УДК 621.314.57(045)

Б.Є. П'яних, д-р техн. наук, проф.

ВЕНТИЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ З ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ

Інститут електроніки та систем управління, НАУ e-mail: iesy@nau.ua

Розглянуто безпосередні перетворювачі з широтно-імпульсною модуляцією.

Ключові слова: вентильні перетворювачі, широтно-імпульсна модуляція.

Вступ. Метод широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) широко використовують для поліпшення гармонічного складу форми вихідної напруги і струму в інверторах та перетворювачах частоти з ланкою постійного струму. Щодо безпосередніх перетворювачів частоти (БПЧ) цей метод має додаткові застереження, обумовлені можливістю виникнення аварійних коротких замикань фаз мережі живлення за одночасної роботи двох або більше ключів однієї вентильної групи. Сутність ШІМ полягає в тому, що протягом фіксованого інтервалу часу навантаження за допомогою ключів почергово підключається до двох сусідніх по порядку за черговістю фаз фазним чи лінійним напругам мережі живлення. При цьому тривалість увімкнення до попередньої напруги зменшується, а до наступної збільшується згідно з лінійним, синусоїдальним чи іншим законами. Крива вихідної напруги формується з ділянок напруг на вказаних інтервалах шляхом циклічного переходу з однієї пари напруг до іншої.

Постановка завдання. Метод ШІМ доцільно використовувати в БПЧ. Для цього необхідно сформувати у явному чи неявному вигляді еталонні напруги трикутної, трапецієподібної чи синусоїдальної форми. Тривалість підключення фаз до навантаження потрібно визначати через порівняння еталонної напруги, наприклад, з тактовою напругою пилкоподібної форми або обчислювати за спеціальною програмою.

Перетворення частоти за допомогою БПЧ із ШІМ. Сутність ШІМ розглянемо на прикладі трифазно-однофазної двотактної мостової схеми перетворювача. Схема перетворювача частоти на повністю керованих ключах з двосторонньою провідністю К1 – К6, де Z – навантаження, показано на рис. 1, форма кривої вихідної напруги перетворювача – на рис. 2.

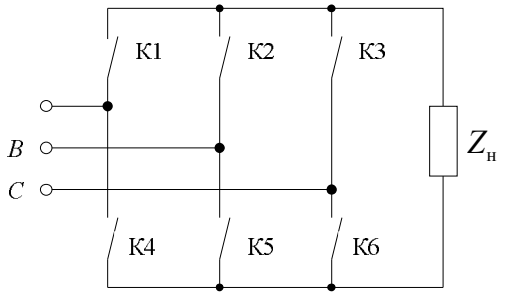


Рис. 1

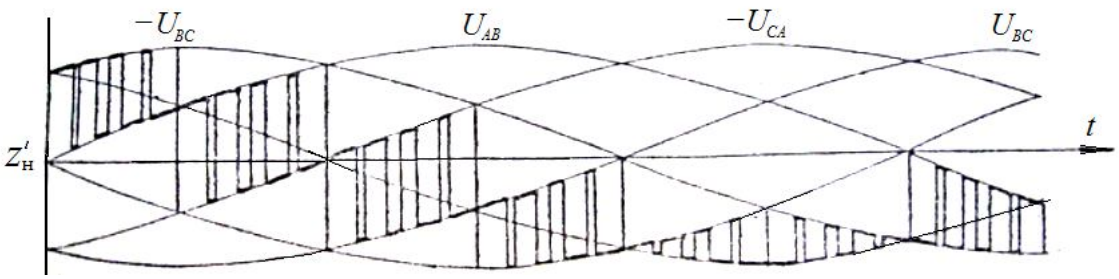


Рис. 2

Розглянемо метод ШІМ згідно з трикутним законом.

На вході перетворювача діє трифазна система напруг: фазних – для однотактної схеми, лінійних – для двотактної:

$$u_p(t) = U_m \cos\left[\omega t + \psi - (p-1)\frac{2\pi}{3}\right] = \mathrm{Re}\left\{\dot{U}_m e^{j\left[\omega t + \psi - (p-1)\frac{2\pi}{3}\right]}\right\},$$

де U_m – амплітуда напруги в мережі; ω – колова частота напруги в мережі; ψ – початкова фаза напруги в мережі; p = 1, 2, 3 – номер вхідної фази; $\dot{U}_m = U_m e^{j\psi}$ – комплексна амплітуда.

