

УДК 621.314.58

## АНАЛІЗ РОБОТИ ВХІДНОГО ВИПРЯМЛЯЧА-КОРЕКТОРА ДЛЯ ДЖЕРЕЛА БЕЗПЕРЕРВНОГО ЖИВЛЕННЯ

Росінська Г. П., Подвиг Є. В.

Київський національний університет технологій та дизайн

*У статті розглянуто загальний аналіз роботи вхідного випрямляча-коректора для джерела безперервного живлення в квазістаціонарному та нестаціонарному режимах. Запропонована модель вхідного випрямляча-коректора в програмі OrCAD 16.6 та аналіз її роботи.*

**Ключові слова:** коректор потужності, випрямляч-коректор, коректор джерела безперервного живлення

Сучасні системи вторинного електроживлення – це імпульсні пристрої, які в значній мірі спотворюють синусоїдальну форму і гармонічний склад споживаного струму та напруги. Це призводить до зсуву фаз між ними та до появи високих гармонік. Як правило, при роботі такого електрообладнання також виникають проблеми електромагнітної сумісності, завдяки чому коефіцієнт потужності виявляється менше одиниці. Для вирішення даної проблеми були створені коректори коефіцієнту потужності.

Аналізу коректорів коефіцієнта потужності присвячено ряд робіт [1-4]. В яких режими роботи перетворювача, що входить до складу коректора, аналізується, виходячи з умови сталості вхідної напруги в межах періоду комутації транзистора. Разом з тим, при роботі потужних транзисторних модулів, робочі частоти яких не перевищують декількох кілогерц, доводиться враховувати відмінність значень вхідної напруги у включеному та вимкненому стані транзистора. В таких режимах змінюється закон управління комутуючим транзистором. Він має бути реалізований системою управління коректора.

### **Постановка завдання**

Враховуючи актуальність напрямку, метою даної роботи є розробка моделі вхідного випрямляча-коректора на базі контролера в програмі OrCAD 16.6 для імітаційного моделювання та дослідження її роботи.

### **Результати досліджень**

На рис. 1 показана структура вхідного випрямляча-коректора, яка містить: вхідний некерований випрямляч з ємнісним фільтром  $C_{вх}$ , вхідний дросель  $L$ ,

перемикаючий транзистор  $T$ , вихідний випрямляч  $D$ , вихідний конденсатор  $C$ , датчик струму  $R_{ш}$  та контролер  $K$ , який керує роботою коректора. А також на рис.1. показані вхідні  $V_{вх}$ ,  $I_{вх}$  та вихідні величини коректора  $V_0$ ,  $I_0$  відповідно. При цьому  $V_{вх}$  та  $I_{вх}$  випрямлені напруга та струм, а  $V_0$  та  $I_0$  – постійні величини.

Робота такого пристрою заснована на випрямленні вхідної напруги, накопиченні енергії в магнітному полі вхідного дроселя  $L$  при провідному стані перемикаючого транзистора  $T$  та передачі енергії у вихідний конденсатор  $C$  і навантаження при непровідному стані перемикаючого транзистора  $T$ .

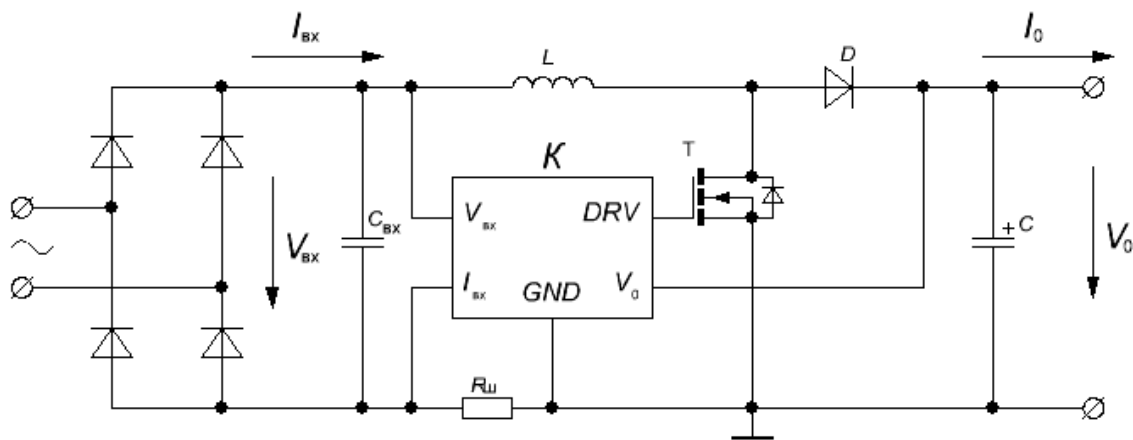


Рис. 1. Структура вхідного випрямляча-коректора

Система управління перемикаючим транзистором  $T$  налаштовується таким чином, щоб виконувалися наступні вирази [5, 6]:

1. Миттєве значення вхідного струму коректора пропорційне миттєвому значенню вхідної напруги:

$$I_{\alpha}(t) = K \cdot V_{\alpha}(t), \quad (1)$$

де  $K$  – коефіцієнт передачі вхідної напруги.

При цьому під миттєвим значенням вхідного струму розуміється середнє за період комутації значення струму через індуктивність, що відповідає моменту даної комутації:

$$I_{\alpha} = \frac{1}{T} \int_0^T i_L(t) dt, \quad (2)$$

де  $i_L(t)$  – струм через індуктивність у межах періоду комутації  $T$ .

