

УДК 621.314.214

А.Ф. Жаркін, член-кор. НАН України

А.Г. Пазєєв, канд. техн. наук.

Інститут електродинаміки НАН України, м. Київ, Україна, e-mail:andykiev69@bigmir.net

ВИБІР ПАРАМЕТРІВ ВИХІДНИХ ЛАНЦЮГІВ АКТИВНИХ КОРЕКТОРІВ КОЕФІЦІЕНТУ ПОТУЖНОСТІ ЗА ДОПОМОГОЮ БЕЗПЕРЕРВНИХ НАБЛИЖЕНИХ МОДЕЛЕЙ

Приведен пример расчетов с использованием непрерывной приближенной модели преобразователя в пакете схемотехнического моделирования MicroCap-9 минимально возможных значений емкости выходного фильтра и постоянной времени системы обратной связи, при которых не возникают нежелательные периодические режимы и обеспечивается минимальный уровень пульсаций выходного напряжения. Библ.3, рис.8.

Ключевые слова: активные корректоры коэффициента мощности, непрерывные приближенные модели

Наведено приклад розрахунків з використанням безперервної наближеної моделі перетворювача у пакеті схемотехнічного моделювання MicroCap-9 мінімально можливих значень ємності вихідного фільтру та сталої часу системи зворотного зв'язку, при яких не виникають небажані періодичні режими та забезпечується мінімальний рівень пульсацій вихідної напруги. Бібл.3, рис.8.

Ключові слова: активні коректори коефіцієнту потужності, безперервні наближені моделі.

Вступ

В теперішній час широке застосування знаходять активні коректори коефіцієнту потужності (АККП). Постійно зростають вимоги щодо мінімізації їх маси та габаритів. Використання високих частот імпульсної модуляції та прогрес в розробці спеціалізованих драйверів керування дозволили досягти значних успіхів на цьому шляху. В той же час примусове формування наближеного до синусоїдального вхідного струму обумовлює передачу енергії від мережі до вихідних ланцюгів на подвійній частоті мережі. Тому значення ємності вихідних конденсаторів однофазних АККП залишаються відносно великими, а об'єм конденсаторів складає до 30–40% об'єму пристрою. Спроба зменшення ємності конденсаторів призводить не лише до зростання пульсацій вихідної напруги, але і до негативного впливу на форму вхідного струму за рахунок спотворення еталонного сигналу струму змінною складовою сигналу зворотного зв'язку. Це в свою чергу може викликати появу небажаних періодичних режимів, аж до втрати стійкості в статичних режимах роботи. Необхідність пошуку компромісів між якістю вхідного струму і вихідної напруги обумовлюють значну кількість розрахункових та експериментальних досліджень для оптимізації параметрів вихідного фільтру та системи зворотного зв'язку (СЗЗ) навіть при використанні серійних драйверів керування АККП. Зменшити час, що витрачається на розрахунки при оптимізації параметрів вказаних елементів АККП, дозволяє використання безперервних наближених моделей (БНМ) АККП, що запропоновані в [2].

Постановка задачі та мета роботи

Головною метою роботи є вибір з використанням безперервних наближених моделей мінімально можливих значень ємності вихідного конденсатора та сталої часу ланцюгів корекції сигналу зворотного зв'язку з огляду на дотримання необхідної якості вихідної напруги у статичних режимах роботи АККП.

Розглянемо широко розповсюджений "класичний" АККП, структурну схему якого наведено на рис. 1 [1, 3]. За інформацією про миттєві значення вхідного струму від датчика вхідного струму (ДВХС) та сигналу, що пропорційний вхідній напрузі від датчика вхідної напруги (ДВХН) в системі керування (СК) з урахуванням сигналу зворотного зв'язку vos від системи зворотного зв'язку (СЗЗ), виробляється сигнал керування ключем (К) таким чином, щоб забезпечити наближену до синусоїдальної форму вхідного струму та заданий рівень стабілізованої вихідної напруги на навантаженні R_n . Прийmemo, що вихідна потужність $P_{н ном}=500\text{Вт}$ та стабілізована вихідна напруга $U_{C2 ном}=350\text{В}$. СЗЗ складається з датчика вихідної напруги ДВН, джерела еталонної напруги U_e , системи порівняння СП2, підсилювача П2 та коригувального ланцюга КЛ.

