



УКРАЇНА

(19) UA (11) 47623 (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) 2001053412

(22) 21 05 2001

(24) 15 07 2002

(46) 15 07 2002, Бюл. № 7, 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_{max} - число (постійна величина), яке при записі у таймер забезпечує формування максимального кута керування,N - вихідне число, відповідне сигналу керування, запис у таймер одержаного числа F(N), відлік цього числа, починаючи з моменту синхронізації з напругою живильної мережі, шляхом зменшення його на одиницю з приходом кожного з тактових імпульсів, частота проходження яких пропорційна модулю напруги живильної мережі, та формування за закінченням відліку числа F(N) імпульсів керування тиристорами, який відрізняється тим, що коефіцієнт пропорційності між частотою проходження тактових імпульсів та модулем напруги живильної мережі на інтервалі τ₁, розташованому у межах

$$0 < \tau_1 \leq \frac{\alpha_{гр}}{\omega_c},$$

перевищує коефіцієнт пропорційності між частотою проходження тактових імпульсів та модулем напруги живильної мережі на інтервалі τ₂, розташованому у межах

$$\frac{\alpha_{гр}}{\omega_c} < \tau_2 < T_{п},$$

у K разів, де α_{гр} - кут управління тиристорами, відповідний межево-безперервному режиму роботи тиристорного випрямляча,ω_c - кутова частота напруги живильної мережі,T_п - період роботи тиристорного випрямляча2 Спосіб за п. 1, який відрізняється тим, що число K, яке визначає співвідношення коефіцієнта пропорційності між частотою проходження тактових імпульсів та модулем напруги живильної мережі на інтервалі τ₁ до коефіцієнта пропорційності між частотою проходження тактових імпульсів та модулем напруги живильної мережі на інтервалі τ₂, визначається за виразом

K = 1 + sec φ,

де φ - кут навантаження тиристорного випрямляча

3 Спосіб за пп. 1, 2, який відрізняється тим, що забезпечення заданих значень коефіцієнтів пропорційності між частотою проходження тактових імпульсів та модулем напруги живильної мережі на інтервалах τ₁ та τ₂ здійснюється шляхом збільшення коефіцієнта ділення вихідної частоти перетворювача модуль напруги - частота у K разів при переході з інтервалу τ₁ на інтервал τ₂4 Спосіб за пп. 1, 2, 3, який відрізняється тим, що момент часу, розподіляючий інтервали τ₁ та τ₂, визначається моментом закінчення відліку числа M, розпочатим 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 знаходиться за виразомM =
$$\frac{U_m(1 - \cos \varphi)}{\pi \Delta U},$$
де U_m - амплітуда напруги живильної мережі, ΔU - параметр перетворювача модуля напруги живильної мережі у 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 за-

(13) A

(11) 47623

(19) UA

датчик сигналів керування, виходами підключений до відповідних входів триканального таймера, вихід одного з каналів якого через перший формувач імпульсів підключений до входу імпульсів керування розподільника імпульсів, виходи першого та другого каналів керування якого підключені через вихідні підсилювачі до відповідних керуючих входів тиристорного випрямляча, блок зв'язку з мережею, входом закінчення підрахунку таймера підключений до виходу першого формувача імпульсів, а входом синхронізації з мережею, що визначає початок відліку, з'єднаний з виводами для підключення живильної мережі, вихід дозволу підрахунку блока зв'язку з мережею з'єднаний з керуючими входами використовуваних каналів таймера, а вихід вибору каналу керування - із входом вибору каналу керування розподільника імпу-

льсів, функціональний перетворювач модуль напруги - частота імпульсів, вхід якого підключений до виводів для підключення живильної мережі, який відрізняється тим, що вихід перетворювача модуль напруги - частота імпульсів підключений до тактового входу іншого каналу таймера, керуючий вхід якого підключений до задатчика сигналів керування, а вихід - до тактових входів решти каналів таймера, керуючий вхід третього каналу таймера підключений до виходу дозволу підрахунку блока зв'язку з мережею, вихід першого формувача імпульсів підключений до першого входу запиту на переривання задатчика сигналів керування, до другого входу запиту на переривання якого через уведений формувач імпульсів підключений вихід третього каналу таймера

Винахід, що пропонується, належить до перетворювальної техніки та може бути використано для управління тиристорним випрямлячем

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 струма та знаходить обмежене застосування Проте, у ряді випадків діапазона 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 імпульса напруги, що відповідає рівню лопочної 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 імпульса [2]

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

$$\alpha_1(N) = N_1 T_{TC} \omega_c \quad (1)$$

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

ω_c - кутова частота напруги живлячої мережі

Залежність (1) називається фазовою характеристикою ФЗП, вона має лінійний характер та на-

ведена на фіг 1(крива 1) у відносних одиницях

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

Тут

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

$$N_1^* = \frac{N_1}{N_{max1}} \quad (4)$$

а максимальне значення числа N , у даному випадку визначається виразом

$$N_{max1} = \frac{T_c}{2T_{TC}}$$

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

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

Регульовальна характеристика у режимі безперервних струмів має вигляд

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

Тут

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

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

$$U_{dmax} = \frac{2U_m}{\pi}$$

U_m - амплітудне значення напруги живлячої мережі

У режимі переривистих струмів середнє значення випрямленої напруги буде описуватися виразом

$$U_{d(HP)} = \frac{U_m}{\pi} [\cos(NT_{ти} \Omega_c) - \cos(NT_{ти} \Omega_c + \gamma)] \quad (8)$$

