DOI 10.31891/2307-5732-2022-309-3-119-124
УДК 621.316.7

БУРБЕЛО М. Й.
Вінницький національний технічний університет
https://orcid.org/0000-0002-4510-2911
e-mail: burbelomj@gmail.com
ЛЕБЕДЬ Д. Ю.
Вінницький національний технічний університет
https://orcid.org/0000-0001-7482-9741
e-mail: 4e15b.lebyd@gmail.com
ЛЕЩЕНКО О. Р.
Вінницький національний технічний університет
e-mail: sasha.leshchenko@gmail.com

ОПТИМІЗАЦІЯ ЧАСУ ЗАРЯДУ/РОЗРЯДУ КОНДЕНСАТОРІВ АКТИВНОГО ФІЛЬТРА ПІД ЧАС КОЛИВАНЬ НАПРУГИ

Розроблено регулятор напруги на конденсаторах для схеми керування паралельним активним фільтром на основі dq-теорії з блоком ковзного усереднення струму в колі керування струмом i_d. Він містить блок затримки, цифровий фільтр нижніх частот першого порядку FIR або IIR (в залежності від варіанту розглянутої схеми) та блок «sgn», що стабілізує вихідний сигнал. Схему керування напругою на конденсаторі можливо реалізувати повністю в цифровому варіанті обробки сигналу та використовувати замість аналогового PID регулятора, що набагато ефективніше за необхідності адаптації схеми до режиму навантажень. Більшість аналогових фільтрів страждають від фазових спотворення, коли сигнали на різних частотах затримуються на різну величину. Хоча це все ще присутнє в цифрових IIR-фільтрах. FIR-фільтри зазвичай розроблені як «лінійна фаза»; це означає, що фільтр не має фазових спотворень. Фазові спотворення виникають через те, що сигнали різної частоти затримуються по-різному при перетині фільтра. Для IIR фільтрів необхідно введення додаткового коефіцієнта, який буде регулювати групову затримку, протягом якої фільтр затримуватиме сигнал певної частоти. Якщо ви робите те ж саме для FIR-фільтра, ви побачите пряму горизонтальну лінію, це означає, що всі сигнали затримуються на однакову величину, що добре та забезпечить кращу якість сигналу. Блок «sgn» не впливає на процес підтримання напруги на конденсаторах та швидкість перехідних процесів, його роль полягає у посиленні компенсаційної здатності регулятора напруги за допомогою фільтрації цифрового сигналу. Вибраний фільтр, за допомогою автоматичної стабілізації напруги на конденсаторі забезпечує стабільний процес заряду/розряду конденсатора і високий рівень компенсації вищих гармонік без значної додаткової генерації активної потужності в мережу. При використанні в контексті аналогових систем реального часу цифровий фільтр іноді має проблематичну затримку (різниця в часі між входом і виходом), що пов'язано з аналого-цифровим та цифро-аналоговим перетворенням та згладжуванням. Показано, що за допомогою оптимізації часу заряду/розряду конденсатора силового активного фільтра можна досягти мінімальної тривалості перехідного процесу за мінімальних значень гармонічних спотворень.

Ключові слова: електрична мережа, вищі гармоніки, реактивна потужність, силовий активний фільтр, регулятор напруги, блок затримки, цифровий фільтр.

Mykhailo BURBELO, Denys LEBED, Oleksandr LESHCHENKO
Vinnytsia National Technical University