Для подальшого аналізу схеми та розрахунків у пакеті схемотехнічного моделювання MicroCap-9 використаємо запропоновану в [2] БНМ. Схему БНМ наведено на рис. 2.

У схемі БНМ джерело вхідної напруги та АККП (крім вихідних ланцюгів, до яких віднесені вихідний фільтр C_2 , навантаження R_H та СЗЗ) замінені еквівалентним джерелом струму G_2 . Як зазначено у [2] струм джерела визначається виразом

$$J_{G_2}(t) = \frac{2P_{ном}}{u_{C_2}(t)} v(vos) \sin^2 \omega t, \quad (1)$$

де $v(vos)$ – сигнал зворотного зв'язку, ω – колова частота мережі. Для забезпечення відносної статичної нестабільності вихідної напруги $\delta_{нн} < 1\%$ обрані наступні значення параметрів елементів СЗЗ: напруга $U_e = 5V$, коефіцієнт передачі ДВН $k_{ДВН} = 1/70$, коефіцієнт підсилення П2 $k_{П2} = 40$. В якості коригувального ланцюга використано найпростіший фільтр з R_1, R_2, C_f , де $R_1 = R_2 = 10k\Omega$.

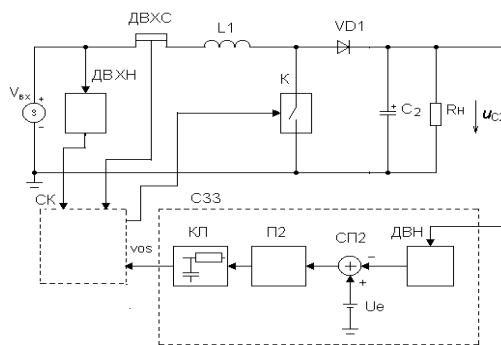


Рис. 1

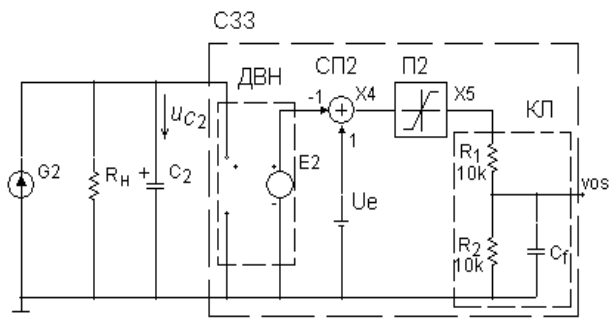


Рис. 2

Вибір ємності вихідного фільтра. Для ілюстрації впливу на форму вихідної напруги U_{C_2} сталої часу коригувального ланцюга ($\tau_{КЛ}$), яка при фіксованих R_1 і R_2 залежить лише від значень C_f , були проведені розрахунки для сталого режиму при $C_2 = 660 \mu F$. Результати розрахунків представлені на рис. 3. Криві 1 відповідають значенню $C_f = 2 \mu F$ ($\tau_{КЛ} = 0,02s$), криві 2 – $C_f = 10 \mu F$ ($\tau_{КЛ} = 0,1s$). Як видно з порівняння графіків при меншому значенні C_f пульсації вихідної напруги, струм I_{G_2} джерела G_2 та сигнал від'ємного зворотного зв'язку $v(vos)$ мають значні відхилення від синусоїдальної форми та різко відмінні на сусідніх періодах струму G_2 , а вихідна напруга має у два рази більший рівень пульсацій. Цей приклад ілюструє негативний вплив на процеси у схемі змінної складової вихідної напруги, яка, проходячи крізь ланцюги контуру від'ємного зворотного зв'язку, викликає значні спотворення сигналу $v(vos)$, що в свою чергу викликає спотворення струму джерела G_2 . Очевидно, що зі збільшенням пульсацій (тобто зменшенні ємності C_2) або зростанням коефіцієнта підсилення $k_{П2}$ негативний вплив змінної складової сигналу СЗЗ посилюється.