Регульовальна характеристика у режимі пере-

ривистих струмів має вигляд

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

тут

$$U_{1(HP)}^* = \frac{U_{d(HP)}}{U_{dmax}}, \quad (10)$$

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

де γ - кут провідності тиристора, значення якого залежить від кута управління тиристором α та кута навантаження Φ [3]

Вирази (6) та (9) свідчать про нелінійність 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 Φ подан відносною величиною

$$F^* = \frac{\Phi}{\Phi_L},$$

де $\Phi_L = \pi/2$ - кут, відповідний чисто індуктивному навантаженню

Важкою 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 авторегування, оскільки вимагає ускладнення алгоритма управління з метою корегування коефіцієнта посилення негативного зворотнього 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. При цьому число до запису до ПТ перетворюють відповідно виразу

$$F(H) = N_{max2} - N_2 \quad (11)$$

де N_{max2} - максимальне значення числа N

$$N_{max2} = \frac{2U_m}{\pi \Delta U} \quad (12)$$

ΔU - 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 підключен 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 підключен до другого входу розподільвача імпульсів, вихід функціонального перетворювача підключен 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

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

$$N_2^* = \frac{N_2}{N_{max2}} \quad (16)$$

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

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

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

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

де

$$U_{2(HP)}^* = \frac{U_{d2(HP)}}{U_{dmax}} \quad (22)$$

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

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

Важкою відомого способу, реалізованого відомим пристроєм, є те, що при переході у режимі переривистих струмів регульовальна характеристика змінює свій нахил, величина якого залежить

від кута навантаження Така регульовальна характеристика утруднює використання даного засоба 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 перетворення вихідного числа N , відповідного сигналу управління, за виразом

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

де $F(N)$ - результат перетворення 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 модулю напруги живлячої мережі, та формування за закінченням відліку числа управляючих імпульсів тиристорами, згідно з винаходом, коефіцієнт пропорційності між частотою проходження тактових імпульсів та модулем напруги живлячої мережі на інтервалі τ_1 , розташованому у межах

$$0 < \tau_1 \leq \frac{\alpha_{\text{ГР}}}{\omega_{\text{С}}},$$

перевищує коефіцієнт пропорційності між частотою проходження тактових імпульсів та модулем напруги живлячої мережі на інтервалі I_2 , розташованому у межах

$$\frac{\alpha_{\text{ГР}}}{\omega_{\text{С}}} < \tau_2 < T_{\Pi}$$

у K разів, де $\alpha_{\text{ГР}}$ - кут управління тиристорами, що відповідає межово-безперервному режиму роботи тиристорного випрямляча, що повністю управляється (для однофазного випрямляча

$$\alpha_{\text{ГР}} = \varphi),$$

$\omega_{\text{С}}$ - кутова частота напруги живлячої мережі,

T_{Π} - період роботи тиристорного випрямляча, а значення K згідно з винаходом, що заявляється, визначається виразом

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

де φ - 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 згідно з винаходом забезпечення заданих значень коефіцієнтів пропорційності між частотою проходження тактових імпульсів та

модулем напруги живлячої мережі на інтервалах

τ_1 і τ_2 здійснюється шляхом збільшення коефіцієнта ділення вихідної частоти перетворювача модуль напруги - частота у K разів при переході з інтервала τ_1 на інтервал τ_2 Момент часу, розпо-

діляючий інтервали τ_1 та τ_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 імпульса При цьому значення числа M визначається виразом

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

де U_m - амплітуда напруги живлячої мережі,

ΔU - параметр перетворювача модуля напруги живлячої мережі у частоту, що є вольтсекундною площиною вхідної напруги тиристорного випрямляча, віднесеною до половини періода напруги живлячої мережі, вплив якої на вхід перетворювача напруга - частота призводить до формування на його виході одного імпульса

Задача, що поставлена, вирішується також за допомогою того, що у пристрої для прямого мікропроцесорного управління тиристорним випрямлячем, що містить задатчик сигналів управління, виходами підключенний до відповідних входів трьохканального таймера, вихід одного з каналів якого через перший формувач імпульсів підключен до входу імпульсів управління розподільвача імпульсів, виходи першого та другого каналів управління якого підключені через вихідні підсилювачі до відповідних управляючих входів тиристорного випрямляча, блок зв'язку з мережею, виходом закінчення рахунку таймера підключен до виходу першого формувача імпульсів, а входом синхронізації з мережею, визначаючим початок відліку, з'єднаний з виводами для підключення живлячої мережі, вихід дозволу рахунку блока зв'язку з мережею з'єднаний з управляючим входом каналу таймера, що використовується, а вихід вибору каналу управління - зі входом вибору каналу управління розподільвача імпульсів, функціональний перетворювач модуль напруги - частота імпульсів, вхід якого підключен до виводів для підключення живлячої мережі, а вихід, згідно винаходу, що пропонується, підключен до тактового входу іншого каналу таймера, управляючий вхід якого підключен до задатчика сигналів управління, а вихід - до тактових входів решти каналів таймера, управляючий вхід третього каналу таймера підключен до виходу дозволу рахунку блока зв'язку з мережею, вихід формувача імпульсів підключен до першого входу запиту на переривання задатчика сигналів управління, до другого входу запита на переривання якого через уведений формувач імпульсів підключен вихід третього каналу таймера

Зміна коефіцієнта пропорційності між частотою проходження тактових імпульсів та модулем напруги живлячої мережі при переході тиристорного випрямляча у режим переривистих струмів, забезпечена за рахунок використання вільних кана-

лів трьохканального таймера з новими зв'язками, дозволила вирішити поставлену задачу з поліпшення регульовальної характеристики тиристорного випрямляча, що повністю 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 задумом.

