2 Нерухома Декартова система координат	17
	18
1.3.3 Декартова система координат, що обертається	20
	22
1.3.4 Регулятори	23
1.3.5 Теорія миттєвої потужності (PQ)	
1.3.6 DQ теорія компенсації	23
1.4 Постановка задачі	25
2 Моделювання пристрою компенсації нелінійних спотворень	40
2.1 Загальні відомості про програмний комплекс MATLAB/ SIMULINK	41
	45
2.2 Модель паралельного активного фільтра гармонік	45
3 Розрахунок LCL фільтра для активного фільтра	47
3.1 Математична модель LCL фільтра	47
3.2 Методика проєктування LCL фільтра	48
	48
3.2.1. Умови резонансу	49
	50
3.2.2. Максимальне значення сумарної індуктивності	52
	53
3.2.3. Мінімальна напруга у ланці постійного струму	57
3.2.4. Максимальна ємність конденсатора LCL фільтра	
3.2.5. Індуктивність з боку перетворювача	

3.2.6. Індуктивність мережі

3.3 Приклад розрахунку LCL фільтра

Висновки

Перпелік джерел посилання

Додаток А. Графічний матеріал

ВСТУП

Однією із актуальних проблем сучасного електропостачання є забезпечення якості електроенергії. Основною причиною погіршення якості електроенергії є нелінійні навантаження великих промислових споживачів, великих міських споживачів – торговельні та офісні комплекси (персональні комп'ютери, сервери, принтери, блоки безперебійного живлення тощо). У даних споживачів рівень нелінійного навантаження може значно перевищувати лінійну складову. Також слід враховувати несиметричний режим навантаження по фазах.

Для захисту від вищих гармонік, що викликані наявністю в мережі нелінійних навантажень, використовуються пасивні фільтри, що включаються паралельно джерелу гармонік. Кожен фільтр налаштовано на певну гармоніку. Однак дані вид фільтрів потребують значних капітальних вкладень на реактивні елементи, площі під їх установку. При зміні частоти мережі живлення або її характеристик, температури навколишнього середовища (температури біля елементів) ефективності фільтрації таких пристроїв знижується.

У зв'язку з підвищенням вимог якості електроенергії (Норми на гармоніки струму та напруги задані стандартами IEEE 5619-1992 та МЕК 61000), активний розвиток отримали активні фільтри. Цей тип пристроїв поряд із пасивними фільтрами застосовується для «очищення» напруги та струмів мережі від гармонік, а також для згладжування збурень у системі.

Можливості активних фільтрів дозволяють вирішувати широкий спектр завдань, пов'язаний із забезпеченням якості електроенергії: фільтрація гармонік (повне або часткове придушення), корекції коефіцієнта потужності та балансування несиметрії навантаження по фазах.

У цій роботі розглянуто питання, пов'язане з етапами розробки та реалізації активних фільтрів для компенсації спотворень струму та напруги, що вносяться нелінійними навантаженнями.

ПЕРЕЛІК ПОЗНАЧЕНЬ СКОРОЧЕНЬ ТА ТЕРМІНІВ

АЦП – аналогово-цифровий перетворювач

АФ – активний фільтр

АФКУ – активний фільтрокомпенсуючий пристрій

ЛПС – ланка постійного струму

ІН – інвертор напруги

КНГ – коефіцієнт нелінійних гармонік

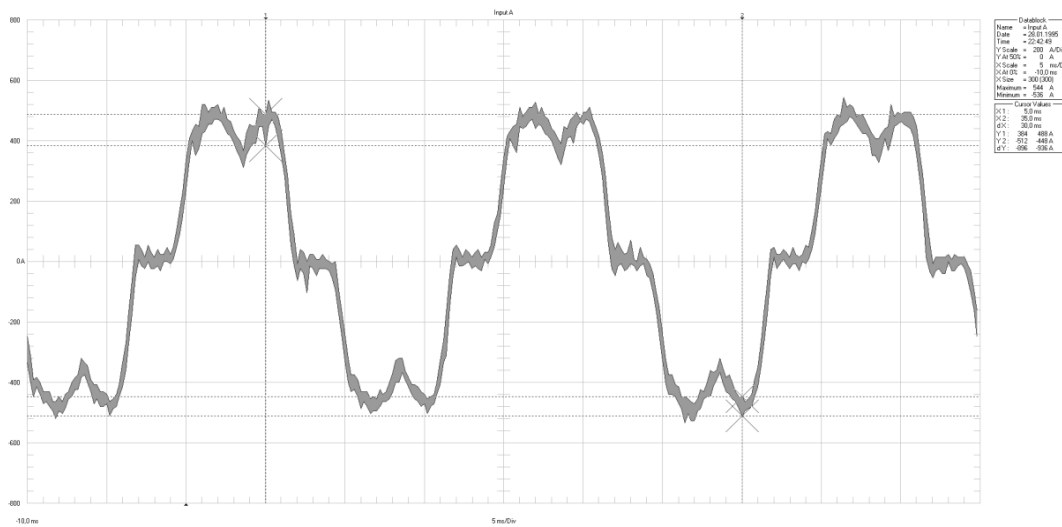
НЛН – нелінійне навантаження

ПД - пропорційний, інтегральний та диференціальний регулятор

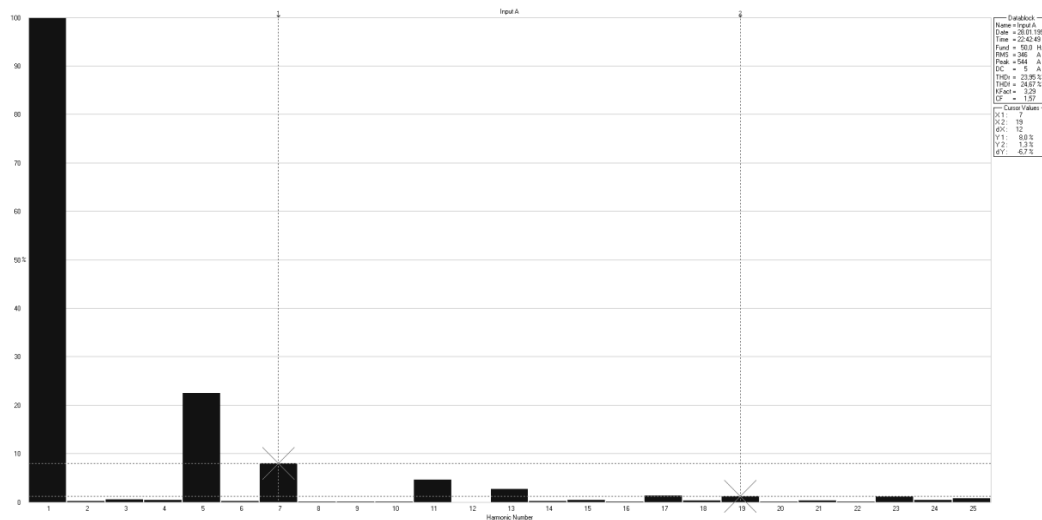
1 ОГЛЯД АНАЛОГІЧНИХ ПРИСТРІЙ І МЕТОДІВ

1.1 Джерела спотворень та методи їх компенсації

Стрімкий розвиток силової електроніки призвело до появи великої кількості нелінійних навантажень, які споживають несинусоїдальний струм з мережі живлення, а також генерують гармоніки вищих порядків (рис. 1.1). Здебільшого, такого роду навантаження є напівпровідникові перетворювачі, наприклад: силові діодні випрямлячі, перетворювачі частоти, циклоконвертери та ін [1-3].



а) форма споживаного струму



б) спектр споживаного струму

Рисунок 1.1 – Приклад форми струму під час роботи шестипульсного випрямляча

Реактивна потужність і потужність спотворень, протікаючи по елементах електричної мережі, що має активний опір, викликають у них додаткові втрати електричної енергії. Крім того, реактивна потужність і потужність спотворень знижують пропускну здатність ліній електропередач і трансформаторів, викликають їхнє нагрівання, призводять до збільшення перерізу проводів, заміну трансформаторів на велику номінальну потужність.

Для захисту від гармонік, викликаних наявністю в мережі нелінійних навантажень, використовуються пасивні фільтри, що включаються паралельно джерелу гармонік, як налаштовані на певну гармоніку, так і фільтри верхніх частот (рис 1. 2, 1. 3).

Варіанти схем пасивних фільтрів [4]:

– налаштовані фільтри: з послідовним з'єднанням RLC або з колом RLC, включеним послідовно з паралельним колом RC/LR;

- Фільтри верхніх частот: ланка RC (першого порядку) або ланка C-RL або C-RC паралельно з L (другого порядку).

Для тиристорних випрямлячів зазвичай застосовуються фільтри, налаштовані на 5-7-11-13 гармоніки і плюс фільтр верхніх частот - на 17 гармоніку і вище. Добротність фільтрів зазвичай становить від 20 до 100.

Застосовуються пасивні фільтри додатково для корекції коефіцієнта потужності індуктивного навантаження.

Під час розрахунку точки підключення фільтра враховується можливість резонансів, які можуть спричинити перевантаження фільтрів.

Недоліками пасивних фільтрів є значні капітальні витрати на реактивні елементи, великі площі. Їм властиво зниження ефективності фільтрації при коливаннях частоти та температури елементів схеми.

Обмеження кількості ланок фільтра викликає погіршення фільтрації.

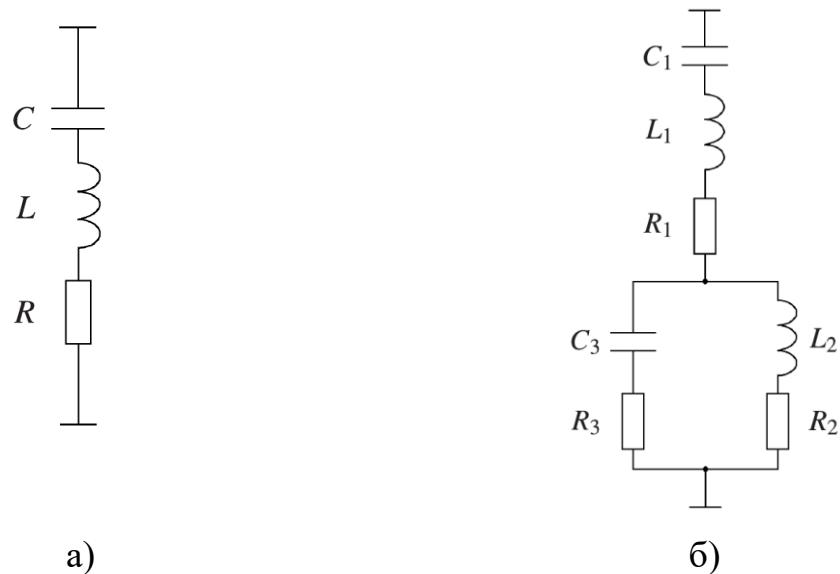


Рисунок 1. 2 – Приклади резонансних фільтрів

а) фільтр налаштований на одну частоту; б) фільтр налаштований на дві частоти.

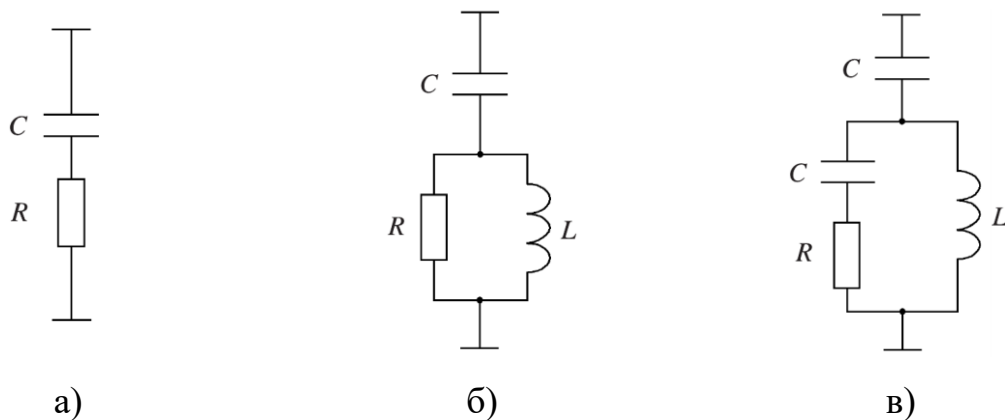


Рисунок 1. 3 – Приклади фільтрів верхніх частот

а) першого порядку б) другого порядку в) третього порядку

Цих недоліків позбавлені активні фільтри, які впливають на ділянку мережі, що захищається від гармонік, за допомогою схем силової електроніки, керованих малопотужною схемою виділення гармонік у точці приєднання. Основні засади роботи активних фільтрів було сформульовано ще 70-х гг. минулого століття, проте практичне застосування вони знайшли значно пізніше завдяки розвитку силової електроніки, особливо освоєння потужних транзисторів IGBT і MOSFET. Реалізація активних фільтрів стала можливою

після комерційного випуску за прийнятною ціною цифрових процесорів, АЦПУ, датчиків Холла за напругою та струмом, ізолюючих підсилювачів.

Типова схема чисто активного фільтра включає шунтуючий керований випрямляч з ємнісним навантаженням на стороні постійного струму. Він може бути включений через трансформатор паралельно нелінійного кола або через послідовно врізаний лінію живлення трансформатор.

Керуюча частина схеми включає контролер, який обробляє сигнали навантаження, виділяє гармонічні складові та формує сигнал впливу для силової частини. Силова частина (інвертор) видає компенсуючий струм у протифазі зі струмами гармонік, внаслідок чого вони пригнічуються у ступені, що залежить від коефіцієнта посилення схеми, що управляє. На рис. 1. 4 наведена спрощена схема активного шунтуючого фільтра.

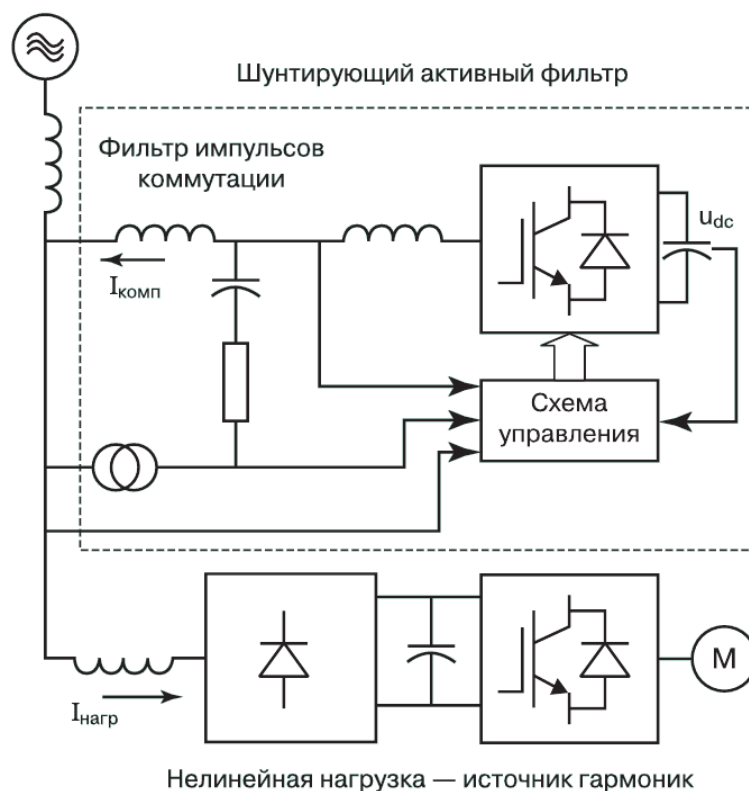


Рисунок 1. 4 – Схема активного шунтуючого фільтра

1.2 Топологія активних фільтрів гармонік

Як зазначалося вище, ідея активного фільтра гармонік не нова, проте відсутність ефективної технології виробництва за прийнятними цінами уповільнила її розвиток на багато років. Сьогодні широка доступність силових модулів та цифрових процесорів сигналу перетворили активний фільтр на практичне вирішення проблеми.

