

УДК 004:681.5
DOI [https://doi.org/10.15589/znp2025.2\(500\).27](https://doi.org/10.15589/znp2025.2(500).27)

COMPARISON OF ACTIVE POWER FILTERS WITH SERIES AND PARALLEL HARMONIC COMPENSATION SCHEMES

ПОРІВНЯННЯ АКТИВНИХ ЕНЕРГЕТИЧНИХ ФІЛЬТРІВ З ПОСЛІДОВНОЮ І ПАРАЛЕЛЬНОЮ СХЕМАМИ КОМПЕНСАЦІЇ ГАРМОНІК

Volodymyr M. Ryabenkyi
optron2@gmail.com
ORCID: 0000-0002-6998-746X

Serhii L. Trybulkevich
sergiy.trybulkevich@nuos.edu.ua
ORCID: 0000-0001-5783-6616

Irina M. Khudiakova
irinakhud@gmail.com
ORCID: 0000-0002-2677-7841

Oleg S. Kudriavtsev
trveyrtgynertvhyn@gmail.com

В. М. Рябенський,
докт. техн. наук, професор

С. Л. Трибулькевич,
старший викладач

І. М. Худякова,
канд. пед. наук, доцент

О. С. Кудрявцев,
аспірант

Admiral Makarov National University of Shipbuilding, Mykolaiv

Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова, м. Миколаїв

Abstract. The features of smoothing filter schemes that combine passive and active filters with serial or parallel harmonic compensation are considered. Their efficiency is assessed, as well as the mutual influence of the active and passive components. Demonstration models of AEFs with serial and parallel compensation, implemented in Multisim, are presented. Recommended types of desired amplitude-frequency characteristics and their features necessary to ensure the stability of closed-loop harmonic compensation schemes are presented. Three main tasks are identified that should be solved in conjunction when designing AEFs. Conclusions are drawn regarding increasing the performance of secondary power sources. It is established that for both types of active filters, the power of amplifiers is determined only by the reactive components of currents.

Purpose. Creation of circuit solutions for constructing smoothing filters of secondary power sources with increased efficiency of compensation of harmonic components of rectified voltage.

Methodology. Methods for calculating alternating current electrical circuits, elements of the theory of automatic control.

Results. The possibility of constructing highly efficient filtering devices using technologies for active compensation of higher harmonics of the rectified voltage of secondary power sources is shown.

Scientific novelty. For the first time, combined filter schemes have been developed and presented, including passive and active components, which allow to significantly increase the efficiency of smoothing rectified voltage ripples.

Practical significance. The developed combined filter schemes allow to significantly reduce the weight and dimensions of filtering devices for higher harmonics of rectifiers of secondary power sources.

Key words: active energy filters; harmonic filtering coefficient; transfer functions; amplifier; frequency characteristics.

Анотація. Розглянуто особливості схем згладжуючих фільтрів, що поєднують в собі пасивний і активний фільтри з послідовною, або паралельною компенсацією гармонік. Виконана оцінка їх ефективності, а також взаємний вплив активної і пасивної складових. Наведені демонстраційні моделі АЕФ з послідовною і паралельною компенсацією, реалізовані в Мультісім. Наведені рекомендовані типи бажаних амплітудно-частотних характеристик і їх особливості, необхідні для забезпечення стійкості замкнених схем компенсації гармонік. Визначені три основні задачі, які слід розв'язувати у взаємозв'язку при проектуванні АЕФ. Зроблено висновки щодо підвищення показників вторинних джерел живлення. Встановлено, що для обох типів активних фільтрів потужність підсилювачів визначаються лише реактивними складовими струмів.

Мета. Створення схемотехнічних рішень для побудови згладжуючих фільтрів вторинних джерел живлення з підвищеною ефективністю компенсації гармонічних складових випрямленої напруги.

Методика. Методи розрахунку електричних кіл змінного струму, елементи теорії автоматичного керування.

Результати. Показана можливість побудови високоефективних фільтруючих пристроїв з використанням технологій активної компенсації вищих гармонік випрямленої напруги вторинних джерел живлення.

Наукова новизна. Вперше розроблені і наведені схеми комбінованих фільтрів, що включають в себе пасивну і активну складові, які дозволяють суттєво підвищити ефективність згладжування пульсацій випрямленої напруги. *Практична значимість.* Розроблені схеми комбінованих фільтрів дозволяють суттєво знизити масо-габаритні показники фільтруючих пристроїв вищих гармонік випрямлячів вторинних джерел живлення.

Ключові слова: активні енергетичні фільтри; коефіцієнт фільтрації гармонік; передаточні функції; підсилювач; частотні характеристики.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ ВІДОКРЕМЛЕННЯ НЕВИРШЕНИХ РАНІШЕ ЧАСТИН ЗАГАЛЬНОЇ ПРОБЛЕМИ

В останні роки у зв'язку з широким розвитком мікро і нано електроніки, прецизійної електроніки різко зросли вимоги і до джерел живлення на порівняно невеликі струми – десятки ампер з високою стабільністю і високою чутливістю.