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

При вивченні інших відомих технічних рішень у даній галузі техніки ознаки, що відрізняють рішення, що заявляються, від прототипа, не були виявлені отже, вони забезпечують технічним рішенням, що заявляються, відповідність критерію "істотної 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 алгоритма, 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, що підключається до АО, А1 та CS входів, шини управління, що підключається до RD та WR входів, та шини даних, що підключається до DO - D7 входів, управляючий вхід GATE О таймера 2 підключен до одного з входів паралельного пристрою вводу/вивода інформації за датчика 1, управляючі входи GATE 1 та GATE 2 таймера 2 поєднані у спільну точку та підключені до виходу дозволу рахунку блока 3 зв'язку з мережею, тактовий вхід CLK О таймера 2 підключен до виходу перетворювача 4 модуль напруги - частота, вихід OUT О таймера 2 підключен до поєднаних у спільну точку його входів CLK 1 та CLK 2, вихід OUT 1 таймера 2 через перший формувач 5 імпульсів підключен до входу імпульса управління розподільвача 6 імпульсів, до входу закінчення рахунку блока 3 та до першого входу INT 1 запита на переривання задатчика 1, входи синхронізації з мережею блока 3 та перетворювача 4 з'єднані з виводами для підключення живлячої мережі, вихід вибору каналу управління блока 3 підключен до входу вибору каналу управління розподільвача 6, виходи якого через вихідні підсилювачі 7 та 8 підключені до від-

повідних управляючих електродів тиристорного випрямляча 9, вихід OUT 2 таймера 2 через другий формувач 10 імпульсів підключен до другого входу INT 2 запиту на переривання задатчика 1.

Блок 3 зв'язку з мережею (фіг 4) виконай у вигляді узгоджувачого трансформатора 11, вхід якого є входом синхронізації з мережею блока 3, виходи узгоджувачого трансформатора 11 підключені до входів компаратора 12, вихід якого є виходом вибору каналу управління блока 3, крім того, вихід компаратора 12 підключен до входу інвертора 13, D - входу D - тригера 14 та до першого входу логічного елемента І 15, другий вхід якого підключен до інверсного виходу D - тригера 14, прямий вихід D - тригера 14 підключен до першого входу логічного елемента АБО 16, вихід якого підключен до С - входу D - тригера 14, вихід інвертора 13 підключен до D - входу D - тригера 17 та до першого входу елемента І 18, до другого входу якого підключен інверсний вихід D - тригера 17, прямий вихід D - тригера 17 підключен до першого входу логічного елемента АБО 19, вихід якого підключен до С - входу D - тригера 17, другі входи логічних елементів АБО 16 та 19 поєднані у спільну точку та утворюють вхід закінчення рахунку таймера блока 3, виходи логічних елементів І 15, І 18 підключені до входів логічного елемента АБО 20, вихід якого є виходом дозволу рахунку таймера блока 3.

Перетворювач 4 модуль напруги - частота імпульсів (фіг 5) виконай у вигляді узгоджувачого трансформатора 21, вхід якого є входом перетворювача 4, а вихід через видільвач 22 модуля підключен 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 логічного елемента І 24 та прямий вхід логічного елемента ЗАБОРОНА 25 поєднані у спільну точку та утворюють вхід імпульса управління розподільвача 6, другий вхід логічного елемента І 24 поєднаний у спільну точку з інверсним входом логічного елемента ЗАБОРОНА 25, яка утворює 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 використан управляючий мікроконтролер "Електроніка К1 - 20", який містить однокристалний мікропроцесор зі схемами об'ємного внутрішнього ОЗП, внутрішній програмуємий ПЗП, програмуємий контролер переривань, блок програмуємих паралельних каналів вводу/вивода, блок програмуємих послідовних каналів, генератор синхронізації [див Хвоць О Г, Вольський Н Н, Попов Е А. Микропроцессоры и микроЭВМ в системах автоматического управления - Л 1987 - С 535 - 536].

Програмуємий таймер 2 може бути реалізований на мікросхемі КР580ВИ53 (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 Интегральные микросхемы. Справочник /Подред

Б В Тарабрина - М 1985 - С 58-81]

Компаратор 12 може бути реалізований на мікросхемі К554СА3 (див там же с 463 - 465)

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 виконай 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 в тому, що реалізацію розрахункового часу записання імпульса управління тиристором відносно момента переходу напруги живлячої мережі через ноль здійснюють за допомогою програмуємого таймера. Причому число N до запису у перший канал таймера 2 попередньо перетворюють відповідно 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,

ΔU - параметр перетворювача модуль напруги живлячої мережі у частоту, що є вольтсекундною площиною входної напруги тиристорного випрямляча, віднесеною до половини періода напруги живлячої мережі, вплив якої на вхід перетворювача 4 призводить до формування на його виході одного імпульса

Ураховуючи (25) вираз (24) може бути переписаний 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

Указаний зв'язок між частотою тактових імпульсів та модулем напруги живлячої мережі забезпечується перетворювачем 4 та нольовим каналом таймера 2, який при цьому виконує функцію дільника частоти з деяким коефіцієнтом L

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

$$0 < \alpha < \alpha_{\text{ГР}}$$

де α - кут управління тиристорами випрям-

ляча 9,

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

$$\alpha_{\text{ГР}} = \Phi$$

де Φ - кут навантаження випрямляча

При роботі випрямляча у режимі безперервних струмів у нольовий канал таймера 2 записується

деяке число L_1 , значення якого в принципі може бути будь-яким, наприклад $L_1 = 1$