Запропоновано велику кількість різних топологій, деякі з яких описані нижче. Для кожної топології існує специфіка необхідних параметрів як окремих елементів, так і підбору пристрою цілком для тих навантажень, які повинні бути компенсовані.

Виділимо три топології:

- Послідовні фільтри;
- Паралельні фільтри;
- Гібридні фільтри.

Послідовні фільтри. Цей тип фільтра (рис 1.5), з'єднаний послідовно у розподільчій мережі, компенсує як гармонічні струми, що генеруються навантаженням, так і спотворення напруги, що вже є в системі електроживлення. Це рішення з технічної точки зору нагадує лінійний фільтр і має бути підібрано, виходячи з повного навантаження.

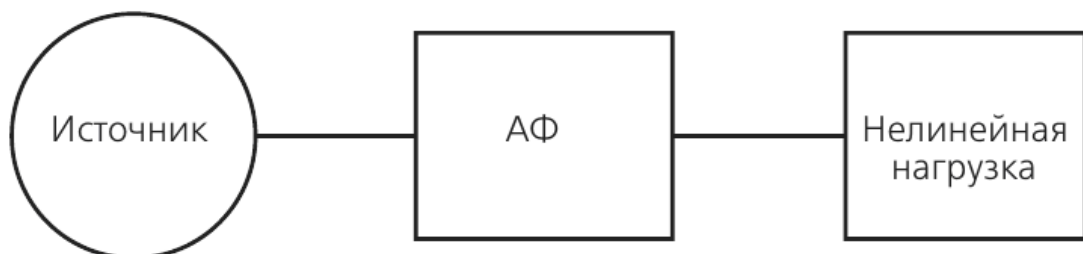


Рисунок 1. 5 – Послідовний активний фільтр

Паралельні фільтри. Паралельні фільтри (див. рис 1.6), також звані шунтуючими, з'єднуються паралельно лінії змінного струму і повинні бути підібрані тільки для гармонічних величин струмів від нелінійного навантаження. Цей тип детально описується пізніше.

Гібридний фільтр. Це рішення, що поєднує активний і пасивний фільтри (рис 1. 7), може бути або послідовного, або паралельного типу. У деяких випадках це може бути вигідним рішенням. Пасивний фільтр виконує основну фільтрацію (наприклад, 5 гармонію), а активний, завдяки своєму точному і динамічному методу, охоплює інші порядки гармонік.

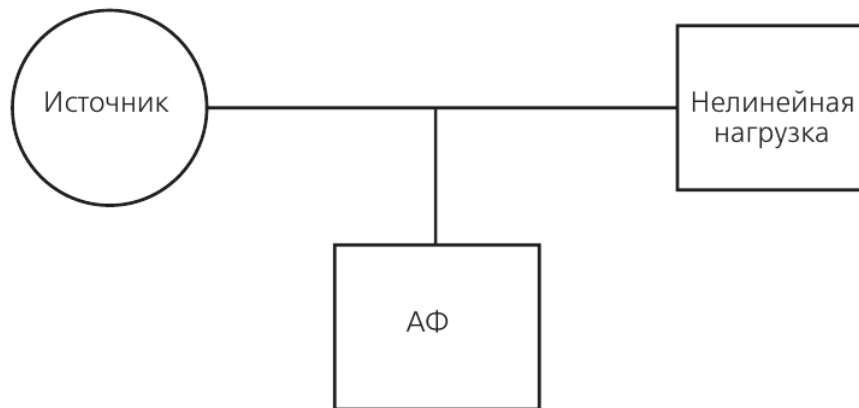


Рисунок 1. 6 – Паралельний активний фільтр

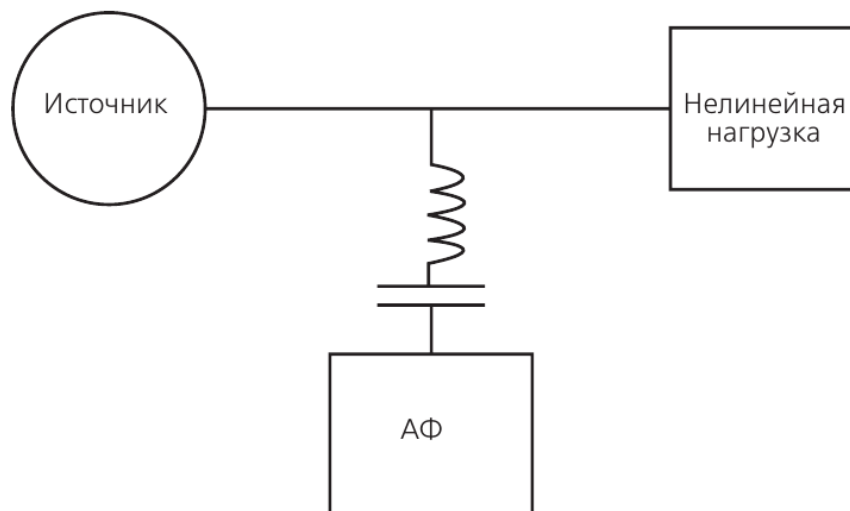


Рисунок 1. 7 – Гібридний активний фільтр

Розглянемо принцип дії паралельного активного гармонічного фільтра. Активний фільтр з'єднаний паралельно електроживленню і постійно виплескує гармонічні струми, які точно відповідають гармонічним компонентам, що генеруються нелінійним навантаженням (НлН). В результаті струм, що постачається джерелом, залишається синусоїдальним (рис. 1.8).

При цьому підтримується весь низькочастотний спектр від другої до двадцять п'ятої гармоніки. Якщо гармонічні струми, що генеруються навантаженням, перевищують максимальне номінальне значення АФ, виріб автоматично обмежує струм компенсації за своїм максимальним номінальним значенням: фільтр не може перевантажуватися і продовжуватиме корекцію до максимального номінального значення струму, а будь-який перевищує гармонічний струм повернеться в систему електроживлення. АФ може постійно працювати у такому стані без пошкоджень.

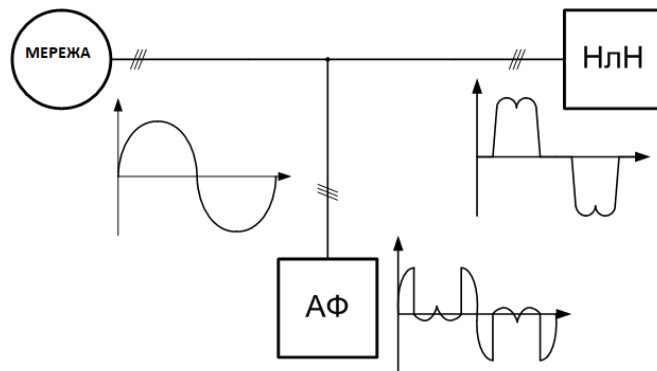


Рисунок 1. 8 – Принцип дії активного шунтуючого фільтра

На рис. 1.8 показана базова конфігурація активного шунтуючого фільтра для компенсації гармонічного струму для конкретного навантаження. Активний фільтр шунта подає гармонічний струм, рівний і протилежний фазі гармонічному струму, створюваному навантаженням у лінії.

1.3 Алгоритми керування для активних фільтрів гармонік

Для визначення миттєвих гармонік струму та їх компенсації у фільтрах активної потужності використовуються такі підходи, як швидке перетворення Фур'є (БПФ), нейронні мережі та нечітка логіка. Окремо слід зазначити дві теорії, які отримали значний розвиток у цій галузі – теорія миттєвої реактивної потужності (PQ теорія) та синхронної теорії (DQ теорія).

Перед тим як розглянути дві основні теорії формування сигналів, що управляють, коротко наведемо основні перетворення сигналів і керуючі елементи, які використовуються в алгоритмах управління.

Змінний струм може бути представлений як набір векторів деякою системою координат. Залежно від використовуваної системи координат співвідношення, що описують процеси, що відбуваються в мережі, матимуть різний вигляд. Нижче розглянемо системи координат, які використовуються під час регулювання.

1.3.1 Нерухома трифазна система координат

Система має три осі (1.1), розташовані на площині під кутом 120 градусів. Ці осі перетинаються на початку координат. Дана система дозволяє відобразити процеси, що відбуваються в мережі при поданні струмів у вигляді векторів, що обертаються.

$$\begin{aligned} I_{SA} &= I_s \cos \lambda = I_s \cos \omega t \\ I_{SB} &= I_s \cos(\lambda - 120^\circ) = I_s \cos(\omega t - 120^\circ) \\ I_{SC} &= I_s \cos(\lambda - 240^\circ) = I_s \cos(\omega t - 240^\circ) \end{aligned} \quad (1.1)$$

1.3.2 Нерухома Декартова система координат

Система має дві перпендикулярні осі α та β . Початок координат збігається з початком координат описаної вище трифазної системи.

Перехід із трифазної системи в Декартову (двофазну) часто називають переходом від реальної трифазної системи до абстрактної двофазної. У

зарубіжній літературі цей перехід називають перетворенням Кларка [1, 2].
Формули координатних перетворень при переході з трифазної системи у двофазну мають такий вигляд:

$$\begin{cases} I_{Sa} = I_{SA} \\ I_{Sb} = \frac{I_{SB} - I_{SC}}{\sqrt{3}} \end{cases} \quad (1.2)$$

1.3.3 Декартова система координат, що обертається

Система має дві перпендикулярні осі X та Y. Початок координат збігається з початком координат описаної вище трифазної (або двофазної) нерухомої системи. Осі системи XY обертаються з довільною швидкістю K навколо початку координат.

Перетворення координат, за допомогою яких можна здійснювати перехід між нерухомою системою $\alpha\beta$ і системою XY, що обертається, в зарубіжній літературі називають перетвореннями Парку.

$$\begin{cases} A_x = A_\beta \sin\varphi + A_{\beta\alpha} \cos\varphi \\ A_y = A_\beta \cos\varphi - A_{\alpha\beta} \sin\varphi \end{cases} \quad (1.3)$$

1.3.4 Регулятори

Регулятор — пристрій, який стежить за станом об'єкта керування та виробляє для неї сигнали керування. Регулятори забезпечують негативний зворотний зв'язок зміни параметра, що регулюється, на регулюючий параметр (вплив). Вирізняють такі типи: П, (P) - "пропорційний", І (I) - "інтегральний", Д (D) - "диференціальний", ПІ (PI) - "пропорційний та інтегральний", ПД (PD) - "пропорційний та диференціальний", ПІД (PID) - "пропорційний, інтегральний та диференціальний".

Вираз (1.4) визначає принцип роботи різних видів регуляторів.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (1.4)$$

де

$u(t)$ - наша функція ;

$e(t)$ - поточна помилка;

K_p – пропорційний коефіцієнт;

K_i – інтегральний коефіцієнт;

K_d – диференціальний коефіцієнт.

На рис. 1.9 наведено узагальнену структурну схему регулятора

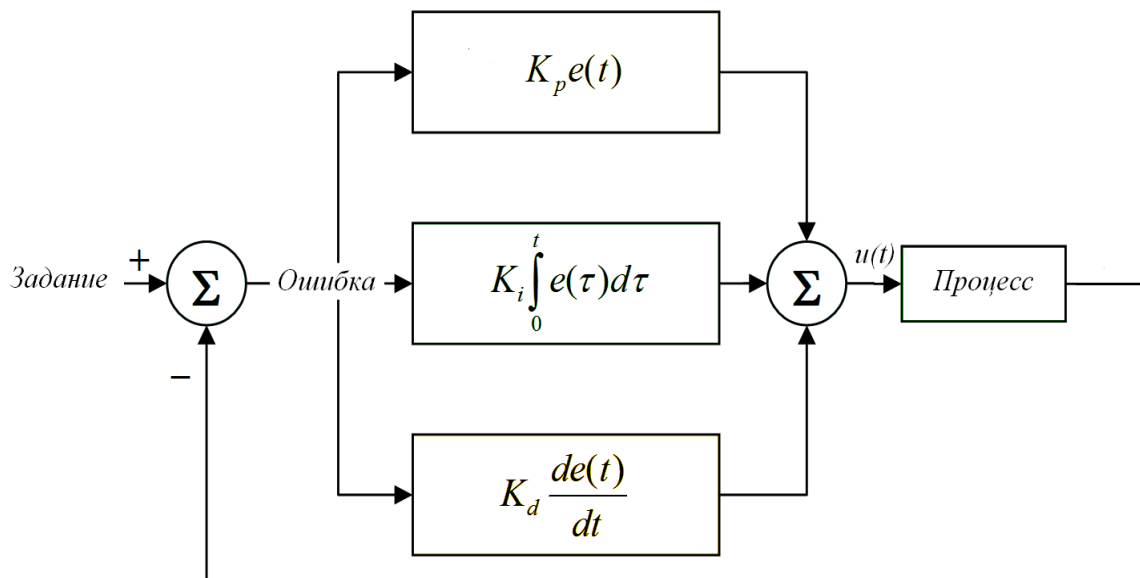


Рисунок 1.9 – Узагальнена схема регулятора

1.3.5 Теорія миттєвої потужності (PQ)

У статтях [1, 2] автори запропонували "Узагальнену теорію миттєвої реактивної потужності в трифазних колах", також відому як теорія миттєвої реактивної потужності або теорія pq . У цій теорії миттєвий трифазний струм і напруги перетворюються із застосуванням перетворення Кларка, як показано в рівняннях (1.5) та (1.6) відповідно.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Миттєва активна потужність визначається наступним чином (1.7):

$$p = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_c i_c. \quad (1.7)$$

З наведених вище рівнянь (1.5) і (1.6) миттєва потужність може бути переписано, як показано нижче в рівнянні (1.8).

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Після перетворень рівняння (1.8) отримуємо вираз (1.9).

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha}^* \\ i_{s\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_0 + p_{loss} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

Після чого отримуємо струм для кожної фази за допомогою зворотного перетворення Кларка (1.10).

$$\begin{bmatrix} i_{ca}^- \\ i_{cb}^- \\ i_{cc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

На рис. 1.10 наведено блок-схему, яка описує принцип теорії миттєвої потужності.

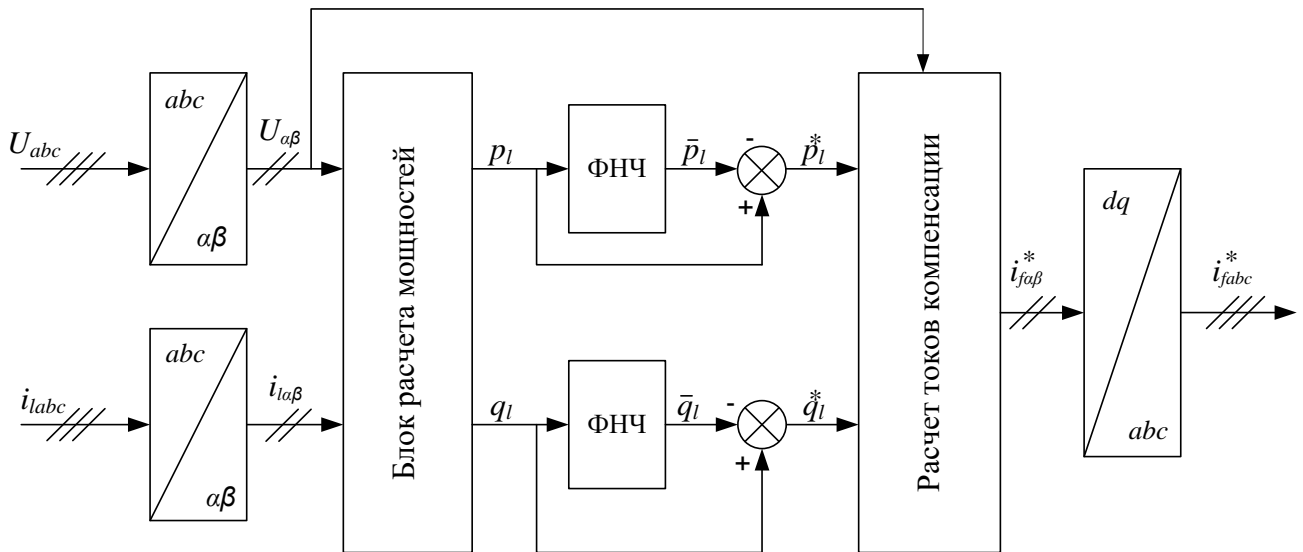


Рисунок 1.10 – Принцип теорії миттєвої потужності

1.3.6 DQ теорія компенсації

У теорії DQ в обробці використовуються сигнали струму навантаження, які синхронізовані зі струмом мережі. Нижче наведено перетворення сигналів струму навантаження систему координат dq (1.11).

$$\begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \\ i_{l0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{la} \\ i_{lb} \\ i_{lc} \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

де θ являє кут напруги основної частоти мережі живлення.