Враховуючи наведені вище результати, для подальших розрахунків мінімально можливого значення ємності C_2 оберемо значення ємності $C_f = 10 \mu F$, що за прийнятих параметрів R_1 та R_2 забезпечує високий рівень фільтрації змінної складової сигналу зворотного зв'язку.

Використання для аналізу наближеної моделі дозволяє за прийнятний час проводити велику кількість обчислень, що підвищує ефективність та наочність результатів аналізу. Так на рис.4,а наведено результати розрахунків напруги U_{C_2} на інтервалі часу t 0–0,6с для меж зміни значень C_2 в діапазоні 600 – 1200 μF з дискретністю 50 μF , початковою напругою U_{C_2} , що дорівнює 348В та обробкою результатів стандартними процедурами пакету МС9.

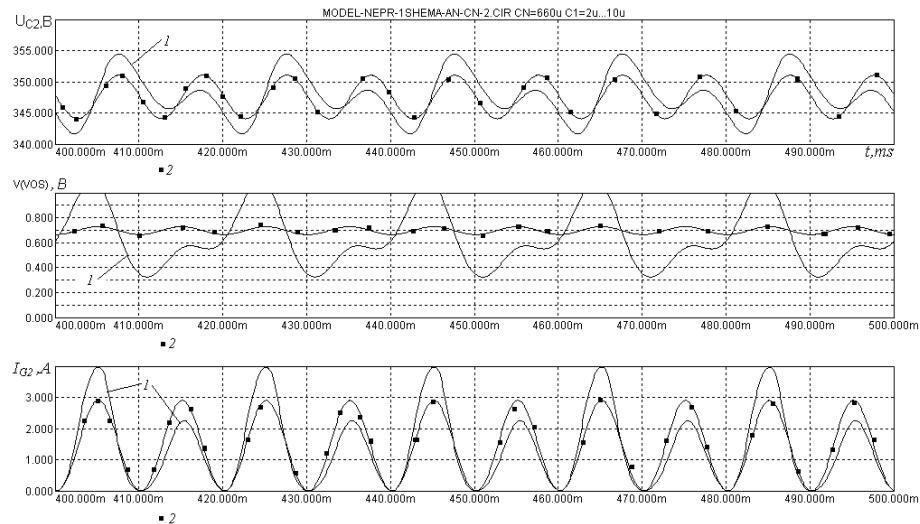


Рис.3

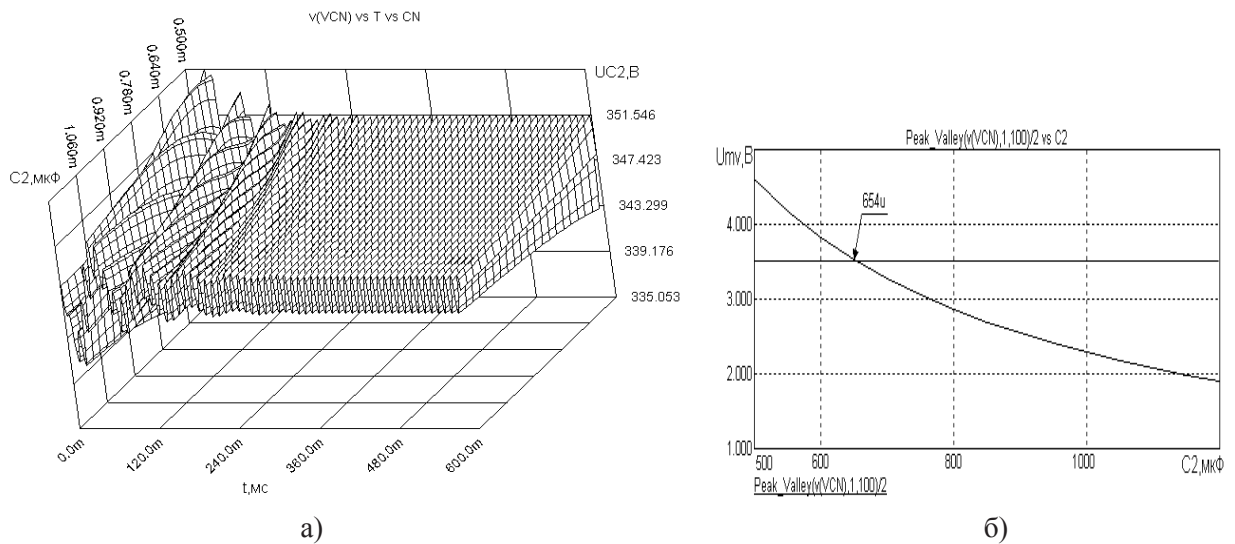


Рис. 4

З аналізу графіку видно, що сталий режим настає для усіх значень ємності C_2 приблизно за 20–24 періодів струму джерела струму G2 моделі, що відповідає 10–12 періодам вхідної напруги реального перетворювача (див. вираз(1)), навіть для початкової напруги на ємності C_2 , що досить близька до сталого значення середньої вихідної напруги. Відносно великий час перехідного режиму встановлення вихідної напруги можна пояснити великою сталою часу корегувального ланцюга, тож для скорочення часу встановлення вихідної напруги необхідно зменшувати значення ємності C_f .

Для сталого режиму ($t=600\text{ms}$) стандартними засобами MC9 за результатами розрахунків вихідної напруги U_{C2} (рис.4,а) було отримано залежність амплітуди пульсацій вихідної напруги U_{mv} (функція $\text{Peak_Valley}(v(\text{VCN}),1,100)/2$) від значень ємності C_2 , яка наведена на рис.4,б. З графіка можливо легко віднайти необхідні значення ємності. Наприклад, нехай необхідний рівень пульсацій повинен бути меншим, ніж 1% $U_{C2\text{ ном}}$, тобто $U_{mv} \leq 3,5\text{V}$. В такому випадку C_2 повинно бути більшим за значення 654мкФ.

Представлення перетворювача наближеними моделями дозволяє отримати зручний наближений вираз для пошуку необхідних значень вихідної ємності. Так у сталому режимі при номінальній потужності можна прийняти у виразі (1) $u_{C2}(t)=U_{C2\text{ ном}}$, $v(vos)=1$. Після елементарних