Тобто має виконуватися співвідношення:  $\frac{1}{T} \int_0^T i_L(t) dt = K \cdot V_{ex}(t)$

2. Середнє значення вхідної потужності за півперіод напруги мережі дорівнює постійній вихідній потужності коректора:

$$P_{ex} = \int_0^{\frac{T_{жс}}{2}} I_{ex}(t) \cdot V_{ex}(t) dt = P_0 \quad (3)$$

де  $V_{ex}(t) = V_m \cdot \sin \omega_{жс} t = V_m \cdot \sin(2\pi f_{жс} \cdot t)$  – напруга мережі,  $T_{жс} = \frac{1}{f_{жс}}$  – період напруги мережі,  $P_0 = V_0 \cdot I_0$  – вихідна потужність, скорегована з врахуванням ККД перетворювача.

Знайдемо величину  $K$ , підставивши (1) в (3):

$$K = \frac{P_0}{V_{жс}^2}, \quad (4)$$

де  $V_{жс}$  – діюче значення напруги мережі.

Величину  $R_{ex} = \frac{1}{K} = \frac{V_{жс}^2}{P_0}$  можна розглядати як вхідний опір коректора.

На вхід контролера подається випрямлена синусоїдальна напруга мережі з частотою 50 Гц. Якщо частота комутації транзистора складає десятки або сотні кілогерц, то зміною вхідної напруги за період комутації можна знехтувати. Тоді при аналізі роботи коректора доцільно скористатися квазістаціонарним наближенням, суть якого зводиться до застосування досить простих законів, що описують постійні, стаціонарні струми (закони Ома, закони електростатики).

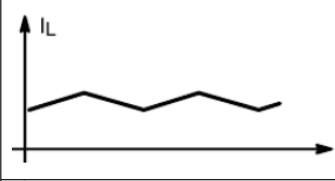
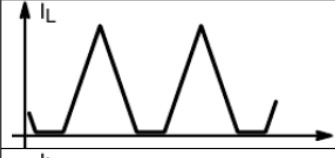

Якщо ж частота комутації зменшується до одиниць кілогерц і нижче, то необхідно вирішувати динамічну задачу, яка має враховує відмінність вхідної напруги на етапах відкритого та закритого станів транзистора.

У квазістаціонарному наближенні вважають, що не дивлячись на зміну струму з плином часу, в будь-який момент всі характеристики відповідають стаціонарному режиму при даному миттєвому значенні сили струму. Можливі наступні режими роботи дроселя  $L$ :

- 1) режим неперервного протікання струму в дроселі;
- 2) режим переривчастого протікання струму в дроселі;
- 3) режим граничного протікання струму в дроселі.

У таблиці 1 наведені порівняльні характеристики для різних режимів вхідного струму у накопичувальному дроселі коректора [7].

Таблиця 1

Форма вхідного струму	Режим роботи	Характеристики
	Режим неперервного струму	Жорстке перемикування вентилів. Максимальне значення індуктивності вхідного дроселя. Мінімальне середнє значення струму
	Режим переривчастого струму	Велике середнє значення струму. Знижене значення індуктивності дроселя. Висока стабільність
	Режим граничного струму	Максимальне середнє значення струму. Частота перемикування змінюється у значному діапазоні

Порівнюючи між собою різні режими роботи коректора за вхідним струмом, бачимо, що найбільш зручним є режим роботи з неперервним струмом накопичувального дроселя. Цей режим не супроводжується великими піковими значеннями вхідного струму, що знижує втрати потужності в транзисторі та інших елементах силової частини вхідного випрямляча-коректора. Невисокий рівень пульсацій вхідного струму і постійна частота комутації створюють найбільш зручні умови для фільтрації небажаних гармонік вхідного струму.

Розглянемо спочатку режим переривчастих струмів (рис. 2). Якщо вхідна напруга у межах періоду комутації  $T$  постійна, то час відкритого  $t_{від}$  та закритого  $t_{зак}$  станів транзистора будуть пов'язані співвідношенням [6]:

$$t_{зак} = \frac{V_{ex}}{V_0 - V_{ex}} \cdot t_{від} \quad (5)$$

Це співвідношення впливає з рівності збільшення струму через індуктивність за час відкритого і закритого стану транзистора.

Величина середнього за період комутації струму через індуктивність (миттєвого значення вхідного струму) дорівнює:

$$I_{сep} = \frac{1}{T} \left( \frac{V_{ex}}{2L} \cdot t_{від}^2 + \frac{V_0 - V_{ex}}{2L} \cdot t_{зак}^2 \right) \quad (6)$$

Підставивши в (6) формулу (1), а також співвідношення (5), можемо виразити часи відкритого та закритого стану транзистора:

$$\bar{t}_{\text{від}} = \left[ \frac{2L}{T} \cdot K \cdot (1 - \bar{v}) \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (7)$$

$$\bar{t}_{\text{зак}} = \left[ \frac{2L}{T} \cdot K \cdot \frac{\bar{v}^2}{1 - \bar{v}} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (8)$$

В цих виразах  $\bar{t}_{\text{від}} = \frac{t_{\text{від}}}{T}$ ,  $\bar{t}_{\text{зак}} = \frac{t_{\text{зак}}}{T}$  – нормований час відкритого і закритого станів транзистора,  $\bar{v} = \frac{V_m}{V_0} \cdot \sin \omega_{\text{ж}} t$  – нормована напруга мережі (вхідна напруга).