Підвищення чутливості зазвичай супроводжується необхідністю вимірювання мікрвольтних сигналів, які повинні не лише підсилюватися, а й перетворюватися у цифрову форму багато розрядними (12–16 розрядів) аналого-цифровими перетворювачами (АЦП) [1, 2]. Як наслідок – навіть незначні пульсації напруги живлення можуть призвести до суттєвого спотворення цифрового сигналу, особливо молодших розрядів АЦП [3, 4].

Компенсаційні стабілізатори з прохідним транзистором мають витримувати на собі не лише коливання напруги живлення, а й можливі її пульсації. Як наслідок, вони повинні мати досить значний запас за напругою і значні втрати енергії. Для зменшення таких втрат використовують спеціально розроблені транзистори з низькими втратами напруги, наприклад, NDP6020P [5, 6]. Але навіть падіння напруги на послідовному регулюючому елементі 1.5–2 В часто приводить до значних втрат енергії і погіршенню температурного режиму решти електронних елементів.

Тому в останні роки розробники систем живлення електронної апаратури почали використовувати комбіновані фільтри [7, 8, 9].

Під комбінованим фільтром мається на увазі послідовне з'єднання пасивного і активного енергетичного фільтрів (АЕФ) при якому появляється їх взаємний вплив, в наслідок чого проектування такого пристрою по ланково, як це робиться в ПФ, у більшості випадків не можливе.

Найбільш проста схема АЕФ з включеним послідовно з навантаженням компенсуючим трансформатором наведена на рис. 1, а. Випрямляч представлений у вигляді джерела постійної напруги і ряду вищих гармонік e_n . Пасивний фільтр $L_\Phi C_\Phi$ частково зменшує амплітуди пульсацій випрямленої напруги. Трансформатор T_K за допомогою вторинної обмотки створює компенсуючу напругу e_K , завдяки чому змінна складова струму в навантаженні L_H, R_H буде суттєво зменшена. З її схеми заміщення (рис. 1, б) витікає,

що АЕФ можна розглядати, як результат внесення в контур протікання постійного струму уявного опору $Z_K = K_A(\omega_n) Z_H$ (при зніманні гармонічних складових з навантаження). $K_A(\omega_n)$ – коефіцієнт підсилення підсилювача ДА n -ї гармоніки частоти $\omega_n = n \omega_0$; ω_0 – частота мережі; $n = 1, 2, 3$ – порядок гармонік.

Ефективність АЕФ, як замкнених структур, повністю визначається контурним коефіцієнтом підсилення, який, в свою чергу, визначається стійкістю при дії керуючих і зовнішніх впливів [10].

Існує два основних напрямки побудови АЕФ – з послідовною і паралельною компенсацією. Розглянемо схему АЕФ з послідовною компенсацією, спрощена принципова і схема заміщення якого наведена на рис. 1, а і б. Особливість її полягає в тому, що змінна складова напруги на навантаженні підсилюється підсилювачем Π і через трансформатор подається в проти фазі відносно напруги на конденсаторі в коло живлення навантаження. Як наслідок, створена напруга протилежного напрямку повинна в значній мірі компенсувати змінну складову струму в навантаженні.

Представляючи випрямляч з фільтром, як послідовно з'єднані джерело вищих гармонік e_n і вихідний опір Z_n , легко визначаються: коефіцієнт фільтрації:

$$q_n = \text{Mod} \left(\frac{e_n}{u_{nn}} \right) = \text{Mod} \left(K_A + 1 + \frac{Z_K + Z_n}{Z_H} \right) \quad (1)$$

вхідний та вихідний опори фільтра:

$$Z_{BX} = Z_K + (K_A + 1) Z_H;$$

$$Z_{ВІХ} = (Z_H + Z_K) (K_A + 1)^{-1}, \quad (2)$$

З наведених формул витікають наступні висновки:

- збільшення еквівалентного вхідного опору активного фільтра приводить до зменшення навантаження на пасивний фільтр, тому його коефіцієнт фільтрації слід розраховувати, виходячи з режиму холостого ходу і низького вихідного опору;

- збільшення величини вхідного опору активного фільтра, який пропорційний коефіцієнту підсилення підсилювача буде приводити до пропорційного зменшення струму вищих гармонік у навантаженні, а тому навіть при K_A в 30–40 дБ можна вважати, що підсилювач буде працювати в режимі, близькому до режиму холостого ходу.

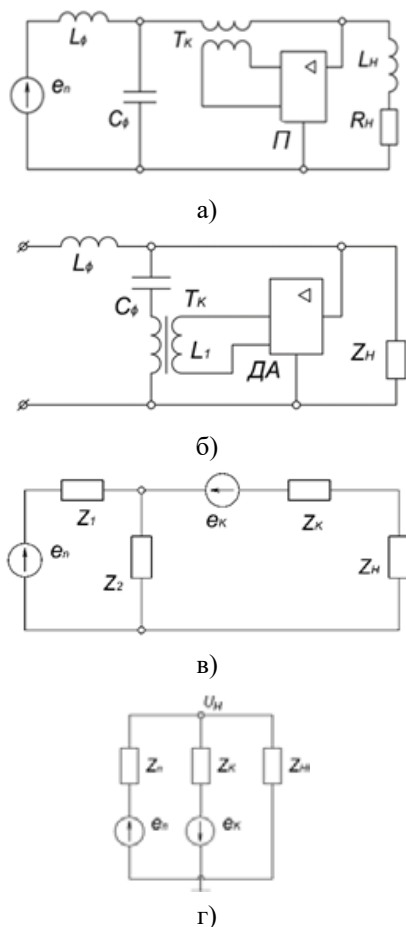


Рис. 1. Схема АЕФ з послідовною компенсацією

Недоліком активного енергетичного фільтра (АЕФ) з послідовною схемою компенсації гармонік випрямленої напруги (АФПС) є наявність трансформатора з підмагнічуванням постійним струмом [11, 12]. Враховуючи, що трансформатор повинен