Таким чином, зміна частоти тактових імпульсів

на інтервалі $0 < \tau_1 < \frac{\alpha_{\text{ГР}}}{\omega_c}$ може бути визначена виразом

$$f_{\text{ГР(пр)}} = \frac{k_4 U_m |\sin \omega_c t|}{L_1} \quad (27)$$

де k_4 - коефіцієнт пропорційності між входною напругою перетворювача 4 та частотою його вихідного сигналу

$$k_4 = \frac{\omega_c}{\pi \Delta U}$$

ω_c - кутова частота напруги живлячої мережі,

t - поточний час

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

$$\alpha_{\text{ГР}} \leq \alpha < \pi$$

При цьому на інтервалі

$$0 < \tau_1 < \frac{\alpha_{\text{ГР}}}{\omega_c}$$

ділення частоти вихідних імпульсів перетворювача 4 здійснюється з коефіцієнтом L_1 , що забезпечується записом у перший канал таймера 2 числа L_1 . Частота тактових імпульсів при цьому на інтервалі τ_1 буде визначатися виразом (27). На інтервалі

$$\frac{\alpha_{\text{ГР}}}{\omega_c} \leq \tau_2 < \frac{\pi}{\omega_c}$$

ділення частоти вихідних імпульсів перетворювача 4 здійснюється з коефіцієнтом L_2 , що забезпечується записом у нольовий канал таймера 2 числа L_2 . Зміна частоти тактових імпульсів на інтервалі τ_2 буде визначатися виразом

$$f_{\text{ГР(пр)}} = \frac{k_4 U_m |\sin \omega_c t|}{L_2} \quad (28)$$

Значення числа L_2 може бути визначено як

$$L_2 = L_1 \cdot K \quad (29)$$

де K - число, визначаюче відношення коефіцієнта пропорційності між частотою проходження тактових імпульсів та модулем напруги живлячої мережі на інтервалі τ_1 до коефіцієнту пропорцій-

ності між частотою проходження тактових імпульсів та модулем напруги живлячої мережі на інтервалі τ_2

Значення K може бути визначено урахуовуючи запропонований шлях компенсації зламу регульовальної характеристики випрямляча (див фіг 2), відповідно якому будь-яка характеристика при $F^* < 1$ повинна збігатися 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 значенні F^* кількість підрахованих імпульсів для досягнення того ж ефекту повинна бути аналогічною

$$\frac{N_{\max}}{2} = N_{\text{вр}} + N_{\text{пр}} \quad (30)$$

де $N_{\text{вр}}$ і $N_{\text{пр}}$ - кількості імпульсів, підрахованих у першому каналі таймера 2 на інтервалах τ_1 та τ_2 відповідно при рівності нулю вихідної напруги випрямляча. Значення $N_{\text{пр}}$ можна визначити з виразу

$$N_{\text{пр}} = f_{\text{ти(пр)ср}} \cdot \tau_1 \quad (31)$$

де $f_{\text{ти(вр)ср}}$ - середнє значення тактової частоти на інтервалі τ_1 ,

$$f_{\text{ти(вр)ср}} = \frac{1}{\tau_1} \int_0^{\tau_1} f_{\text{ти(вр)}} dt = \frac{U_m}{\tau_1 \pi \Delta U L_1} \cdot (1 - \cos \alpha_{\text{гр}}) \quad (32)$$

Підставив (32) до (31), одержимо

$$N_{\text{пр}} = \frac{U_m}{\pi \Delta U L_1} \cdot (1 - \cos \alpha_{\text{гр}}) \quad (33)$$

Значення $N_{\text{вр}}$ може бути визначено з виразу

$$N_{\text{вр}} = f_{\text{ти(вр)ср}} \cdot \tau_2 \quad (34)$$

де $f_{\text{ти(вр)ср}}$ - середнє значення тактової частоти на інтервалі τ_2

$$f_{\text{ти(вр)ср}} = \frac{1}{\tau_2} \int_{\tau_1}^{\tau_1 + \tau_2} f_{\text{ти(вр)}} dt = \frac{U_m}{\tau_2 \pi \Delta U L_2} \cdot (1 + \cos \alpha_{\text{гр}}) \quad (35)$$

Після підставлення (35) до (34) одержимо

$$N_{\text{вр}} = \frac{U_m}{\pi \Delta U L_2} \cdot (1 + \cos \alpha_{\text{гр}}) \quad (36)$$

Якщо прийняти $L_1 = 1$, то $L_2 = K$, значення якого можна визначити, підставив (33) та (36) до (30)

$$K = 1 + \sec \alpha_{\text{гр}} = 1 + \sec \varphi \quad (37)$$

Залежність (37), що виражена у відносних одиницях, має вигляд

$$K = 1 + \sec \left(\frac{\pi F^*}{2} \right) \quad (38)$$

$$F^* = \frac{2\varphi}{\pi}$$

де $\frac{2\varphi}{\pi}$, та наведена на фіг 9. На фіг 10 наведено сімейство характеристик, визначаючих залежність зміни частоти тактових імпульсів від часу протягом періода роботи випрямляча. Тут