За допомогою фільтрів нижніх частот сигналів струму навантаження виділяють основну гармоніку. Струм навантаження, як з осі d, і по осі q, можна як суму двох складових: основний гармоніки і вищих гармонік (1.12).

$$\begin{cases} i_{ld} = \overline{i_{ld}} + \widetilde{i_{ld}} \\ i_{lq} = \overline{i_{lq}} + \widetilde{i_{lq}} \end{cases} \quad (1.12)$$

З використанням суматорів виділяються необхідні сигнали вищих гармонік компенсації (1.13).

$$\begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{i_{ld}} \\ \overline{i_{lq}} \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

Для того, щоб перейти з системи dq в трифазну abc систему використовується зворотне перетворення Парку (1.14).

$$\begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

На рис.1.11 наведено блок-схему, що описує принцип dq теорії регулювання.

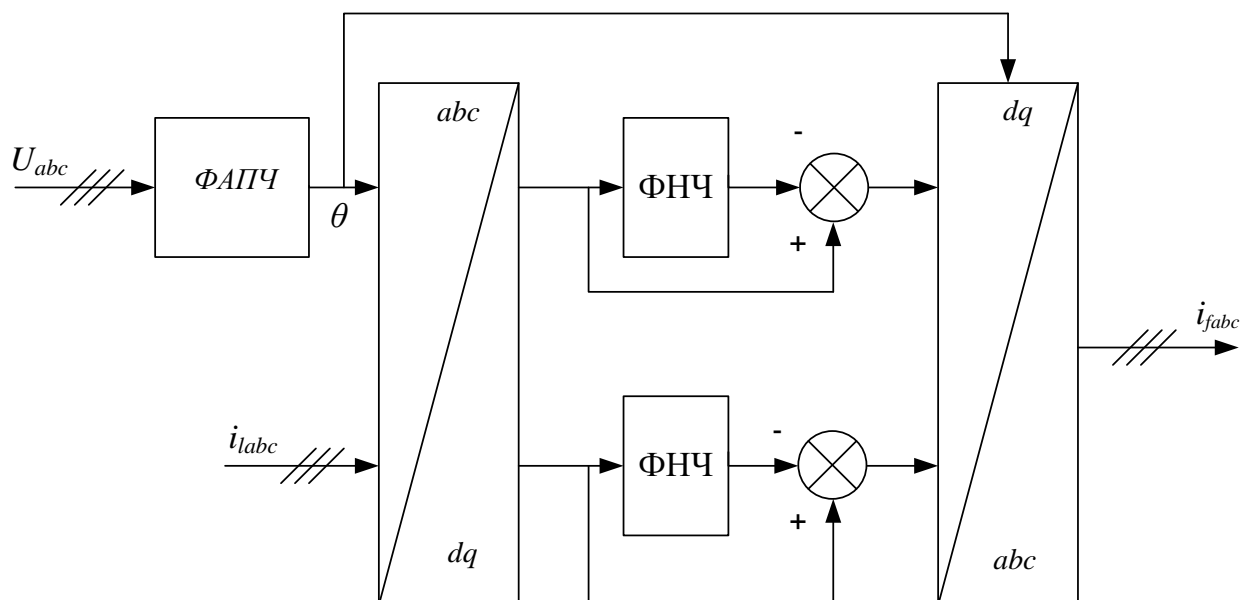


Рисунок 1.1 1 – Принцип dq – теорії

1.4 Постановка задачі

Для вивчення та реалізації систем компенсації нелінійних спотворень у цьому проекті вирішується завдання моделювання пристрою компенсації разом із нелінійним навантаженням. Вирішення цієї задачі дозволить отримати модель пристрою, рівень деталізації якої можна змінювати в широких межах (від ідеального випадку до врахування характеристик мікроконтролера та елементів пристрою).

Для розрахунку в проекті обрано LCL-фільтр, завдання якого полягає у фільтрації частоти комутації силових ключів активного фільтра.

2. МОДЕЛЮВАННЯ ПРИСТРОЮ КОМПЕНСАЦІЇ НЕЛІНІЙНИХ СПОТВОРЕНЬ

У цьому розділі реалізуємо модель активного фільтра для аналізу роботи його основних вузлів та перевірки характеристик.

Для реалізації необхідно реалізувати модель навантаження, що відповідає вимогам технічного завдання.

2.1. Загальні відомості про програмний комплекс MATLAB/ SIMULINK

MATLAB був створений компанією MathWorks для вирішення науково-дослідних завдань у різних галузях людської діяльності, з можливістю постійного розширення його можливостей та вдосконалення закладених алгоритмів, зображень, завдання математичної фізики, оптимізаційні завдання, обробку та візуалізацію даних, електротехнічні завдання, нейронні мережі, нечітку логіку та багато інших.

Зручна довідкова система, доступ з командного рядка до коротких відомостей про вбудовані функції дозволяє задовольнити потреби як початківця, так і досвідченого користувача. Довідкова система забезпечена посиланнями на книги та статті, присвячені реалізованим алгоритмам у MATLAB та Toolbox , що дозволяє розробнику власних алгоритмів глибше вникнути у суть справи. Слід зазначити, що MATLAB орієнтовано обробку масивів даних (матриць, векторів тощо.). Це дозволяє суттєво підвищити ефективність процедур, що працюють із зазначеними типами даних, у порівнянні з мовами програмування Pascal , C і т.п., і суттєво відрізняє MATLAB від інших систем, наприклад MAPLE , MathCAD , Mathematica .

Величезною перевагою MATLAB є відкритість коду, що дає можливість розбиратися в алгоритмах і, при необхідності, змінювати їх, а також SIMULINK.

Програма SIMULINK є програмою до пакету MATLAB. В принципі, SIMULINK можна розглядати як самостійний продукт фірми MathWorks, але він працює лише за наявності ядра MATLAB і використовує багато функцій, що входять до його складу.

Додаток SIMULINK є інструментом, який дозволяє об'єднувати блоки, що відповідають окремим елементам динамічної системи в єдине ціле та вивчати їхню поведінку у часі.

Розробка моделей засобами SIMULINK (S-моделі) заснована на технології drag-and-drop («перетягни та залиш»). Для побудови S-моделі використовуються модулі (або блоки), що зберігаються у бібліотеці SIMULINK.

Блоки, які включають у створювану модель, можуть бути пов'язані один з одним як за інформацією, так і по управлінню. Вид зв'язку залежить від типу блоку та логіки роботи моделі. Дані, якими обмінюються блоки можуть бути скалярними величинами, векторами або матрицями довільної розмірності.

У ході моделювання MATLAB/SIMULINK надає можливість спостерігати за процесами, що відбуваються в моделі. Для цього використовуються спеціальні оглядові вікна, що входять до складу бібліотеки SIMULINK. Характеристики, що цікавлять, можуть бути представлені як у числовій, так і в графічній формі.

Застосування принципів структурного та модульного програмування дозволяє представляти різні алгоритми у вигляді набору уніфікованих програмних модулів, що покращує доступ до огляду програми, полегшує її налагодження і в кінцевому рахунку зменшує загальний обсяг програмного забезпечення, що підлягає розробці. Крім цього, склад бібліотеки SIMULINK може бути поповнений блоками власної розробки.

2.2 Модель паралельного активного фільтра гармонік

Для розробки моделі активного фільтра скористаємось можливостями комплексу MATLAB/SIMULINK, зокрема, пакету SimPower System .

Для реалізації схеми пристрою потрібні такі блоки.

Блок трифазне джерело напруги (3- PhaseSource) (рис. 2.1) призначений для формування трифазної системи напруги .

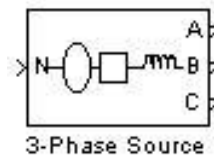


Рисунок 2.1 – Блок трифазне джерело напруги

Блок трифазний послідовне RLC-коло (3-Phase Series RLC Branch) (рис. 2.2) призначений для моделювання трифазного кола, що складається з трьох RLC-кіл. Блок дозволяє задати величини активного опору, індуктивності та ємності в одній фазі. Для виключення одного з елементів необхідно встановити його значення рівним нулю.

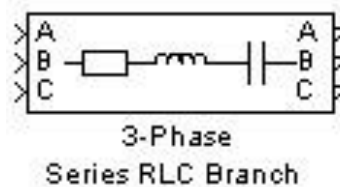


Рисунок 2.2 - Блок трифазний послідовний RLC-коло

Блок силовий діод (Diode) (рис. 2.3 а) призначений для моделювання напівпровідникового силового діода . Модель діода складається з послідовно включених резистора, індуктивності, джерела постійної напруги та ключа. Блок логіки керує роботою ключа. При позитивному напрузі на діоді відбувається замикання ключа через прилад починає протікати струм. Розмикання ключа (вимикання діода) виконується при зниженні струму, що протікає через діод, до нуля.



Рисунок 2.3 - Блок силовий діод і блок біполярний IGBT транзистор

Блок біполярний транзистор IGBT (IGBT) призначений для моделювання біполярного транзистора з ізолюваним затвором. Модель IGBT транзистора складається з послідовно включених резистора, індуктивності, джерела постійної напруги та ключа. Блок логіки керує роботою ключа.

Блок джерело імпульсного сигналу (PulseGenerator) призначений для формування прямокутних імпульсів (див . рис. 2.4) . У властивостях блоку запропоновано ряд налаштувань формування необхідної послідовності імпульсів.

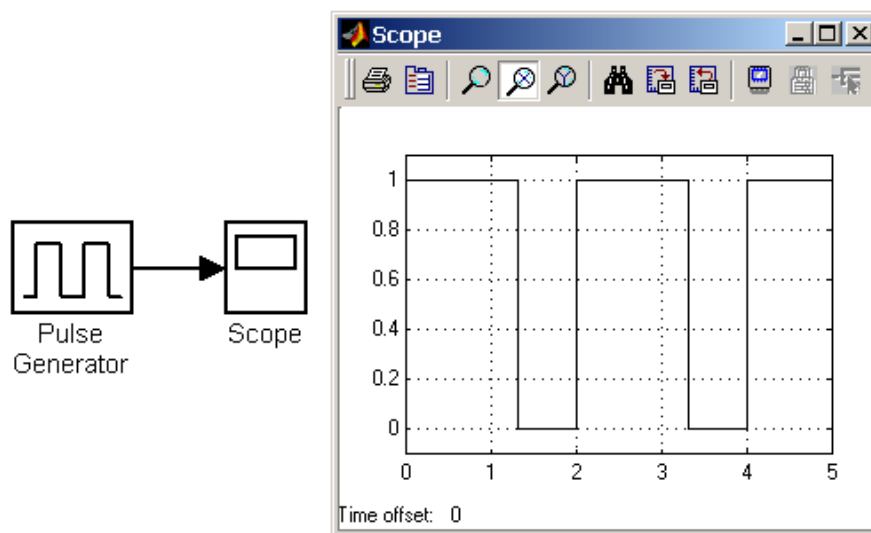


Рисунок 2.4 - Блок джерело імпульсного сигналу

З використанням середовища MATLAB / SIMULINK реалізуємо нелінійне навантаження. В даному випадку, як використовувати шестиімпульсний випрямляч, для якого навантаженням буде RL - навантаження. Дане навантаження споживає 40 А при напрузі живлення 380В 50 Гц. У

процесі роботи це нелінійне навантаження створює спотворення струму і напруги величиною 17,39 % і 0,5 % відповідно. Насправді, таким навантаженням може бути, наприклад, перетворювач частоти, який керує електродвигуном змінного струму.

На рис. 2.5 представлена модель навантаження, реалізована в окремій підсистемі. На рис. 2.6 та 2.7 представлені осцилограми та спектри струму та напруги при роботі навантаження. Основний вплив спотворення форми струму вносять гармоніки групи $6k \pm 1$.

Налаштування блоків діодів, що використовуються, дозволяють внести параметри реальних діодів і, тим самим, максимально наблизити модель до реального випрямляча.

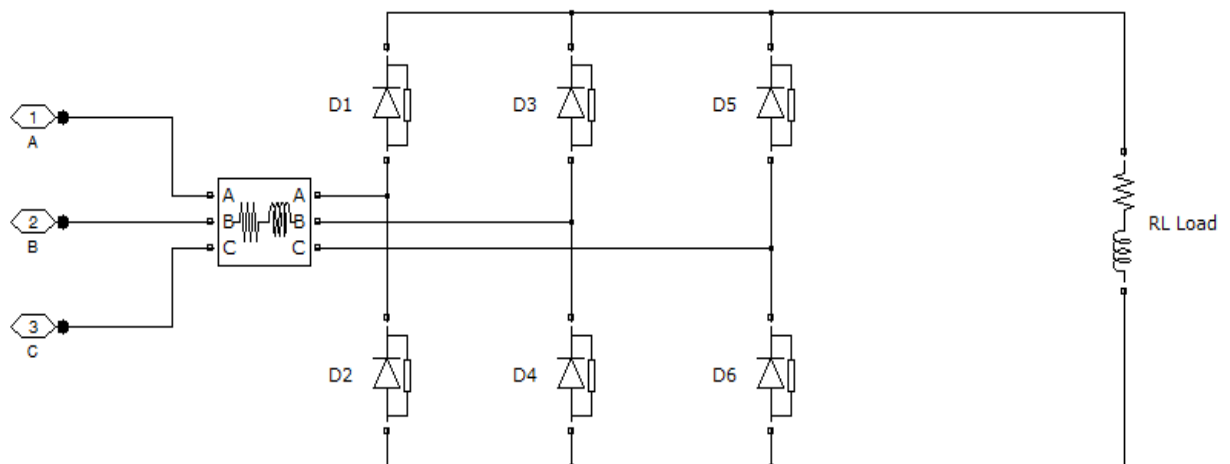


Рисунок 2.5 – Схема нелінійного навантаження, реалізована у MATLAB / SIMULINK

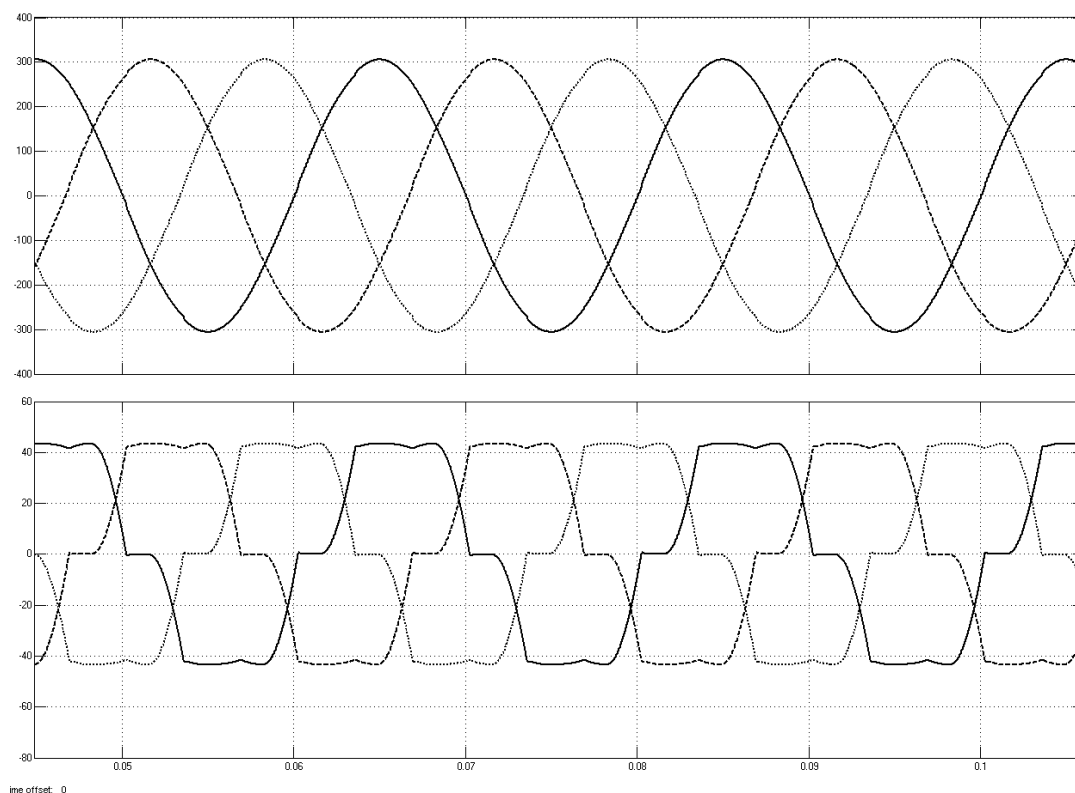


Рисунок 2.6 – Осцилограми струму та напруги при роботі нелінійного навантаження, реалізована в MATLAB / SIMULINK