OPTIMIZATION OF CHARGE / DISCHARGE TIME OF ACTIVE FILTER CAPACITORS DURING VOLTAGE FLUCTUATIONS

A voltage regulator on capacitors has been developed for the control circuit of a parallel active filter based on dq-theory with a block of sliding averaging current in the current control circuit i_d. It contains a delay unit, a digital low-pass filter of the first order FIR or IIR (depending on the variant of the considered scheme) and the unit "sgn", which stabilizes the output signal. The voltage control circuit on the capacitor can be implemented entirely in digital signal processing and used instead of the analog PID controller, which is much more effective if you need to adapt the circuit to the load mode. Most analog filters suffer from phase distortion when signals at different frequencies are delayed by different amounts. Although it is still present in digital IIR filters. FIR filters are usually designed as a "linear phase", which means that the filter has no phase distortion. Phase distortions occur due to the fact that signals of different frequencies are delayed differently when crossing the filter. For IIR filters, it is necessary to enter an additional factor that will regulate the group delay, during which the filter will delay the signal of a certain frequency. If you do the same for the FIR filter, you will see a straight horizontal line, which means that all signals are delayed by the same amount, which is good and will provide better signal quality. The unit "sgn" does not affect the process of maintaining the voltage on the capacitors and the speed of transients, its role is to enhance the compensatory capacity of the voltage regulator by filtering the digital signal. The selected filter, by automatically stabilizing the voltage on the capacitor provides a stable charge / discharge process of the capacitor and a high level of compensation of higher harmonics without significant additional generation of active power in the network. When used in the context of real-time analog systems, the digital filter sometimes has a problematic delay (input-output time difference) due to analog-to-digital and digital-to-analog conversion and smoothing. It is shown that by optimizing the charge / discharge time of the capacitor of the power active filter it is possible to achieve the minimum duration of the transient process with the minimum values of harmonic distortions.

Keywords: electric network, higher harmonics, reactive power, active power filter, voltage regulator, delay unit, digital filter.

Постановка проблеми у загальному вигляді та її зв'язок із важливими науковими чи практичними завданнями

Впровадження напівпровідникової техніки в електроенергетику загострило проблему якості електричної енергії у зв'язку зі збільшенням вищих гармонік струму і напруги. Такі пристрої, як тиристорні регулятори напруги, керовані випрямлячі, перетворювачі частоти і автономні інвертори напруги генерують гармоніки, частоти яких перевищують 1 кГц.

Для покращення показників якості електричної енергії та зменшення впливу вищих гармонік все частіше використовують силові активні фільтри (САФ) [1, 2]. Ефективність роботи САФ за різко змінних навантажень значною частиною визначається автоматичним регулятором підтримання напруги на конденсаторах [3, 4].

В [5] розроблено пристрій регулювання напруги на конденсаторах, в якій поєднуються аналогова та цифрова реалізації.

Формулювання цілей статті

Метою роботи є: покращення якості електроенергії за рахунок підвищення швидкодії пристрою регулювання напруги на конденсаторах активного фільтра з використанням цифрової реалізації.

Результати досліджень

Система керування САФ для компенсації вищих гармонік та реактивної потужності була змодельована в середовищі *Simulink* пакету прикладних програм *Matlab* (рис. 1). Система керування складається з таких блоків: блоків прямого та зворотного перетворення струмів та напруг з системи фазних координат в систему координат миттєвих симетричних складових $abc/\alpha\beta0$ та $\alpha\beta/dq$ [2], блока формування струму компенсації, регулятора напруги на конденсаторах.

