



УКРАЇНА

(19) UA (11) 48381 (13) A

(51) B H02M7/12

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ  
І НАУКИ УКРАЇНИДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ  
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ  
ВЛАСНОСТІОПИС  
ДО ДЕКЛАРАЦІЙНОГО ПАТЕНТУ  
НА ВІНАХІДВидається під  
відповідальність  
власника  
патенту

(54) СПОСІБ ПРЯМОГО МІКРОПРОЦЕСОРНОГО КЕРУВАННЯ ТИРИСТОРНИМ ВИПРЯМЛЯЧЕМ ТА ПРИСТРІЙ ДЛЯ ЙОГО ЗДІЙСНЕННЯ

1

2

(21) 2001053426

(22) 22 05 2001

(24) 15 08 2002

(46) 15 08 2002, Бюл № 8, 2002 р

(72) Кіпенський Андрій Володимирович, Сокол Євген Іванович, Голубов Валерій Юрійович, Суботін Юрій Володимирович

(73) НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ "ХАРКІВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ"

(57) 1 Спосіб прямого мікропроцесорного керування тиристорним випрямлячем, що містить перетворення вихідного числа N, відповідного сигналу керування, за виразом

$$F(N) = N_{\max} - N,$$

де F(N) - результат перетворення вихідного числа, одержаний виконанням операції віднімання, N<sub>max</sub> - число (постійна величина), яке при запису в таймер забезпечує формування максимального кута керування,N - вихідне число, відповідне сигналу керування, запис в таймер одержаного числа F(N), відлік цього числа, починаючи з моменту синхронізації з напругою живильної мережі, шляхом зменшення його на одиницю з надходженням кожного з тактових імпульсів, частота проходження яких пропорційна сигналу синхронізації, відповідному напрузі живильної мережі, та формування за закінченням відліку числа F(N) імпульсів керування тиристорами, який відрізняється тим, що коефіцієнт пропорційності між сигналом синхронізації та напругою живильної мережі на інтервалі τ<sub>1</sub>, розташованому у межах

$$0 < \tau_1 \leq \frac{\alpha_{zp}}{\omega_c}$$

перевищує коефіцієнт пропорційності між сигналом синхронізації та напругою живильної мережі на інтервалі τ<sub>2</sub>, розташованому у межах

$$\frac{\alpha_{zp}}{\omega_c} < \tau_2 < T_n$$

у K разів, де α<sub>zp</sub> - кут керування тиристорами, відповідний межово-безперервному режиму роботи тиристорного випрямляча,ω<sub>c</sub> - кутова частота напруги живильної мережі,T<sub>n</sub> - період роботи тиристорного випрямляча2 Спосіб за п 1, який відрізняється тим, що число K, рівне відношенню коефіцієнта пропорційності між сигналом синхронізації та напругою живильної мережі на інтервалі τ<sub>1</sub> до коефіцієнта пропорційності між сигналом синхронізації та напругою жи-вильної мережі на інтервалі τ<sub>2</sub> визначається виразом

$$K = 1 + \sec \varphi,$$

де φ - кут навантаження тиристорного випрямляча

3 Спосіб за пп 1, 2, який відрізняється тим, що забезпечення заданих значень коефіцієнтів пропорційності між сигналом синхронізації та напругою живильної мережі на інтервалах τ<sub>1</sub> та τ<sub>2</sub> здійснюється шляхом збільшення коефіцієнта ділення сигналу синхронізації у K разів при переходівід інтервалу τ<sub>1</sub> до інтервалу τ<sub>2</sub>4 Спосіб за пп 1, 2, 3, який відрізняється тим, що момент часу, який розподіляє інтервали τ<sub>1</sub> та τ<sub>2</sub>, визначається моментом закінчення відліку числа M, початим у момент синхронізації з напругою живильної мережі та здійснюваним шляхом зменшення цього числа на одиницю з приходом кожного тактового імпульсу, при цьому значення числа M визначається виразом

$$M = \frac{U_m(1 - \cos \varphi)}{\pi \Delta U},$$

де U<sub>m</sub> - амплітуда напруги живильної мережі,

ΔU - параметр перетворювача модуля напруги живильної мережі в частоту, що є вольтсекундною площиною вхідної напруги тиристорного випрямляча, віднесеною до половини періоду напруги живильної мережі, вплив якої на вхід перетворювача напруга - частота призводить до формування на його виході одного імпульсу

5 Пристрій для прямого мікропроцесорного керування тиристорним випрямлячем, що містить датчик сигналів керування, виходами підключений до відповідних входів програмованого таймера,

(13) A

(11) 48381

(19) UA

вихід одного з каналів якого через формувач імпульсів підключено до входу імпульсів керування розподільвача імпульсів, виходи першого та другого каналів керування якого підключені через вихідні підсилувачі до відповідних керуючих входів тиристорного випрямляча, блок зв'язку з мережею, входом закінчення лічби підключений до виходу формувача імпульсів, а входом синхронізації з мережею, що визначає початок відліку, через узгоджуючий трансформатор з'єднаний з виводами для підключення живильної мережі, вихід дозволу лічби блока зв'язку з мережею з'єднаний з керуючим входом використовуваного каналу таймера, а вихід вибору каналу керування - із входом вибору каналу керування розподільвача імпульсів, функціональний перетворювач модуль напруги - частота імпульсів, вихід якого підключено до тактового входу використовуваного каналу таймера, який відрізняється тим, що в нього введено перемножуючий цифро-аналоговий перетворювач, причо-

му вхід його опорного сигналу з'єднаний з виходом узгоджувального трансформатора, а цифровий вхід - з задатчиком сигналів керування, вихід цифро-аналогового перетворювача підключено до входу перетворювача модуль напруги - частота, крім того, управляючий вхід другого каналу таймера з'єднаний з управляючим входом першого каналу таймера та підключено до виходу дозволу лічби блока синхронізації з мережею, тактовий вхід другого каналу до виходу дозволу лічби блока синхронізації з мережею, тактовий вхід другого каналу таймера з'єднаний з тактовим входом першого каналу таймера та підключено до виходу перетворювача модуль напруги - частота, вихід другого каналу програмованого таймера через додатковий формувач імпульсів з'єднаний з одним із входів запиту на переривання задатчика сигналів керування, до другого входу запиту на переривання якого підключено вихід першого формувача імпульсів

Сутність проблеми полягає у наступному. У роботі випрямляча, що повністю управляється, на активно-індуктивне навантаження існує два режими режим безперервних струмів та режим переривистих струмів. Режим переривистих струмів характеризується значним коефіцієнтом пульсації струму та знаходить обмежене застосування. Проте, у ряді випадків діапазону регулювання з безперервним струмом виявляється недостатньо, а розширення його можливо тільки за рахунок роботи випрямляча у двох режимах. При переході з режиму безперервних струмів до режиму переривистих струмів регульовальна характеристика перетерплює злам, що утруднює застосування такого перетворювача у замкнених системах авторегулювання [1].

Є відомим спосіб, що реалізується цифровим пристроєм для управління вентилювальним перетворювачем, що полягає у завантаженні у програмуємий таймер числа, що відповідає часовій затримці заданого кута управління, безпосередній синхронізації програмуємого таймера з напругою живлячої мережі за рахунок формування на його управляючому вході фронту імпульсу напруги, що відповідає рівню лопчної одиниці, у момент переходу напруги живлячої мережі через ноль і відліку після цього завантажуюємого у таймер числа шляхом його зменшення на одиницю з приходом кожного тактового імпульсу [2].