проектуватись, виходячи з максимального можливого значення постійного струму, це приводить до завищених масогабаритних показників фільтра [12]. Використання допоміжних засобів компенсації постійного підмагнічування [7] приводить до суттєвого ускладнення схеми керування.

В той же час, якщо розглядати режим повної компенсації, то струм змінної складової через вторинну обмотку протікати не буде, тобто, трансформатор буде працювати в режимі холостого ходу, а підсилювач повинен генерувати лише струм холостого ходу трансформатора.

На рис. 2 наведена модель комбінованого фільтра, створена в Мультисім для проведення досліджень, а на рис. 3, а, б осцилограми, отримані осцилографами XSC1 та XSC2 з демонстрацією їх установок.

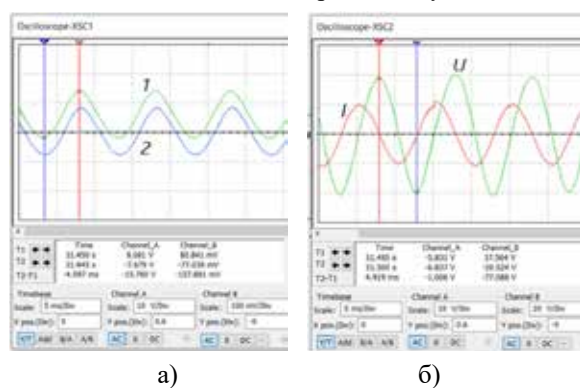


Рис. 3. Осцилограми до рис. 2

На осцилограмах, що наведені на рис. 3, а верхня крива відповідає напрузі в т. 1. Це змінна складова випрямленої напруги. При значенні діючої напруги, що прикладається до випрямляча D1 50 В середнє значення постійної складової випрямленої напруги $U_d = 45$ В, а амплітуда гармоніки частоти 100 Гц

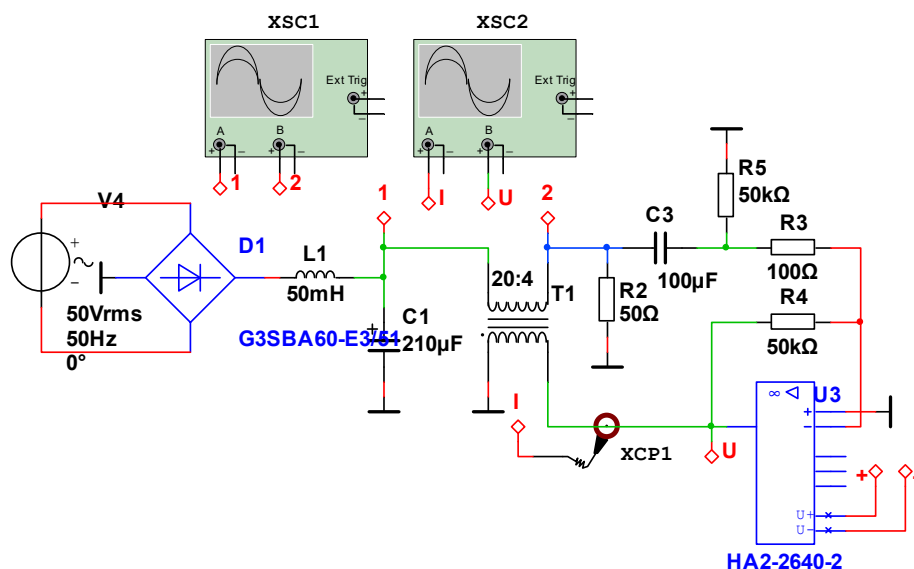


Рис. 2. Модель активного фільтра з послідовною компенсацією

$U_{2m} = 30$ В. Фільтр $L1, C1$ має коефіцієнт фільтрації вказаної гармоніки $q \approx \omega_2^2 L_1 C_1 \approx 4.1$

Амплітуда гармоніки після фільтра $U_{2mf} = U_{2m}/q = 7.5$, що відповідає показанням осцилографа XSC1 (крива 1).

Оскільки трансформатор Т1 понижуючий з коефіцієнтом трансформації $4/20 = 0.2$ (див. рис. 4), то амплітуда напруги, що подається на первинну обмотку повинна мати значення 37.5 В. Для забезпечення такої напруги використано високовольтний підсилювач з напругами живлення ± 50 В (крива U на рис. 5, б).

Загальний контурний коефіцієнт підсилення з врахуванням понижуючого трансформатора буде рівним 100, що відповідає коефіцієнту подавлення, тобто гармоніки (порівняння осцилограм 1 і 2 (рис. 3, а).