перетворень отримаємо $J_{G2}(t)=\frac{P_{\text{ном}}}{U_{C2\text{ ном}}}-\frac{P_{\text{ном}}}{U_{C2\text{ ном}}}\cos 2\omega t$. Змінна складова струму в останньому виразі

визначає змінну складову вихідної напруги, амплітуда якої описується виразом $U_{mv} = \frac{P_{н ном}}{U_{C2 ном} y_n}$, де

$y_n = \sqrt{(2\omega C_2)^2 + 1/R_n^2}$ – модуль реактивної провідності ланцюга з C_2 та R_n . Для можливих значень

величин цих елементів значення другого доданку під радикалом на три порядки менші, тож ним можна знехтувати. В такому разі з виразу для U_{mv} отримаємо

$$C_2 = \frac{P_{н ном}}{2\omega U_{C2 ном} U_{mv}}. \quad (2)$$

Для прийнятих параметрів БНМ при $U_{mv} = 3,5\text{В}$ з виразу (2) маємо $C_2 = 649.63 \times 10^{-6}(\Phi)$. Порівняння значення ємності C_2 , що знайдене по рис.4,б зі значенням, що розраховане за виразом (2) показує, що вони відрізняються менше ніж на відсоток. Тож для вибору ємності C_2 в інженерних розрахунках можна рекомендувати використання наближеного виразу (2).

Аналіз впливу значень $\tau_{кл}$ на якість вихідної напруги та вхідного струму АККП

З наведених на рис.3 графіків видно, що вибір неоптимальних значень $\tau_{кл}$ призводить до погіршення форми кривих струму та вихідної напруги навіть у сталих режимах. Зважаючи на те, що вхідний струм АККП повинен мати максимально наближену до синусоїдальної форму, проведемо аналіз впливу значень $\tau_{кл}$ на якість вхідного струму та вихідної напруги. Зазначимо, що струм джерела G2 БНМ не є еквівалентом вхідного струму АККП. Але як і вхідний струм АККП струм джерела G2 БНМ в ідеальному випадку (без впливу системи зворотного зв'язку та при відсутності пульсацій вихідної напруги) має синусоїдальну форму. Тому оцінивши вплив параметрів СЗЗ при наявності пульсацій вихідної напруги на якість струму G2 БНМ за таким параметром, як коефіцієнт спотворення синусоїдальності струму G2 (THD_{IG2}), можна оцінити (з точністю наближеної моделі) вплив параметрів СЗЗ на форму вхідного струму реального АККП.