При реалізації відомого способу цифровим пристроєм програмуємий таймер (ПТ) виконує функції фазозміщуючого пристрою (ФЗП). Залежність кута управління  $\alpha$  від числа  $N_1$ , завантажуюємого у ПТ, при цьому буде мати вигляд

$$\alpha_1(N) = N_1 T_{TH} \omega_C, \quad (1)$$

де  $T_{TH}$  - період проходження тактових імпульсів,

$\omega_C$  - кутова частота напруги живлячої мережі

Залежність (1) називається фазовою характеристикою ФЗП, вона має лінійний характер та наведена на фіг 1 (крива 1) у відносних одиницях

$$A_1^* = N_1^* \quad (2)$$

Тут

$$A_1^* = \frac{\alpha_1(N)}{\pi}, \quad (3)$$

$$N_1^* = \frac{N_1}{N_{\max 1}}, \quad (4)$$

а максимальне значення числа  $N_1$ , у даному випадку визначається виразом

$$N_{\max 1} = \frac{T_C}{2T_{TH}},$$

де  $T_C$  - період напруги живлячої мережі

При роботі тиристорного випрямляча, що повністю управляється, на активно-індуктивне навантаження середнє значення випрямленої напруги у режимі безперервних струмів описується виразом

$$U_{d(HP)} = \frac{2U_m}{\pi} \cos(N_1 T_{TH} \omega_C) \quad (5)$$

Регульовальна характеристика у режимі безперервних струмів має вигляд

$$U_{d(HP)}^* = \cos(N_1^* \pi) \quad (6)$$

Тут

$$U_{d(HP)}^* = \frac{U_{d(HP)}}{U_{d \max}}, \quad (7)$$

де  $U_{d \max}$  - максимальне значення випрямленої напруги ( $\alpha = 0$ )

$$U_{d \max} = \frac{2U_m}{\pi},$$

$U_m$  - амплітудне значення напруги живлячої мережі

У режимі переривистих струмів середнє значення випрямленої напруги буде описуватися виразом

$$U_{d(HP)} = \frac{U_m}{\pi} [\cos(N_1 T_{TH} \omega_C) - \cos(N_1 T_{TH} \omega_C + \gamma)] \quad (8)$$

Регульовальна характеристика у режимі переривистих струмів має вигляд

$$U_{1(HP)}^* = \frac{1}{2} \left\{ \cos(N_1^* \pi) - \cos[(N_1^* + G^*) \pi] \right\}, \quad (9)$$

тут

$$U_{1(HP)}^* = \frac{U_{d1(HP)}}{U_{d \max}},$$

$$G^* = \frac{\gamma}{\pi}, \quad (10)$$

де  $\gamma$  - кут провідності тиристора, значення якого залежить від кута управління тиристором  $\alpha$  та кута навантаження  $\varphi$  [3]

Вирази (8) та (9) свідчать про не лінійність регульовальної характеристики та її залежність від кута навантаження. Сказане вище підтверджує розрахунок регульовальної характеристики тиристорного випрямляча для різних значень кута навантаження, які наведені на фіг 1 (сімейство кривих 2). Тут кут навантаження  $\varphi$  подан відносною величиною

$$F^* = \frac{\varphi}{\varphi_L},$$

Де  $\varphi_L = \frac{\pi}{2}$  - кут, відповідний чисто індуктивному навантаженню

Важко розглянутого способу, реалізованого цифровим пристроєм, є те, що він не забезпечує лінійності регульовальної характеристики тиристорного випрямляча. Крім того, на межі безперервних струмів регульовальна характеристика перетерплює злам, що приводить до ще більшої нелінійності, а отже, і утруднює використання даного способу у замкнених системах авторегулювання, оскільки вимагає ускладнення алгоритму управління з метою корегування коефіцієнта посилення негативного зворотного зв'язку.

Найбільш близьким технічним рішенням є обраний як прототип спосіб прямого мікропроцесорного управління тиристорним перетворювачем [4]. Відповідно цьому способу у ПТ здійснюють запис деякого числа  $i$ , починаючи з моменту переходу напруги живлячої мережі через нуль, роблять відлік цього числа шляхом зменшення його на одиницю з приходом кожного з тактових імпульсів, частота проходження яких пропорційна модулю напруги живлячої мережі. За закінченням відліку числа роблять формування управляючих імпульсів тиристорами. Причому число до запису до ПТ перетворюють відповідно виразу

$$F(N) = N_{\max 2} - N_2, \quad (11)$$

де  $N_{\max 2}$  - максимальне значення числа  $N$

$$N_{\max 2} = \frac{2U_m}{\pi \Delta U}, \quad (12)$$

$\Delta U$  - параметр функціонального перетворювача, забезпечуючого зміну частоти тактових імпульсів пропорційно модулю напруги живлячої мережі.

Відомий пристрій, обраний як прототип, містить мікроЕОМ з ПТ, управляючий вхід якого підключене до першого виходу блока зв'язку з мережею, а вихід - через формувач імпульсів - до першого входу розподільвача імпульсів та до першого входу блока зв'язку з мережею, другий вхід якого та вхід функціонального перетворювача

призначені для підключення до шин напруги живлячої мережі, другий вихід блока зв'язку з мережею підключене до другого входу розподільвача імпульсів, вихід функціонального перетворювача підключене до тактового входу ПТ, а виходи розподільвача імпульсів через вихідні каскади підключені до управляючих електродів відповідних тиристорів [4].

Фазова характеристика ФЗП, реалізованого на ПТ, при такому способі управління буде мати вигляд

$$\alpha_2(N) = \arccos \left( \frac{N_2 \pi \Delta U}{U_m} - 1 \right) \quad (13)$$

або у відносних одиницях

$$A_2^* = \frac{1}{\pi} \arccos(2N_2^* - 1), \quad (14)$$

тут

$$A_2^* = \frac{\alpha_2(N)}{\pi}, \quad (15)$$

$$N_2^* = \frac{N_2}{N_{\max 2}} \quad (16)$$

Результати розрахунку даної фазової характеристики подані на фіг 2 (крива 1)

При роботі випрямляча, що повністю управляється, на активно-індуктивне навантаження середнє значення випрямленої напруги у режимі безперервних струмів буде визначатися виразом

$$U_{d2(HP)} = 2\Delta U N_2 - \frac{2U_m}{\pi} \quad (17)$$

Регульовальна характеристика у цьому випадку буде мати вигляд

$$U_{2(HP)}^* = 2N_2^* - 1, \quad (18)$$

де

$$U_{2(HP)}^* = \frac{U_{d2(HP)}}{U_{d \max}} \quad (19)$$

У режимі переривистих струмів середнє значення випрямленої напруги визначається виразом

$$U_{d2(HP)} = \frac{U_m}{\pi} \left[ \frac{N_2 \pi \Delta U}{U_m} - 1 - \cos \left( \arccos \left( \frac{N_2 \pi \Delta U}{U_m} - 1 \right) + \gamma_2 \right) \right] \quad (20)$$

Регульовальна характеристика у цьому випадку буде мати вигляд

$$U_{1(HP)}^* = \frac{1}{2} \left\{ 2N_2^* - 1 - \cos[(A_2^* + G^*) \pi] \right\}, \quad (21)$$

або

$$U_{1(HP)}^* = \frac{U_{d1(HP)}}{U_{d \max}}, \quad (22)$$

$$G^* = \frac{\gamma}{\pi}$$

Розрахунки регульовальної характеристики за виразами (18) та (21) наведені на фіг 2 (сімейство кривих 2)

Важко відомого способу, реалізованого відомим пристроєм, є те, що при переході у режим переривистих струмів регульовальна характеристика змінює свій нахил, величина якого залежить від кута навантаження. Така регульовальна характеристика утруднює використання даного способу у замкнених системах авторегулювання.