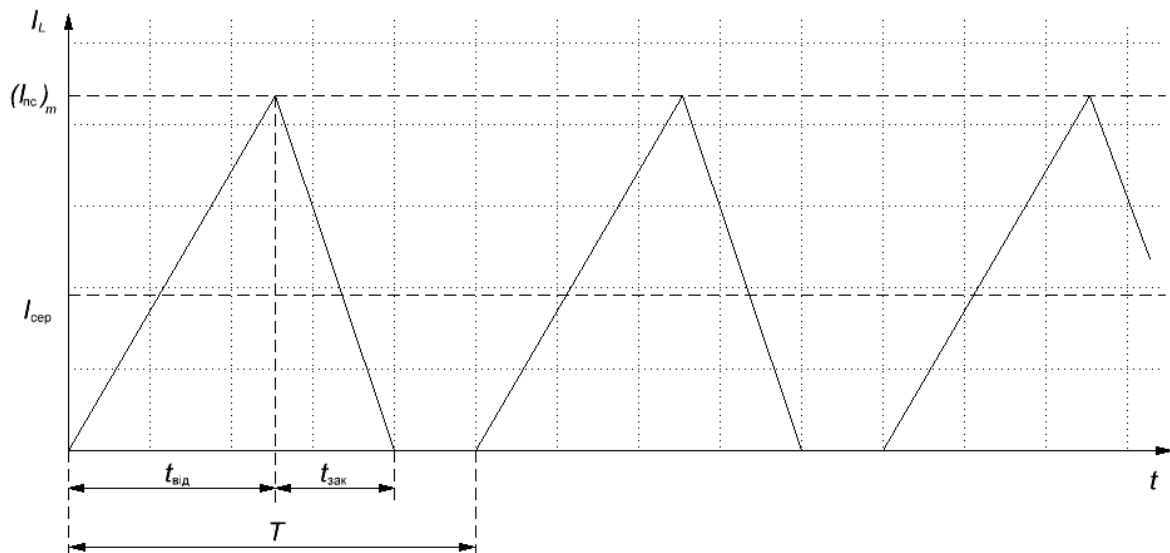


Рис. 2. Режим переривчастого протікання струму в дроселі

Рівняння (7) та (8) визначають закон керування, при якому реалізується функція коректора (1).

Умова переходу перетворювача в граничний режим може бути отримана з рівняння  $\bar{t}_{\text{від}} + \bar{t}_{\text{зак}} = 1$ , яке з урахуванням (7) і (8) перетворюється до виду:

$$\frac{2L}{T} \cdot K = 1 - \bar{v}. \quad (9)$$

Якщо замінити в формулі (9) знак дорівнює на знак більше, отримаємо умову переходу перетворювача в режим неперервних струмів:

$$\frac{2L}{T} \cdot K \geq 1 - \bar{v}. \quad (10)$$

Ця умова визначає миттєве значення вхідної напруги, при якій відбувається перехід перетворювача в режим неперервних струмів.

Якщо  $\bar{v} = \frac{V_m}{V_0} \cdot \sin \omega_{ж} t = 0$ , знайдемо умову переходу в режим неперервних струмів в момент часу  $t = 0$ , тобто на початку синусоїди вхідної напруги:

$$\frac{2L}{T} \geq \frac{1}{K}.$$

Позначивши величину  $\frac{2L}{T}$ , що має розмірність опору, через  $R_{ГР}$  та враховуючи, що  $\frac{1}{K} = R_{ВХ}$  – вхідний опір коректора, то остання умова буде мати вид:

$$R_{ГР} \geq R_{ВХ}. \quad (11)$$

Якщо  $\bar{v} = \frac{V_m}{V_0} \cdot \sin \omega_{ж} t = \frac{V_m}{V_0}$ , то з (10) знайдемо умову переходу в *граничний режим* в момент часу  $t = \frac{\pi}{2\omega_{ж}}$ , тобто при амплітудному значенні вхідної напруги:

$$R_{ГР} = \left(1 - \frac{V_m}{V_0}\right) \cdot R_{ВХ}. \quad (12)$$

Умови (11) та (12) мають фізичний зміст [6]: при  $R_{ГР} \geq R_{ВХ}$  завжди реалізується режим безперервних струмів; при  $R_{ГР} \leq R_{ВХ} \cdot \left(1 - \frac{V_m}{V_0}\right)$  завжди реалізується режим переривчастих струмів; при  $R_{ВХ} \cdot \left(1 - \frac{V_m}{V_0}\right) < R_{ГР} < R_{ВХ}$  одним значенням вхідної напруги відповідає режим переривчастих струмів, іншим – режим безперервних струмів.

В режимі *неперервних струмів* (рис. 3) при умові сталості вхідної напруги в межах періоду комутації, час відкритого та закритого стану транзистора, отримані з умови рівності збільшення струмів на цих етапах, дорівнюють [6]:

$$t_{від} = \frac{V_0 - V_{вх}}{V_0} \cdot T, \quad (13)$$

$$t_{зак} = \frac{V_{вх}}{V_0} \cdot T. \quad (14)$$

Середній за період комутації струм через індуктивність в розглянутому режимі може бути представлений:

$$I_{сер}(t) = I_{поч} + \frac{V_{вх}}{2L} = I_{поч} + \frac{T}{2L} \cdot V_{вх} \left[1 - \frac{V_{вх}}{V_0}\right], \quad (15)$$

де  $I_{\text{поч}}$  – початковий струм, який дорівнює струму через індуктивність на початку розглянутого періоду комутації.