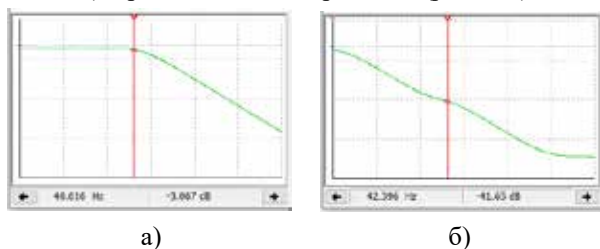


Рис. 4. Частотні характеристики комбінованого фільтра без зворотного зв'язку (а) і з зворотним зв'язком (б)

На рис. 4, а, б наведені частотні характеристики активного фільтра при спрощених параметрах, тобто індуктивність $L1$ змінена на активний опір 10 Ом, Частота зрізу пасивного фільтра близька до 40 Гц (рис. 4, а) при відсутності зворотного зв'язку. На рис. 4, б наведена частотна характеристика того ж фільтра при заведеному зворотному зв'язку, при якому на близькій частоті коефіцієнт подавлення близький до 40 дБ.

Струм в первинній обмотці трансформатора практично змщений на 900 по відношенню до напруги (Рис. 3, б) і визначається індуктивністю намагнічування трансформатора. Датчик струму ХСР1 має масштабний коефіцієнт 1В/1mA, а індуктивність намагнічування встановлена рівною 6 Гн. З наведеного витікає, що в схемі комбінованого фільтра підсилювач працює в режимі холостого ходу, а тому вибір його параметрів буде визначатись лише напругою, яку він повинен генерувати.

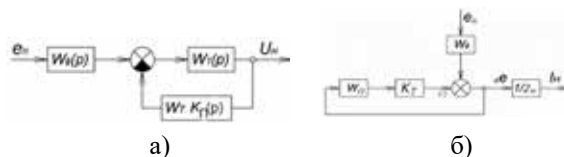


Рис. 5. Структурні схеми комбінованого (а) і активного фільтрів (б)

При проектуванні АЕФ слід розв'язувати у взаємозв'язку три основні задачі:

- проектування трансформатора з повітряним зазором з мінімальними конструктивними і масогабаритними показниками;

- обґрунтування, вибір і проектування підсилювача АЕФ з врахуванням необхідності забезпечення необхідного коефіцієнту підсилення і характеру частотних характеристик;

- необхідність забезпечення стійкості замкненої системи, особливо для діапазону низьких частот.

Динамічна модель активного фільтра з послідовною компенсацією наведена на рис. 5, а. Передаточні функції визначаються з наступних перетворень Лапласа:

$$W_\phi(p) = \mathcal{L} \left[\frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \right];$$

$$W_1(p) = \mathcal{L} \left[\frac{Z_i (Z_1 + Z_2)}{Z_1 Z_2 + (Z_1 + Z_2)(Z_k + Z)} \right]. \quad (3)$$

Передаточна функція трансформатора $W_T(p)$ в загальному плані з врахуванням його навантаження і вихідного опору підсилювача РП може бути обчислена за виразом:

$$W_T(p) = \mathcal{L} \left[\frac{K_T Z'_{EH} Z_K}{R_\Pi (Z_K + Z'_{EH}) + Z_K Z'_{EH}} \right], \quad (4)$$

де

$$Z'_{EH} = Z'_H + Z_1 Z_2 / (Z_1 + Z_2). \quad (5)$$

Враховуючи, що переважна більшість підсилювачів виготовляється з досить низьким вихідним опором, а трансформатор компенсації ТК (рис. 1) виготовляється з повітряним зазором, має незначну кількість витків як вторинної, так і первинної обмоток, і відповідно, незначні активні опори і індуктивності розсіювання, приймаємо $W_T(p) = K_T$, де K_T коефіцієнт трансформації.

З наведеного витікає, що структурна схема фільтра має вигляд, що наведено на рис. 5, б, тобто активний фільтр – це підсилювач, що охоплений одиничним зворотним зв'язком на виході якого діє зовнішня завада. Таку структуру мають підсилювачі потужності, вихідний каскад яких працює в режимі класу В і спотворює сигнал попередніх каскадів (генерує внутрішню заваду). Зворотний зв'язок в таких підсилювачах призначений для ефективного подавлення подібних завад.

Схема заміщення, що наведена на рис.5,б, показує, що пульсації випрямленої напруги можна розглядати як адитивну заваду на виході підсилювача, характерну, наприклад для підсилювачів класу В. Відповідно, вона може бути суттєво подавлена на величину, пропорційну контурному коефіцієнту підсилення тобто:

$$\Delta e = \text{Mod} \left[\frac{e_n}{W_\phi (1 + W_\Pi W_T)} \right], \quad (6)$$

де W_ϕ , W_Π , W_T – передаточні функції фільтра, підсилювача і трансформатора відповідно.

Вказана особливість дозволяє розширити використання активних фільтрів з послідовною схемою компенсації гармонік [11, 12, 13, 14], оскільки спрощує їх проектування.