Задачею винаходу, що пропонується, є лінеаризація регульовальної характеристики тиристорного випрямляча, що повністю управляється, у всьому діапазоні зміни кутів управління шляхом

корегування нахилу регульовальної характеристики у режимі переривистих струмів та усунення її залежності від кута навантаження

Задача, що ставиться, вирішується за допомогою того, що у спосіб прямого мікропроцесорного управління тиристорним випрямлячем, що містить перетворювання вихідного числа  $N$ , відповідного сигналу управління, за виразом

$$F(N) = N_{\max} - N,$$

де  $F(N)$  - результат перетворювання вихідного числа, одержаний виконанням операції віднімання,  $N_{\max}$  - число (постійна величина), яке при запису у таймер забезпечує формування максимального кута управління,

Запис у таймер числа  $F(N)$ , відлік цього числа, починаючи з моменту синхронізації з напругою живлячої мережі, шляхом зменшення його на одиницю з приходом кожного з тактових імпульсів, частота проходження яких пропорційна сигналу синхронізації, відповідному напрузі живлячої мережі, і формування за закінченням відліку числа  $F(N)$  імпульсів управління тиристорами, згідно винаходу, коефіцієнт пропорційності між сигналом синхронізації та напругою живлячої мережі на інтервалі  $\tau_1$ , розташованому у межах

$$0 < \tau_1 \leq \frac{\alpha_{ГР}}{\omega_C},$$

перевищує коефіцієнт пропорційності між сигналом синхронізації та напругою живлячої мережі на інтервалі  $\tau_2$ , розташованому у межах

$$\frac{\alpha_{ГР}}{\omega_C} < \tau_2 < T_{П},$$

у  $K$  разів, де  $\alpha_{ГР}$  - кут управління тиристорами, відповідний межево-безперервному режиму роботи тиристорного випрямляча, що повністю управляється, (для однофазного випрямляча  $\alpha_{ГР} = \varphi$ ),

$\omega_C$  - кутова частота напруги живлячої мережі,

$T_{П}$  - період роботи тиристорного випрямляча,

а значення  $K$ , згідно з винаходом, що заявляється, визначається з виразу

$$K = 1 + \sec \varphi, \quad (23)$$

де  $\varphi$  - кут активно-індуктивного навантаження випрямляча, що повністю управляється

$$\varphi = \arctg \frac{L}{R}.$$

$L$  - індуктивність навантаження,

$R$  - опір навантаження

Крім того, задача, що ставиться, вирішується за рахунок того, що відповідно винаходу забезпечення заданих значень коефіцієнтів пропорційності між сигналом синхронізації та напругою живлячої мережі на інтервалах  $\tau_1$  та  $\tau_2$  здійснюється шляхом збільшення коефіцієнта ділення сигналу синхронізації у  $K$  разів при переході від інтервалу  $\tau_1$ , до інтервалу  $\tau_2$ . Момент часу, розподільчий інтервали  $\tau_1$  та  $\tau_2$ , згідно способу, що заявляється, визначається моментом закінчення відліку числа  $M$ , початим у момент синхронізації з напругою живлячої мережі та здійснюючимся шляхом зменшення цього числа на одиницю з приходом кожного тактового імпульсу. При цьому значення числа  $M$  визна-

чається виразом

$$M = \frac{U_m(1 - \cos \varphi)}{\pi \Delta U},$$

де  $U_m$  - амплітуда напруги живлячої мережі,

$\Delta U$  - параметр перетворювача модуля напруги живлячої мережі в частоту, що є вольтсекундною площиною вхідної напруги тиристорного випрямляча, віднесеною до половини періоду напруги живлячої мережі, вплив якої на вхід перетворювача напруга - частота призводить до формування на його виході одного імпульсу

Задача, що ставиться, вирішується також за допомогою того, що пристрій для прямого мікропроцесорного управління тиристорним випрямлячем, що містить задатчик сигналів управління, виходами підключений до відповідних входів програмуемого таймера, вихід одного з каналів якого формує імпульси, вихід іншого - імпульси, виходи першого та другого каналів управління якого підключені через вихідні підсилювачі до відповідних входів тиристорного випрямляча, блок зв'язку з мережею, входом закінчення лічби таймера підключений до виходу формувача імпульсів, а входом синхронізації з мережею, визначаючим початок відліку, через узгоджувачий трансформатор поєднаний з виводами для підключення живлячої мережі, вихід дозволу лічби блока зв'язку з мережею з'єднаний з управляючим входом використовуемого каналу таймера, а вихід вибору каналу управління - зі входом вибору каналу управління розподільювача імпульсів, функціональний перетворювач модуль напруги - частота імпульсів, вихід якого підключен до тактового входу використовуемого каналу таймера, згідно винаходу, що пропонується, введений перемножуючий цифро-аналоговий перетворювач, причому вхід його опорного сигналу з'єднаний з виходом узгоджувачого трансформатора, а цифровий вхід - з задатчиком сигналів управління, вихід цифро-аналогового перетворювача підключене до входу перетворювача модуль напруги - частота, крім того, управляючий вхід другого каналу таймера з'єднаний з управляючим входом першого каналу таймера і підключене до виходу дозволу лічби блока синхронізації з мережею, тактовий вхід другого каналу таймера з'єднаний з тактовим входом першого каналу таймера та підключене до виходу перетворювача модуль напруги - частота, вихід другого каналу таймера через додатковий формувач імпульсів з'єднаний з одним з входів запиту на переривання задатчика сигналів управління, до другого входу запиту на переривання якого підключене вихід першого формувача імпульсів

Зміна коефіцієнта пропорційності між сигналом синхронізації та напругою живлячої мережі при переході тиристорного випрямляча у режим переривистих струмів, забезпечена за рахунок введення у пристрій управління цифро-аналогового перетворювача та визначення моменту часу, відповідного межовому куту управління, за допомогою вільного каналу таймера, а також введення нових зв'язків дозволило вирішити поставлену задачу з поліпшення регульовальної характеристики тиристорного випрямляча, що повні-

стю управляється, шляхом її лінеаризації у всьому діапазоні зміни кутів управління. Таким чином, можна зробити висновок, що винаходи, що заявляються, пов'язані між собою єдиним винахідницьким замислом.

Порівняльний аналіз технічних рішень, що заявляються, з прототипом показує, що запропонований спосіб та пристрій для його реалізації забезпечують постійний нахил та лінійність регульовальної характеристики у всьому діапазоні зміни кутів управління та при різних значеннях параметрів активно-індуктивного навантаження. Таким чином, спосіб та пристрій, що заявляються, відповідають критерію винаходу «новизна».

При вивченні інших відомих технічних рішень у даної галузі техніки було встановлено, що ознаки, відрізняючи рішення, що заявляються, від прототипу, виявлені не були, отже, вони забезпечують технічним рішенням, що заявляються, відповідність критерію «істотні відмінності».

На фіг 1 наведені характеристики аналога. На фіг 2 наведені характеристики прототипу. На фіг 3 наведена функціональна електрична схема пристрою, що заявляється. На наступних трьох фігурах наведені приклади реалізації блока зв'язку з мережею (фіг 4), перетворювача модуль напруги - частота імпульсів (фіг 5) та розподільвача імпульсів (фіг 6). На фіг 7 наведені часові діаграми, пояснюючі принцип роботи пристрою, що заявляється. На фіг 8 наведена блок-схема алгоритму, відповідно якому працює пристрій, що заявляється. На фігурах 9 - 10 наведені залежності, пояснюючі принципи функціонування пристрою, що заявляється. На фіг 11 наведені характеристики пристрою, що заявляється.

Пристрій для прямого мікропроцесорного управління тиристорним випрямлячем (фіг 3) містить задатчик 1 сигналів управління, програмуємий таймер 2, що має з задатчиком 1 спільну шинну організацію за рахунок шини адреса АВ, шини управління СВ та шини даних DB, управляючи входи GATE1 та GATE2 таймера 2 поєднані у спільну точку та підключені до виходу дозволу лічби блока 3 зв'язку з мережею, поєднані у спільну точку входи CLK1 та CLK2 підключені до виходу перетворювача 4 модуль напруги - частота, вихід OUT1 таймера 2 через перший формувач 5 імпульсів підключене до входу імпульсу управління розподільвача 6 імпульсів, до входу закінчення лічби блока 3 та до входу INT1 запиту на переривання задатчика 1, до входу INT2 запиту на переривання якого через формувач 7 імпульсів підключене вихід OUT2 таймера 2, вхід перетворювача 4 підключені до виходу перемножуючого цифро-аналогового перетворювача 8, цифровий вхід якого підключене до задатчика 1, а вхід опорного сигналу поєднані у спільну точку із входом синхронізації з мережею блока 3 та підключені до виходу узгоджуючого трансформатора 9, вхід якого поєднані з виводами для підключення живлячої мережі, вихід вибору каналу управління блока 3 підключені до входу вибору каналу управління розподільвача 6, виходи якого через вихідні підсилювачі 10 та 11 підключені до відповідних управляючих електродів тиристорного випрямляча 12.