Комутаційну функцію, що показує зв'язок між напругами вхідних і вихідних фаз перетворювача, можна записати у вигляді ряду Фур'є у комплексній формі:

$$\Phi_{pq} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \Phi_n e^{j\left[\Omega t \mp (p-q)\frac{2\pi}{3}\right]},$$

де $\dot{\Phi}_n = \Phi_n e^{j\psi_n}$ – комплексна амплітуда n-ї гармоніки; Φ_n – амплітуда n-ї гармоніки; ψ_n – початкова фаза n-ї гармоніки; Ω – колова частота модуляції; q =1, 2, 3 – номери вихідних фаз. Знаки "– „ і " + „ відповідають збіжному і незбіжному порядку чергування фаз мережі живлення та імпульсів керування. Тоді напруга на виході перетворювача

$$u_q(t) = \sum_{p=1}^{3} \Phi_{pq} u_p(t) =$$

$$= \mathrm{Re}\left\{\dot{U}_m \sum_{p-1}^{3} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{\Phi}_n e^{j\left[(\omega + n\Omega)t - (1\pm n)(p-1)\frac{2\pi}{3} \pm n(q-1)\frac{2\pi}{3}\right]}\right\}.$$

Сума за p дає результат, що не дорівнює нулю, якщо 1+ n = 3s, тобто n = (3s – 1), де s = 0, + 1, + 2, . . . У цьому випадку

$$\lim_{n\to\pm(3s-1)}\left[\sum_{p=1}^{3} e^{-j(1\pm n)(p-1)\frac{2\pi}{3}}\right] = \lim_{n\to\pm(3s-1)}\left[\frac{1-e^{-j2\pi(1\pm n)}}{1-e^{-j(1\pm n)\frac{2\pi}{3}}}\right] = 3.$$

Отже у вихідній напрузі БПЧ номерів гармонік, кратних трьом за частотою модуляції.

Тривалість одного імпульсу комутаційної функції без регулювання напруги

$$\alpha_m = \frac{2\pi}{3b}\frac{k+1-m}{k(k+1)},$$

де m = 1, 2 , . . . , k; b = 1 для однотактної і b = 2 для двотактної схеми перетворювача;

$$k = \frac{T_к}{2bT_н}$$

– кратність модуляції (кількість імпульсів на комутаційному інтервалі тривалістю $2\pi/3b$); $T_к$ – період комутації відповідно до циклічного алгоритму керування; $T_н$ – період несучої частоти ШІМ.

Колова частота керування

$$\Omega = \frac{2\pi}{T_к}.$$

Тривалість імпульсу за регулювання напруги

$$\alpha = \delta \frac{2\pi}{3b} \frac{k+1-m}{k(k+1)},$$

де

$$\delta = \frac{\alpha}{\alpha_m}$$

– відносний кут регулювання.

Комутаційні функції для двотактної схеми симетричні відносно осі абсцис

$$\Phi(\Omega t) = -\Phi(\Omega t + \pi).$$

Розкладаючи в ряд Фур'є комутаційні функції у комплексній формі, одержимо вираз для амплітуди *n*-ї гармоніки комутаційної функції:

$$\dot{\Phi}_n = \frac{b}{n\pi} \sum_{m=1}^{k} \left\{ \sin \frac{\pi}{3b} n \left[1 - \frac{(k+1-\delta)m}{k(k+1)} \right] - \sin \frac{\pi}{3b} n \left(1 - \frac{m}{k} \right) \right\}.$$

Тут $n = (bs - 1)$ – номер гармоніки комутаційної функції, $s = 0, 1, 2, \ldots$

Сума скінченного ряду, яка відповідає табличному вигляду, являє собою загальний вираз для комутаційних функцій:

$$\dot{\Phi}_{pq} = \frac{b}{\pi} \sum_{s=-\infty}^{\infty} \frac{1}{bs-1} \left\{ \frac{\sin(bs-1)\frac{\pi(k-1+\delta)}{3bk} \sin(bs-1)\frac{\pi(k+1-\delta)}{3b(k+1)}}{\sin(bs-1)\frac{\pi(k+1-\delta)}{3b(k+1)}} - \right.$$

$$\left. - \frac{\sin(bs-1)\frac{\pi}{3b} \sin(bs-1)\frac{\pi(k-1)}{3bk}}{\sin(bs-1)\frac{\pi}{3bk}} \right\} \exp j(bs-1)\left[\Omega t \mp (p-q)\frac{2\pi}{3} \right].$$

Тоді вихідна напруга перетворювача

$$\dot{U}_{m\text{вих}q}(t) = \sum_{s=-\infty}^{\infty} 3U_m \Phi_s \exp j \left\{ \left[\omega \pm (3bs-1)\Omega \right] t + (3bs-1)(q-1)\frac{2\pi}{3} \right\}. \qquad (1)$$