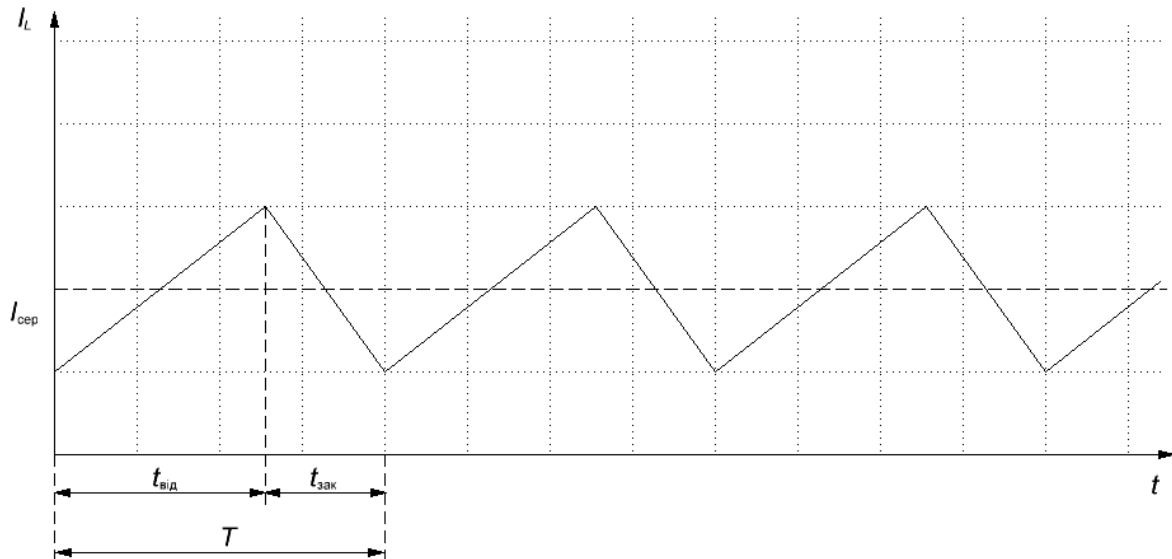


Рис. 3. Режим неперервного протікання струму в дроселі

З урахуванням (1) можемо знайти з (15) величину початкового струму:

$$I_{\text{поч}}(t) = V_{\text{ex}} \left\{ K - \frac{T}{2L} \left[ 1 - \frac{V_{\text{ex}}}{V_0} \right] \right\}. \quad (16)$$

Перехід перетворювача з режиму неперервних струмів в граничний режим відповідає зниженню початкового струму до нуля. Приймавши в (16), що  $I_{\text{поч}} = 0$ , отримаємо умову (9).

В граничному режимі максимальне значення струму перевищує середнє в два рази:

$$(I_{\text{zp}})_m = 2I_{\text{сер}} = 2KV_{\text{ex}}. \quad (17)$$

В режимі неперервних струмів максимальне значення струму перевищує середнє на половину амплітуди пульсацій (рис. 3):

$$(I_{\text{бс}})_m = KV_{\text{ex}} + \frac{T}{2L} \cdot V_{\text{ex}} \cdot \left( 1 - \frac{V_{\text{ex}}}{V_0} \right). \quad (18)$$

Знайдемо різницю максимальних значень струму з (17) та (18):

$$(\Delta I)_m = V_{\text{ex}} \left[ K - \frac{T}{2L} \left( 1 - \frac{V_{\text{ex}}}{V_0} \right) \right].$$

Цей вираз співпадає з виразом (16). Таким чином, величина початкового струму характеризує ефективність використання режиму неперервних струмів. За отриманими виразами запишемо відношення  $\frac{(\Delta I)_m}{(I_{gp})_m}$  при  $V_{вх}(t) = V_m$ :

$$\frac{(\Delta I)_m}{(I_{gp})_m} = \frac{1}{2} \left[ 1 - \frac{R_{ex}}{R_{zp}} \left( 1 - \frac{V_m}{V_0} \right) \right], \quad (19)$$

де  $R_{ex} = \frac{1}{K} = \frac{V_0^2}{P_0}$ .

На рис. 4 наведені залежності нормованої різниці значень максимального струму через індуктивність  $\frac{(\Delta I)_m}{(I_{gp})_m}$  від потужності в навантаженні  $P_0$ . Криві побудовані для двох значень напруги мережі 220 і 110 В при наступних значеннях параметрів перетворювача:  $T = 2 \cdot 10^{-5} \text{ с}$ ,  $L = 4.8 \cdot 10^{-4} \text{ Гн}$ ,  $V_0 = 400 \text{ В}$ . З наведених графіків бачимо, що при збільшенні потужності в навантаженні до 600 Вт максимальний струм в режимі неперервних струмів (для 110 В) зменшується приблизно на одну третину, щодо максимального струму в граничному режимі. При подальшому збільшенні потужності в навантаженні криві насичуються і асимптотично наближуються до теоретичної межі, що дорівнює 1/2.