Блок 3 зв'язку з мережею (фіг 4) виконай у ви-

гляді компаратора 13, вхід якого є входом синхронізації з мережею блока 3, а вихід - виходом вибору каналу управління блока 3, крім того, вихід компаратора 13 підключені до входу інвертора 14, D-входу D-тригера 15 та до першого входу логічного елемента 116, другий вхід якого підключені до інверсного виходу D-тригера 15, прямий вихід цього D-тригера підключені до першого входу логічного елемента АБО 17, вихід якого підключені до С-входу D-тригера 15, вихід інвертора 13 підключені до D-входу D-тригера 18 та до першого входу логічного елемента І 19, до другого входу якого підключені інверсний вихід D-тригера 18, прямий вихід D-тригера 18 підключені до першого входу логічного елемента АБО 20, вихід якого підключені до С-входу D-тригера 18, другі входи логічних елементів АБО 17 та АБО 20 поєднані у спільну точку та утворюють вхід закінчення лічби блока 3, виходи логічних елементів І 16 та І 19 підключені до входів логічного елемента АБО 21, вихід якого є виходом дозволу лічби блока 3.

Перетворювач 4 модуль напруги - частота імпульсів (фіг 5) виконай у вигляді видільвача 22 модуля сигналу, вхід якого є входом перетворювача 4, а вихід підключені до входу перетворювача 23 напруга - частота, вихід перетворювача 23 є виходом перетворювача 4.

Розподільвач 6 імпульсів (фіг 6) виконай у вигляді двох логічних елементів І 24 та ЗАБОРОНА 25, перший вхід елемента І 24 та прямий вхід елемента ЗАБОРОНА 25 поєднані у спільну точку та утворюють вхід імпульсу управління розподільвача 6, другий вхід елемента 124 поєднані у спільну точку з інверсним входом елемента ЗАБОРОНА 25 та утворюють вхід вибору каналу управління розподільвача 6, виходи логічних елементів ЗАБОРОНА 25 та І 24 є виходами першого та другого каналів управління розподільвача 6.

Як задатчик 1 сигналів управління може бути використай управляючий мікроконтролер "Електроніка К1-20", що містить однокристальний мікропроцесор із схемами об'ємлення, внутрішній ОЗП, внутрішній програмуємий ПЗП, програмуємий контролер переривань, блок паралельних каналів вводу/вивода, блок програмуємих послідовних каналів, генератор синхронізації, (див Хвоць О Г, Волюньский Н Н, Попов Е А Мікропроцесоры и микроЭВМ в системах автоматического управления - Л, 1987 - С 535 - 536).

Програмуємий таймер 2 може бути реалізовано на інтегральній мікросхемі типу КР580ВІ53 (див там же с 82 - 85).

Логічні елементи І, АБО, НІ, ЗАБОРОНА, D-тригери та формувачі імпульсів можуть бути реалізовані на мікросхемах серії К155 (див Інтегральные микросхемы Справочник/Под ред Б В Тарабрина - М, 1985 - С 58 - 81).

Компаратор 13 може бути реалізовано на мікросхемі К554СА3, (див там же с 463 - 465).

Перемножуючий цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП) 8 може бути реалізовано на інтегральній мікросхемі типа К572ПА1, яка дозволяє перетворювати цифровий код на цифровому вході у струм на аналоговому виході, який пропорційний значенням коду та опорної напруги. Для перетворення вихідного струму у вихідну напругу до ЦАП

підключається зовнішній операційний підсилювач з ланцюгом негативного зворотного зв'язку, що працює у режимі підсумовування струмів. При цьому зв'язок напруги на виході операційного підсилювача із значенням цифрового коду  $X$  та опорного сигналу  $U_{оп}$  на входах ЦАП може бути записана у аналітичному вигляді

$$U_{вих} = \frac{U_{оп}}{2^n} N,$$

де  $n$  - число розрядів ЦАП (див Федорков Б Г, Телец В А. Микросхеми ЦАП і АЦП. Функционирование, параметры, применение - М. Энергоатомиздат, 1990 - С 48 - 79)

Виділювач 22 модуля може бути реалізований на операційних підсилювачах (див Фолкенберри Л. Применение операционных усилителей и линейных ИС - М., 1985 - С 241 - 243, рис 9 б)

Перетворювач 23 напруга - частота також може бути виконаний на операційних підсилювачах (див. Применение прецизионных аналоговых микросхем/А Г Алексеенко, Е А Коломбет, Г И Стародуб - М., 1985 - С 134 - 137, рис 3 1, 3 2)

Вихідні підсилювачі 7 та 8 можуть бути реалізовані за відомими схемами (див Преобразовательная техника/В С Руденко, В И Сенько, И М Чиженко - Киев, 1983 - С 418 - 425, рис 7 17, 7 18, 7 20)

Спосіб прямого мікропроцесорного управління тиристорним випрямлячем полягає у тому, що реалізацію розрахункового часу записування імпульсу управління тиристором відносно моменту переходу напруги живлячої мережі через ноль здійснюють за допомогою програмуемого таймера. Причому число  $N$  до запису у перший канал таймера 2 заздалегідь перетворюють згідно виразу

$$F(N) = N_{max} - N, \quad (24)$$

де  $N_{max}$  - число, яке при запису у перший канал таймера 2 забезпечує формування максимального кута управління ( $\alpha_{max} = 180$  ел. град.) тиристорами випрямляча та може бути визначено за виразом

$$N_{max} = \frac{2U_m}{\pi\Delta U}, \quad (25)$$

$U_m$  - амплітудне значення напруги живлячої мережі,

$\Delta U$  - параметр перетворювача модуль напруги живлячої мережі в частоту, що є вольтсекундною площиною вхідної напруги тиристорного випрямляча, віднесеною до половини періоду напруги живлячої мережі, вплив якої на вхід перетворювача 4 призводить до формування на його виході одного імпульсу

З урахуванням (25) вираз (24) може бути переписано у вигляді

$$F(N) = \frac{2U_m}{\pi\Delta U} - N, \quad (26)$$

Відлік числа  $F(N)$  робиться шляхом його зменшення на одиницю з приходом кожного з тактових імпульсів, частота проходження яких пропорційна модулю напруги живлячої мережі

Вказаний зв'язок між частотою тактових імпульсів та модулем напруги живлячої мережі забезпечується функціональним перетворювачем 4 та

цифро-аналоговим перетворювачем 8, який при цьому виконує функцію програмуемого дільника напруги