Формування бажаної логарифмічної амплітудно-частотної характеристики (ЛАЧХ) АФ може здійснюватися по-різному залежно від необхідної смуги фільтрації гармонік (рис. 6) $\Pi_{\omega} = \omega_{3B} / \omega_{3H}$ і коефіцієнта компенсації:

$$K_{\delta} = \delta_n^{-1}(\omega_n) = q_n \cdot \text{Mod}\left(\frac{Z_H}{Z_{\Sigma}}\right) \approx K_{\Pi}(\omega). \quad (7)$$

На рис. 6, а, б наведені два варіанти ЛАЧХ, які можуть бути використані при проектуванні стійкої схеми компенсації. Вони не пов'язані зі спектром гармонік пульсацій вхідної напруги і лише задовольняють умовам стійкості у високочастотному і низькочастотному діапазонах. Можуть бути використані і інші типи ЛАЧХ, частотні характеристики яких узгоджені з спектром гармонік випрямляча. Наприклад, може бути відсутня ділянка ЛАЧХ з нахилом -2 (-40 дБ/дек. що дозволить використовувати власні частотні властивості операційних підсилювачів.

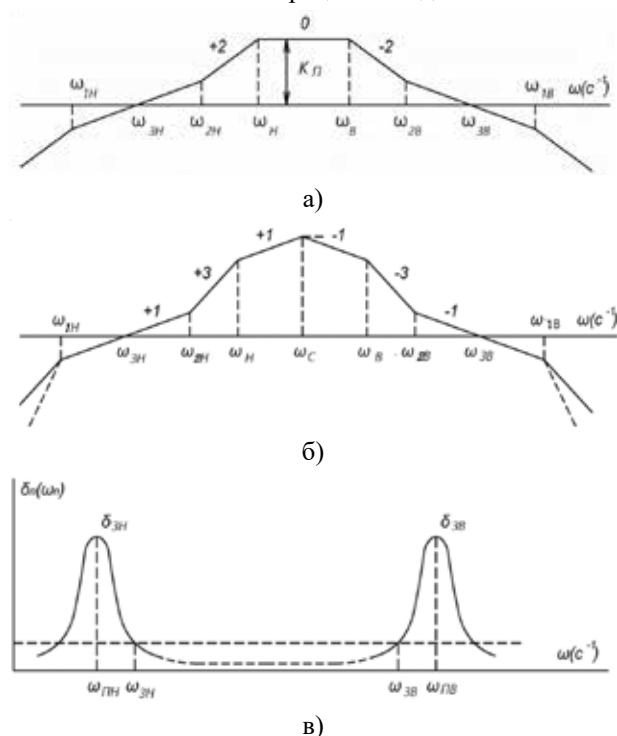


Рис. 6. Варіанти бажаних ЛАЧХ (а, б) та відносна помилка компенсації гармонік (в)

При малих значеннях інтервалу Π_{ω} між частотами зрізу бажаної логарифмічної амплітудно-частотної характеристики (ЛАЧХ) в області низьких ω_{3H} і високих ω_{3B} частот спостерігається взаємний вплив фазових характеристик під діапазонів. Для його усунення необхідне виконання умови (Рис. 6):

$$\frac{\omega_{3B}}{\omega_H} = \frac{\omega_B}{\omega_H} + \frac{\omega_{3B}}{\omega_B} > 10 \quad (8)$$

Як витікає з вигляду наведених ЛАЧХ компенсація гармонік здійснюється в обмеженій смузі частот і відповідає допустимому рівню похибки компенсації $\delta_{n, \text{доп}}$ (рис. 6, в). Підйом амплітудно-частотної характеристики відбувається на частотах, близьких до ω_{3B} і ω_{3H} і може привести до посилення відповідних гармонік. Нескладно показати, що для частоти зрізу при симетричній ЛАЧХ справедлива залежність:

$$\delta_n(\omega_{3H}, \omega_{3B}) = 0.5 / \sin(\Delta\varphi_3/2), \quad (9)$$

де $\Delta\varphi_3$ – запас по фазі. При $\Delta\varphi_3 = 300$ $\delta_{3B} = \delta_{3H} = 1.93$, тобто, гармоніки, що потрапляють в околицю частот зрізу АФ будуть посилені майже в 2 рази.

Особливості структур комбінованих фільтрів з паралельним по відношенню до навантаження включенням компенсуючої ЕРС (АФПР) розглянемо на прикладі схем, приведених на рис. 1, в, г. Загальна схема заміщення їх наведена на рис. 1, в.

Напруга на навантаженні, у відповідності до рис. 1, г визначається з виразу:

$$\dot{U}_{nH} = \frac{\frac{\dot{e}_n}{Z_n} - \frac{\dot{e}_K}{Z_K}}{\frac{1}{Z_n} + \frac{1}{Z_K} + \frac{1}{Z_H}} \quad (10)$$

Аналізуючи її знаходимо, що напруга на навантаженні Z_H в режимі компенсації, коли $\dot{e}_K = \dot{U}_{nH} \cdot K_{\Pi}(\omega_n)$, може бути визначена відповідно до формули:

$$\dot{U}_{nH} = \dot{e}_n \left[1 + \frac{Z_n}{Z_K} [K_{\Pi}(\omega_n) + 1] + \frac{Z_n}{Z_H} \right]^{-1}. \quad (11)$$

З формули (11) витікає, що дію активного фільтру з паралельною компенсацією можна розглядати як ефект шунтування навантаження опором:

$$Z_{A\Phi} = Z_K [K_{\Pi}(\omega_n) + 1]^{-1}, \quad (12)$$

а для ефективної його роботи в схемі комбінованого фільтра вихідний опір попередньо включеного пасивного фільтра повинен бути великим.