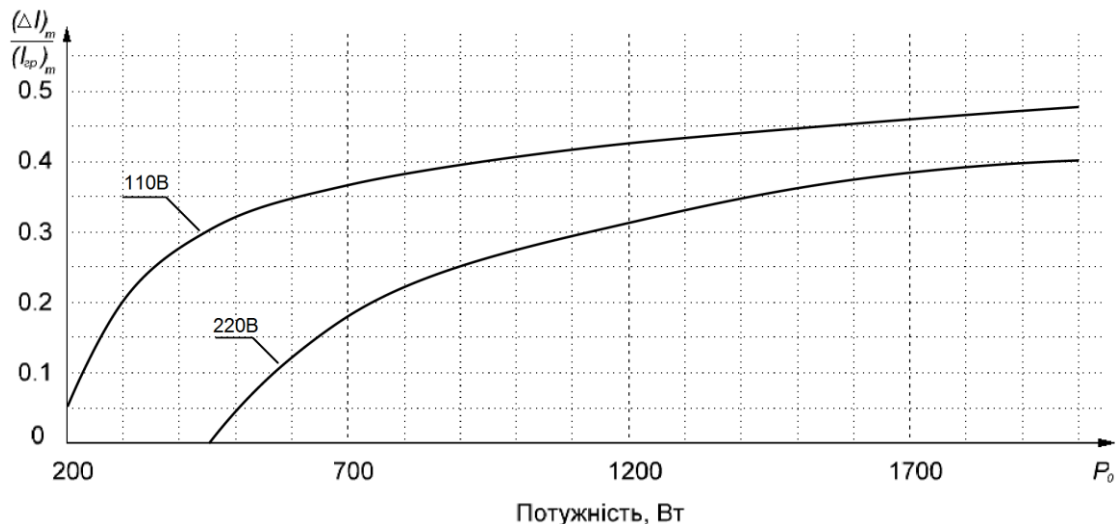


Рис. 4. Нормована різниця максимальних значень струмів через індуктивність

У нестационарному режимі будемо вважати, що в межах періоду комутації вхідна напруга змінюється лінійно. При переході до кожного наступного періоду комутації змінюються величини початкового значення, а також і похідні вхідної



напруги  $V_{\text{BX}}(t)$ . Визначимо закон управління комутуючим транзистором  $T$ , при якому реалізується функція коректора (1).

В режимі *переривчастих струмів* напруга на індуктивності в період відкритого стану транзистора дорівнює вхідній  $V_{\text{BX}}(t)$  [6]:

$$V_L(t) = V_{\text{BX}} + \frac{dV_{\text{BX}}}{dt} \cdot t. \quad (20)$$

$V_{\text{BX}}$  та  $\frac{dV_{\text{BX}}}{dt}$  постійні в межах періоду комутації, причому  $V_{\text{BX}}$  є початковою напругою у розглянутий період комутації. Поточне значення струму через індуктивність в період включеного стану транзистора дорівнює:

$$i_L(t) = \frac{V_{\text{BX}}}{L} \cdot t + \frac{1}{2L} \cdot \frac{dV_{\text{BX}}}{dt} \cdot t^2. \quad (21)$$

Напруга на індуктивності та поточне значення струму через індуктивність в період вимкненого стану транзистора приймають вид:

$$V_L'(t) = V_0 - \left[ V_{\text{BX}} + \frac{dV_{\text{BX}}}{dt} \cdot t_{\text{від}} + \frac{dV_{\text{BX}}}{dt} \cdot t \right], \quad (22)$$

$$i_L'(t) = \frac{V_{\text{BX}}(t)}{L} \cdot t_{\text{від}} + \frac{1}{2L} \cdot \frac{dV_{\text{BX}}}{dt} \cdot t_{\text{від}}^2 - \frac{V_0}{L} \cdot t + \frac{V_{\text{BX}}(t)}{L} \cdot t + \frac{t_{\text{від}}}{L} \cdot \frac{dV_{\text{BX}}}{dt} \cdot t + \frac{1}{2L} \cdot \frac{dV_{\text{BX}}}{dt} \cdot t^2. \quad (23)$$

При отриманні виразів (22) та (23) за початок відліку прийнята точка  $t = t_{\text{від}}$ . У режимі *переривчастих струмів*  $i_L'(t_{\text{зак}}) = 0$ , звідки:

$$t_{\text{зак}} = \frac{V_{\text{BX}}}{V_0} (t_{\text{від}} + t_{\text{зак}}) + \frac{1}{2V_0} \cdot \frac{dV_{\text{BX}}}{dt} (t_{\text{від}} + t_{\text{зак}})^2. \quad (24)$$

Середнє значення струму через індуктивність за період комутації дорівнює:

$$I_{\text{сеп}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{\text{від}}} i_{\text{BX}}(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^{t_{\text{зак}}} i_{\text{BX}}'(t) dt. \quad (25)$$

Використовуючи функцію коректора (1), а також вирази (21) і (23), після інтегрування в (25) отримаємо рівняння, що визначає спільно з (24) закон управління комутуючим транзистором:

$$\frac{R_{\text{zp}}}{R_{\text{BX}}} \bar{v} = \bar{v} \left( 1 - \bar{v} \right) \bar{T}_0^4 + T \frac{d\bar{v}}{dt} \left( \frac{1}{3} - \bar{v} \right) \bar{T}_0^3 - \frac{T^2}{4} \left( \frac{d\bar{v}}{dt} \right)^2 \bar{T}_0^4. \quad (26)$$

$$\bar{t}_{\text{зак}} = \bar{v} \bar{T} + \frac{T}{2} \frac{d\bar{v}}{dt} \bar{T}_0^2. \quad (27)$$

де  $\overline{T_0} = \frac{t_{від} + t_{зак}}{T}$ .

Якщо у виразі (26) вхідну напругу вважати постійною  $\frac{d\bar{v}}{dt} = 0$ , то при переході до граничного режиму  $\overline{T_0} = 1$  це рівняння зводиться до умови (9). Аналогічно, якщо в (27) додати  $\frac{d\bar{v}}{dt} = 0$  і  $\overline{T_0} = 1$ , то це рівняння переходить у (14).

В режимі неперервних струмів через відмінності значень вхідної напруги на етапах відкритого і закритого стану транзистора величини струму через індуктивність на початку і в кінці періоду комутації не рівні (рис. 5).