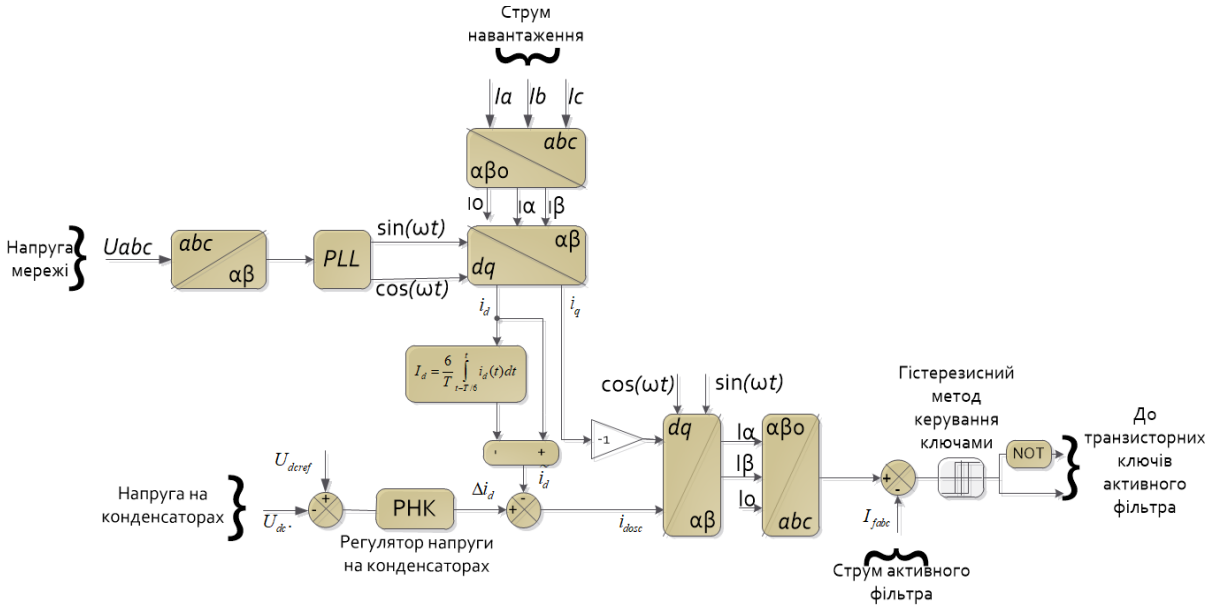

Рис. 1. Функціональна схема системи керування САФ

Для моделювання роботи САФ в режимі компенсації реактивної потужності використана модель з трифазним нелінійним навантаженням і додатковим трифазним навантаженням [6]. Характеристика елементів дослідної моделі: опір системи живлення 18.4+*j*17.1 мОм, опір на стороні постійного струму нелінійного навантаження (випрямляч, схема Ларіонова) – 12+*j*1,256 Ом, опір симетричного трифазного навантаження – 10+*j*10 Ом, опір трифазного накиду навантаження – 5+*j*3 Ом. Індуктивність, яка ввімкнена послідовно з фільтром $L = 2{,}2$ мГн. Два конденсатори, що ввімкнені послідовно та мають параметри: ємність $C = 4000$ мкФ, напруга $u_{dc} = 300$ В, $u_{dcref} = 600$ В. Накид трифазного навантаження відбувається в момент часу 0,06 с, а скид – в момент часу 0,12 с.

На вхід блока зворотного перетворення струмів (рис. 1) поступає сигнал

$$i_{dosc}(t) = \Delta i_d(t) - i_d(t), \tag{1}$$

де $\Delta i_d(t)$ – значення приросту струму $i_d(t)$, що зумовлений відхилення напруги $U_{dc}(t)$ від заданого значення U_{dcref}; $i_d(t)$ – складник пульсацій струму $i_d(t)$.

Визначення складника пульсацій струму здійснюється за допомогою виразу:

$$i_d(t) = i_d(t) - I_d(t), \tag{2}$$

де $I_d = \frac{6}{T}\int_{t-T/6}^{t} i_d(t)dt$ – усереднене значення струму $i_d(t)$.

Для реалізації регулятора напруги, було розглянуто два варіанти схеми керування на базі FIR та IIR фільтрів. Розроблену блок-схему першого варіанта регулятора напруги зображено на рис. 2. В першому варіанті використано елемент затримки, фільтр нижніх частот FIR та блок «sgn». Фільтр нижніх частот FIR (фільтр зі скінченною імпульсною характеристикою) має транспоновану структуру та затримку, яка регулюється під час зростання та спадання сигналу за допомогою дискретного інтегратора часу. Додатковий блок «sgn» використовується для

обмеження вихідного сигналу до одиничної амплітуди та покращення компенсації вищих гармонік.

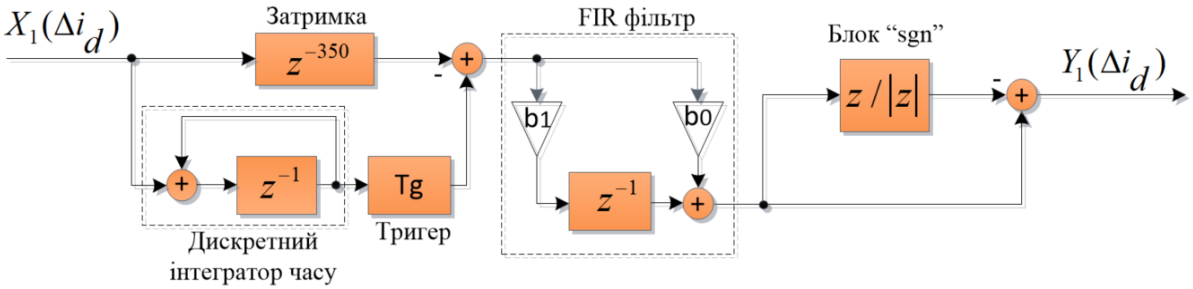

Рис. 2. Блок-схема першого варіанта регулятора напруги

В першому варіанті ефективність роботи регулятора напруги на конденсаторах залежить від налаштувань FIR фільтра. В результаті підбору коефіцієнтів b_0=-0,3 та b_1=1 z – перетворення передаточної функції якого можна подати у вигляді

$$\frac{Y_{FIR}(z)}{X_{FIR}(z)} = \frac{-0,3+z^{-1}}{1} = \frac{-0,3\cdot(z-3,333)}{z}. \quad (3)$$

Швидкодія FIR фільтра є вищою, ніж IIR фільтра, тому він може краще розділяти частоти. Однією з найважливіших особливостей конструкції FIR фільтра є його автономна робота [7].