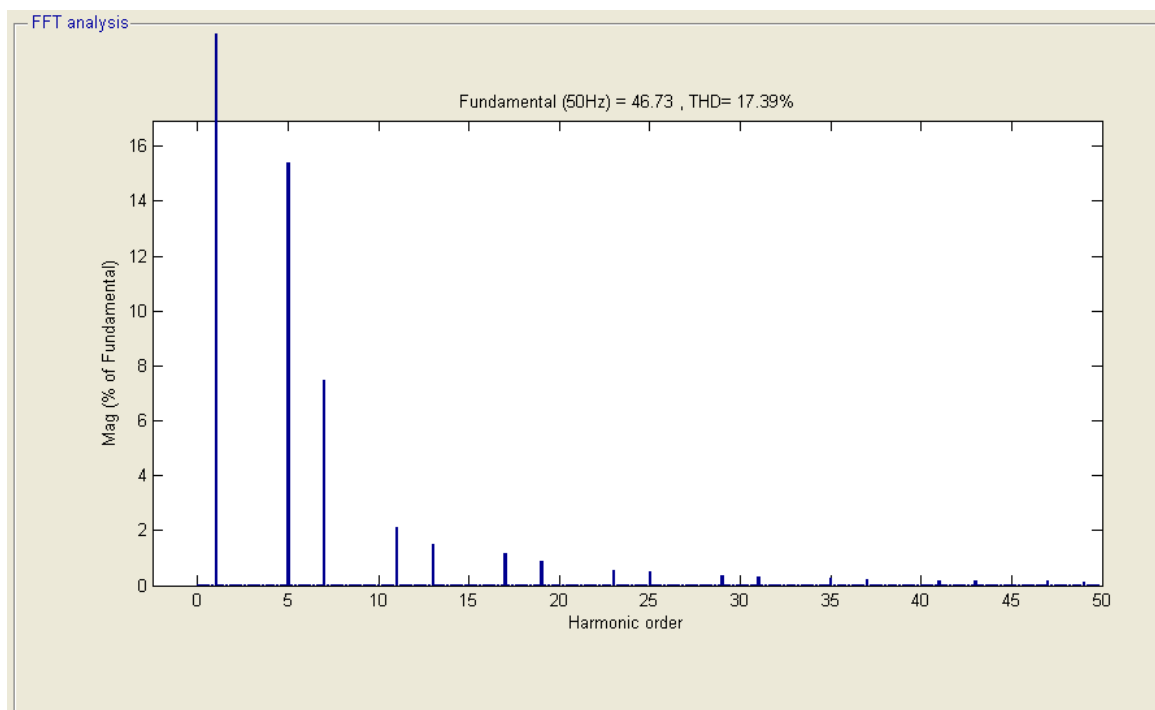


Рисунок 2.7 – Спектрограми струму під час роботи нелінійного навантаження, реалізована в MATLAB / SIMULINK

Реалізацію моделі активного фільтра необхідно розбити на два етапи: реалізація силової схеми та алгоритмічної частини фільтра.

Для реалізації алгоритмічної частини фільтра будемо використовувати алгоритм PQ. Загальний принцип алгоритму представлено у розділі 1.

Для реалізації алгоритму розділимо обчислення на дві частини: розрахунок потужностей та розрахунок струмів компенсації. Кожен логічний блок реалізуємо в окремій підсистемі (окремий блок SIMULINK, який має однозначну структуру (N- входів і M-виходів)). На рис. 2.8 представлений Підсистема розрахунку потужностей (P та Q складової). У цій підсистемі розміщені блоки перетворення Кларка для сигналів струму та напруги, блоки розрахунку P і Q складових потужності.

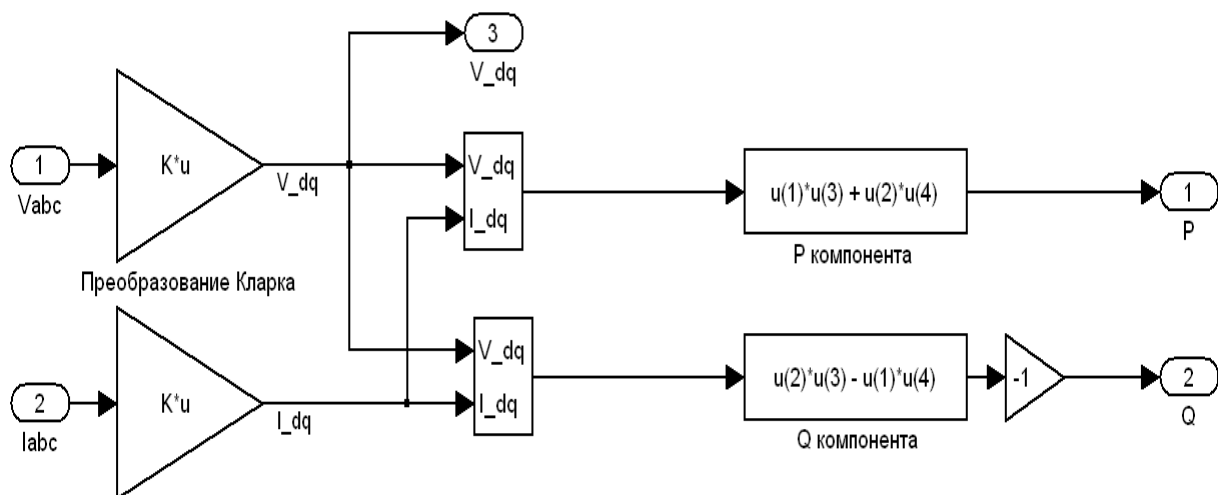


Рисунок 2.8 – Підсистема розрахунку P та Q складової потужності, реалізована в MATLAB / SIMULINK

Підсистема розрахунку струмів компенсації (рис. 2.9) є блоком перерахунку струмів компенсації в системі dq – координат, блоком зворотного перетворення Кларка. На виході блоку отримуємо струми, які мають бути створені інвертором напруги для компенсації спотворень мережі.

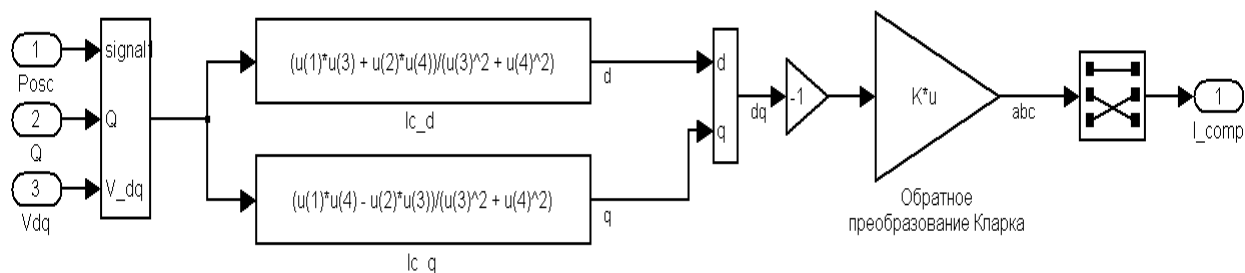


Рисунок 2.9 – Підсистема розрахунку струмів компенсації, реалізована в MATLAB / SIMULINK

Слід зазначити, що сигнал Р -складової після блоку розрахунку потужності пропускають через фільтр нижніх частот, з метою виключення високочастотних складових сигналу. Для цієї мети в моделі використовуємо фільтр Баттерворта 5-го порядку, який налаштований на частоту напруги живлення. На рис. 2.10 представлені вхідний та вихідний сигнали фільтра.

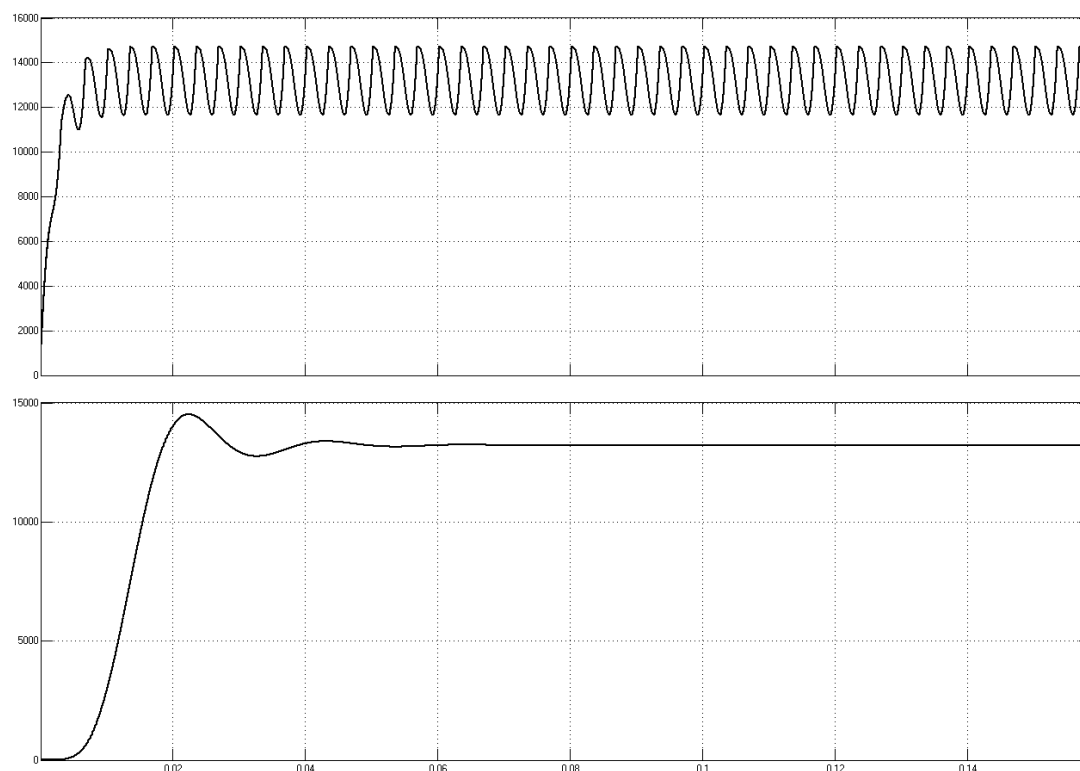


Рисунок 2.10 – Вхідний та вихідний сигнали фільтра Баттерворта 5-го порядку

Оскільки до складу інвертора входить ланка постійного струму (ЛПТ, батарея конденсаторів), яка накопичує енергію для формування напруги на виході інвертора, необхідно ланка регулювання ЛПТ. Для вирішення цього завдання використовують ПІ – регулятор (див. рис. 2.11), на вхід якого подають сигнал помилки (різниця поточної напруги в ЛПТ та завдання напруги). На виході отримуємо сигнал управління, який підсумовується з Р - складовою і надходить на підсистему формування струмів компенсації.

При налагодженні моделі моделі регулятора коефіцієнти пропорційної та інтегральної частини були підібрані для швидкого виходу на задане значення. При практичній реалізації налагодження регулятора підтримки заданого рівня напруги є трудомістким процесом, при реалізації якого враховується значна кількість параметрів системи.

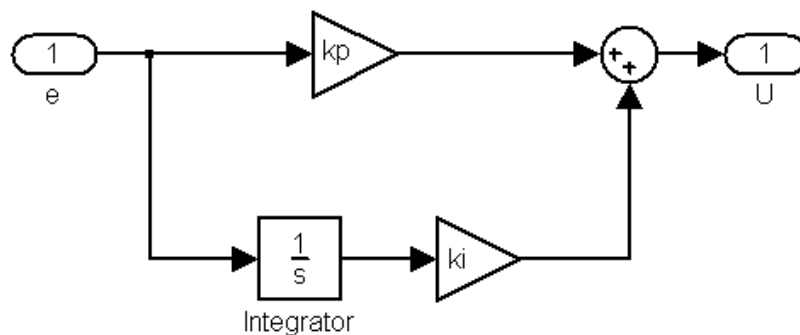


Рисунок 2.11 – Модель ПІ-регулятора для регулювання напруги в батареї конденсаторів

Сигнали з підсистеми компенсації підходять на формувач імпульсів для силових ключів (IGBT - транзисторів). Формувач імпульсів реалізований за гістерезисною схемою. Сигнали компенсації порівнюються із сигналами струму мережі, тобто. обчислюється різницю між даними сигналами і результат подає блок порівняння. Залежно від знака різниці формуються імпульси відкриття/закриття транзисторів. На рис. 2.12 представлений блок формування імпульсів керування.

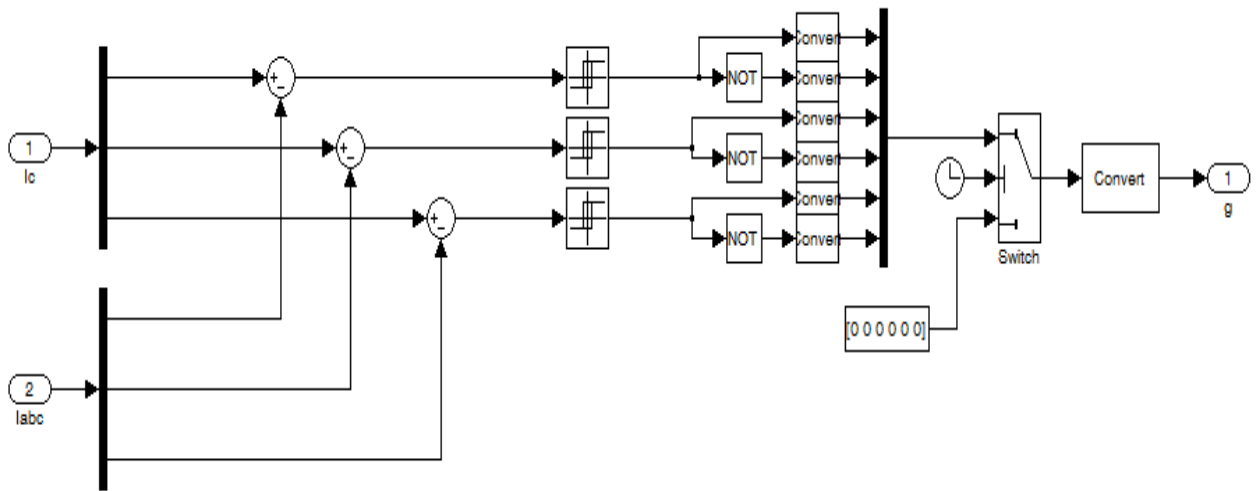


Рисунок 2.12 – Модель гістерезисного формувача імпульсів керування

Особливістю даного способу формування сигналів, що управляють, є те, що комутація ключів здійснюється зі змінною частотою. Також, можлива реалізація управління з фіксованою частотою комутації із застосуванням просторово-векторної широтно-імпульсної модуляції.