Якщо регулювання вихідної напруги випрямляча здійснюється тільки у режимі безперервних струмів, то діапазон зміни кута управління складає

$$0 < \alpha < \alpha_{гр},$$

де  $\alpha$  - кут управління тиристорами випрямляча 12,

$\alpha_{гр}$  - межове значення кута управління тиристорами, починаючи з якого випрямляч переходить у режим переривистих струмів. Для однофазного випрямляча, що працює на активно-індуктивне навантаження

$$\alpha_{гр} = \varphi,$$

де  $\varphi$  - кут навантаження випрямляча

При такому режимі роботи випрямляча на цифровий вхід цифро-аналогового перетворювача 8 задатчиком 1 сигналів управління подається цифровий код деякого числа  $L_1$ , значення якого, в принципі, може бути будь-яким, але найбільш доцільно прийняти його рівним  $L_1 = 2^n - 1$ . При цьому зміна вихідного сигналу ЦАП 8 на інтервалі  $0 < t_1 <$

$$\frac{\alpha_{гр}}{\omega_c}$$

може бути визначена виразом

$$u_{в(НР)} = \frac{L_1}{2^n} k_9 U_m \sin \omega_c t, \quad (27)$$

де  $n$  - розрядність ЦАП 8,

$k_9$  - коефіцієнт трансформації узгоджуючого трансформатора 9, що визначається відношенням його вихідної напруги до вхідної

$$k_9 = \frac{U_{вВНХ}}{U_{вВХ}};$$

$\omega_c$  - кутова частота напруги живлячої мережі,

$t$  - поточний час

З урахуванням значення числа  $L_1 = 2^n - 1$  від-

ношення  $\frac{L_1}{2^n}$  можна визнавати рівним 1, а вираз (27) переписати у вигляді

$$u_{в(НР)} = k_9 U_m \sin \omega_c t. \quad (28)$$

При зміні вихідної напруги ЦАП 8 за виразом (28) тактова частота на виході функціонального перетворювача 4 буде змінюватися відповідно виразу

$$f_{тн(НР)} = k_4 k_9 U_m |\sin \omega_c t|, \quad (29)$$

де  $k_4$  - коефіцієнт пропорційності між частотою вихідного сигналу функціонального перетворювача 4 та його вхідною напругою

Значення коефіцієнтів  $k_4$  та  $k_9$  слід підбирати таким чином, щоб їх добуток був рівний

$$k_4 \cdot k_9 = \frac{\omega_c}{\pi\Delta U}. \quad (30)$$

Якщо регулювання вихідної напруги випрямляча здійснюється у режимі переривистих струмів, то діапазон зміни кута управління складає

$$\alpha_{гр} \leq \alpha < \pi$$

При цьому на інтервалі

$$0 < \tau_1 < \frac{\alpha_{ГР}}{\omega_C}$$

напряга на виході ЦАП 8 змінюється відповідно до виразу (28), а частота тактових імпульсів - відповідно до виразу (29), що забезпечується поданням на цифровий вхід ЦАП 8 числа  $L_1$

На інтервалі

$$\frac{\alpha_{ГР}}{\omega_C} \leq \tau_2 \leq \frac{\pi}{\omega_C}$$

на цифровий вхід ЦАП 8 задатчиком 1 подається цифровий код числа  $L_2$ . При цьому зміна вихідного сигналу ЦАП буде визначатися виразом

$$f_{8(ПР)} = \frac{L_2}{2^n} k_9 U_m \sin \omega_C t, \quad (31)$$

а зміна тактової частоти на виході функціонального перетворювача 4 може бути визначена як

$$f_{ТН(ПР)} = \frac{L_2}{2^n} k_4 k_9 U_m |\sin \omega_C t| \quad (32)$$

Значення числа  $L_2$  може бути визначено як

$$L_2 = \frac{L_1}{K}, \quad (33)$$

де  $K$  - число, визначаюче відношення коефіцієнта пропорційності між сигналом синхронізації (вихідним сигналом ЦАП 8) та напругою живлячої мережі на інтервалі  $\tau_1$  до коефіцієнту пропорційності між сигналом синхронізації та напругою живлячої мережі на інтервалі  $\tau_2$ . Ураховуючи визначення числа  $L_2$  (див (33)) вираз (32) може бути переписано у вигляді

$$f_{ТН(ПР)} = \frac{1}{K} k_4 k_9 U_m |\sin \omega_C t| \quad (34)$$

Значення  $K$  може бути визначено з рахунком запропонованого шляху компенсації зламу регульовальної характеристики випрямляча (див фіг 2), відповідно якому будь-яка характеристика при  $F^* < 1$  повинна співпадати з лінійною характеристикою випрямляча при його роботі на чисто індуктивне навантаження ( $F^* = 1$ ). З фіг 2 видно, що при  $F^* = 1$  вихідна напруга дорівнює нулю вже при  $N^* = 0.5$ , отже, при будь-якому іншому значенні  $F^*$  кількість підрахованих імпульсів для досягнення того ж самого ефекту повинна бути аналогічною

$$\frac{N_{\max}}{2} = N_{НР} + N_{ПР}, \quad (35)$$

де  $N_{НР}$  та  $N_{ПР}$  - кількість імпульсів, підрахованих у першому каналі таймера 2 на інтервалах  $\tau_1$  та  $\tau_2$  відповідно при рівності нулю вихідної напруги випрямляча

Значення  $N_{НР}$  можна визначити з виразу

$$N_{НР} = f_{ТН(ПР)СР} \cdot \tau_1, \quad (36)$$

де  $f_{ТН(ПР)СР}$  - середнє значення тактової частоти на інтервалі  $\tau_1$

$$f_{ТН(ПР)СР} = \frac{1}{\tau_1} \int_0^{\tau_1} f_{ТН(ПР)} dt = \frac{U_m}{\tau_1 \pi \Delta U} (1 - \cos \alpha_{ГР}) \quad (37)$$

Підставив (37) у (36), одержимо

$$N_{НР} = \frac{U_m}{\pi \Delta U} (1 - \cos \alpha_{ГР}) \quad (38)$$

Значення  $N_{ПР}$  може бути визначено з виразу

$$N_{ПР} = f_{ТН(ПР)СР} \cdot \tau_2, \quad (39)$$

де  $f_{ТН(ПР)СР}$  - середнє значення тактової частоти на інтервалі  $\tau_2$

$$f_{ТН(ПР)СР} = \frac{1}{\tau_2} \int_{\tau_1}^{\tau_2} f_{ТН(ПР)} dt = \frac{U_m}{K \tau_2 \pi \Delta U} (1 + \cos \alpha_{ГР}) \quad (40)$$

Після підстановки (40) у (39) одержимо

$$N_{ПР} = \frac{U_m}{K \pi \Delta U} (1 + \cos \alpha_{ГР}) \quad (41)$$

Підставив (38) та (41) у (35) та, виразив з одержаного рівняння  $K$ , будемо мати

$$K = 1 + \sec \alpha_{ГР} = 1 + \sec \varphi \quad (42)$$

Залежність (42), виражена у відносних одиницях, має вигляд

$$K = 1 + \sec \left( \frac{\pi F^*}{2} \right), \quad (43)$$

$$\frac{2\varphi}{\pi}$$

де  $F^* = \frac{t}{T_C}$ . Ця залежність наведена на фіг 9. На фіг 10 наведено сімейство характеристик, визначаючих залежність зміни сигналу синхронізації ( $u_8$ ) та частоти тактових імпульсів ( $f_{ТН}$ ) від часу у період роботи випрямляча. Тут усі величини виражені у відносних одиницях

$$u_8^* = f_{ТН}^* = \sin \pi t^* \quad (44)$$

та

$$u_8^* = f_{ТН}^* = \frac{1}{K} \sin \pi t^*, \quad (45)$$

де

$$u_8^* = \frac{u_8}{k_9 U_m},$$

$$f_{ТН}^* = \frac{f_{ТН}}{f_{ТН \max}},$$

$$f_{ТН \max} = \frac{U_m \omega_C}{\pi \Delta U},$$

$$t^* = \frac{t}{T_C},$$

$T_C$  - період напруги живлячої мережі,

$t$  - поточний час на інтервалі напівперіоду  $T_C$

Момент зміни числа  $L_1$  числом  $L_2$  на вході ЦАП 8 визначається моментом закінчення інтервалу  $\tau_1$  та початку інтервалу  $\tau_2$ . Цей момент часу визначається шляхом відліку у другому каналі таймера 2 деякого числа  $M$ . Відлік числа  $M$  починається з моменту переходу живлячої напруги через ноль та робиться шляхом його зменшення на одиницю з приходом кожного з тактових імпульсів, частота проходження яких пропорційна модулю напруги живлячої мережі (див вираз (29)). Значення числа  $M$  при цьому може бути визначено з виразу

$$M = N_{НР}$$

Момент зміни числа  $L_2$  на число  $L_1$  на вході ЦАП 8 може визначатися моментом закінчення відліку у його першому каналі числа  $F(N)$ , тобто у момент формування управляючого імпульсу