Передаточну функцію регулятора напруги для першого варіанта можна представити у вигляді

$$\frac{Y_1(z)}{X_1(z)} = \frac{(z-|z|)\cdot(0,3\cdot z-1)\cdot(z^{350}-z+1)}{z^{351}\cdot|z|\cdot(z-1)}. \quad (4)$$

Затримка варіюється в залежності від коефіцієнта передачі фільтра в межах 350 – 260 тактів (що відповідає показнику степені 351 – 261), яка регулюється дискретним інтегратором часу та виконує функцію компенсатора перерегулювань сигналу шляхом зміни кількості тактів затримки. Тригер, що використовується для скидання станів до початкових умов, налаштований на зростаючий або спадний фронт [8].

Інтегратор, який регулює затримку, має нульову передачу на постійному струмі. Його передаточна функція має такий вигляд:

$$\frac{Y_{DTI}(z)}{X_{DTI}(z)} = \frac{1}{z-1} = \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}}. \quad (5)$$

Отже, сигнал на виході інтегратора визначається як сума поточного вихідного сигналу з незначною затримкою та вхідного сигналу на попередньому кроці.

Функцію «sgn» можна представити у такому вигляді:

$$\operatorname{sgn} z = \begin{cases} z/|z|, & z \neq 0; \\ 0, & z = 0. \end{cases} \quad (6)$$

При цьому

$$z/|z| = \cos\varphi + j\sin\varphi = e^{j\varphi}, \quad (7)$$

де $\varphi = arg\, z$ – аргумент комплексного числа z.

Точка z = 0 є точкою розриву першого роду, оскільки межі зліва і справа від нуля дорівнюють, відповідно, +1 та -1. Вираз (7) є одним з можливих узагальнень функції сігнуму на площині комплексних чисел.

При $z \neq 0$ результатом функції $\operatorname{sgn} z$ є точка одиничного кола. Сенс цього узагальнення полягає в тому, щоб за допомогою радіус-вектора одиничної довжини показати напрямок на комплексній площині, що відповідає числу z. Цей напрямок у полярних координатах задає кут φ. Невизначений напрямок, що відповідає числу z = 0, виражається нульовим значенням функції.

На рис. 3 можна побачити результат використання функції «sgn» відносно вхідного сигналу.

У другому варіанті використано фільтр нижніх частот IIR (фільтр із нескінченною імпульсною характеристикою), який скидається по рівню затримки через блок дискретного інтегратора часу. В другому варіанті відмінність регулятора напруги від першого варіанта полягає в IIR фільтрі, який швидше реалізується і запускається, наприклад, у вбудованій системі реального часу.

Для даного IIR фільтра першого порядку була розроблена максимально ефективна структура, яка підтримує одиничну амплітудну характеристику, але з неможливістю підтримувати постійний коефіцієнт підсилення. Тому, для вирішення цієї проблеми було вирішено скидати фільтр по рівню затримки через дискретний часовий інтегратор, який ефективно підтримує коефіцієнт підсилення. В результаті підбору коефіцієнтів $b_1 = 0,75$, $a_0 = 0,75$ та $a_1 = 1$ для z – перетворення, IIR фільтр буде підтримувати одиничну амплітудну характеристику.

$$\frac{Y_{IIR}(z)}{X_{IIR}(z)} = \frac{0,75 + z^{-1}}{1 + 0,75 \cdot z^{-1}} = \frac{(z + 1,333)0,75}{z + 0,75}. \quad (8)$$