На рис. 2.13 представлений інвертор напруги, за допомогою якого формуємо напругу дії. До клем 4 та 5 інвертора підключається батарея конденсаторів (ЛПТ).

У результаті, об'єднавши вище зазначені блоки активного фільтра отримуємо модель компенсації спотворень сигналів струму мережі, які створюються нелінійним навантаженням. На рис. 2.14 представлена модель активного фільтра.

На рис. 2.15 представлена модель системи «джерело енергопостачання – нелінійне навантаження – активний фільтр». Дана модель поєднує в собі всі вище вказані блоки. Додатково встановлені блоки вимірювання сигналів струмів та напруг. Нижче представлені результати роботи моделі у вигляді осцилограм сигналів струму та напруги.

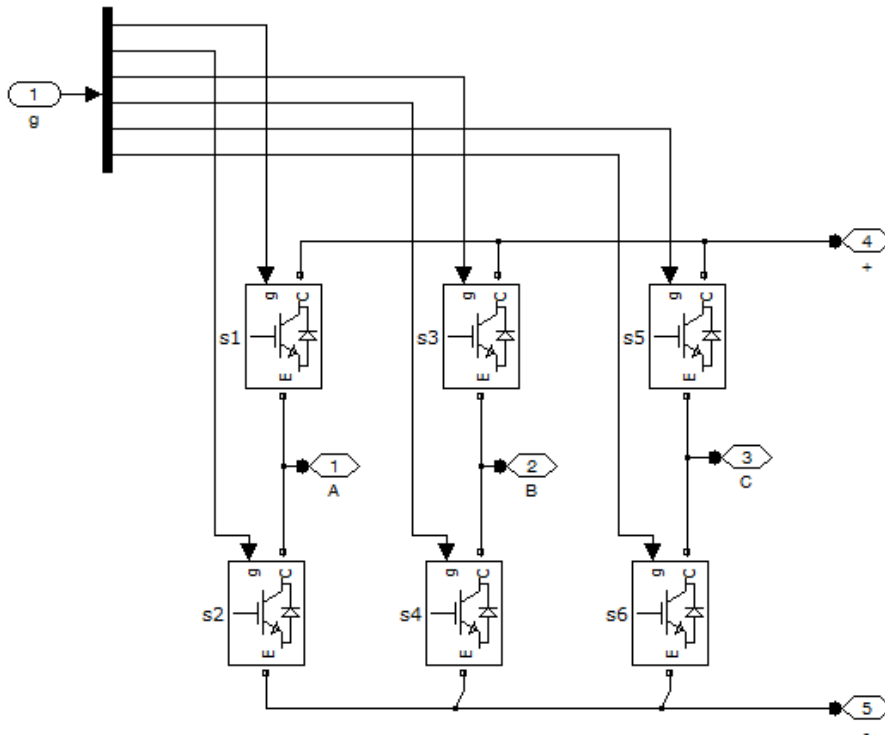


Рисунок 2.13 – Модель трифазного інвертора напруги

На рис. 2.16-2.19 представлені осцилограми роботи моделі з активним фільтром компенсації спотворень. На рис. 2.16 представлені струми, що споживаються нелінійним навантаженням, струми інвертора активного струму та сумарний струм, який фіксується у точці підключення пристроїв. Форма струму мережі представлена у відключеному та увімкненому фільтрі придушення.

На рис. 2.17 представлені графіки зміни напруги на конденсаторі активного фільтра та сплески струму фільтра при включенні. На рис. 2.18 представлений результат перетворення Кларка зі струмами нелінійного навантаження. На рис. 2.19 представлені розрахункові значення P та Q складових потужності для PQ алгоритму при вимкненому та включеному фільтрі.

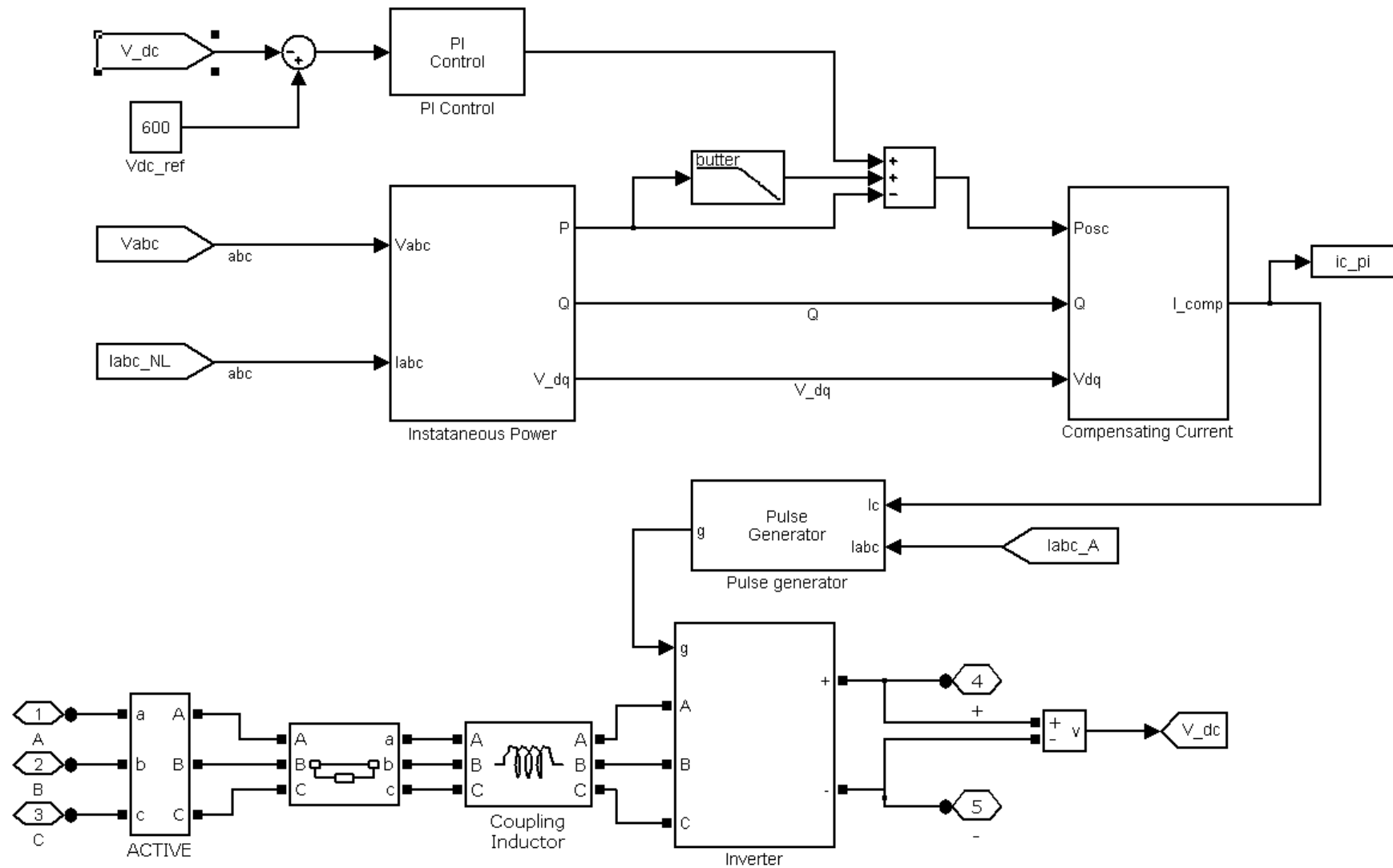


Рисунок 2.14 – Модель активного фільтра

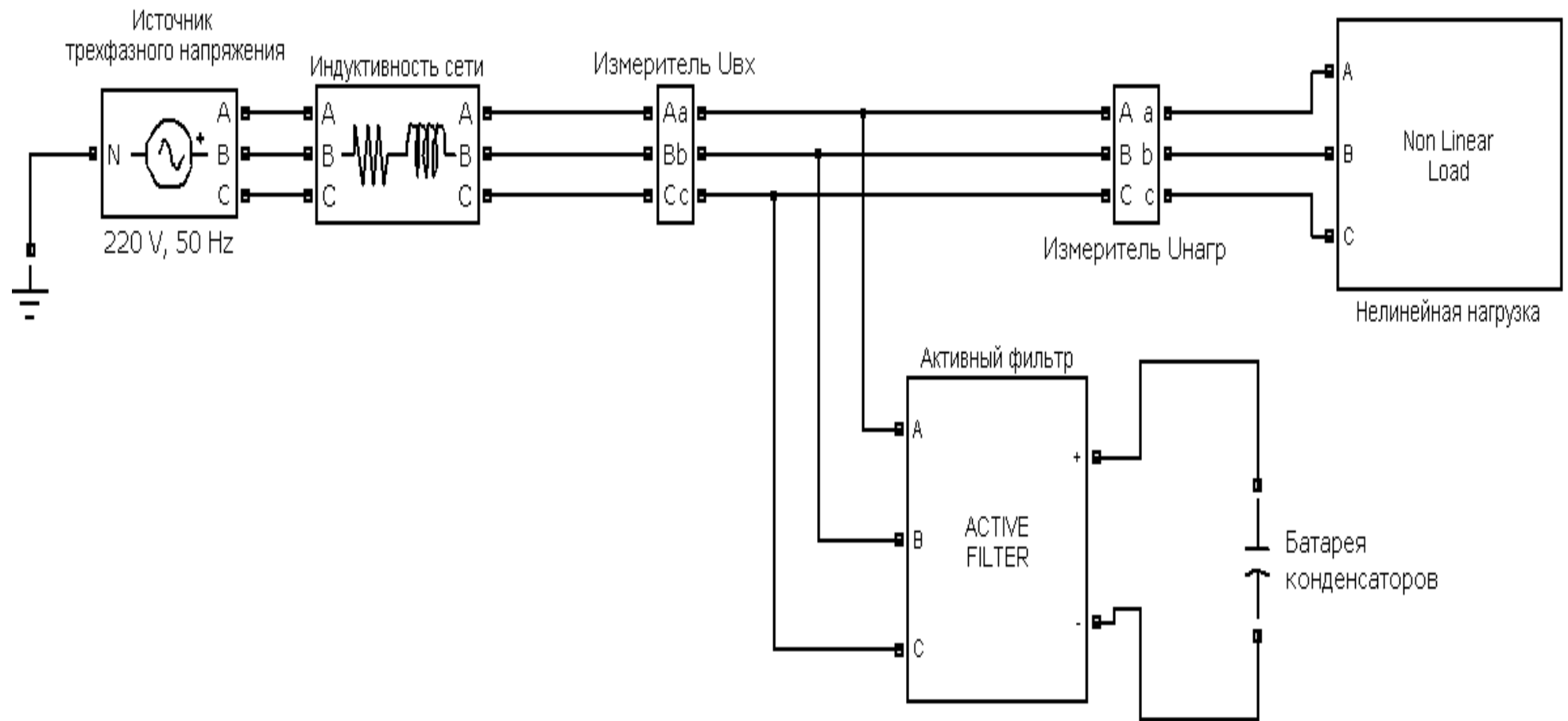


Рисунок 2.15 – Модель «джерело енергопостачання – нелінійне навантаження – активний фільтр»

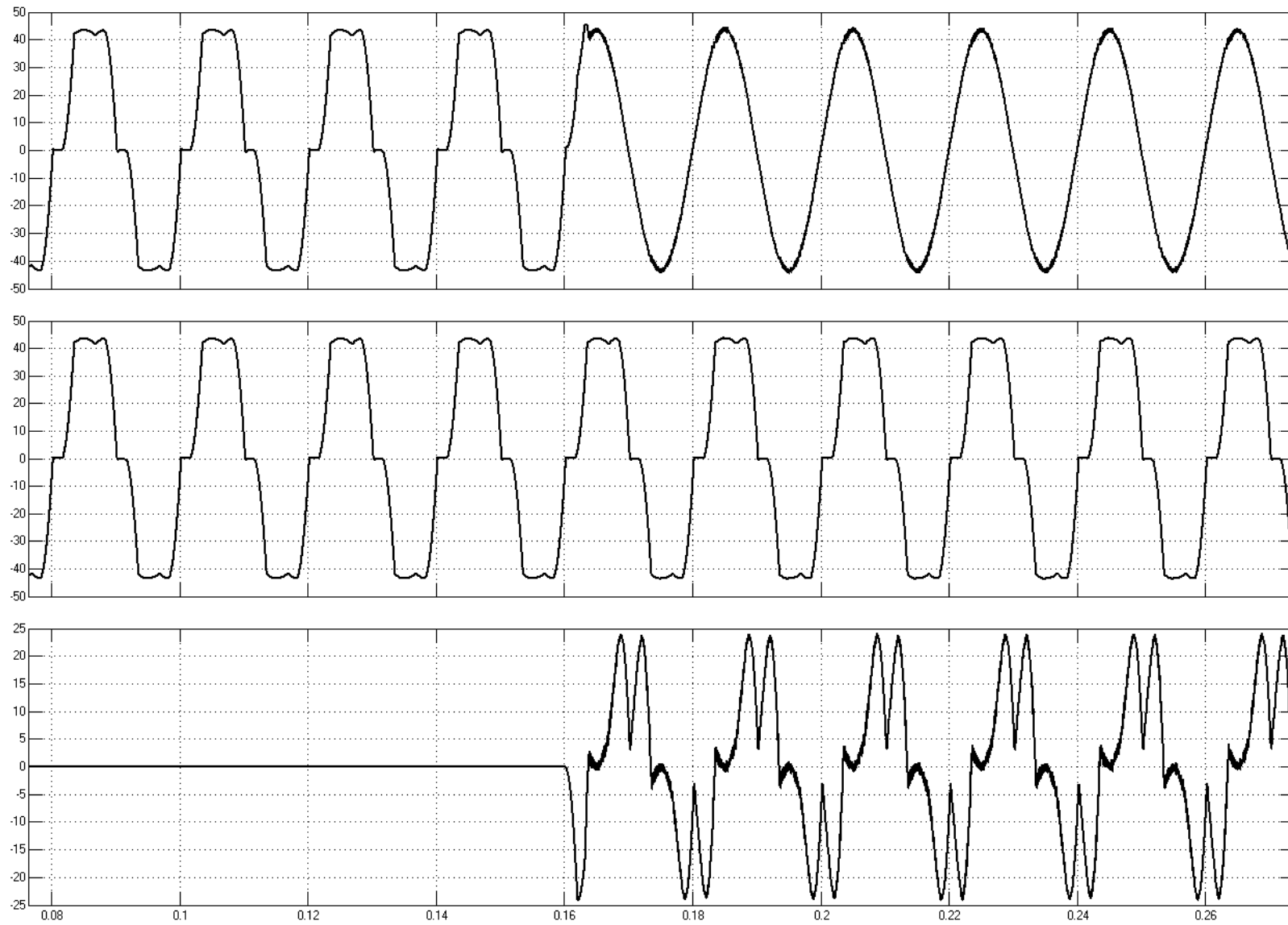


Рисунок 2.16 – Струми нелінійного навантаження, інвертора фільтра та сумарний струм при вимк/вкл фільтри