Коефіцієнт фільтрації комбінованого фільтра:

$$q_n = \text{Mod}\left(\frac{e_n}{u_{nn}}\right) = \text{Mod}\left[1 + \frac{Z_n}{Z_H} + (K_{\Pi}(\omega_n) + 1) \frac{Z_n}{Z_K}\right], \quad (13)$$

При $K_{\Pi}(\omega_n) = 0$, $Z_H = R_H$, $Z_n = j\omega_n L_n$, $Z_K = 1/j\omega_n C_K$

$$\begin{aligned} q_n &= \text{Mod}\left(\frac{e_n}{u_{nn}}\right) = \text{Mod}\left(1 + \frac{Z_n}{Z_H} + \frac{Z_n}{Z_K}\right) = \\ &= \text{Mod}\left(1 + \frac{j\omega_n L_n}{R_H} - \omega_n^2 L_n C_K\right). \end{aligned} \quad (14)$$

З (13) витікає, що в схемі фільтра, що розглядається має місце лінійна залежність між q_n і КП (ω_n). В той же час є можливість підвищення КП за рахунок відповідного вибору пасивних елементів схеми.

Умова повної компенсації n -ї гармоніки:

$$\dot{U}_{mn} = \frac{\dot{e}_n}{Z_n} - \frac{\dot{e}_K}{Z_K} = 0. \quad (15)$$

Звідки
$$\dot{e}_K = \dot{e}_n \frac{Z_K}{Z_n} \quad (16)$$

Модель активного фільтра з паралельною компенсацією наведена на рис. 7.

Необхідна потужність, що віддається підсилювачем активного фільтра в гілку компенсації, може бути обчислена як добуток струму, що протікає через підсилювач, на е.р.с. компенсації що ним створюється для кожної гармонічної складової. Враховуючи, що

$$I_{Kn} = \frac{U_{nH} + e_{nK}}{Z_K}, \quad (17)$$

знаходимо:

$$\sum_{n=1}^{N_B} \frac{e_n^2 \cdot Z_K}{Z_n^2} = \sum_{n=1}^{N_B} j \frac{e_n^2}{\omega_n^3 \cdot L_n^2 \cdot C}. \quad (18)$$

З (18) витікає, що підсилювач не генерує активну потужність, оскільки струм через нього буде випереджати напругу компенсації на $\pi/2$.

Це підтверджується виглядом фігури Лісажу (Рис. 8), з якої витікає ортогональність між напругою, що прикладається до конденсатора і струмом, що протікає через нього. Пропорції між вертикальною і горизонтальною осями встановлюються масштабним коефіцієнтом датчика струму.

Активний фільтр з паралельною компенсацією можна будувати і по без трансформаторній схемі. Для цього конденсатор нижньою обкладкою приєднується до виходу підсилювача. Враховуючи, що вихідний

опір ОП може бути близьким до нуля, то це фактично означає, що конденсатор буде заземлений через джерело живлення операційного підсилювача.

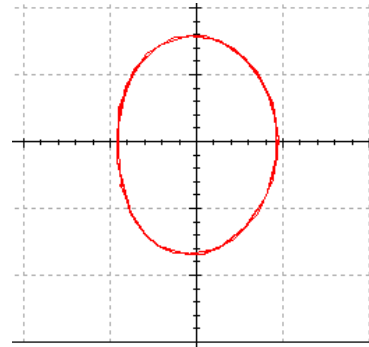


Рис. 8. Фігура Лісажу для демонстрації ортогональності між струмом і напругою конденсатора C1

Частотні характеристики активного фільтра з паралельною компенсацією при відсутності і наявності зворотного зв'язку наведені відповідно, на рис. 9, з яких вітаються ті ж особливості, що і для фільтра з послідовною компенсацією.

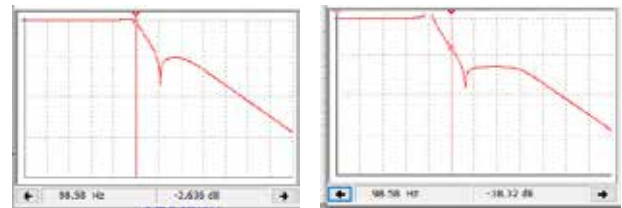


Рис. 9. Частотні характеристики комбінованого фільтра з паралельною компенсацією без зворотного зв'язку (а) і з зворотним зв'язком (б)

Трансформатор активного фільтра повинен бути малопотужним, без повітряного зазору. Тому індуктивностями розсіювання обмоток, як і їх активними