частоти виражені у відносних одиницях

$$f_{\text{тг(пр)}}^* = \sin \pi T^* \quad (39)$$

та

$$f_{\text{ти(пр)}}^* = \frac{1}{K} \sin \pi T^* \quad (40)$$

де

$$f_{\text{ти}}^* = \frac{f_{\text{ти}}}{f_{\text{ти max}}}$$

$$f_{\text{ти max}} = \frac{U_m \omega_c}{\pi \Delta U}$$

$$T^* = \frac{2t}{T_c}$$

T_c - період напруги живлячої мережі,

t - поточний час на інтервалі періода T_c

Момент зміни числа L_1 числом L_2 у нольовому каналі таймера 2 визначається моментом закінчення інтервала τ_1 та початку інтервала τ_2 . Цей момент часу визначається шляхом відліку у другому каналі таймера 2 деякого числа M . Відлік числа M починається з момента переходу живлячої напруги через ноль та відбувається шляхом його зменшення на одиницю з приходом кожного з тактових імпульсів, частота проходження яких пропорційна модулю напруги живлячої мережі (див вираз (27)). Значення числа M при цьому може бути визначено з виразу

$$M = \frac{\tau_1}{T_{\text{ти(вр)ср}}} \quad (41)$$

де $T_{\text{ти(вр)ср}}$ - середнє значення періода тактових імпульсів на інтервалі τ_1 , яке може бути знайдено з виразу (32), як зворотна величина середнього значення тактової частоти

$$T_{\text{ти(вр)ср}} = \frac{\tau_1 \pi \Delta U L_1}{U_m (1 - \cos \alpha_{\text{гр}})} \quad (42)$$

Підставив (42) до (41) та прийняв $L_1 = 1$ одержимо

$$M = \frac{U_m (1 - \cos \alpha_{\text{гр}})}{\pi \Delta U} \quad (43)$$

Момент зміни чисел L_2 на число L_1 у нольовому каналі таймера 2 може визначатися моментом закінчення відліку у його першому каналі числа $F(N)$, тобто моментом формування управляючого імпульса

При указаних залежностях зміни частоти тактових імпульсів (див вирази (39), (40) та фіг 10) фазова характеристика мікропроцесорного пристрою управління при роботі випрямляча у режимі безперервних струмів ($0 < \alpha < \alpha_{\text{гр}}$) буде мати вигляд

$$\alpha_{\text{вр}}(N) = \arccos \left(\frac{N \pi \Delta U}{U_m} - 1 \right) \quad (44)$$

або, якщо виразити у відносних одиницях

$$A_{\text{вр}}^* = \frac{1}{\pi} \arccos(2N^* - 1), \quad (45)$$

де

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

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

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

$$\alpha_{\text{тр}}(N) = \arccos \left[K \cdot \frac{N\pi\Delta U}{U_m} - 1 - K \right] \quad (46)$$

або, якщо виразити у відносних одиницях

$$A_{\text{нр}}^* = \frac{1}{\pi} \arccos(2KN^* - 1 - K), \quad (47)$$

де

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

Сімейство фазових характеристик пристрою,

$$U_{d(\text{нр})} = \frac{U_m}{\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] = \frac{U_m}{\pi} \left\{ K \cdot \frac{N\pi\Delta U}{U_m} - 1 - K - \cos \left[\arccos \left(K \cdot \frac{N\pi\Delta U}{U_m} - 1 - K \right) + \gamma \right] \right\} \quad (50)$$

де γ - кут провідності тиристорів

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

$$U_{\text{нр}}^* = \frac{1}{\alpha} \left\{ 2KN^* - 1 - K - \cos[(A^* + G^*)\pi] \right\} \quad (51)$$

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 практично лінійними в усьому діапазоні зміни вихідної напруги

Згідно із способом, що заявляється, пристрій працює отаким чином

До початку процесу управління до пам'яті задатчика 1 сигнали управління заносяться дані L_1 , L_2 , N_{max} , M , що є постійними величинами, та змінна величина N

Величини L_1 і L_2 призначені для почергового завантаження у нольовий канал таймера 2(фіг 3), що дозволяє змінити коефіцієнт ділення частоти імпульсів, що формуються на виході перетворювача 4 модуля напруги у частоту

Величина N_{max} використовується для визначення управляючого впливу, який призначений для завантаження у перший канал таймера 2

Величина M призначена для завантаження у другий канал таймера 2, а її повний відлік визначає момент заміни L_1 на L_2 у нольовому каналі таймера

Запис чисел у відповідні канали таймера ро-

що заявляється, що виражені у відносних одиницях, наведено на фіг 11, позиція 1

Вихідна напруга випрямляча при роботі у режимі безперервних струмів визначається виразом

$$U_{d(\text{нр})} = \frac{2U_m}{\pi} \cos \alpha = 2N\Delta U - \frac{2U_m}{\pi} \quad (48)$$

Регульовальна характеристика у цьому випадку буде мати вигляд

$$U_{\text{нр}}^* = 2N^* - 1, \quad (49)$$

де

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

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

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

биться після його ініціалізації(запис управляючих слів для настрою каналів таймера на задані режими роботи) та обчислення управляючого впливу $F(N)$ (див блок-схему алгоритма управління на фіг 8)

Для забезпечення роботи випрямляча 9(фіг 3) через пристрій вводу/вивода задатчика 1 на GATE 0 вхід таймера 2 подають логічну одиницю Це дозволяє роботу нольового каналу таймера 2 та на його виході OUT 0 формується послідовність тактових імпульсів з частотою, що змінюється відповідно виразу (27) Сигнал на вхід CLK 0 таймера 2 надходить з вихода перетворювача 4 модуля напруги живлячої мережі у частоту U цьому перетворювачі(фіг 5) напруга живлячої мережі знижується узгоджуючим трансформатором 21, а потім випрямляється виділювачем модуля 22 Необхідність виділювача модуля 22 обумовлена тим, що перетворювачі напруга - частота можуть працювати, як правило, від напруги тільки одного знака Вихідна напруга виділювача модуля надходить до входу перетворювача 23 напруга - частота Вихідний сигнал на виході цього перетворювача, що є виходом перетворювача 4, є послідовністю імпульсів, частота проходження яких з деяким коефіцієнтом K_4 пропорційна модулю напруги живлячої мережі Таким чином, відлік чисел $F(N)$ та M у першому та другому каналах таймера 2 робиться шляхом зменшення на одиницю з приходом кожного з тактових імпульсів, частота яких змінюється відповідно зміні модуля напруги живлячої мережі Початок відліку чисел збігається з моментом переходу мережевої напруги через ноль Ці моменти визначаються блоком 3 синхронізації з мережею(фіг 4) При зміні знака напруги на виході трансформатора 11 з негативного на позитивний та навпаки(фіг 7, а) сигнал U_{12} на виході компаратора 12 змінюється від значення логічного нуля до значення логічної одиниці та від значення логічної одиниці до значення логічного нуля(фіг 7, б) Сиг-