Так як $\tau_{кл}$ при фіксованих R_1 і R_2 залежить лише від значень C_f , проведемо дослідження впливу на якість струму G2 та вихідної напруги U_{C2} значень ємності C_f при вказаних вище параметрах елементів моделі та $C_2 = 650\text{мкФ}$. На рис.5 та рис.6 представлені відповідно результати розрахунків миттєвих значень струму $I(G2)$ джерела G2 та вихідної напруги U_{C2} на інтервалі часу $t = 0 - 600\text{мс}$ при зміні значень C_f в діапазоні 1–3мкФ. Розрахунки проводились для двох значень вихідної потужності – 500Вт (рис. 5,а та рис.6,а) та 50Вт (рис. 5,б та рис.6.б).

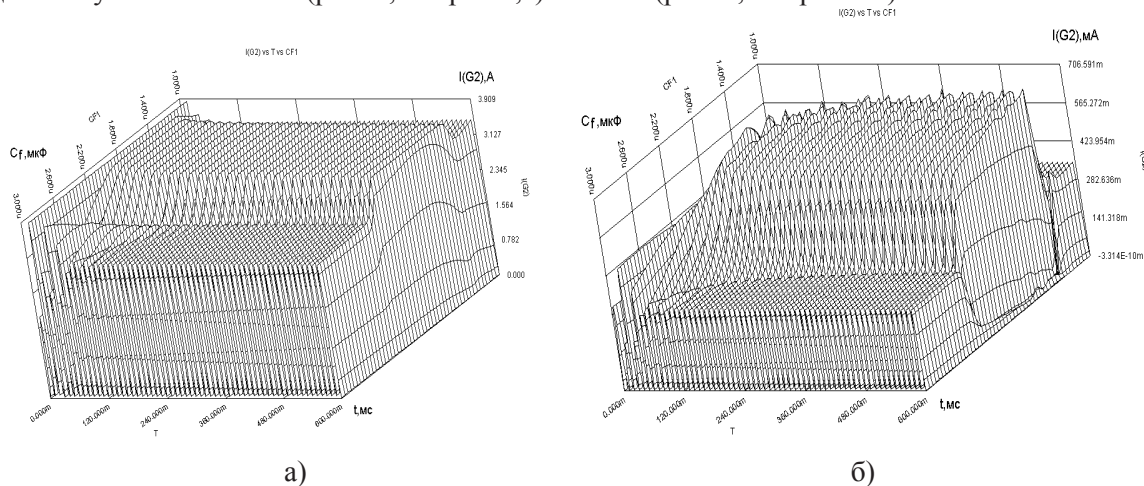


Рис. 5

Так як досліджується сталий режим, за початкове значення напруги U_{C2} обране $U_{C2 ном}$. З аналізу наведених графіків можна зробити наступні висновки. Для відносно малих значень C_f (1–1,5мкФ) маємо швидке закінчення перехідного процесу та однакову на сусідніх періодах струму G2 форму кривих в сталому режимі. Але пульсації вихідної напруги (рис.6) дещо вищі, ніж за значень C_f близьких до 3мкФ, а форма струму зазнає спотворень за рахунок значного впливу змінної складової сигналу зворотного зв'язку.