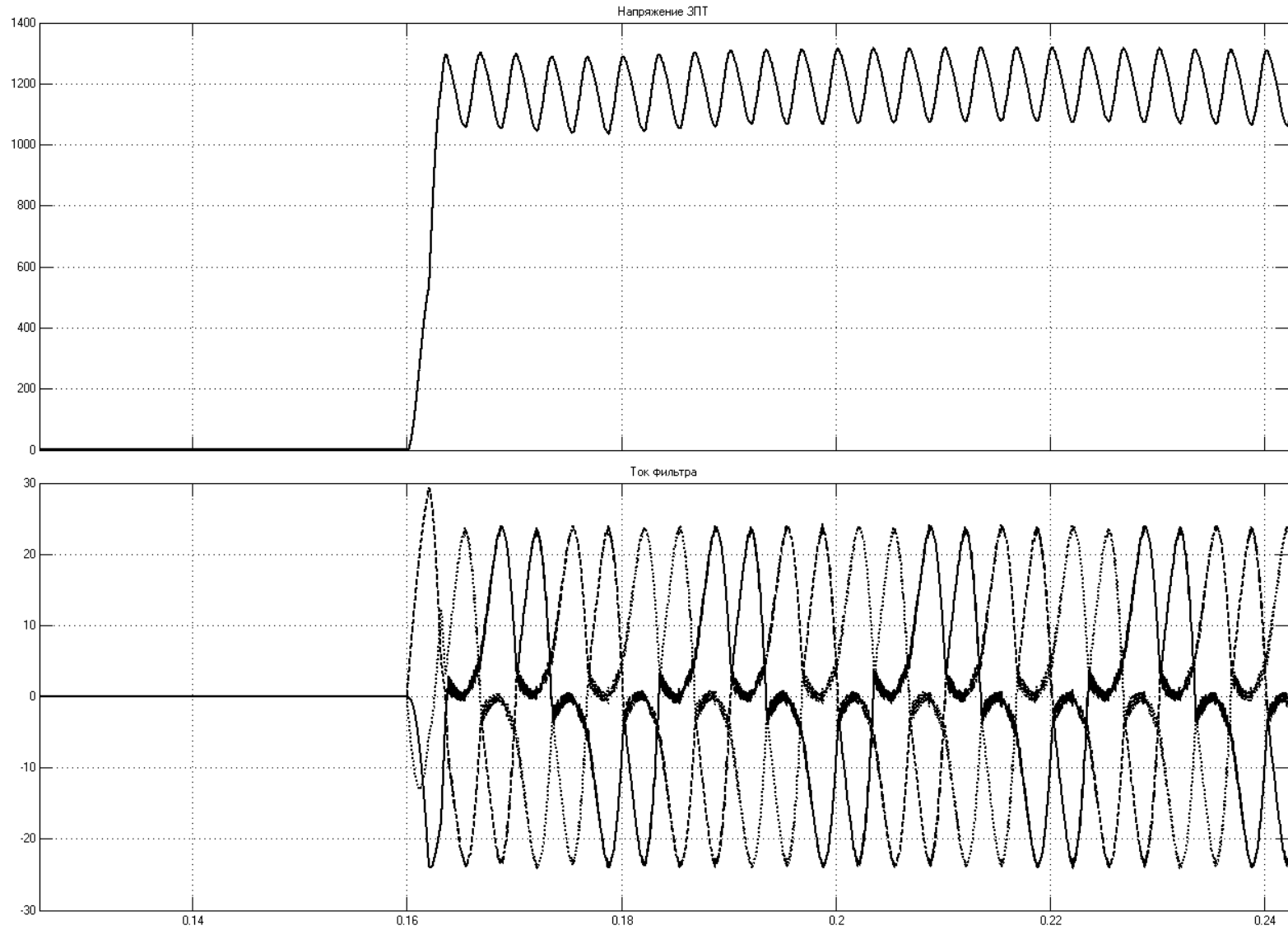


Рисунок 2.17 – Напряга у ланці постійного струму та струмів фільтра під час увімкнення пристрою

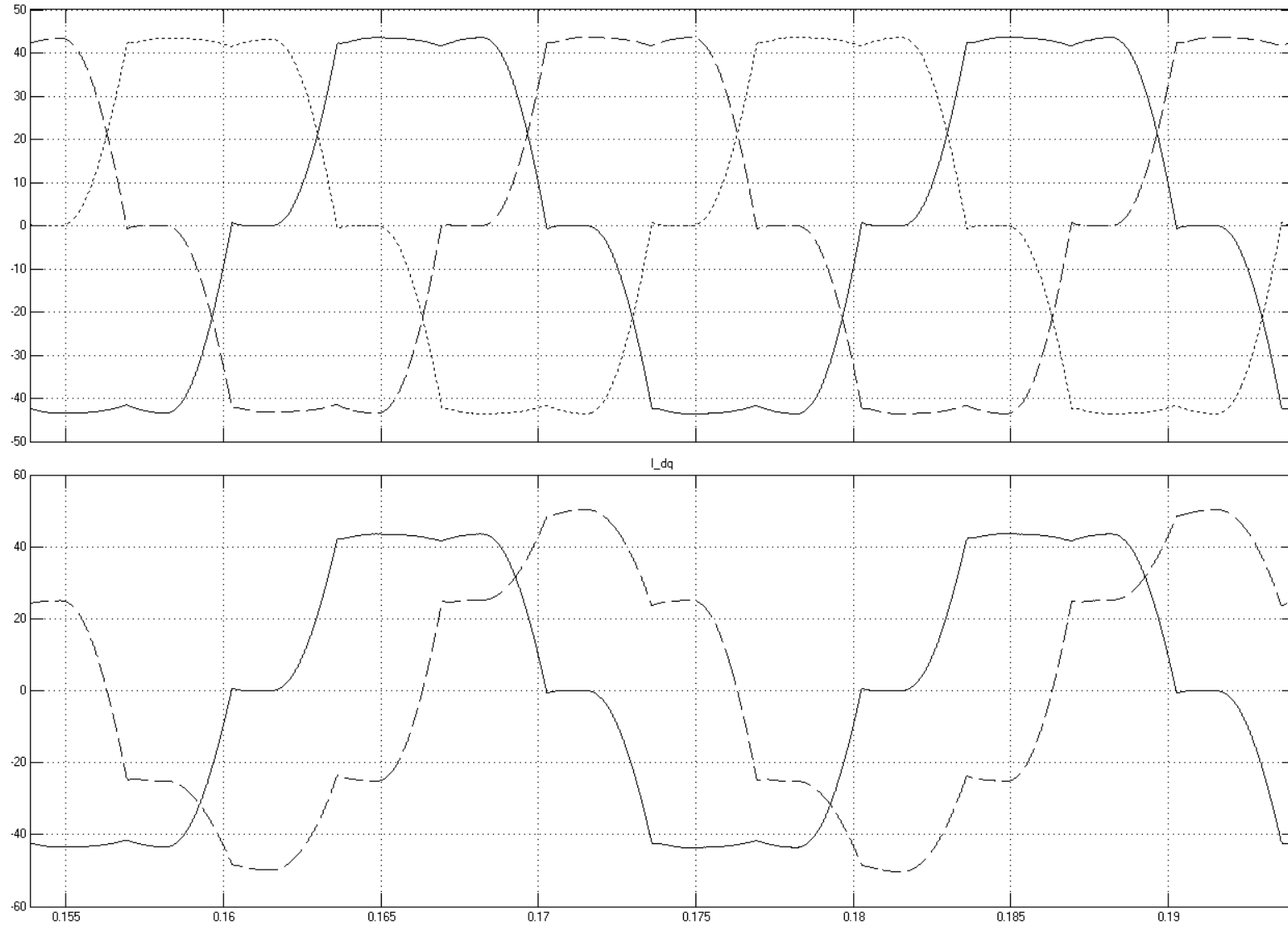


Рисунок 2.18 – Перетворення Кларка із сигналами нелінійного навантаження

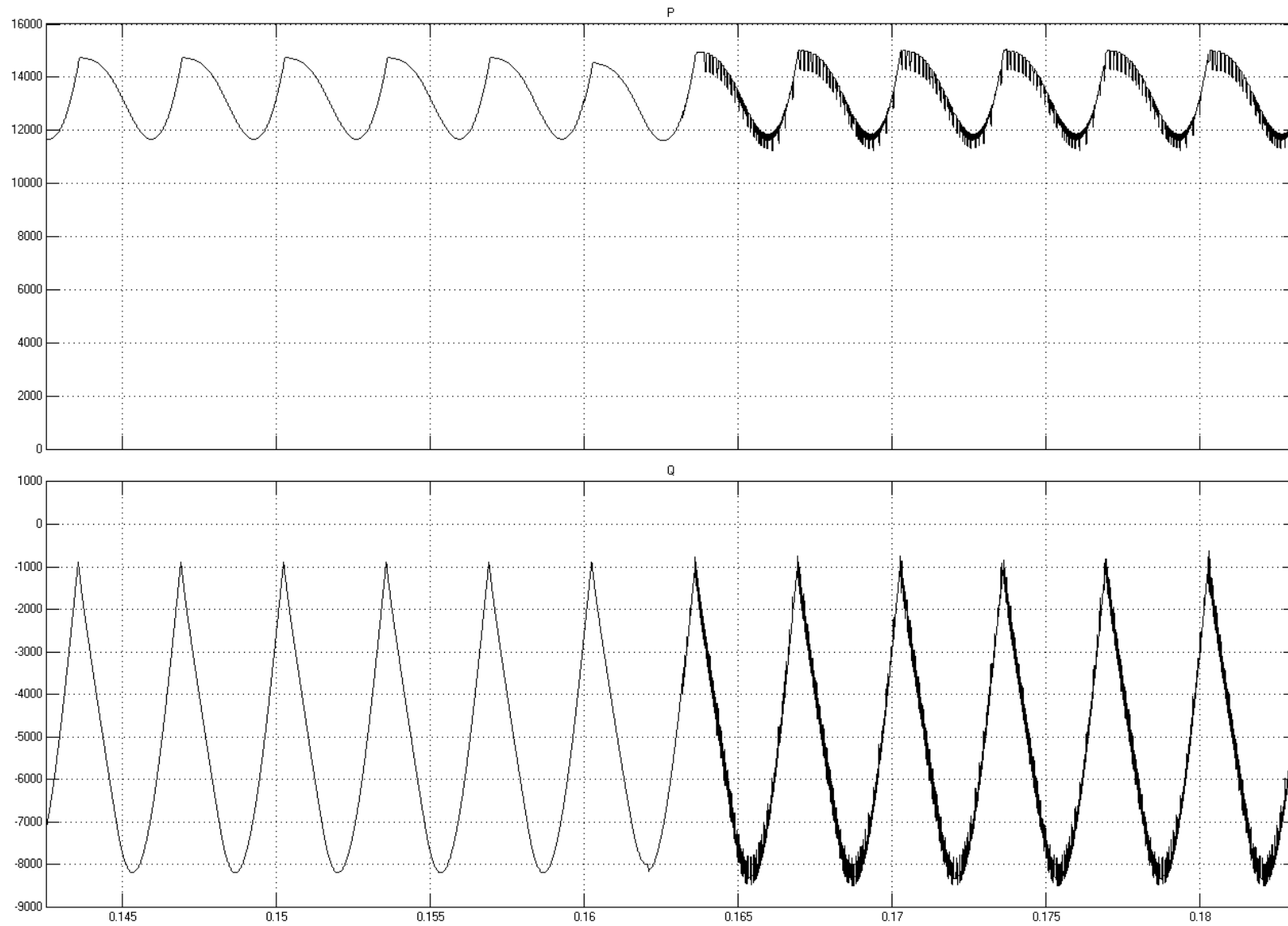


Рисунок 2.19 – Розрахункові значення P та Q складових потужності для PQ алгоритму

3 РОЗРАХУНОК LCL ФІЛЬТРА ДЛЯ АКТИВНОГО ФІЛЬТРУ

Сучасні вимоги до якості електроенергії вимагають забезпечення гармонічних спотворень струму та напруги на рівні не вище 5%. З розвитком напівпровідникової техніки значними споживачами в мережі є випрямлячі (діодні, діодно-тиристорні, тиристорні, IGBT транзистори). В результаті роботи діодних та діодно-тиристорних випрямлячів у мережі з'являються спотворення гармоніки порядків $6k \pm 1$. У цьому найбільший внесок вносять гармоніки з $k=1 \dots 3$. Для зниження впливу даних гармонік на якість мережі використовують активні випрямлячі або активні фільтри. Однак дані пристрої, крім зниження впливу спотворень, вносять в мережу високочастотні спотворення, пов'язані з частотою комутації транзисторів IGBT.

Для усунення впливу високочастотних складових струму під час роботи інверторів практично застосовують LCL фільтри. Це рішення дозволяє знизити вартість, а також розмір пристроїв, порівняно зі звичайними рішеннями на основі L-фільтра. Однак використання LCL фільтрів може призвести до проблем з резонансом та нестійкістю, оскільки на їх безпечну роботу може впливати величина опору мережі, яка змінюється залежно від конфігурації мережі та умов (м'яка або жорстка мережа). Таким чином, основне завдання конструкції фільтра LCL для мережних перетворювачів енергії – забезпечити стабільну роботу, незважаючи на великі зміни параметрів мережі.

У літературі було представлено та обговорено кілька методологій побудови LCL фільтрів [8-10]. У кожній з них, була виконана спроба ефективного налаштування параметрів LCL фільтра відповідно до різних обмежень. Ці обмеження є: значення КГІ струму мережі [11], споживана реактивна потужність [12], резонансна частота [13], максимальна пульсація струму [14], габаритні розміри фільтра [15,16]. Однак дані роботи не розглядають як критерій параметри мережі (індуктивність, імпеданс). Фактично, імпеданс мережі значно варіюється в залежності від конфігурації мережі (ліній низької, середньої або високої напруги, довжина проводів тощо) [18] та умов («м'яка» або «жорстка» мережа) [19], а також кількості підключених користувачів [20]. У більшості випадків стабільна робота

фільтрів LCL забезпечується за допомогою активного управління демпфуванням [21-26] або шляхом додавання пасивних резисторів, що демпфують [27-30].

Однак, згідно з [31-33], для керування струмом на основі ПІ регулятора (зі зворотним зв'язком по струму мережі) можна змістити резонансну частоту у стійку область, де не потрібно демпфування.

У цьому розділі розглянемо одну з існуючих методик проектування фільтра LCL. Дана методика проектування передбачає роботу без демпфування та облік параметрів мережі під час розрахунку LCL фільтра.

Методику розглянемо в наступній послідовності: математична модель фільтра, методика розрахунку та розрахунок фільтра.

3.1 Математична модель LCL фільтра

Розглянути схему підключення інвертора до мережі (див. рис. 3.1). На рисунку видно, що LCL фільтр є ланкою взаємодії інвертора та мережі.

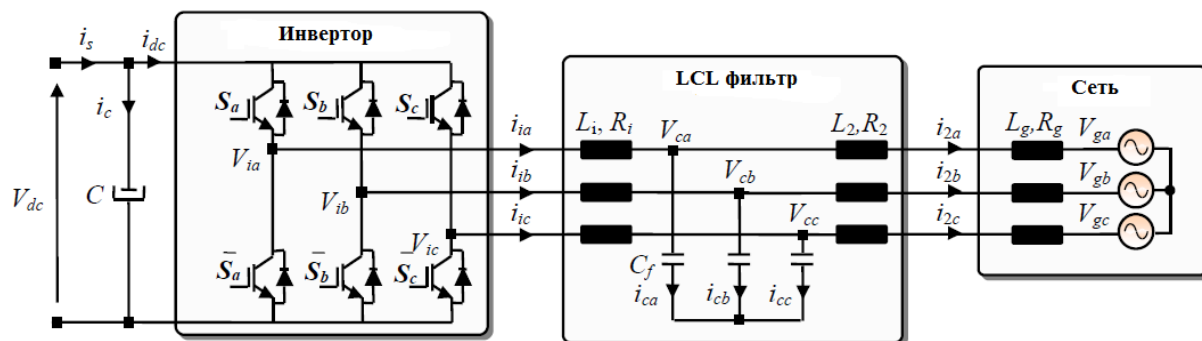


Рисунок 3.1 – Схема підключення інвертора напруги до мережі

Напруги $V_g(a, b, c)$ і струми $i_2(a, b, c)$ відносяться до компонентів вектора сигналів мережі нерухомої трифазної системи координат. Сигнали напруг $V_i(a, b, c)$ і струмів $i_i(a, b, c)$ відносяться до компонентів вектора сигналів вихідного перетворювача напруги в нерухомій трифазній системі координат. L_i та L_2 індуктивності на стороні інвертора та на стороні мережі відповідно. R_i і R_2 опору індуктивностей L_i і L_2 відповідно. C_f ємність конденсатора фільтра LCL, а $V_c(a, b, c)$ (відповідно $i_c(a, b, c)$) є напругою на конденсаторі фільтра (відповідно струм

конденсатора) у нерухомій системі координат. L_g і R_g є параметрами мережі (відповідно до індуктивності та імпедансу мережі).