Тут

$$\Phi_s = \frac{b}{\pi(3bs-1)} \sum_{s=-\infty}^{\infty} \frac{1}{bs-1} \left\{ \frac{\sin(3bs-1)\frac{\pi(k-1+\delta)}{3bk} \sin(3bs-1)\frac{\pi(k+1-\delta)}{3b(k+1)}}{\sin(3bs-1)\frac{\pi(k+1-\delta)}{3b(k+1)}} - \right.$$

$$\left. - \frac{\sin(3bs-1)\frac{\pi}{3b} \sin(3bs-1)\frac{\pi(k-1)}{3bk}}{\sin(3bs-1)\frac{\pi}{3bk}} \right\}. \qquad (2)$$

Вираз, аналогічний (2), можна отримати інакше. Вихідну напругу записати у такій формі

$$u_{\text{вих}} = \left[\Phi\left(u'_{\text{вих}} - u''_{\text{вих}} \right) + u''_{\text{вих}} \right].$$

Тут Φ – комутаційна функція, що визначається виразом

$$\Phi = \frac{\alpha(t)}{\pi} + \frac{2}{\pi}\sum_{i=1}^{\infty}\sin[i\alpha(t)]\cos(3bki\Omega t), \tag{3}$$

де $2\alpha\,(t)$ – тривалість імпульсу комутаційної функції Φ; $u'_{\text{вих}}$ – напруга, визначена в загальному випадку як

$$u_{\text{вих}} = \frac{m_e}{\pi}U_m\sum_{s=-\infty}^{\infty}\frac{\sin\left[\left(sm_e-1\right)\dfrac{\pi}{m_e}\right]}{sm_e-1}\cos\left\{\left[\omega\pm\left(sm_e-1\right)\Omega\right]t\right\}, \tag{4}$$

$u''_{\text{вих}}$ – напруга за рівнянням (2), але зі зміщенням на кут $2\pi/m_e$ за основною гармонікою.

За трикутної ШІМ $\alpha(t)$ визначають так:

$$\alpha(t) = \pi\left[\frac{1}{2} - \frac{1}{\pi}\sum_{\sigma=1}^{\infty}\frac{1}{\sigma}\sin(3b\sigma\Omega t)\right]. \tag{5}$$

Використовуючи (3), (4), треба зважати, що за лінійної залежності $\alpha(t)$ величина $\sin[i\alpha(t)]$ набуває вигляду

$$\sin\left[i\alpha(t)\right] = S\Pi\left(\frac{3b}{2}\Omega t\right)\sin\left[\left(2i-1\right)\frac{3b}{2}\Omega t\right] =$$

$$= \frac{4}{\pi}\sum_{\sigma=1}^{\infty}\frac{1}{2\sigma-1}\sin\left[\left(2\sigma-1\right)\frac{3b}{2}\Omega t\right]\sin\left[\left(2i-1\right)\frac{3b}{2}\Omega t\right] \tag{6}$$

за непарного *i* та

$$\sin[i\alpha(t)] = \sin(3bi\Omega t) \tag{7}$$

парного *i* у рівнянні (3).

Тут $S\Pi$ – прямокутний синус

$$S\Pi = \frac{4}{\pi}\sum_{\sigma=1}^{\infty}\frac{1}{2\sigma-1}\sin\left[\left(2\sigma-1\right)\frac{3b}{2}\Omega t\right]. \tag{8}$$

З виразу (8), ураховуючи рівняння (5) – (7), дістанемо загальний вираз для вихідної напруги БПЧ, аналогічний (1). Без регулювання ($\sigma = 1$) вираз (2) можна спростити:

$$\Phi_s = \frac{b\sin^2\left(3bs-1\right)\dfrac{\pi}{3b}\sin\left(3bs-1\right)\dfrac{\pi}{3bk\left(k+1\right)}}{\pi\left(3bs-1\right)\sin\left(3bs-1\right)\dfrac{\pi}{3bk}\sin\left(3bs-1\right)\dfrac{\pi\left(k+1-\delta\right)}{3b\left(k+1\right)}}.$$

Для порівняння наведемо величину Φ_s у разі багатократного широтно-імпульсного регулювання (ШІР)

$$\Phi_s = \frac{b\sin\left(3bs-1\right)\dfrac{\delta\pi}{3bk}\sin\left(3bs-1\right)\dfrac{\pi}{3b}}{\pi\left(3bs-1\right)\sin\left(3bs-1\right)\dfrac{\pi}{3bk}}.$$