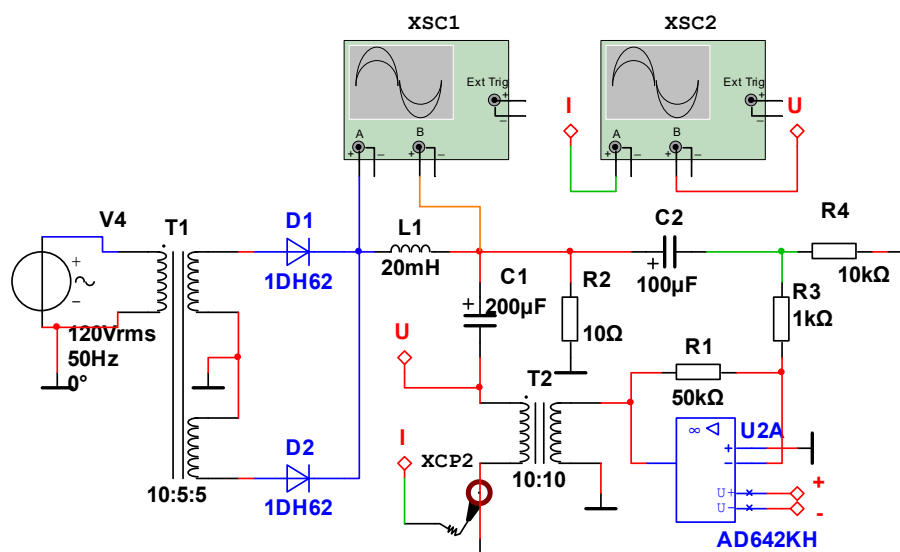


Рис. 7. Модель активного фільтра з паралельною компенсацією

опорами можна знехтувати. Кількість витків обмоток може бути однаковою. Тому для обох схем АФПР опір Z_K можна вважати буде визначатись лише опором конденсатора.

Динамічна модель АФПР наведена на рис. 10.

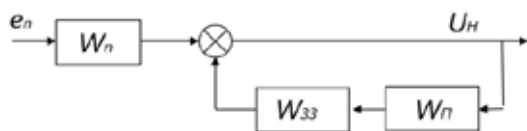


Рис. 10. Динамічна модель АФПР

$$\text{де } W_n(p) = \mathcal{L}\left(\frac{Z_n Z_K}{Z_E}\right) = \frac{1}{LCp^2 + \frac{L}{R_H} p + 1}; \quad (19)$$

$$W_{33}(p) = \mathcal{L}\left(\frac{Z_n Z_H}{Z_E}\right) = \frac{LCp^2}{LCp^2 + \frac{L}{R_H} p + 1}. \quad (20)$$

Особливості синтезу АФПР полягає в тому, що передаточна функція $W_{AF}(p)$ (Рис. 10) залежить як від параметрів навантаження, так і від попередньо включеного пасивного фільтра. При складній їх структурі

$W_{AF}(p)$ становиться настільки громіздкою, що представити її в зручному для синтезу вигляді не представляється можливим.

ВИСНОВКИ

1. Комбіновані фільтри з використанням активних фільтрів з послідовною і паралельною компенсацією можуть забезпечувати високу ефективність фільтруючих пристроїв, що дозволить суттєво зменшити енергетичні показники компенсаційних стабілізаторів.

2. Активний фільтр з послідовною схемою компенсації повинен встановлюватись після пасивного фільтра з низьким вихідним опором, а фільтр з паралельною схемою компенсації – відповідно після фільтра з високим вихідним опором.

3. Потужність, що повинна віддаватись підсилювачем визначається в обох випадках лише реактивною складовою.

4. Реалізація бажаної частотної характеристики фільтра з паралельною компенсацією значно складніше, ніж у фільтрів з послідовною компенсацією, оскільки при виборі коригуючих пристроїв слід враховувати частотні властивості попередньо включеного пасивного фільтра. Ця особливість буде обмежувати використання фільтрів з паралельною компенсацією.