Для визначення  $\Delta I$ , вважаємо, як і раніше зміну вхідної напруги в межах періоду комутації лінійною. Напругу на індуктивності на етапах відкритого і закритого стану транзистора визначимо відповідно за виразами (20) та (22). Струм через індуктивність на цих етапах змінюється за законом:

$$i_L(t) = I_{поч} + \frac{V_{ex}}{L}t + \frac{1}{2L} \frac{dV_{ex}}{dt} t^2. \quad (28)$$

$$i'_L(t) = I_{поч} + \frac{V_{ex}}{L}t_{від} + \frac{t_{від}^2}{2L} \frac{dV_{ex}}{dt} - \frac{V_0 - V_{ex}}{L}t + \frac{t_{від}}{L} \frac{dV_{ex}}{dt}t + \frac{1}{2L} \frac{dV_{ex}}{dt}t^2. \quad (29)$$

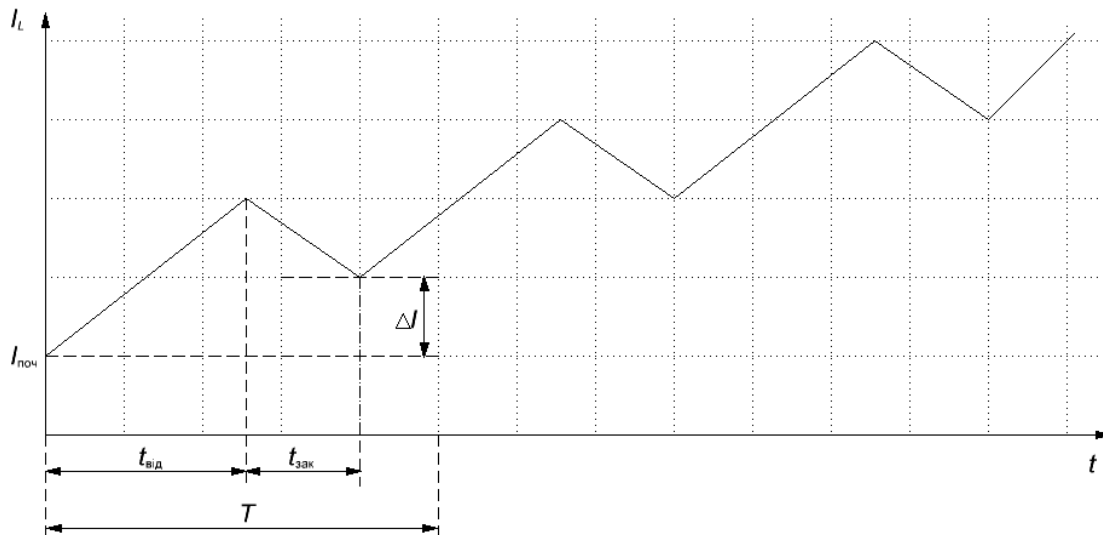


Рис. 5. Діаграма струму в нестационарному режимі

У виразі (29), як і в (22), за початок відліку взятий момент часу  $t = t_{від}$ . Підставляючи в (29)  $t = t_{від}$  і віднімаючи з отриманого виразу початковий струм  $I_{поч}$ , знайдемо приріст струму через індуктивність в кінці періоду комутації (рис. 5)

$$\Delta I = \frac{V_{ex}}{L} T - \frac{V_0}{L} t_{зак} + \frac{T^2}{2L} \frac{dV_{ex}}{dt}. \quad (30)$$

При цьому враховано, що в режимі неперервних струмів  $t_{від} + t_{зак} = T$ . Вважаючи зміну початкового струму в межах періоду комутації лінійним, знайдемо величину  $\frac{dI_{поч}}{dt}$ :

$$\frac{dI_{поч}}{dt} = \frac{\Delta I}{T} = \frac{V_{ex}}{L} - \frac{V_0}{L} \frac{t_{зак}}{T} + \frac{T}{2L} \frac{dV_{ex}}{dt}. \quad (31)$$

Середнє за період комутації значення струму через індуктивність визначено в (25). Підставляючи в (25) значення струму (28) і (29), після перетворень отримаємо:

$$I_{сеп} = KV_{ex} = I_{поч} + \frac{T}{2L} V_{ex} + \frac{T^2}{6L} \frac{dV_{ex}}{dt} - \frac{V_0}{2LT} t_{зак}^2. \quad (32)$$

Диференціюючи за часом всі члени рівняння (32) і підставляючи в отримане рівняння значення  $\frac{dI_{поч}}{dt}$  з (31), отримаємо рівняння, що визначає закон управління комутуючим транзистором  $T$ :

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{t_{зак}}{T} \right) = \frac{\bar{v}}{T} \left( 1 - \frac{KL}{T} \right) \frac{d\bar{v}}{dt} + \frac{T}{6} \frac{d^2 \bar{v}}{dt^2}. \quad (33)$$

Виходячи з розглянутих узагальнених законів управління комутуючим транзистором в коректорі розроблена модель вхідного випрямляча-коректора (рис. 6) на базі контролера NCP1607 в програмі OrCAD 16.6 для проведення імітаційного моделювання.