нал інверсний сигнал U_{12} формується на виході інвертора 13(фіг 7, в). Оскільки у вихідному стані D-тригера 14 сигнал U_{14} на його інверсному виході відповідає рівню логічної одиниці(фіг 7, г), то його кон'юнкція з сигналом U_{12} на інтервалі позитивної напівхвилі, що виконується логічним елементом 15, також буде відповідати рівню логічної одиниці(фіг 7, к). Сигнал U_{15} з вихода логічного елемента 15 через логічний елемент АБО 20 надходить до входів GATE 1 та GATE 2 таймера 2. Це призводить до початку відліку чисел $F(N)$ та M у першому та другому каналах таймера 2. За закінченням відліку чисел на виходах OUT 1 та OUT 2 формуються строби(фіг 7, н, о). На фіг 7 наведені діаграми для випадку, коли $M < F(N)$, тобто фор-

муємий кут управління $\alpha > \alpha_{тр}$ отже, тиристорний випрямляч працює у режимі переривистих струмів. З появою строба на виході OUT 2(фіг 7, о) спрацьовує формувач 10 та на другий вхід запиту на переривання задатчика 1 надходить сигнал INT 2. За цим сигналом у нольовий канал таймера 2 записується число L_2 (див алгоритм на фіг 8). У результаті цього частота тактових імпульсів буде змінюватися відповідно виразу(28). З появою строба на виході OUT 1(фіг 7, н) спрацьовує формувач 5(фіг 7, п), який формує імпульс управління U_5 з тривалістю, необхідною для надійного відмикання тиристорів випрямляча 9. Розподіл імпульсів управління U_5 здійснюється у розподільвачі 6(фіг 6) за допомогою логічних елементів 1, 24 та ЗАБОРОНА 25 з урахуванням сигналу компаратора U_{12} (фіг 7, р, о). У вихідних підсилювачах 7 та 8 відбувається підсилення управляючих імпульсів, надання їм оптимальної форми, а також здійснюється гальванічне розв'язання системи управління та силової частини випрямляча.

Таким чином, тиристори відмикаються з деяким кутом α , значення якого визначається фазовою характеристикою(див (46)). Напруга на виході випрямляча 9 при цьому буде визначатися виразом (50).

Крім цього, імпульс управління U_5 через логічний елемент АБО 16 надходить до С-входу D-тригера 14, що забезпечує його установлення у одиницю на прямому виході(фіг 7, д) та у ноль - на інверсному виході(фіг 7, г). У результаті зміни стану D-тригера 14 на входах GATE 1 та GATE 2 таймера 2 установлюється сигнал, відповідний рівню логічного нуля, що є забороненням для роботи його першого та другого каналів(фіг 7, м). За закінченням дії сигналу U_{12} , відповідного логічної одиниці на D-вході D-тригера 12, останній переходить у свій вихідний стан(фіг 7, г, д).

Під час дії негативної напівхвилі напруги на виході трансформатора 11 працює другий канал блока 3, вмикаючий D-тригер 17 та логічні елемен-

ти 18, АБО 19. Принцип роботи цього каналу аналогічний принципу роботи першого каналу, що описується вище, але усі сигнали зсунені на 180° ел град(фіг 7, ж - й, п).

Сигнал U_5 надходить також на перший вхід запиту на переривання задатчика 1 у вигляді сигналу INT1. 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, та здійснюється завантаження каналів таймера 2 числами L_1 , $F(N)$ та M . Усі наступні процеси повторюються без змін.

Якщо регулювання вихідної напруги випрямляча здійснюється у режимі безперервних струмів,

тобто $\alpha < \alpha_{тр}$, то відлік числа $F(N)$ у першому каналі таймера 2 закінчиться раніш. У цьому випадку виявляється достатньо обчислити нове значення $F(N)$ та перезавантажити перший та другий канали таймера 2(фіг 8). Необхідність у перезавантаженні нольового каналу таймера 2 відсутня. Кут управління тиристорами при цьому визначається фазовою характеристикою (44), а напруга на виході випрямляча 9 - виразом (46).

Використання запропонованного способу прямого мікропроцесорного управління тиристорним випрямлячем та пристроєм для його здійснення дозволяє забезпечити лінійність регульованої характеристики у всьому діапазоні регулювання напруги на активно-індуктивному навантаженні. Така характеристика полегшує використання випрямляча у замкнених системах авторегулювання, оскільки не треба змінювати коефіцієнта підсилення негативного зворотнього зв'язку.

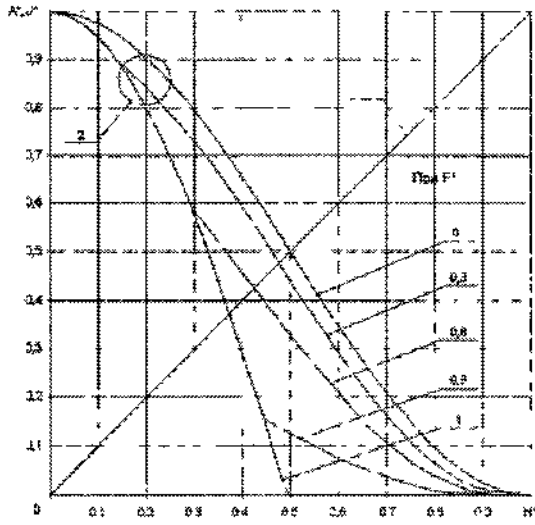
Джерела інформації

1 Сен П. Тиристорные электроприводы постоянного тока - М. Энергоатомиздат, 1985 - 222с.