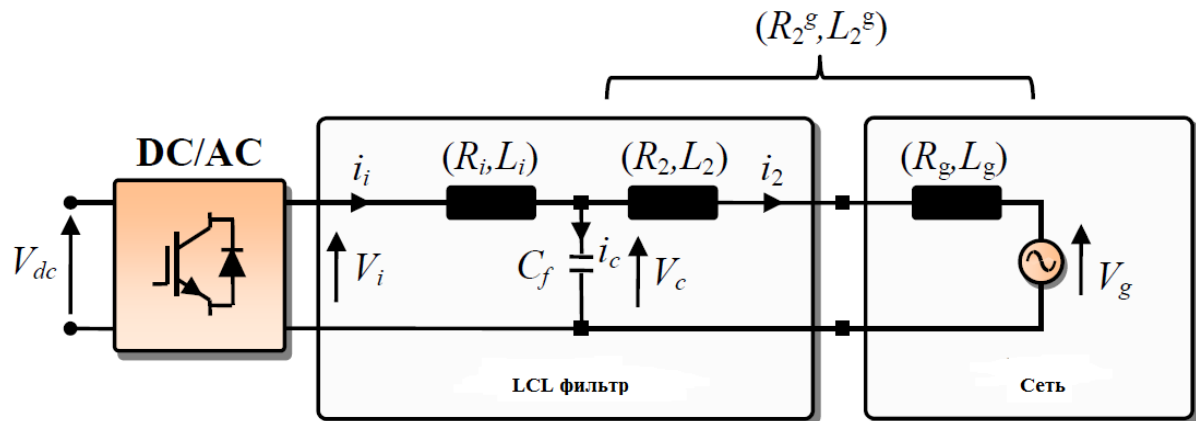


Рисунок 3.2 – Еквівалентна схема включення для однофазної мережі

На рисунку 3.2 представлено еквівалентне однофазне уявлення силового кола з LCL фільтром. Згідно цієї схеми запишемо рівняння для LCL фільтра (3.1 – 3.3) .

$$i_1 = \frac{V_i - V_c}{sL_i + R_i} \quad (3.1)$$

$$i_2 = \frac{V_c - V_g}{sL_2^g + R_2^g} \quad (3.2)$$

$$V_c = \frac{i_c}{sC_f} \quad (3.3)$$

На основі рівнянь 3.1 – 3.3 блок-схема LCL фільтра наведена на рис. 1с. Як показано на цьому рисунку, передатна функція LCL фільтра є відношенням між вихідним струмом i_2 і вхідними напругами V_i і V_g . Перша передатна функція виходить шляхом встановлення входу V_g рівним нулю. У той час як друга передатна функція виходить шляхом встановлення входу V_i рівним нулю. Відповідно до рівнянь 3.1 - 3.3, запишемо передавальні функції фільтра (3.4 та 3.5).

$$F_1 = \left. \frac{i_2}{V_i} \right|_{V_g=0} = \frac{1}{C_f L_2^g L_i s^3 + s^2 C_f (L_2^g R_i + L_i R_2^g) + s(C_f R_2^g R_i + L_i + L_2^g) + R_2^g + R_i} \quad (3.4)$$

$$F_2 = \frac{i_2}{V_g} \Big|_{V_i=0} = \frac{-(1 + s^2 C_f L_i + s C_f R_i)}{C_f L_2^g L_i s^3 + s^2 C_f (L_2^g R_i + L_i R_2^g) + s(C_f R_2^g R_i + L_i + L_2^g) + R_2^g + R_i} \quad (3.5)$$

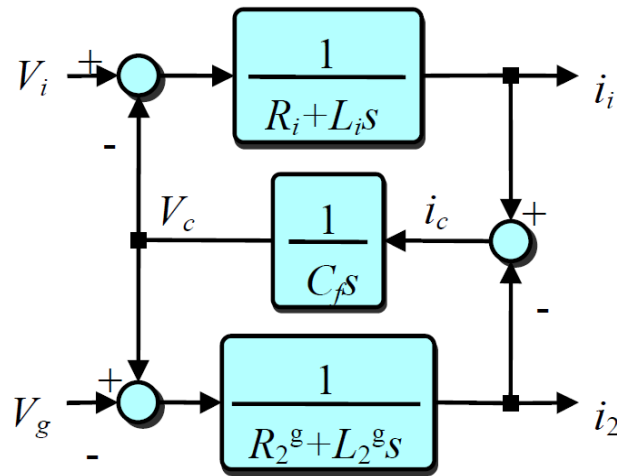


Рисунок 3.3 – Блок-схема LCL фільтра

На підставі виразів (3.4) та (3.5) запишемо узагальнену передатну функцію для LCL фільтра (3.6).

$$i_2 = \frac{V_i + V_g(1 + s^2 C_f L_i + s C_f R_i)}{C_f L_2^g L_i s^3 + s^2 C_f (L_2^g R_i + L_i R_2^g) + s(C_f R_2^g R_i + L_i + L_2^g) + R_2^g + R_i} \quad (3.6)$$

Основне застосування LCL фільтра – зменшити рівень вищих гармонік, викликаних частотою комутації силових ключів. На рис. 3.4 показано еквівалентне однофазне уявлення силового кола LCL фільтра для n -гармоніки, що нехтує ефектом резисторів, та враховуючи, що напруга в мережі є ідеальним джерелом напруги синусоїдальної хвилі. V_n і i_n – відповідно n -гармонічні складові напруги та струму.

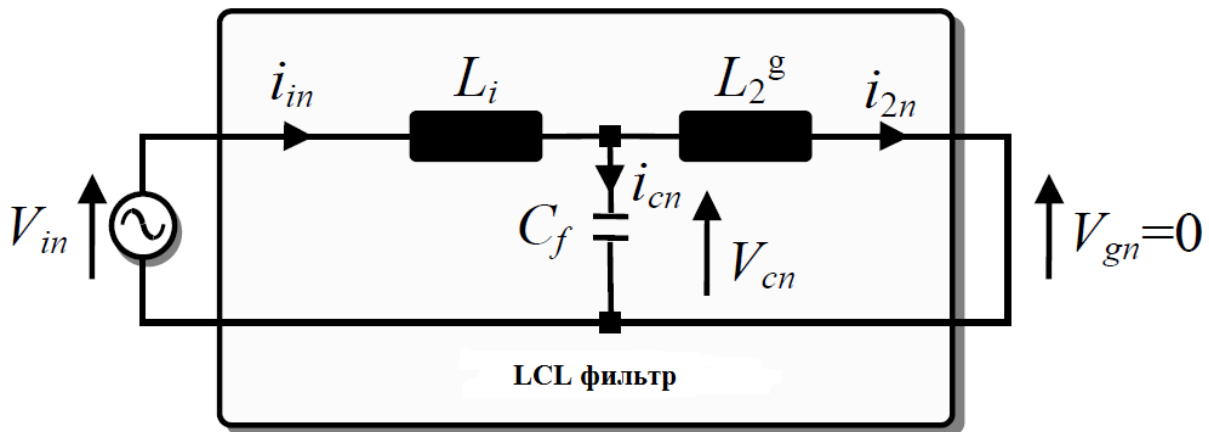


Рисунок 3.4 – Еквівалентна схема LCL фільтра для вищих гармонік

Для n -гармоніки (рис. 3.4) та на основі рівняння (3.6) передатна функція між струмом сітки i_{2n} та напругою V_{in} перетворювача виражається рівнянням (3.7). Згідно з цим рівнянням, резонансна частота LCL фільтра (що відповідає нульовому імпедансу) виражається наступним чином (3.8).

$$H = \frac{i_{2n}}{V_{in}} = \frac{1}{C_f L_2^g L_i s^3 + s(L_i + L_2^g)} \quad (3.7)$$

$$\omega_{res}^2 = (2\pi f_{res})^2 = \frac{L_2^g + L_i}{L_2^g L_i C_f} \quad (3.8)$$

Оскільки резонансна частота LCL фільтра набагато нижча за частоту комутації ключів, прийнято вважати, що імпеданс конденсатора зневажливо малий для частоти комутації. І тут перетворювач бачитиме лише опір індуктивності зі сторони перетворювача [35]. На основі цього наближення та рис. 3.4 передатна функція між струмом перетворювача i_{in} та напругою перетворювача V_{in} може бути апроксимована, як це показано у виразі 3.9 [35]. Відповідно до рівнянь (3.7) і (3.9), передатна функція між струмом сітки i_{2n} і струмом перетворювача i_{in} для високих частот визначається рівнянням (3.10). Для частоти комутації вираз 3.10 перетворюється на вираз (3.11). З виразу 3.11 отримуємо такі вирази (3.12 і 3.13), які необхідні розрахунку LCL фільтра.

$$\frac{i_{in}}{V_{in}} = \frac{1}{sL_i} \quad (3.9)$$

$$\frac{i_{2n}}{i_{in}} = \frac{i_{2n}}{V_{in}} \frac{V_{in}}{i_{in}} = \frac{L_i}{C_f L_2^g L_i s^2 + (L_i + L_2^g)} \quad (3.10)$$

$$\left| \frac{i_{2s\omega}}{i_{is\omega}} \right| = \frac{Z_{LC}^2}{|\omega_{res}^2 - \omega_{s\omega}^2|} \quad (3.11)$$

$$Z_{LC}^2 = \frac{1}{L_2^g C_f} \quad (3.12)$$

$$\omega_{s\omega}^2 = (2\pi f_{s\omega})^2 \quad (3.13)$$

3.2 Методика проєктування LCL фільтра

Методика проєктування LCL фільтра призначена для задоволення вимог щодо ефективного згасання гармонічних складових струму вищого ладу з боку мережі.

Для розрахунку необхідний наступний набір даних:

- лінійна середньоквадратична напруга мережі U_g ;
- номінальна активна потужність системи P ;
- номінальна частота напруги f_g ;
- Частота перемикання перетворювача f_{sw} ;
- Струм насичення індуктивностей (дроселів) LCL фільтра I_{sat} .

Обчислення параметрів LCL фільтра виконуємо відповідно до наступних кроків.

3.2.1. Умови резонансу

Відповідно до рівняння (3.8) резонансна частота f_{res} залежить від :

- індуктивностей фільтра L_i та L_2 ;
- індуктивності мережі L_g ;
- конденсатора фільтра C_f .

Індуктивності фільтра (дроселі або реактори) вважатимуться постійними, оскільки їх відповідний струм насичення не перевищений. Однак, індуктивність

мережі L_g може мати великий набір значень. На підставі [17-20] відношення R_g/X_g змінюється в залежності від конфігурації мережі (лінії низької, середньої або високої напруги, довжина дроту тощо) та умов жорсткості мережі. Також сюди слід зарахувати втрати на трансформаторі.

Місткість конденсатора має невелику похибку, яка зазвичай коливається між 5%. Діапазон зміни резонансної частоти визначається виразом (3.14), оскільки резонансна частота є функцією, що зменшується як для змінних L_g , так і для C_f :

$$f_{resmin} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_2 + L_{gmax} + L_i}{(L_2 + L_{gmax})L_i C_{fmax}}} \leq f_{res}(L_g, C_f) \leq f_{resmax} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_2 + L_{gmin} + L_i}{(L_2 + L_{gmin})L_i C_{fmin}}} \quad (3.14)$$

З іншого боку, щоб уникнути резонансних проблем частота резонансу f_{res} повинна бути більшою, ніж у 10 разів частоти мережі f_g і менше половини частоти комутації f_{sw} [9]. Тому, щоб уникнути резонансних проблем через великі зміни імпедансу мережі, необхідно перевірити рівняння (3.15):

$$10f_g \leq f_{resmin} \leq f_{res}(L_g, C_f) \leq f_{resmax} \leq f_{sw}/2 \quad (3.15)$$

Відповідно до [31], під час роботи регуляторів із зворотним зв'язком по струму мережі, можна визначити дві критичні частоти f_{cmin} і f_{cmax} . Перша (f_{cmin}) дорівнює $f_{sw}/6$, а другий (f_{cmax}) дорівнює $f_{sw}/2$. Найкраще управління може бути досягнуто, якщо резонансна частота f_{res} знаходиться всередині інтервалу $[f_{cmin}, f_{cmax}]$, як показано в рівнянні (3.16):

$$f_{cmin} = \frac{f_{sw}}{6} < f_{res}(L_g, C_f) < f_{cmax} = \frac{f_{sw}}{2} \quad (3.16)$$

Отже, для регулювання струму на стороні мережі діапазон зміни f_{res} повинен бути поміщений у стабільну область, як показано в рівнянні (3.17), яке виводиться з (3.15) та (3.16):

$$10f_g \leq f_{cmin} < f_{resmin} \leq f_{res}(L_g, C_f) \leq f_{resmax} < f_{cmax} = \frac{f_{sw}}{2} \quad (3.17)$$

3.2.2. Максимальне значення сумарної індуктивності

Сума індуктивностей LCL фільтра має бути якнайменше. Це зменшує втрати та напруги у фільтрі. Це покращує швидкість та динаміку системи. Для цього сума індуктивностей має бути нижчою за 10% від базового значення індуктивності (3.18). L_{TBase} є базовим значенням загального значення індуктивності, а Z_{Base} є загальним опором [9]. Отже, максимальне значення повної індуктивності можна описати виразом (3.19).

$$L_{Tmax} = (L_1 + L_2)_{max} = 10\%L_{TBase} \quad , \quad (3.18)$$

де

$$L_{TBase} = \frac{Z_{Base}}{2\pi f_g} ;$$

$$Z_{Base} = \frac{U_g^2}{P} .$$

$$L_{Tmax} = 10\% \frac{U_g^2}{2\pi f_g P} \quad (3.19)$$

3.2.3. Мінімальна напруга у ланці постійного струму

Для основних сигналів LCL фільтр може бути наближений до індуктивності зі значенням L_T , що дорівнює сумі двох значень індуктивності L_1 L_2 . Це пов'язано головним чином з тим, що фільтр LCL сконструйований таким чином, що конденсатор має значення імпедансу для основних сигналів. Ґрунтуючись на рис. 3.2 та нехтуючи впливом різних резисторів, залежність між перетворювачем та напругою мережі може бути виражена наступним чином

$$\underline{V}_i = \underline{V}_g + jL_T\omega_g \underline{i}_2 \quad (3.20)$$

Для випадку просторової векторної модуляції необхідна мінімальна напруга ланки постійного струму V_{dcmin} обчислюється відповідно до рівняння (3.21):

$$V_{dcmin} = \sqrt{3}V_{imax} \quad (3.21)$$

де

$$V_{i\max} = \sqrt{V_{g\max}^2 + (L_{T\max}\omega_g I_{2\max})^2} ;$$

$$I_{2\max} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{P}{U_g} .$$

3.2.4. Максимальна ємність конденсатора LCL фільтра

Конденсатор LCL фільтра повинен бути таким, щоб його споживання реактивної потужності було менше % від номінальної потужності P , як показано у виразі (3.22) [36-38]. У цьому рівнянні Q_c позначає реактивну потужність, що споживається конденсатором, що фільтрує, а λ - позитивний коефіцієнт, обраний в цілому рівним або меншим, ніж 5% [36-38]. Згідно з виразами (3.22) і (3.23) максимальне значення ємності конденсатора, що фільтрує, може бути виражено наступним чином (3.24).