Амплітуди гармонічних складових вихідної напруги

$$U_{ms} = 3U_m\Phi_s.$$

Порівнюючи ШІР і ШІМ, доцільно відзначити таке. Амплітуди гармонічних складових вихідної напруги зі зростанням кратності k для порядків, близьких до основної, зменшуються для вищих порядків, тобто відбувається перерозподіл співвідношень амплітуд гармонік у спектральному складі вихідної напруги порівняно з вихідним алгоритмом ($k = 1$). При цьому треба мати на увазі, що зі збільшенням кута регулювання δ для багатократного ШІР спектральний склад напруги дедалі більше наближається до вихідного при $k = 1$, а для ШІМ він відрізняється від вихідного як за регулюванням $(\delta < 1)$, так і без нього $(\delta = 1)$. Залежність амплітуди основної гармоніки від k швидко збігається і має межі

$$\lim_{k\to\infty} U_{m1} = \delta U_m \frac{\sin\dfrac{\pi}{3b}}{\dfrac{\pi}{3b}}$$

– для багатократного ШІР та

$$\lim_{k\to\infty} U_{m1} = \delta U_m \left(\frac{\sin\dfrac{\pi}{3b}}{\dfrac{\pi}{3b}}\right)^2$$

– для ШІМ.

Основна гармоніка напруги без регулювання за ШІР

$$U_{m1} = \frac{3bU_m}{\pi}\sin\frac{\pi}{3b}$$

і становить $0{,}827U_m$ для однотактної та $0{,}955U_m$ для двотактної схем. Згідно із ШІМ основна гармоніка зменшується

$$U_{m1} = \left(\frac{3b}{\pi}\sin\frac{\pi}{3b}\right)U_m^2$$

і становить $0{,}684U_m$ для однотактної та $0{,}912U_m$ для двотактної схем.

Звідси значення коефіцієнта гармонік вихідної напруги збільшується

$$K_{\text{гu}} = \sqrt{\frac{U_{\text{вих}q}^2}{U_{1q}^2} - 1},$$

де $U_{\text{вих}q}$ – ефективне значення вихідної напруги; U_{1q} – ефективне значення основної гармоніки. Але

$$U_{\text{вих}q} = \sqrt{\delta}U\,, \qquad U_1 = 3U\Phi_1\,,$$

де U – ефективне значення вхідної напруги. Тому

$$\lim_{k\to\infty} K_{\text{гu}} = \sqrt{\frac{\delta}{9\Phi_1^2} - 1}\,.$$

Для ШІМ без регулювання значення коефіцієнта гармонік становить 1,067 для однотактної та 0,45 для двотактної схем (порівняно з 0,68 та 0,31 для схем без ШІМ) і виражається формулою

$$\lim_{k\to\infty} K_{\text{гu}} = \sqrt{\left(\frac{\dfrac{\pi}{3b}}{\sin\dfrac{\pi}{3b}}\right)^4 - 1}\,.$$

Графіки залежності амплітуд гармонік U_{ms} від кута регулювання δ за різних кратностей ШІМ наведено на рис. 3 для однотактної та на рис.4 – для двотактної схем. З графіків видно, що частка вищих гармонік у кривій вихідної напруги зменшується зі зростанням кута регулювання. Залежність основної гармоніки ($s = 0$) майже лінійна.

Зміни в спектральному складі вихідної напруги БПЧ сприяють підвищенню якості вихідного струму за активно-індуктивного навантаження. Вихідний струм визначається виразом

$$\dot{I}_{msq}(t) = \sum_{s=-\infty}^{\infty} \frac{U_{msq}}{Z_s} \exp j\left\{\left[\omega \pm (3bs-1)\Omega\right]t + (3bs-1)(q-1)\frac{2\pi}{3} - \varphi_s\right\},$$

де $Z_s = z_s e^{i\varphi_s}$ – комплексний опір навантаження для s-ї гармоніки; φ_s – фазовий кут навантаження для s-ї гармоніки; z_s – повний опір навантаження для s-ї гармоніки.