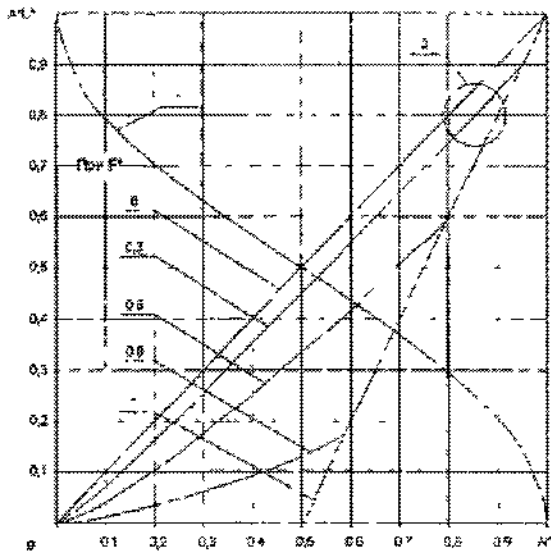
2 А с СССР №1660116, МКИ 5 Н02 М 7/12. Цифровое устройство управления вентильным преобразователем / Е. И. Сокол, А. В. Кипенский, Ю. И. Колесник и др. Опубл. 1991. 06.30. Бюл. №24.

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 междунаrodn. научн.-техн. конф. - Харьков: ХПИ, 1993. - С. 226 - 229.

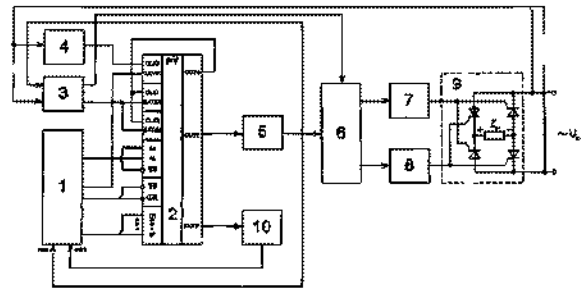
4 Патент 6673 UA, МКВ 5 Н 02 М 7/12. Спосіб прямого мікропроцесорного керування тиристорним перетворювачем та пристрій для його здійснення / А. В. Кипенський, В. Т. Долбня, Є. І. Сокол та ін. Опубл. 1994. 12.29. Бюл. №8 - 1.