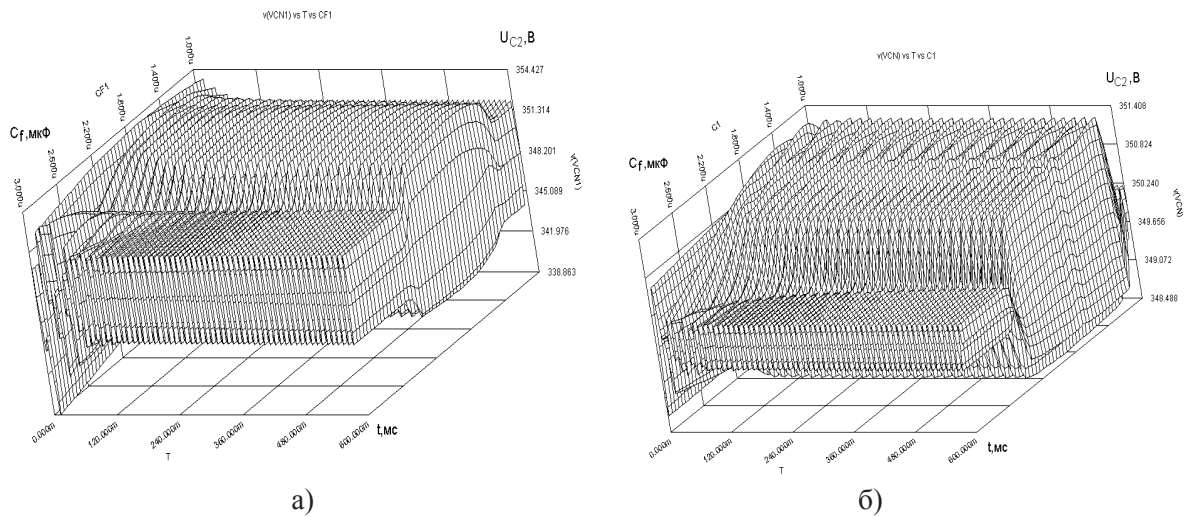


Рис.6

При подальшому збільшенні значень C_f (1,5–2,5 мкФ) настає режим, в якому криві струму та пульсації вихідної напруги значно відрізняються на сусідніх періодах вхідного струму, мають різко несинусоїдальну форму, рівень пульсацій вихідної напруги значно зростає. При подальшому збільшенні C_f форма кривих наближується до синусоїдальної, але зростає час перехідного процесу.

Звернемось до рис. 7. На ньому наведені пікові значення THD_{IG2} (функція $Peak_Y(THD(FFT(I(G2)),100),1,1)$ пакету MC9) та коефіцієнту спотворення синусоїдальності кривої пульсацій вихідної напруги (THD_{UC2}) (функція $Peak_Y(THD(FFT(V(VCN1)),100),1,1)$ пакету MC9) для кривих струму джерела G2 та вихідної напруги, що обраховані на періоді струму джерела G2 БНМ в сталому режимі. Розрахунки проведено для діапазону вихідної потужності 50 – 500 Вт та значень C_f 1–3 мкФ. З аналізу графіків видно, що на інтервалі значень C_f від 1,2 мкФ до 2,4 мкФ значення THD_{IG2} та THD_{UC2} у 3–12 разів більші, ніж при значенні $C_f = 3$ мкФ. При значеннях ємності C_f більших за 2,4 мкФ для всіх значень вихідної потужності значення THD_{IG2} та THD_{UC2} приблизно дорівнюють відповідно 7,5% та 4%, мінімальні та майже не змінюються. При таких значеннях THD_{IG2} та THD_{UC2} криві струму джерела G2 та змінної складової U_{C2} мають близьку до синусоїдальної форму та зазнають мінімальних спотворень з боку змінної складової сигналу зворотного зв'язку.