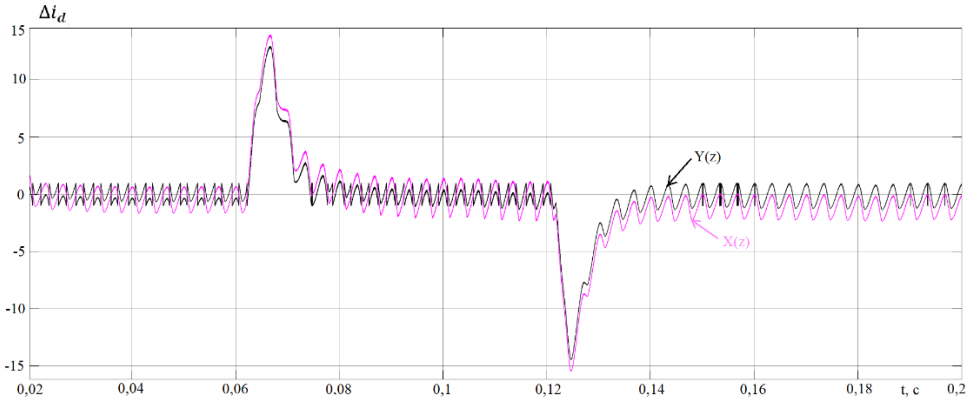

Рис. 3. Графік реакції сигналу Δi_d на роботу блоку «sgn»

Ще один момент, на який слід звернути увагу, що для IIR фільтрів вищого порядку характерна нестійка робота системи, тоді як FIR фільтри завжди стабільні. IIR фільтри мультифункціональні та мають параметри, які можна змінювати, щоб швидко змінити характеристики фільтра.

Імпульсна характеристика IIR фільтра є загасаючою експонентою. Рівняння IIR фільтра першого порядку можна записати у вигляді z-перетворення

$$\overline{y}_{IIR}[z] = (1-\gamma) \cdot \overline{x_{IIR}}[z] + \gamma \cdot z^{-1} \cdot \overline{y}_{IIR} \cdot [z]. \quad (9)$$

де $0 \le \gamma < 1$.

Перегрупуємо, щоб отримати передаточну функцію

$$G(z) = \frac{\overline{y_{IIR}}(z)}{\overline{x_{IIR}}(z)} = \frac{1-\gamma}{1-\gamma \cdot z^{-1}}. \quad (10)$$

IIR фільтр має структуру прямої форми II та потребує лише N одиниць затримки, де N є порядком фільтра – потенційно вдвічі меншим, ніж для прямої форми I. Цю структуру отримують шляхом зміни порядку чисельника та знаменника прямої форми I, оскільки вони насправді є двома лінійними системами, і застосовується властивість комутативності. Блок-схему другого варіанта регулятора напруги показано на рис. 4.

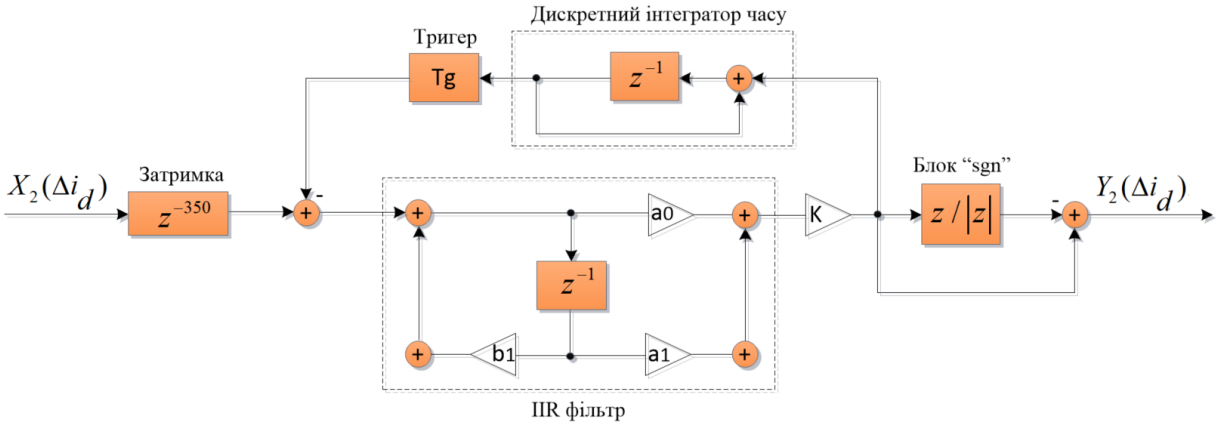

Рис. 4. Блок-схема другого варіанта регулятора напруги

Передаточну функцію замкненого контуру регулятора напруги з IIR фільтром в z – перетворенні можна представити у вигляді

$$\frac{Y_2(z)}{X_2(z)} = -\frac{56 \cdot |z| - 56 \cdot z + 21 \cdot z^2 \cdot |z| + 14 \cdot z^2 - 21 \cdot z^3 - 14 \cdot z \cdot |z|}{z^{350} \cdot |z| \cdot (10 \cdot z - 40 \cdot z^2 + 30)}. \quad (11)$$