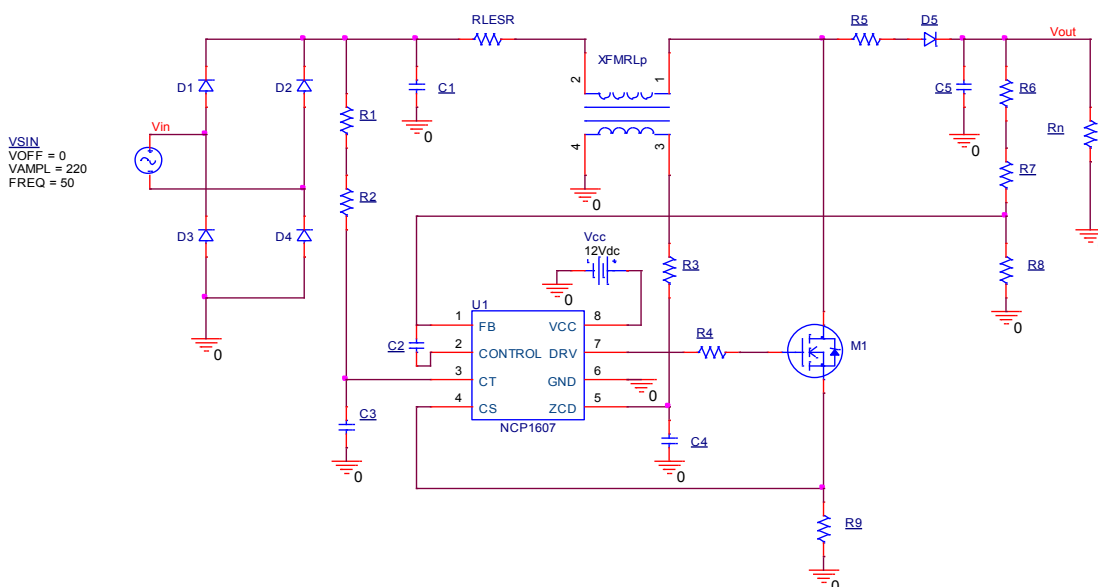


Рис. 6. Імітаційна модель вхідного випрямляча-коректора

Результати моделювання представлені на рис.7-8.

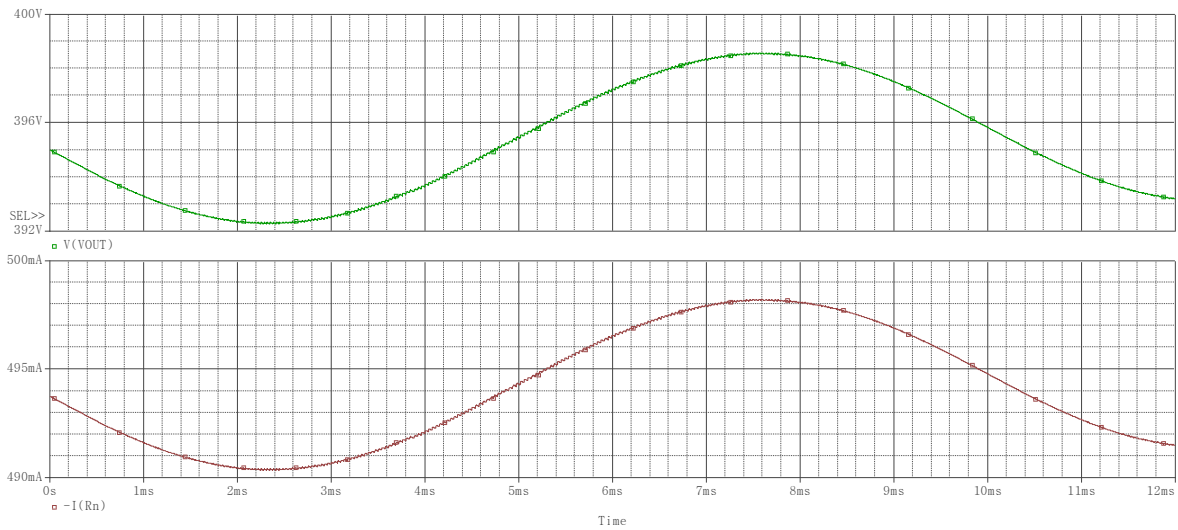


Рис. 7. Вихідний струм та напруга коректора

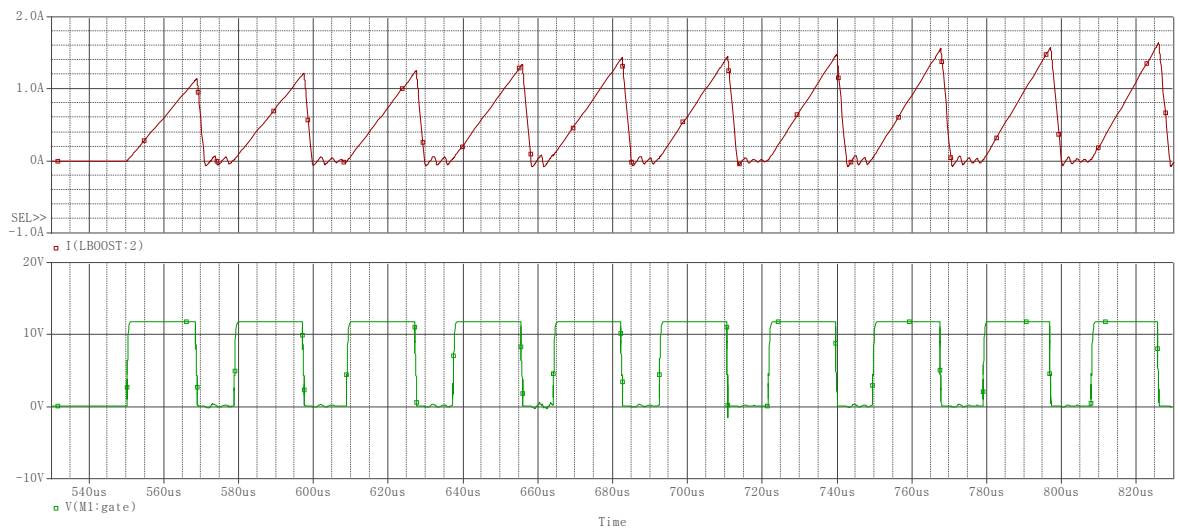


Рис. 8. Струм на індуктивності в режимі переривчастого протікання та керуючі імпульси на затворі транзистора

Також представлений результат спектрального аналізу роботи моделі коректора (рис. 9). TOTAL HARMONIC DISTORTION = 4.85%, що є прийнятним.