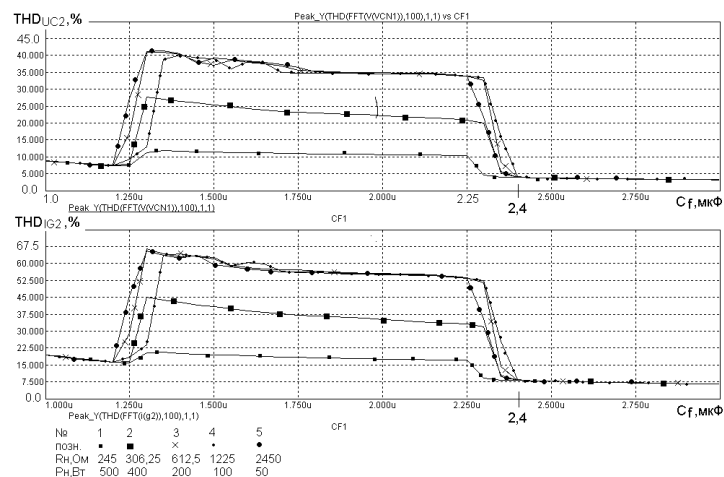


Рис.7

Таким чином з аналізу кривих на рис.7 робимо висновок, що існує мінімальне значення $C_f^* = 2,4$ мкФ, при якому значення THD_{UC2} та THD_{IG2} також залишаються мінімальними. При значеннях ємності C_f , що більші за C_f^* , негативний вплив змінної складової сигналу зворотного зв'язку на процеси в перетворювачі є мінімальним (очевидно, що при $C_f \rightarrow \infty$ негативний вплив відсутній, але і час перехідних процесів неприйнятно великий). Тому оптимальним є значення $C_f^* = 2,4$ мкФ, що відповідає $\tau_{KL} = 0,024$ с. На рис.8 наведено поверхню кривих вихідної напруги, що

розраховано для знайденого значення C_f для розглянутого діапазону вихідної потужності. Як видно у сталому режимі ($t > 0.15c$) пульсації вихідної напруги близькі до синусоїдальних, з амплітудою, що не перевищує 1% $U_{C2 \text{ ном}}$.

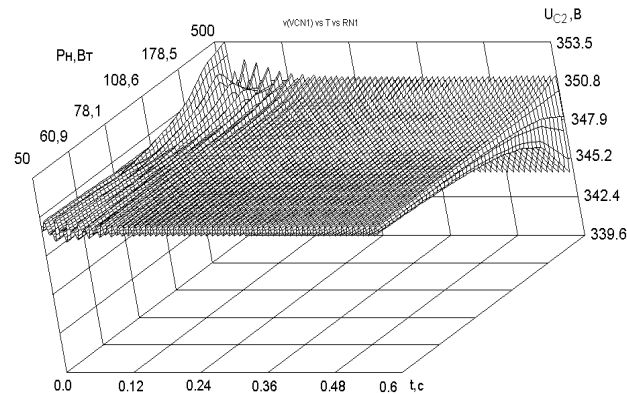


Рис.8

Наведені приклади ілюструють зручність синтезу вихідних ланцюгів АККП при використанні БНМ. Одночасно досягається скорочення часу розрахунків, так як відпадає необхідність аналізу роботи схем на частоті імпульсної модуляції формування вхідного струму. Відзначимо, що розглянуті БНМ призначені лише для досліджень електромагнітних процесів у вихідних ланцюгах АККП. При цьому дослідження структури та параметрів схем АККП в частині формування вхідного струму необхідно проводити за допомогою інших методів, наприклад з використанням імпульсних моделей.

Висновки

Отримано простий наближений вираз для визначення ємності конденсатора вихідного фільтру однофазних АККП в залежності від номінальної вихідної потужності та допустимої амплітуди пульсацій вихідної напруги. Для визначених структури та параметрів вихідних ланцюгів АККП потужністю 500Вт з допустимими рівнями статичної нестабільності та амплітуди пульсацій вихідної напруги 1% отримано мінімально можливе значення ємності конденсатора коригувального ланцюга у 2,4мкФ, що забезпечує стійкість роботи перетворювача в статичних режимах.

Список літератури

1. Климов В. П., Федосеев В. И. Схемотехника однофазных корректоров коэффициента мощности // Практическая силовая электроника. – 2002. – №8. – С. 23–28.
2. Шидловський А. К., Жаркін А. Ф., Пазєєв А. Г. Безперервні наближені моделі перетворювачів змінної напруги в постійну з активною корекцією коефіцієнта потужності // Техн. Електродинаміка. – 2011. – № 6. – С. 11–17.
3. Шидловский А. К., Козлов А. В., Комаров Н. С., Москаленко Г. А. Транзисторные преобразователи с улучшенной электромагнитной совместимостью. – Киев: Наукова думка. – 1993. – 272 с.

SELECTING PARAMETERS OUTPUT CIRCUIT OF ACTIVE POWER FACTOR CORRECTORS USING THE CONTINUOUS APPROXIMATE MODEL

A.F. Zharkin, A.G. Pazeev

Institute of Electrodynamics National Academy of Science of Ukraine,
e-mail: andykiev69@bigmir.net

Adduced the example calculations using continuous approximate model of the converter in the package SPICE Simulator Micro-Cap-9 minimal possible values of capacitance and output filter time constant feedback system in which there are no unwanted periodic modes and provides minimum output voltage ripple.