Після дослідження першого та другого варіантів схеми керування регулятора напруги на конденсаторах експериментально встановлено можливість регулювання коефіцієнта підсилення IIR фільтра та постійний коефіцієнт передачі FIR фільтра в межах 0,75 – 0,85 [9]. Це дозволяє ефективно компенсувати вищі гармоніки та забезпечувати мінімальне перерегулювання навантаження під час перехідного процесу (рис. 5).

Активний фільтр працює в режимі компенсації реактивної потужності та вищих гармонік. При переведенні його в режим лише компенсації вищих гармонік відбувається значне зростання компенсаційної

здатності в порівнянні з попереднім режимом.

Для побудови графіків залежності зміни основних параметрів системи від часу моделювання потрібно: визначити активну і реактивну потужність, струм мережі та середньоквадратичне відхилення активної та реактивної потужності, яке можна знайти через їх ефективне значення на періоді.

$$P_e = \sqrt{\frac{1}{T}\cdot\int_0^T p^2(t)dt};\ \ Q_e = \sqrt{\frac{1}{T}\cdot\int_0^T q^2(t)dt}\ . \tag{12}$$

Щоб оцінити загальний рівень пульсацій потрібно знайти середньоквадратичні відхилення за допомогою виразу.

$$\sigma_p = \sqrt{P_e^2 - P^2};\ \ \sigma_q = \sqrt{Q_e^2 - Q^2}\ . \tag{13}$$

Ефективний період перехідного процесу є мінімальним для забезпечення максимальної швидкодії під час коливань напруги. Графіки для кожного з варіантів ідентичні з похибкою менше 1%.

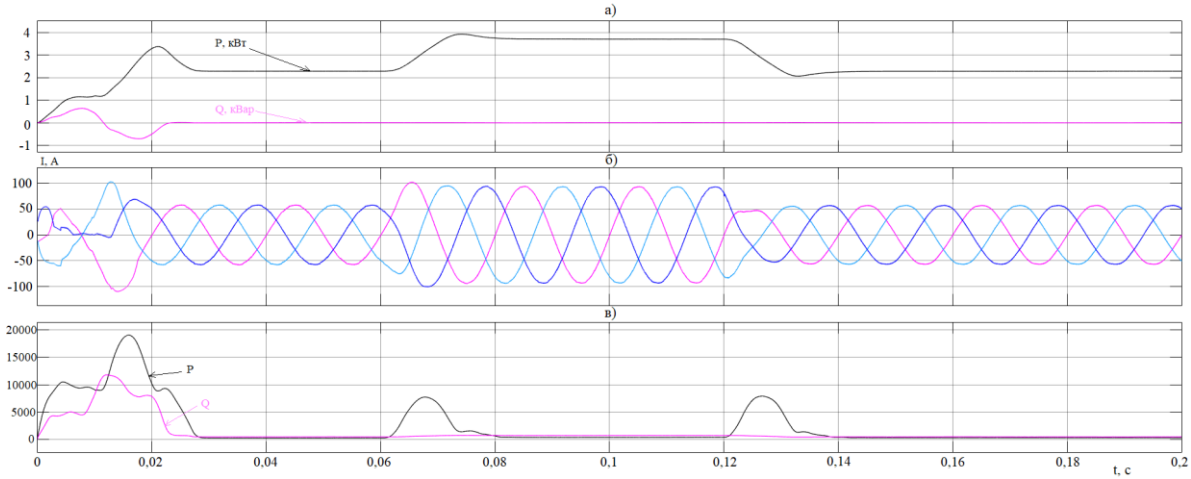

Рис. 5. Графіки зміни параметрів електричної мережі: а) дійсна активна та реактивна потужності після компенсації; б) струм мережі після компенсації вищих гармонік; в) середньоквадратичні відхилення активної та реактивної потужності під час зміни навантаження

Графік зміни напруги на конденсаторі на рисунку 6 однаковий для двох варіантів. З рисунку 6 можна зробити висновок про високу швидкодію регулятора напруги при мінімальних коливаннях напруги на конденсаторі. Глибина провалу напруги на конденсаторі визначається ємністю конденсатора та може бути зменшена збільшенням ємності конденсатора, але за рахунок зменшення швидкодії та зростання похибки.