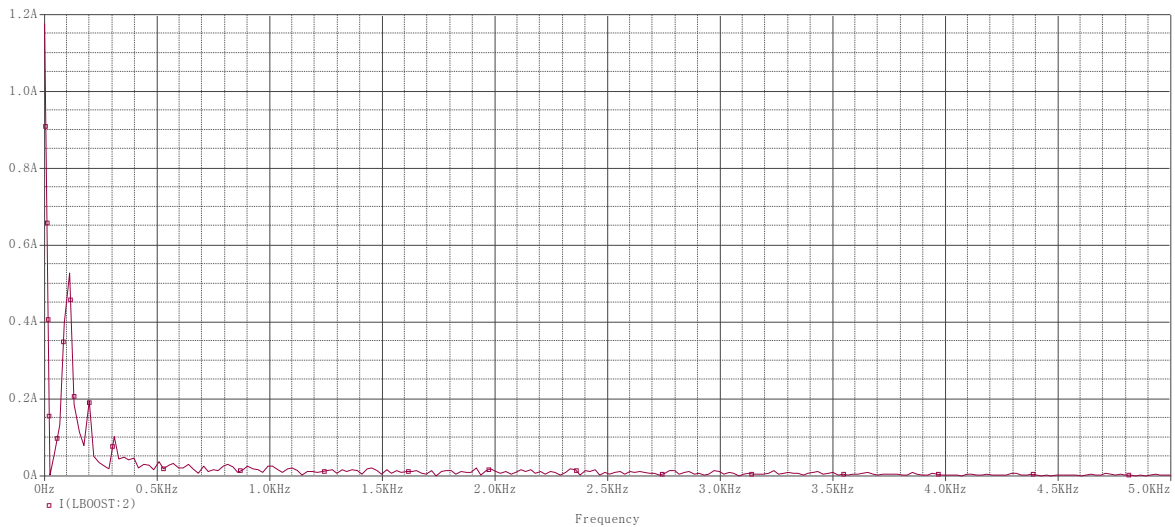


Рис. 9. Спектральний аналіз струму індуктивності

### Висновки

Зроблено аналіз роботи вхідного випрямляча-коректора коефіцієнта потужності в квазістаціонарному та нестационарному режимах, отримані характеристики управління коректора в цих режимах. Розроблена модель вхідного випрямляча-коректора для імітаційного моделювання в програмі OrCAD 16.6 та проведений аналіз її роботи.

### ЛІТЕРАТУРА

1. Ugo Moriconi. Designing a high power factor switching preregulator with the L4981 continuous mode. Application note. AN628, February, 2002.
2. Васильев А. Анализ современных методов и технических средств коррекции коэффициента мощности у импульсных устройств. / Васильев А., Худяков В., Хабужов В. // Силовая электроника. 2004. – № 2. – С. 72-77.
3. Серебрянников А. В. Анализ и расчет корректоров коэффициента мощности на базе современных микросхем управления: автореф. ... дис. канд. техн. наук: 05.09.12 / А. В. Серебрянников; ФГОУ ВПО «ЧГУ». – Чебоксары, 2010. – 23 с.
4. Степенко С. А. Аналіз показників енергоефективності коректора коефіцієнта потужності при різних способах широтно-імпульсної модуляції / С. А. Степенко // Технічна електродинаміка. – 2014. – № 4. – С. 78-80.
5. Перетворювальна техніка. Частина 2: Підручник. / [Гончаров Ю. П., Будьонний О. В., Морозов В. Г., Панасенко М. В., Ромашко В. Я., Руденко В. С.] Під ред.

- В. С. Руденко. – К. : ІСДО, 1999. – 329 с.
6. Тогатов В. В. Работа корректора коэффициента мощности в нестационарном режиме / В. В. Тогатов, М. В. Иночкин, П. А. Гнатюк // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. – 2005. – № 18. – С. 120-128.
7. Степенко С. А. Системи керування коректором коефіцієнта потужності з квазірезонансним імпульсним перетворювачем: дис. кан.тех.наук: 05.09.03/ Степенко Сергій Анатолійович – Ч. ., 2015. – 160 с.

***Анализ работы входного выпрямителя-корректора для источника бесперебойного питания***

***Росинская Г. П., Подвиг Е. В.***

*Киевский национальный университет технологий и дизайна*

*В статье рассмотрен общий анализ работы входного выпрямителя-корректора для источника бесперебойного питания в квазистационарном и нестационарном режимах. Предложена модель входного выпрямителя-корректора в программе OrCAD 16.6 и анализ ее работы.*

***Ключевые слова:*** *корректор мощности, выпрямитель-корректор, корректор источника бесперебойного питания*

***Analysis of the input rectifier-corrector for uninterruptible power supply***

***Rosinska G., Podvyh Y.***

*Kiev National University of Technologies & Design*

*The article discusses the general work analysis of the input rectifier-corrector for uninterruptible power supply in quasi-stationary and non-stationary modes. The model of the input rectifier-corrector in the program OrCAD 16.6 was proposed and the analysis of her work.*

***Keywords:*** *power corrector, straightener-corrector, corrector uninterruptible power supply, PFC*