Keywords: active power factor correctors, continuous approximate model.

1. Klimov V. P., Fedoseev V. I. Circuit design of single-phase PFC // Prakticheskaia silovaia elektronika. – 2002. – №8. – P. 23–28. (Rus)
2. Shydlovskii A.K., Zharkin A.F., Pazeev A.G. Continuous approximate model of AC/DC converters with active power factor correction // Tekhnichna elektrodynamika. – 2011. – № 6. – P. 11–17. (Ukr.)
3. Shidlovskii A. K., Kozlov A. V., Komarov N. S., Moskalenko G. A. Transistor converters with improved electromagnetic compatibility. – Kiev: Naukova dumka. – 1993. – 272 p. (Rus)

УДК 621.372.521

Ф. П. Говоров

Харьковский национальный университет городского хозяйства имени А. Н. Бекетова, г. Харьков, Украина

Д. А. Белоусов, ООО «Евросвя'зь», г. Харьков, Украина

СНИЖЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ, СОЗДАВАЕМЫХ СВЕТОДИОДНЫМИ УСТРОЙСТВАМИ ЗАГРАДИТЕЛЬНОГО ОГНЯ

Выявлены причины возникновения электромагнитных помех в светодиодных устройствах заградительного огня, определен их гармонический состав, показано, что применение существующих схем и конструкций управления загорания огня не обеспечивает их электромагнитной совместимости с имеющимися системами по уровню, как сетевых так и атмосферных помех. Исследованием методов и технических средств подавления электромагнитных помех определены пути снижения уровня помех. По результатам исследования для борьбы с помехами предложено устройство, выполненное на основе широкополосного фильтра низкой частоты.

Ключевые слова: заградительный огонь, электромагнитная совместимость, помехи, светодиоды

Виявлено причини виникнення електромагнітних перешкод в світлодіодних пристроях загороджувального вогню, визначено їх гармонійний склад, показано, що застосування існуючих схем і конструкцій управління запалення вогню не забезпечує їх електромагнітної сумісності з наявними системами за рівнем, як мережевих так і атмосферних перешкод. Дослідженням методів і технічних засобів пригасування електромагнітних перешкод визначено шляхи зниження рівня перешкод. За результатами дослідження для боротьби з перешкодами запропоновано пристрій, виконаний на основі широкопосмугового фільтра низької частоти.

Ключові слова: загороджувальний вогонь, електромагнітна сумісність, перешкоди, світлодіоди

Введение

В настоящее время высотные здания, мачтовые сооружения, дымовые трубы оборудуются устройствами заградительного огня, включаемыми в темное время суток. Эти устройства часто устанавливаются вблизи антенн систем радиосвязи, работающих в диапазонах частот 136÷174 МГц, 403÷470 МГц. Замечено, что при включении устройств заградительного огня заметно ухудшается работа приемных устройств систем радиосвязи вследствие возникновения электромагнитных помех. Для оценки этого явления исследованы электромагнитные помехи, создаваемые устройствами заградительного огня.

Изложение основного материала

Для оценки явления электромагнитной совместимости устройства заградительного огня было исследовано устройство 30М, имеющее сертификат соответствия № АТ 2094 на установке, состоящей из коммуникационного анализатора AirFlex IFR 1900, используемого в качестве спектроанализа и измерительной антенны ЕСМ-150.

При рассмотрении устройства заградительного огня было выявлено отсутствие как сетевых и радиочастотных фильтров. Кабель с питающим напряжением ~ 220В подключен к импульсному источнику постоянного напряжения, питающего 48 сверхярких светодиодов красного цвета.

Импульсный источник состоит из низкочастотного однофазного мостового выпрямителя, фильтрующего конденсатора и ШИМ-регулятора, работающего на частоте $f = 70000$ Гц. Применение в источнике питания заградительного огня ШИМ-регулятора обуславливает, что форма его входного тока существенно отличается от синусоидального, и дает широкий спектр