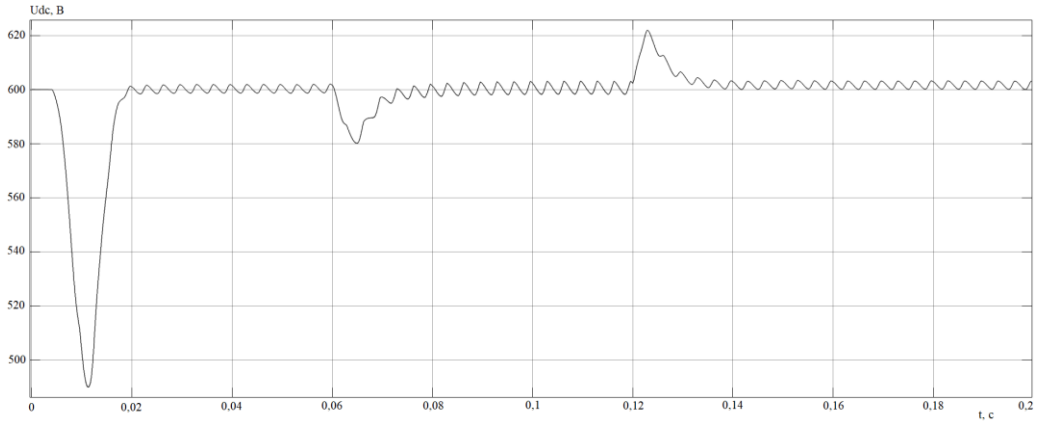

Рис. 6. Графік зміни напруги на конденсаторах

Таблиця 1

Результати моделювання САФ в режимі компенсації реактивної потужності та вищих гармонік

Значення фізичних величин для симетричного режиму	I_A	I_B	I_C
Амплітудні значення струмів мережі навантаження (А)	103,8	103,8	103,8
Коефіцієнт нелінійного спотворення струмів навантаження (%)	8,52	8,52	8,52
Амплітудні значення струмів мережі після компенсації (А) IIR	93,75	93,89	93,82
Коефіцієнт нелінійного спотворення струмів мережі (%)IIR	0,72	0,71	0,73
Амплітудні значення струмів мережі після компенсації (А) FIR	93,78	93,89	93,79
Коефіцієнт нелінійного спотворення струмів мережі (%) FIR	0,72	0,72	0,72

Під час моделювання були використані IGBT транзистори, які набагато легші в керуванні та гірші в якісних характеристиках. В малопотужних САФ можна використати MOSFET транзистори, що пропонують кращі якісні показники.

Результати моделювання при використанні обох фільтрів для компенсації реактивної потужності та вищих гармонік наведено в таблиці. Значення сумарного коефіцієнта компенсації гармонічних спотворень струму керується за допомогою коефіцієнта передачі кожного з фільтрів.

Результати моделювання при використанні обох фільтрів практично однакові (див. таблицю).

Висновки з даного дослідження і перспективи подальших розвідок у даному напрямі

Розроблений регулятор напруги, що містить FIR або IIR фільтри можна використовувати для оптимізації часу заряду/розряду конденсаторів за допомогою блоку затримки, яка регулюється інтегратором часу в залежності від випадку та блоком «sgn», що стабілізує вихідний сигнал та зменшує амплітуди 5 та 7 гармонік, відповідно, в 4 та 6 разів. Для покращення компенсаційної здатності активного фільтра виконано налаштування блока ковзного усереднення струму на шосту гармоніку у разі симетричного навантаження, що забезпечує зменшення амплітуди 5 та 7 гармонік в два рази. В залежності від потреб виробництва є можливість вибору ефективнішого варіанта: 1) високо селективні IIR фільтри, які можуть бути реалізовані за допомогою конструкцій низького порядку та можуть працювати на високих швидкостях; 2) FIR фільтри, які зазвичай мають низький коефіцієнт та рівень помилок арифметичного округлення і добре визначений шум квантування для застосування в низьковольтних трифазних електричних мережах.