При вказаних залежностях зміни частоти тактових імпульсів (див вирази (29), (44) та (34), (45), та фіг 10) фазова характеристика мікропроцесорного пристрою управління при роботі випрямляча у режимі безперервних струмів ( $0 < \alpha < \alpha_{ГР}$ ) буде мати вигляд

$$\alpha_{HP}(N) = \arccos\left(\frac{N\pi\Delta U}{U_m} - 1\right), \quad (46)$$

або, виражена у відносних одиницях

$$A_{HP}^* = \frac{1}{\pi} \arccos(2N^* - 1) \quad (47)$$

де

$$A_{HP}^* = \frac{\alpha_{HP}(N)}{\pi},$$

$$N^* = \frac{N}{N_{\max}}$$

При роботі випрямляча у режимі переривистих струмів ( $\alpha_{ГР} \leq \alpha < \pi$ ) фазова характеристика може бути подана у вигляді

$$\alpha_{HP}(N) = \arccos\left(K \cdot \frac{N\pi\Delta U}{U_m} - 1 - K\right), \quad (48)$$

або, виражена у відносних одиницях

$$A_{HP}^* = \frac{1}{\pi} \arccos(2KN^* - 1 - K), \quad (49)$$

де

$$A_{HP}^* = \frac{\alpha_{HP}(N)}{\pi}$$

Сімейство фазових характеристик пристрою, що заявляється, виражених у відносних одиницях, наведено на фіг 11, позиція 1

Вихідна напруга випрямляча при роботі у режимі безперервних струмів визначається виразом

$$U_{d(HP)} = \frac{2U_m}{\pi} \cos \alpha = 2N\Delta U - \frac{2U_m}{\pi} \quad (50)$$

Регульовальна характеристика у цьому випадку буде мати вигляд

$$U_{HP}^* = 2N^* - 1, \quad (51)$$

де

$$U_{HP}^* = \frac{U_{d(HP)}}{U_{d\max}}$$

$$U_{d\max} = \frac{2U_m}{\pi}$$

При роботі випрямляча у режимі переривистих струмів його вихідна напруга може бути визначена виразом

$$U_{d(HP)} = \frac{U_m}{\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] = \frac{U_m}{\pi} \left\{ K \frac{N\pi\Delta U}{U_m} - 1 - K - \cos \left[ \arccos \left( K \frac{N\pi\Delta U}{U_m} - 1 - K \right) + \gamma \right] \right\}, \quad (52)$$

де  $\gamma$  - кут провідності тиристорів

У режимі переривистих струмів регульовальна характеристика тиристорного випрямляча, що управляється відповідно способу, що заявляється, буде мати вигляд

$$U_{HP}^* = \frac{1}{\alpha} \left[ 2KN^* - 1 - K - \cos \left[ A^* + G^* \right] \pi \right], \quad (53)$$

де

$$G^* = \frac{\gamma}{\pi}$$

Сімейство регульовальних характеристик тиристорного випрямляча наведено на фіг 11, позиція 2

Аналіз одержаних результатів дозволяє зробити висновок про те, що при використанні запропонованого способу для управління тиристорним випрямлячем, що працює на активно-індуктивне навантаження, регульовальні характеристики виходять майже лінійними у всьому діапазоні зміни

вихідної напруги

Згідно способу, що заявляється, пристрій працює так

До початку процесу управління у пам'ять задатчика 1 сигналів управління заносяться дані  $M$ ,  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $N_{\max}$ , що є постійними величинами, та змінна величина  $N$

Числа  $L_1$  та  $L_2$ , що формуються на виході одного з блоків паралельних каналів вводу/виходу задатчика сигналів 1, призначаються для почергового запису у цифро-аналоговий перетворювач 8, що дозволяє замінити сигнал синхронізації та частоту імпульсів, що формуються на виході перетворювача 4 модуля напруги у частоту

Величина  $N_{\max}$  використовується для визначення управляючого впливу, який призначено для запису у перший канал таймера 2

Величина  $M$  призначена для запису у другий канал таймера 2, а її повний відлік визначає момент заміни  $L_1$  на  $L_2$  на вході цифро-аналогового перетворювача 8

Запис чисел у відповідні канали таймера здійснюється після його ініціалізації (запис управляючих слів для настройки каналів таймера на задані режими роботи) та обчислення управляючого впливу  $F(N)$  (див блок-схему алгоритму на фіг 8)

При запису у ЦАП 8 числа  $L_1$  вихідний сигнал узгоджуючого трансформатора 9 (фіг 7, а) проходить на вихід ЦАП майже без змін (див (28) та фіг 7, а, б на інтервалі  $\tau_1$ ), що забезпечує зміну частоти тактових імпульсів на виході функціонального перетворювача 4 відповідно виразу (29)

Таким чином, відлік чисел  $F(N)$  та  $M$  у першому та другому каналах таймера 2 здійснюється шляхом їх зменшення на одиницю з приходом кожного з тактових імпульсів, частота яких змінюється відповідно із зміною модуля напруги живлячої мережі. При цьому коефіцієнт пропорційності між частотою тактових імпульсів та напругою живлячої мережі дорівнює  $K_{HP} = K_4 * K_9$ . Початок відліку чисел співпадає з моментом переходу мережевої напруги через ноль. Ці моменти визначаються блоком 3 синхронізації з мережею (фіг 4). При зміні знака напруги на виході трансформатора 9 з негативного на позитивний та навпаки (фіг 7, а) сигнал  $U_{13}$  на виході компаратора 13 змінюється від значення логічного нуля до значення логічної одиниці та від значення логічної одиниці до значення логічного нуля (фіг 7, в)

Сигнал інверсний сигналу  $U_{13}$  формується на виході інвертора 14 (фіг 7, г). Оскільки у вихідному

стані D-тригера 15 сигнал  $\overline{U_{15}}$  на його інверсному виході відповідає рівню логічної одиниці (фіг 7, д), то його кон'юнкція з сигналом  $U_{13}$  на інтервалі позитивної напівхвилі, що виконується логічним елементом 16, також буде відповідати рівню логічної одиниці (фіг 7, л). Сигнал  $U_{16}$  з виходу логічного елемента 16 через логічний елемент АБО 21 надходить до входів GATE1 та GATE2 таймера 2 (фіг 7, н). Це призводить до початку відліку чисел  $F(N)$  та  $M$  у першому та другому каналах таймера 2. За закінченням відліку чисел на виходах OUT1 та OUT2 формуються строби (фіг 7, о, п). На фіг 7 наведені діаграми для випадку, коли  $M < F(N)$ , тобто формуємий кут управління  $\alpha > \alpha_{ГР}$  та, отже,



тиристорний випрямляч працює у режимі переривистих струмів. За фронтом сигналу на виході OUT2 (фіг 7, п) спрацьовує формувач 7 (фіг 7, р) та на вхід INT2 запиту на переривання задатчика 1 надходить сигнал. За цим сигналом у цифро-аналоговий перетворювач 8 за допомогою задатчика 1 записується число  $L_2$  (див алгоритм на фіг 8). У результаті цього сигнал на виході ЦАП 8 буде змінюватися відповідно виразу (31) (фіг 7, а, б) на інтервалі  $\tau_2$ , а частота тактових імпульсів - відповідно виразу (34). Таким чином, відлік числа  $F(N)$  буде продовжене, але коефіцієнт пропорційності між частотою тактових імпульсів та напругою живлячої мережі дорівнюватиме

$$k_{\text{ПП}} = \frac{k_4 * k_9}{K}$$

З появою строба на виході OUT1 (фіг 7, о) спрацьовує формувач 5 (фіг 7, с), який формує імпульс управління  $U_5$  з тривалістю, необхідною для надійного відмикання тиристорів випрямляча 12. Розподілення імпульсів управління  $U_5$  здійснюється у розподільвачі 6 (фіг 6) за допомогою логічних елементів І 24 та ЗАБОРОНА 25 з урахуванням сигналу компаратора  $U_{13}$  (фіг 7, в, с, т, у). В вихідних підсилювачах 10 та 11 відбувається підсилення управляючих імпульсів, придання їм оптимальної форми, а також здійснюється гальванічна розв'язка системи управління та силової частини випрямляча.