$$|Q_c| \leq \lambda \% |P| \quad (3.22)$$

$$Q_c = -U_g^2 C_f \omega_g \quad (3.23)$$

$$C_{f\max} = 5\% \frac{P}{2\pi f_g U_g^2} \quad (3.24)$$

3.2.5. Індуктивність з боку перетворювача

Індуктивність з боку перетворювача спеціально розроблена зменшення пульсації струму перетворювача. Ці пульсації струму викликані імпульсною напругою, що генерується перетворювачем. Під час операції перемикавання найгірший випадок, що призводить до максимальної пульсації струму перетворювача, виходить, коли напруга, яка прикладена до перетворювача, змінюється від $V_{dc}/3$ до $V_{dc}/3$ [35]. Для розрахунку мінімальної індуктивності з боку перетворювача з урахуванням пульсацій струму використовують такі вирази (3.25 – 3.28).

$$\Delta i_{\max} = \frac{V_{dc}}{6L_i f_{sw}} \quad (3.25)$$

$$L_{imin} = \frac{V_{dc}}{6f_{sw}\Delta i_{max}} \quad (3.26)$$

$$\left| I_{imax} + \frac{\Delta i_{max}}{2} \right| < I_{sat} , \quad (3.27)$$

де

$$I_{imax} = I_{2max} \quad (\text{Для вищих гармонік})$$

$$L_{imin} > \frac{V_{dc}}{12f_{sw}(I_{sat} - I_{imax})} \quad (3.28)$$

3.2.6. Індуктивність з боку мережі

Індуктивність з боку мережі призначена для обмеження гармонік струму мережі відповідно до стандартів та вимог до якості мережі. Відповідно до стандарту IEEE 519-1992 значення КГС (коефіцієнта гармонійних спотворень) в мережі має бути меншим за 5% [39]. Співвідношення між індуктивностями фільтра визначається виразом (3.29).

$$L_2 = aL_i \quad (3.29)$$

де

$$0 \leq a \leq a_{max} \quad \text{та} \quad a_{max} = \frac{L_{Tmax}}{L_i} - 1$$

Також для розрахунку індуктивності з боку мережі вводиться коефіцієнт загасання гармонік δ . Вираз для розрахунку δ наведено нижче (3.30). Припускаючи, що індуктивність мережі живлення дорівнює 0, можна вивести вираз для розрахунку індуктивності L_2 LCL фільтра (3.31).

$$\delta = \left| \frac{i_{2s\omega}}{i_{is\omega}} \right| = \frac{1}{\left| 1 + a(1 - L_i C_f \omega_{sw}^2) \right|} \quad (3.30)$$

де

$$a = \frac{1 + \delta}{\delta a_1} ;$$

$$a_1 = L_i C_f \omega_{sw}^2 - 1$$

$$L_2 = aL_i = \frac{L_i(1 + \delta)}{\delta a_1} \quad (3.31)$$

3.3 Приклад розрахунку LCL фільтра

У цьому підрозділі застосуємо вищеописану методику проектування LCL фільтра.

Вихідні дані для розрахунку згідно з технічним завданням.

Напруга мережі $U_g - 380$ В ;

Частота мережі живлення $f_g - 50$ Гц;

Потужність встановлення $P - 5$ кВт;

Частота комутації $f_{sw} - 10$ кГц;

Напруга ЛПТ $V_{dc} - 600$ В ;

Індуктивність мережі $L_{gmin} = 0$ та $L_{gmax} = 13$ мГн.

Максимальне значення загальної індуктивності L_{Tmax}

Згідно з виразом (3.19) максимальне значення повної індуктивності L_{Tmax} дорівнює

$$0,1 \cdot 380^2 / (2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 5 \cdot 10^3) = 9,20 \text{ мГн.}$$

Максимальне значення конденсатора LCL фільтра C_{fmax}

Відповідно до виразу (3.24) максимальне значення ємності конденсатора фільтра C_{fmax} дорівнює

$$0,05 \cdot 5 \cdot 10^3 / (2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 380^2) = 5,5 \text{ мкФ.}$$

Розрахунок індуктивності з боку перетворювача

Струм насичення дроселів приймемо рівним $I_{sat} 17$ А , а максимальний струм перетворювача I_{imax} дорівнює 13 А. Таким чином максимальні пульсації струму перетворювача i_{max} дорівнює 4 А.

З рівняння (3.28) розрахуємо значення індуктивності.

$$L_{min} = 600 / (12 \cdot 10^4 \cdot (17-13)) = 1,25 \text{ мГн.}$$

Для індуктивності на стороні перетворювача вибирається значення 4 мГн, що становить 43% загального значення індуктивності LCL фільтра.

Розрахунок індуктивності з боку мережі

Вибирається коефіцієнт ослаблення гармонік струму 7%. Потім обчислюється значення $a = 0,178$ на основі виразу (3.30). Відповідно до виразу (3.29) значення індуктивності на стороні мережі становить 1 мГн, що становить 11% загального значення індуктивності LCL фільтра.

Частота резонансу

Виконуємо перевірку на частоту резонансу згідно з виразом (3.17).

Резонансна частота виділена напівжирним зображенням.

$$500 \text{ Гц} \leq 1,667 \text{ Гц} \leq 1889 \text{ Гц} \leq \mathbf{2400 \text{ Гц}} \leq 2470 \text{ Гц} \leq 5000 \text{ Гц}$$

Отже, для вибраних параметрів LCL фільтра резонансна частота розміщена у стійкій області, де не потрібно додаткового демпфування.

ВИСНОВКИ

Сучасні вимоги до якості електроенергії вимагають забезпечення гармонічних спотворень струму та напруги на рівні не вище 5%.

В рамках кваліфікаційної роботи розглянуто проблему забезпечення якості електроенергії. Виявлено, що основною причиною погіршення якості електроенергії є нелінійні навантаження, створювані різного роду споживачами.

Для захисту від спотворень форми струму та напруги, викликаних наявністю в мережі нелінійних навантажень, використовуються пасивні фільтри та активні фільтри. Завдяки доступності силових модулів та цифрових процесорів сигналу перетворили активний фільтр на практичне вирішення проблеми погіршення якості електроенергії.

У роботі проведено моделювання пристрою компенсації разом із нелінійним навантаженням. Отримано модель пристрою, рівень деталізації якої дозволяє змінювати в широких межах (від ідеального випадку до врахування характеристик мікроконтролера та елементів пристрою).

Для розрахунку в проекті обрано LCL-фільтр, завдання якого полягає у фільтрації частоти комутації силових ключів активного фільтра.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Akagi H. Active harmonic filters. Proc.of the IEEE, 2005, 93, No 12, 2128-2141
2. Лозина Н.Г. Подавление высших гармоник в схемах передач постоянного тока с применением активных фильтров: учеб. пособие/Н.Г. Лозина, М.И. Мазуров, А.В. Николаев.–М.: Электрические станции, 2005.–12с.
3. Жежеленко И.В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промпредприятий / И.В. Жежеленко. – М.: Энергоатомиздат, 2000. – 331 с.
4. Akagi H. Modern active filters and traditional passive filters. BULLETIN OF THE POLISH ACADEMY OF SCIENCES TECHNICAL SCIENCES Vol. 54, No. 3, 2006^[1]_{SEP}
5. В. П. Дьяконов Matlab 6.5 SP1/7+ Simulink 5/6. Основы применения. Серия «Библиотека профессионала».- М.: СОЛОН- Пресс, 2005.- 800 с.: ил.
6. Akagi H. Instantaneous power theory and applications to power
7. conditioning / H. Akagi, E.H. Watanabe, M. Aredes. – Wiley-IEEE Press, 2007. – 379p.
8. И. Е. Ануфриев, «MATLAB 7», СПб.: БХВ-Петербург, 2005 г.
9. Cao, W.; Liu, K.; Ji, Y.; Wang, Y.; Zhao, J. Design of a Four-Branch LCL-Type Grid-Connecting Interface for a Three-Phase, Four-Leg Active Power Filter. Energies 2015, 8, 1606–1627. [CrossRef]
10. Liserre, M.; Blaabjerg, F.; Hansen, S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier.IEEE Trans. Ind. Appl. 2005, 41, 1281–1291. [CrossRef]
11. Popescu, M.; Bitoleanu, A.; Preda, A. A new design method of an LCL filter in active dc-traction substations.In Proceedings of the 2016 IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference, Varna, Bulgaria, 25–28 September 2016; pp. 876–881.
12. Park, M.; Chi, M.; Park, J.; Kim, H.; Chun, T.; Nho, E. LCL-filter design for grid connected PCS using total harmonic distortion and ripple attenuation factor. In Proceedings of the 2010 IEEE International Conference on Power Electronics Conference, Sapporo, Japan, 21–24 June 2010; pp. 1688–1694.

13. Wu, Z.; Aldeen, M.; Saha, S. A novel optimization method for the design of LCL filters for three-phase grid-tied inverters. In Proceedings of the 2016 IEEE Innovative Smart Grid Technologies, Melbourne, Australia, 28 November–1 December 2016; pp. 214–220.
14. Tang, Y.; Yao, W.; Loh, P.C.; Blaabjerg, F. Design of LCL filters with LCL resonance frequencies beyond the nyquist frequency for grid-connected converters. *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.* 2016, 4, 3–14. [CrossRef]
15. Yanga, J.; Lee, F.C. LCL filter design and inductor current ripple analysis for a three-level NPC grid interface converter. *IEEE Trans. Power. Electron.* 2015, 30, 4659–4668.
16. Jayalath, S.; Hanif, M. Generalized LCL-Filter Design Algorithm for Grid-connected Voltage Source Inverter. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2017, 64, 1905–1915. [CrossRef]
17. Park, K.B.; Kieferndorf, F.; Drofenik, U.; Pettersson, S.; Canales, F. Weight Minimization of LCL Filters for High Power Converters. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 2017. [CrossRef]
18. Pan, D.; Ruan, X.; Bao, C.; Li, W.; Wang, X. Optimized controller design for LCL-type grid-connected inverter to achieve high robustness against grid-impedance variation. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2014, 62, 1537–1547.
19. Klaus, H.; Klaus-Dieter, D. *Elektrische Energieversorgung*, 3rd ed.; Vieweg: Braunschweig, Germany, 2010.
20. Xu, J.; Xie, S.; Tang, T. Improved control strategy with grid-voltage feedforward for LCL-filter-based inverter connected to weak grid. *IET Power Electron.* 2014, 7, 2660–2671. [CrossRef]
21. He, J.; Wei Li, Y.; Bosnjak, D.; Harris, B. Investigation and active damping of multiple resonances in a parallel-inverter-based microgrid. *IEEE Trans. Power Electron.* 2012, 28, 234–246. [CrossRef]
22. Cehn, C.; Xiong, J.; Lei, J.; Zhang, K. Time delay compensation method based on area equivalence for active damping of LCL-type converter. *IEEE Trans. Power Electron.* 2016, 32, 762–772.

23. Wang, X.; Blaabjerg, F.; Chiang Loh, P. Grid-current-feedback active damping for LCL resonance in grid-connected voltage-source converters. *IEEE Trans. Power Electron.* 2016, 31, 213–223. [CrossRef]
24. Yao, W.; Yang, Y.; Xiaobin, Z.; Blaabjerg, F.; Loh, P.C. Design and Analysis of Robust Active Damping for LCL Filters Using Digital Notch Filters. *IEEE Trans. Power Electron.* 2017, 32, 2360–2375. [CrossRef]
25. Ben Said-Romdhane, M.; Naouar, M.W.; Slama-Blkhodja, I.; Monmasson, E. Robust Active Damping Methods for LCL Filter Based Grid Connected Converters. *IEEE Trans. Power Electron.* 2016. [CrossRef]
26. Lorzadeh, I.; AskarianAbyaneh, H.; Savaghebi, M.; Bakhshai, A.; Guerrero, J.M. Capacitor Current Feedback-Based Active Resonance Damping Strategies for Digitally-Controlled Inductive-Capacitive-Inductive-Filtered Grid-Connected Inverters. *Energies* 2017, 9, 642. [CrossRef]
27. Xin, Z.; Ching, P.; Wang, X.; Blaabjerg, F.; Tang, Y. Highly accurate derivatives for LCL-filtered grid converter with capacitor voltage active damping. *IEEE Trans. Power Electron.* 2016, 31, 3612–3625. [CrossRef]
28. Hyo-Min, A.; Chang-Yeol, O.; Won-Yong, S.; Jung-Hoon, A.; Byoung-Kuk, L. Analysis and design of LCL filter with passive damping circuits for three-phase grid-connected inverters. In *Proceedings of the 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, Seoul, Korea, 1–5 June 2015; pp. 652–658.
29. Xiongfei, W.; Beres, R.; Blaabjerg, F.; Poh, C. Passivity-based design of passive damping for LCL-filtered voltage source converters. In *Proceedings of the 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Montreal, QC, Canada, 20–24 September 2015; pp. 3718–3725.
30. Beres, R.N.; Wang, X.; Blaabjerg, F.; Liserre, M.; Bak, C.L. Optimal Design of High-Order Passive-Damped Filters for Grid-Connected Applications. *IEEE Trans. Power Electron.* 2016, 31, 2083–2098. [CrossRef]

31. Beres, R.N.; Wang, X.; Blaaberj, F.; Liserre, M.; Bak, C.L. Optimal design of High-order passive-damped filters for grid-connected applications. *IEEE Trans. Power Electron.* 2016, 31, 2083–2098. [CrossRef]
32. Parker, S.G.; McGrath, B.P.; Holmes, D.G. Regions of active damping control for LCL filters. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 2014, 50, 424–432. [CrossRef]
33. Yi, T.; Changwoo, Y.; Rongwu, Z.; Blaabjerg, F. Generalized stability regions of current control for LCL-filtered grid-connected converters without passive or active damping. In *Proceedings of the 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Montreal, QC, Canada, 20–24 September 2015*; pp. 2040–2047.
34. Jianguo, W.; Jiu, D.Y.; Lin, J.; Jiyan, Z. Delay-dependent stability of single-loop controlled grid-connected inverters with LCL filters. *IEEE Trans. Power Electron.* 2016, 31, 743–757.
35. Gohil, G.; Bede, L.; Teodorescu, R.; Kerekes, T.; Blaabjerg, F. Line Filter Design of Parallel Inverleaved VSCs for High-Power Wind Energy Conversion Systems. *IEEE Trans. Power Electron.* 2015, 30, 6775–6790. [CrossRef]
36. Rockhill, A.A.; Liserre, M.; Teodorescu, R.; Rodriguez, P. Grid-Filter Design for a Multimegawatt Medium-Voltage Voltage-Source Inverter. *IEEE Trans. Power Electron.* 2011, 58, 1205–1216. [CrossRef]
37. Ben Said-Romdhane, M.; Naouar, M.W.; Slama, Belkhdja, I.; Monmasson, E. Simple and systematic LCL filter design for three-phase grid-connected power converters. *Math. Comput. Simul.* 2016, 130, 181–193.
38. Ren, B.; Sun, X.; An, S.; Cao, X.; Zhang, Q. Analysis and Design of an LCL Filter for the Three-level Grid-connected Inverter. In *Proceedings of the 7th International Conference on Power Electronics and Motion Control, Harbin, China, 2–5 June 2012*; pp. 2023–2027.
39. Sanatkar-Chayjani, M.; Monfared, M. Design of LCL and LLCL filters for single-phase grid connected converters. *IET Power Electron.* 2016, 9, 1971–1978.
40. 519-1992-IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems; The Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.: New York, NY, USA, 1993