Література

1. H. Akagi, “Active harmonic filters”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 93, № 12, pp. 2128-2141, 2005.

2. H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, Instantaneous power theory and applications to power conditioning, *Wiley-IEEE Press*, pp. 400, 2007.

3. Т. В. Мисак, В. М. Михальський, “Формування компенсаційного струму трифазного паралельного активного фільтра за допомогою різнотемпових ковзних режимів”, *Технічна електродинаміка*. 2020. № 4. С. 29-34. ISSN 1607-7970.

4. К. І. Денисенко, І. С. Кутрань, В. О. Лесик, Т. В. Мисак, “Збільшення швидкодії контуру слідкування за напругою накопичувального конденсатора трифазного паралельного активного фільтра”, *Праці ІЕД НАН України*. 2020. Вип. 55. ISSN 1727-9895.

5. М. Й. Бурбело, О. М. Кравець, та Д. Ю. Лебедь, «Підвищення точності регулювання напруги на конденсаторі активного фільтра», *Вісник Вінницького політехнічного інституту*, вип. 1, с. 28–34, Берез. 2022.

6. М. Й. Бурбело, Ю. В. Лобода, та Д. Ю. Лебедь, “Система прямого керування струмом активного фільтра”, *Вісник Вінницького політехнічного інституту*, вип. 2, с. 69–75, 2021.

7. K. Ichige, M. Iwaki, and R. Ishii, “Accurate estimation of minimum filter length for optimum FIR digital filters”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, pp. 1008-1016, vol. 47, 10 Oct. 2000, doi: 10.1109/82.877143

8. M. S. Anderson; S. Summerfield, “Power-time tradeoffs in digital filter design and implementation”, *IEE Colloquium on Low Power Analogue and Digital VLSI: ASICS, Techniques and Applications*, 2-2 June 1995, doi: 10.1049/ic:19950795

9. Fred Taylor, Digital Filters: Principles and Applications with MATLAB, *Wiley-IEEE Press*, pp. 320, 2012.

References

1. H. Akagi, “Active harmonic filters”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 93, № 12, pp. 2128-2141, 2005.

2. H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, Instantaneous power theory and applications to power conditioning, *Wiley-IEEE Press*, pp. 400, 2007.

3. T. V. Mysak, V. M. Mykhalskyi, “Formuvannia kompensatsiinoho strumu tryfaznoho paralelnoho aktyvnoho filtra za dopomohoiu riznotempovykh kovznykh rezhymiv”, Tekhnichna elektrodynamika. 2020. № 4. S. 29-34. ISSN 1607-7970.

4. K. I. Denysenko, I. S. Kutran, V. O. Lesyk, T. V. Mysak, “Zbilshennia shvydkodii konturu slidkuvannia za napruhoiu nakopychuvalnoho kondensatora tryfaznoho paralelnoho aktyvnoho filtra”, Pratsi IED NAN Ukrainy. 2020. Vyp. 55. ISSN 1727-9895.

5. M. Y. Burbelo, O. M. Kravets, ta D. Yu. Lebed, «Pidvyshchennia tochnosti rehuliuvannia napruhy na kondensatori aktyvnoho filtra», Visnyk Vinnytskoho politekhnichnoho instytutu, vyp. 1, s. 28–34, Berez. 2022.

6. M. Y. Burbelo, Yu. V. Loboda, ta D. Yu. Lebed, “Systema priamoho keruvannia strumom aktyvnoho filtra”, Visnyk Vinnytskoho politekhnichnoho instytutu, vyp. 2, s. 69–75, 2021.

7. K. Ichige, M. Iwaki, and R. Ishii, “Accurate estimation of minimum filter length for optimum FIR digital filters”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, pp. 1008-1016, vol. 47, 10 Oct. 2000, doi: 10.1109/82.877143

8. M. S. Anderson; S. Summerfield, “Power-time tradeoffs in digital filter design and implementation”, *IEE Colloquium on Low Power Analogue and Digital VLSI: ASICS, Techniques and Applications*, 2-2 June 1995, doi: 10.1049/ic:19950795

9. Fred Taylor, Digital Filters: Principles and Applications with MATLAB, *Wiley-IEEE Press*, pp. 320, 2012.