Таким чином, тиристори відмикаються з деяким кутом  $\alpha$ , значення якого визначається фазовою характеристикою (див (48)). Напруга на виході випрямляча 12 при цьому буде визначатися виразом (52) та мати вигляд, показаний на фіг 7, ф.

Крім цього, імпульс управління  $U_5$  через логічний елемент АБО 17 надходить до С-входу D-тригера 15, що забезпечує його установку у одиницю на прямому виході (фіг 7, е) та в нуль - на інверсному виході (фіг 7, д). У результаті зміни стану D-тригера 15 на входах GATE1 та GATE2 таймера 2 устанолюється сигнал, відповідний рівню логічного нуля, що є заборонаю для роботи його першого та другого каналів (фіг 7, н). За закінченням дії сигналу  $U_{13}$ , відповідного логічній одиниці на D-вході D-тригера 15, останній переходить у свій вихідний стан (фіг 7, в, д, е).

Під час дії негативної напівхвилі напруги на виході трансформатора 9 працює другий канал блока 3, який містить D-тригер 18 та логічні елементи І 19, АБО 20. Принцип дії цього каналу аналогічний принципу дії першого каналу, що описано вище, але усі сигнали зрушені на  $180^\circ$  град

(фіг 7, з - к, м). Сигнал, інверсний сигналу  $U_{13}$ , формується на виході інвертора 14 (фіг 7, г).

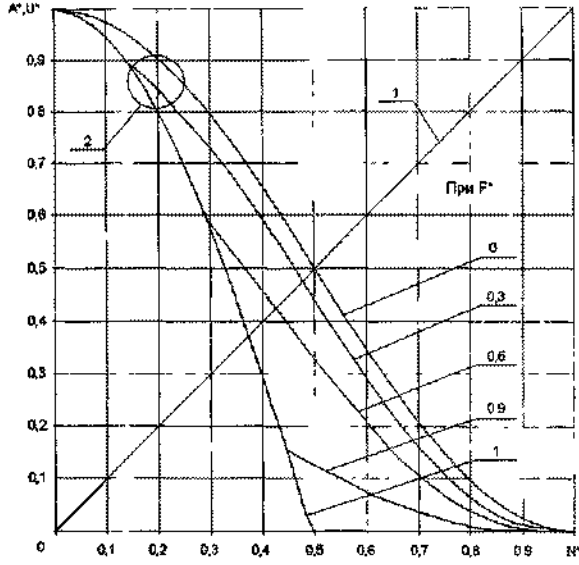
Сигнал  $U_5$  надходить також на вхід INT1 запиту на переривання задатчика 1. За цим сигналом (див алгоритм на фіг 8) обчислюється нове значення управляючого впливу  $F(N)$ , оскільки  $N$  за один період роботи перетворювача може змінити своє значення, потім здійснюється запис у цифро-аналоговий перетворювач 8 числа  $L_1$ , а у перший та другий канали таймера 2 записуються числа  $F(N)$  та  $M$  відповідно. Усі наступні процеси повторюються без змін.

Якщо регулювання вихідної напруги випрямляча здійснюється у режимі безперервних струмів, тобто  $\alpha < \alpha_{\text{ГР}}$ , то відлік числа  $F(N)$  у першому каналі таймера 2 закінчиться раніш відліку числа  $M$  у другому каналі таймера 2. У цьому випадку виявляється достатньо обчислити нове значення  $F(N)$  та перезавантажити перший та другий канали таймера 2 (фіг 8). Кут управління тиристорами при цьому визначається фазовою характеристикою (46), а напруга на виході випрямляча 9 - виразом (50).

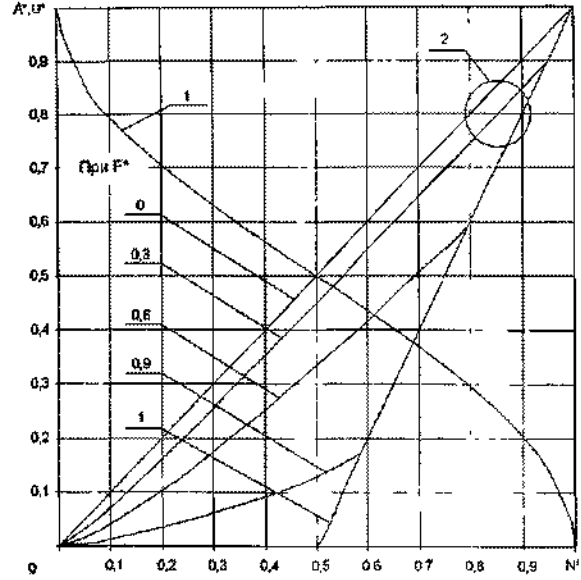
Використання запропонованого способу прямого мікропроцесорного управління тиристорним випрямлячем та пристрою для його здійснення дозволяє забезпечувати лінійність регульовальної характеристики в усьому діапазоні регулювання напруги на активно-індуктивному навантаженні. Така характеристика полегшує використання випрямляча у замкнених системах автоматичного регулювання, оскільки не потрібні зміни коефіцієнта підсилення негативного зворотного зв'язку.

Джерела інформації

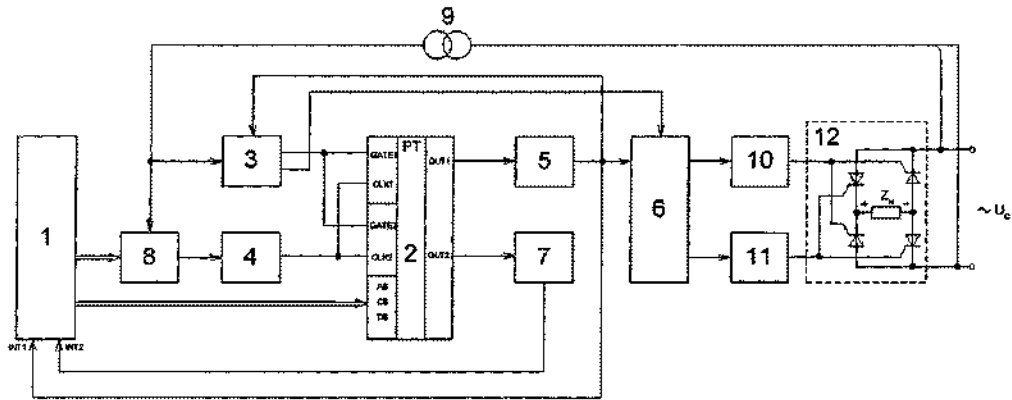
- 1 Сен П. Тиристорные электроприводы постоянного тока - М: Энергоатомиздат, 1985 - 222с.
- 2 А с СССР №1660116, МКИ 5 H02M7/12. Цифровое устройство управления вентильным преобразователем/Е. И. Сокол, А. В. Кипенский, Ю. И. Колесник и др. Опубл. 30.06.91. Бюл. №24.
- 3 Кипенский А. В., Ивашов О. В., Евменкин М. В. Анализ влияния режима прерывистых токов на характеристики системы "тиристорный преобразователь - цифровая СИФУ" // Силовая электроника в решении проблем ресурсо- и энергосбережения. Сборник трудов международн. научн.-техн. конф. - Харьков: ХПИ, 1993 - С. 226 - 229.
- 4 Патент 6673UA, МКВ5H02M7/12. Спосіб прямого мікропроцесорного керування тиристорним перетворювачем та пристрій для його здійснення/А. В. Кипенський, В. Т. Долбня, Є. І. Сокол та ін. Опубл. 29.12.94. Бюл. №8 - 1.