REFERENCES

- [1] MicroConverter, Dual-Channel 16-Bit ADCs with Embedded Flash MCU ADuC816/810 – Datasheet – Analog Device (2024) <https://www.analog.com/en/products/aduc816.html>
- [2] Precision Voltage Regulator Controller ADP3310 – Datasheet – Analog Device (2024) <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/adp3310.pdf>
- [3] P-Channel Logic Level Enhancement Mode Field Effect Transistor NDP6020P – Datasheet – Onsemi (2020) <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/ndp6020p-d.pdf>
- [4] Wide Temperature Three-Pin Adjustable Regulator LM317-N-MIL – Datasheet – Texas Instruments (2017) https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm317-n-mil.pdf?ts=1713344929149&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.mouser.it%252F
- [5] Louis Vlemincq. Smart Ripple Canceller Offers Near-Zero Dropout (2020) <https://www.radiolocman.com/shem/schematics.html?di=655183>.
- [6] Compiled by Ryabenkyi V.M., Buryak V.S. Fundamentals of radio automation. (2024) Textbook. Nikolaev. Illion, 180 c.
- [7] Sokol E.I., Goncharov Y.P., Zamaruyev V.V., Krivosheyev S.Yu., Lyubych R.I., Chursina Y.V., (2008) Low-frequency self-oscillations in power active filters. Technical electrodynamics. Problems of modern electrical engineering, Thematic issue, № 3, pp. 81–87.
- [8] Goncharov Yu.P. Nikitin A.V. (1997) One-quadrant active filters for semiconductor converters with low power dissipation. Bulletin of KhSDTU Issue. 8, pp. 155–158.
- [9] Jantzi S.A., Snelgrove M., Ferguson P.E. (1993) A fourth-Order Bandpass Sigma-Delta Modulator. IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. 38, № 3, March, pp. 282–291.
- [10] Designing a Watt-Hour Energy Meter Based on the AD7750, AN-545, Analog (2024) i. Devices, Inc., <https://www.analog.com>
- [11] Rozanov Yu.K., Ryabchytsky M.V., Sazonov V.V., Smirnov M.I. (2007) Power quality regulator based on active filters. Technical Electrodynamics, Power Electronics and Energy Efficiency Part1. pp. 23, 28.
- [12] Epshtein I.I., Kryvulya A.Yu. (2009) Experimental and computational determination of the inductance of smoothing chokes with a magnetic core. Technical Electrodynamics, Power Electronics and Energy Efficiency, Part 5, pp. 55–56.
- [13] Vinnikov D., Laugis I. (2006) Overcoming EMI problems in the high-power high-frequency DC/DC converters – case study. Technical Electrodynamics, Power Electronics and Energy Efficiency, Part. 5 pp. 33–37.
- [14] Lyubich R.I., Chursina Y.V. (2007) Semiconductor converter with voltage booster as an active filter. Technical Electrodynamics, Power Electronics and Energy Efficiency, Part 2, pp. 112–117.
- [15] Andreev A.I. (2004) Comparison of quality indicators of radio and power electronic devices with pulse and digital control. Technical electrodynamics, problems of modern electrical engineering, part 4, pp. 86–90.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

- [1] MicroConverter, Dual-Channel 16-Bit ADCs with Embedded Flash MCU ADuC816/810 – Datasheet – Analog Device (2024) <https://www.analog.com/en/products/aduc816.html>
- [2] Precision Voltage Regulator Controller ADP3310 – Datasheet – Analog Device (2024) <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/adp3310.pdf>
- [3] P-Channel Logic Level Enhancement Mode Field Effect Transistor NDP6020P – Datasheet – Onsemi (2020) <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/ndp6020p-d.pdf>
- [4] Wide Temperature Three-Pin Adjustable Regulator LM317-N-MIL – Datasheet – Texas Instruments (2017) https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm317-n-mil.pdf?ts=1713344929149&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.mouser.it%252F
- [5] *Louis Vlemincq*. Smart Ripple Canceller Offers Near-Zero Dropout (2020) <https://www.radiolocman.com/shem/schematics.html?di=655183>
- [6] Укладачі Рябенський В.М., Буряк В.С. (2024) *Основи радіоавтоматики*. Навчальний посібник. Миколаїв. Ілліон, 180 с.
- [7] Сокол Є.І., Гончаров Ю.П., Замаруєв В.В., Кривошеєв С.Ю., Любич Р.І., Чурсіна Ю.В. (2008) Низькочастотні автоколивання в силових активних фільтрах. *Технічна електродинаміка. Проблеми сучасної електротехніки*, Тематичний випуск, № 3, с. 81–87.
- [8] Гончаров Ю.П. Нікітін А.В. (1997) Одно квадрантні активні фільтри для напівпровідникових перетворювачів з малою потужністю розсіювання. *вісник ХДТУ* Вип. 8, с. 155–158.
- [9] Jantzi S.A., Snelgrove M., Ferguson P.E. (1993) A fourth- Order Bandpass Sigma-Delta Modulator. *IEEE Journal of Solid State Circuits*, Vol. 38, № 3, March, 1, pp. 282–291.
- [10] Designing a Watt-Hour Energy Meter Based on the AD7750, AN-545, Analog (2024) Devices, Inc., <https://www.analog.com>
- [11] Розанов Ю.К., Рябчицький М.В., Сазонов В.В., Смірнов М.І. (2007) Регулятор якості електроенергії на основі активних фільтрів. *Технічна електродинаміка, Силова електроніка та енергоефективність* ч. 1, с. 23, 28.
- [12] Епштейн І.І., Кривуля А.Ю. (2009) Експериментально розрахункове визначення індуктивності згладжуючих дроселів з магнітопроводом. *Технічна електродинаміка, Силова електроніка та енергоефективність*, ч. 5, с. 55–56.
- [13] Vinnikov D., Laugis I. (2006) Overcoming EMI problems in the high-power high-frequency DC/DC converters – case study. *технічна електродинаміка, Силова електроніка та енергоефективність*, ч. 5, с. 33–37.
- [14] Любич Р.І., Чурсіна Ю.В. (2007) Напівпровідниковий перетворювач з вольтодобавкою в якості активного фільтра. *Технічна електродинаміка, Силова електроніка та енергоефективність*, ч. 2, с. 112–117.
- [15] Андрєєв А.І. (2004) Порівняння показників якості радіотехнічних і силових електронних пристроїв з імпульсним і цифровим керуванням. *Технічна електродинаміка, проблеми сучасної електротехніки*, ч. 4, с. 86–90.

© Рябенський В. М., Трибулькевич С. Л., Худякова І. М., Кудрявцев О. С.
Дата надходження статті до редакції: 02.05.2025
Дата затвердження статті до друку: 14.05.2025