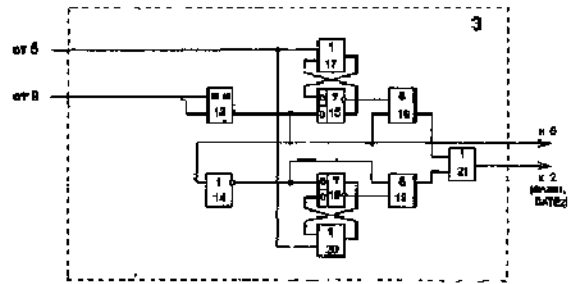
Φιγ 1



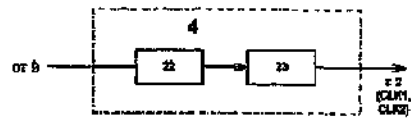
Φιγ 2



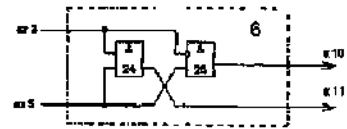
Φιγ 3



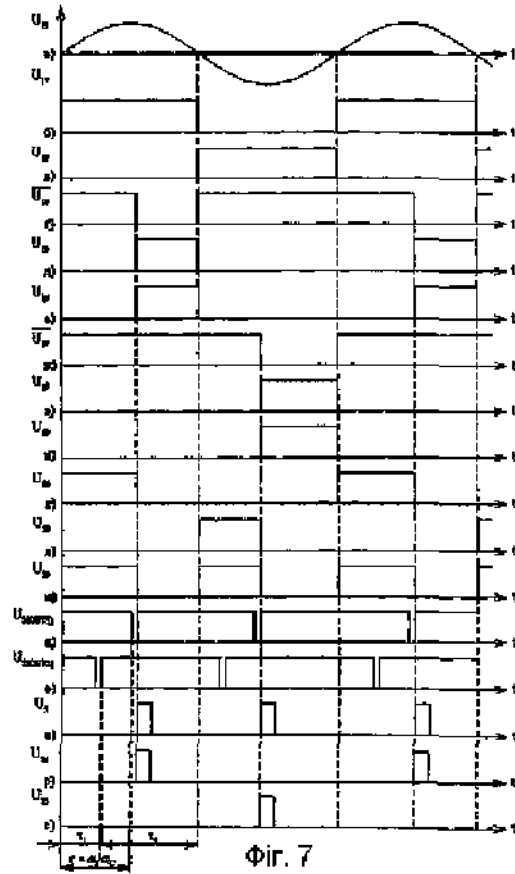
Φιγ. 4

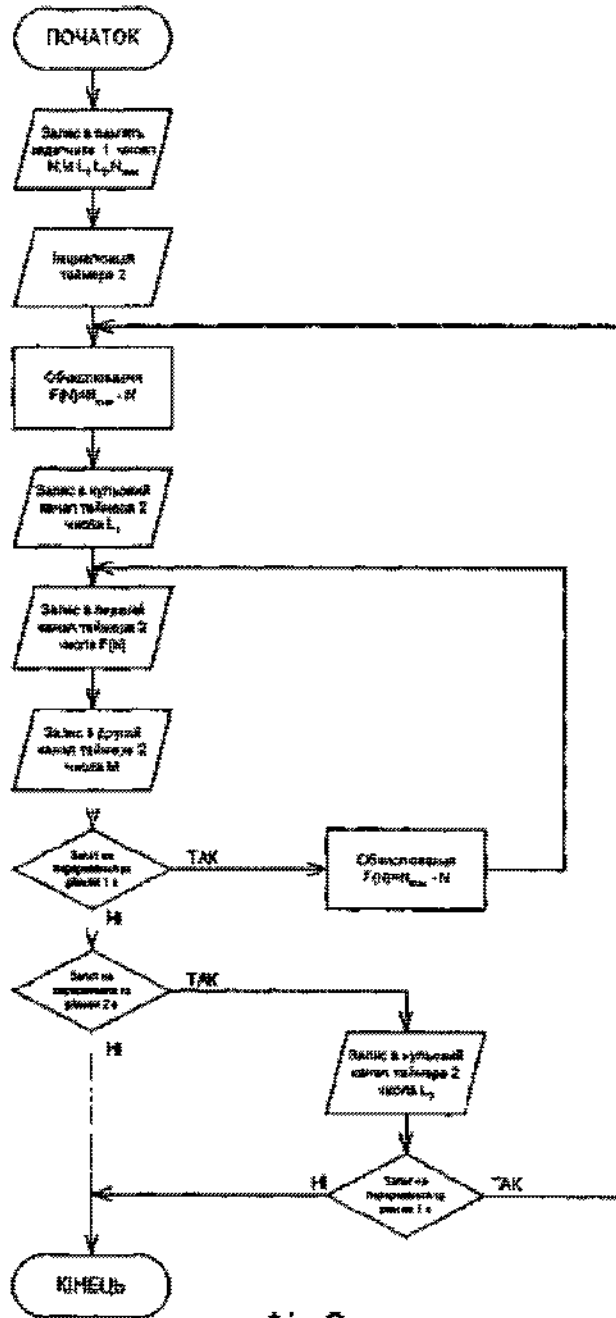


Φιγ 5

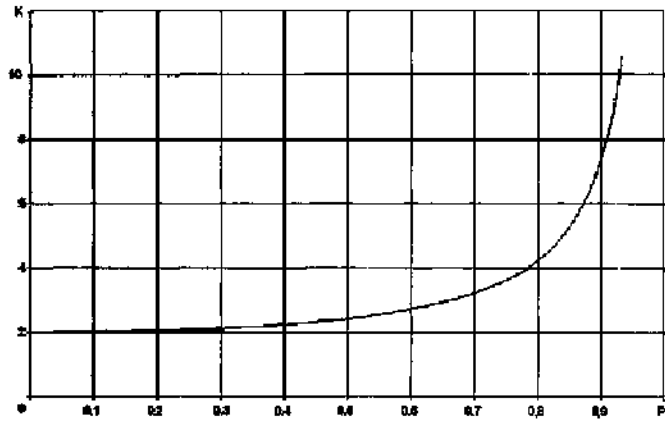


Φιγ. 6

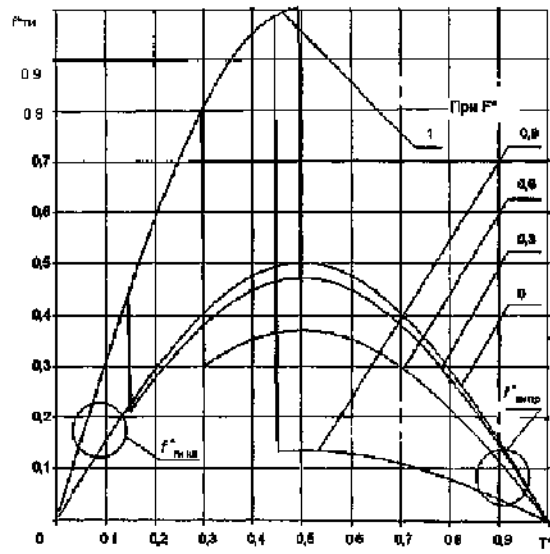




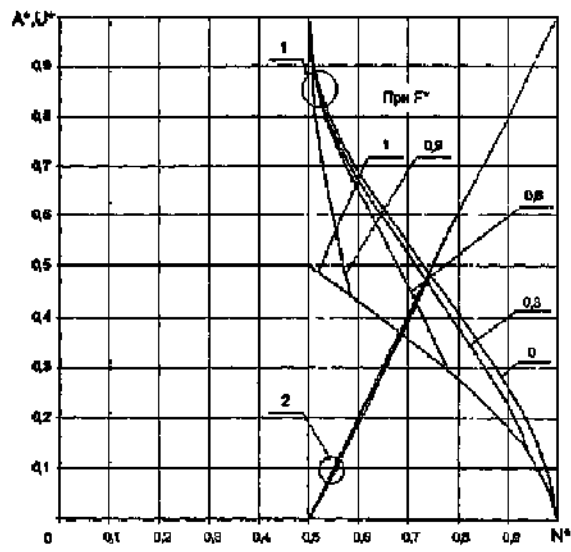
Фиг. 8



Фиг. 9



Фиг. 10



Фиг. 11

ДП «Український інститут промислової власності» (Укрпатент)
вул. Сім'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