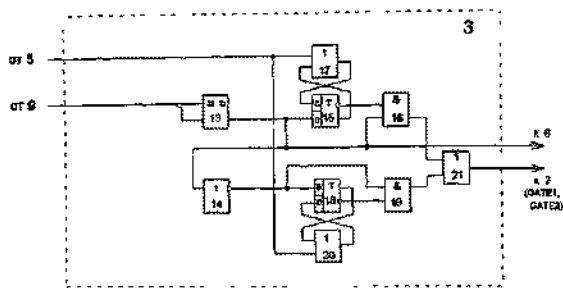
Фиг 1



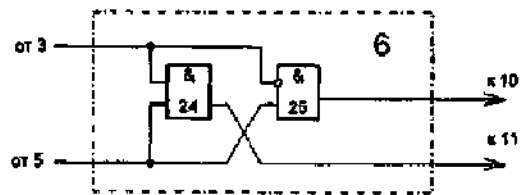
Фиг 2



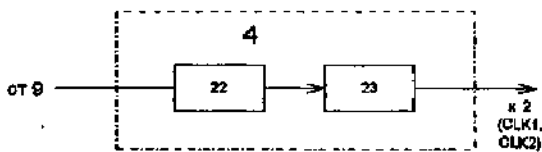
Фиг 3



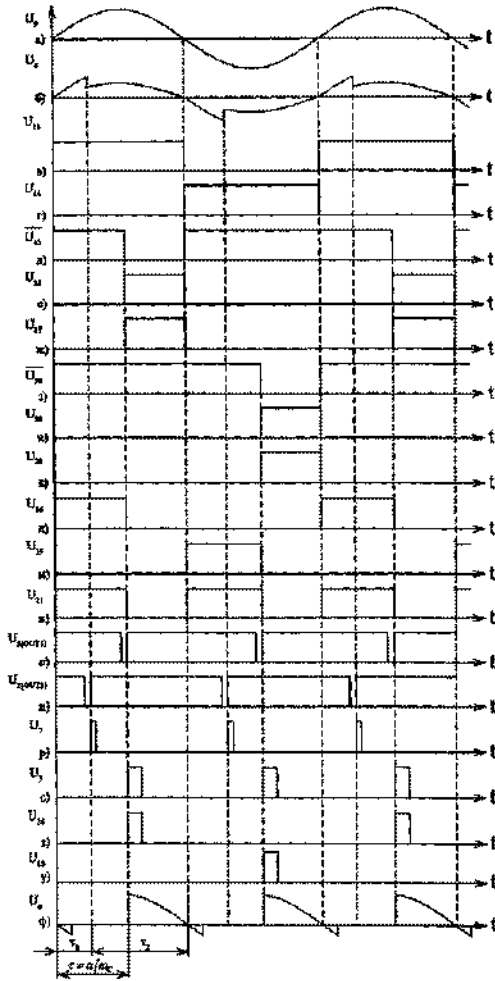
Фиг 4



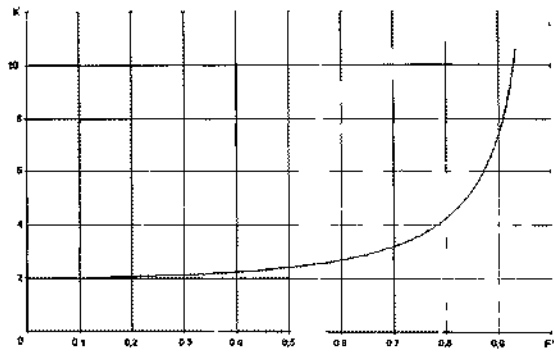
Фиг 6



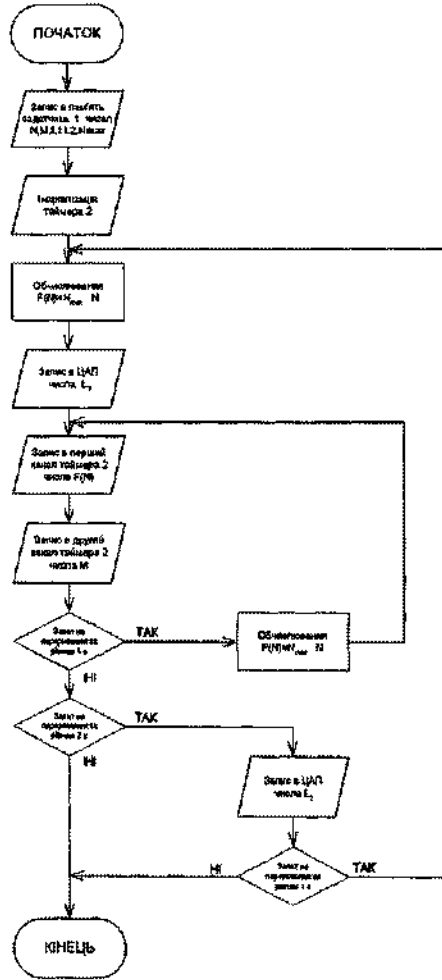
Фиг 5



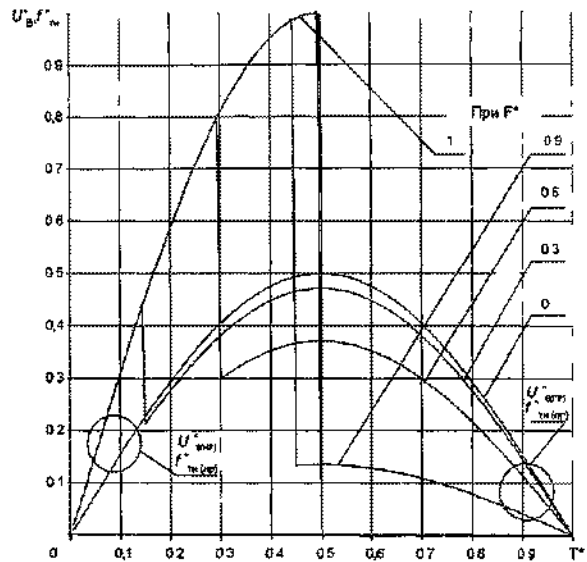
Фиг 7



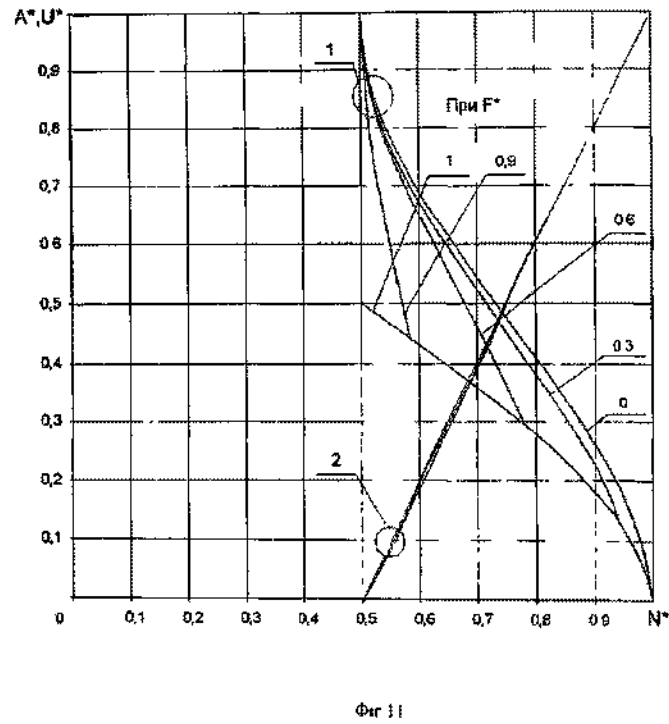
Фиг 9



Фиг 8



Фиг 10




---

ДП «Український інститут промислової власності» (Укрпатент)  
 вул. Сим'ї Хохлових, 15, м. Київ, 04119, Україна  
 (044) 456 – 20 – 90

---

ТОВ «Міжнародний науковий комітет»  
 вул. Артема, 77, м. Київ, 04050, Україна  
 (044) 216 – 32 – 71