Повний опір навантаження

$$z_s = \sqrt{r_н^2 + \left[\omega \pm (3bs-1)\Omega\right]^2 L_н^2}.$$

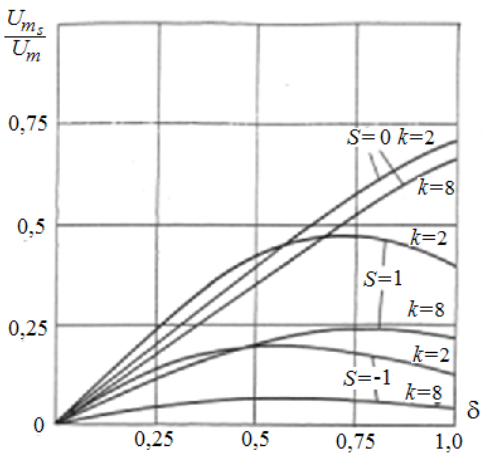


Рис. 3

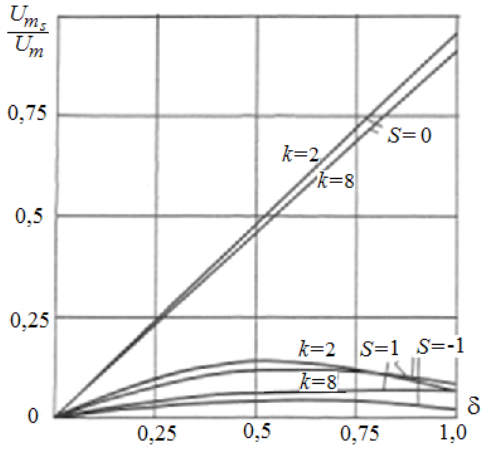


Рис. 4

Позначимо

$$æ = \frac{|\omega \pm \Omega|}{\omega}$$

– відносна частота основної гармоніки;

$$\varphi_н = \operatorname{arctg}\frac{|\omega \pm \Omega_н| L_н}{r_н}$$

– фазовий кут навантаження на номінальній частоті $\omega \pm \Omega_н$. Тоді для комплексного опору навантаження маємо співвідношення

$$z_s = z_н \sqrt{\cos^2\varphi_н + \left[\frac{3bs(1 \pm æ)}{æ} \mp 1\right]^2 \left(\frac{æ}{æ_н}\right)^2 \sin^2\varphi_н};$$

$$\varphi_s = \operatorname{arctg}\left\{\left[\frac{3bs(1 \pm æ)}{æ} \mp 1\right]\frac{æ}{æ_н}\operatorname{tg}^2\varphi_н\right\}.$$

Тут повний опір навантаження на номінальній частоті

$$z_{\text{н}} = \sqrt{r_{\text{н}}^2 + \left(\omega \pm \Omega_{\text{н}}\right)^2 L_{\text{н}}^{\ 2}} .$$

Номінальна частота на виході перетворювача визначається за номінальної частоти керування $\Omega_{\text{н}}$.

Коефіцієнт гармонік струму

$$K_{\text{г}i} = \sqrt{\sum_{\substack{s=-\infty \\ s\neq 0}}^{\infty} \left(\frac{I_{ms}}{I_{m1}}\right)^2} .$$

Оскільки

$$I_{ms} = \frac{3U_m \Phi_s}{z_s},$$

то отримаємо

$$K_{\text{г}i} = \frac{z_1}{\Phi_1} \sqrt{\sum_{\substack{s=-\infty \\ s\neq 0}}^{\infty} \left(\frac{\Phi_s}{z_s}\right)^2} .$$

Розрахунки показують, що коефіцієнт гармонік вихідного струму БПЧ суттєво зменшується із зростанням k, при цьому найбільше це зменшення виявляється вже за кратності k = 4 – 5. З подальшим збільшенням кратності коефіцієнт гармонік майже не змінюється. На рис. 5, 6 наведено залежності $K_{\text{г}i}$ від k для активно-індуктивного навантаження з $\cos\varphi_{\text{н}}$ = 0,8 на номінальній частоті ($æ_{\text{н}}$ = 1) для однотактної (b = 1) та двотактної (b = 2) схем. Для порівняння на графіках показано відповідні криві за ШІР. Із графіків видно, що коефіцієнт гармонік струму $K_{\text{г}i}$ з регулюванням напруги зменшується зі зростанням кратності k спочатку круто, а згодом більш плавно. Для багатократного ШІР він асимптотично наближається до свого значення за повного кута керування δ = 1, тобто в разі більших кратностей коефіцієнт гармонік майже не залежить від кута керування. Для ШІМ зі зростанням k він спадає нижче від цього значення як з регулюванням, так і без регулювання. У разі малих кратностей (k = 2 – 3) та більшої глибини регулювання для ШІМ та багатократного ШІР незначно розрізняються одне від одного.

На практиці достатньо обмежитись k = 4 – 8, тому що подальше збільшення кратності не дає явно вираженого ефекту, зате пов'язане зі зростанням динамічних втрат у ключових елементах силової схеми перетворювача і обмежене їх граничними частотними властивостями.

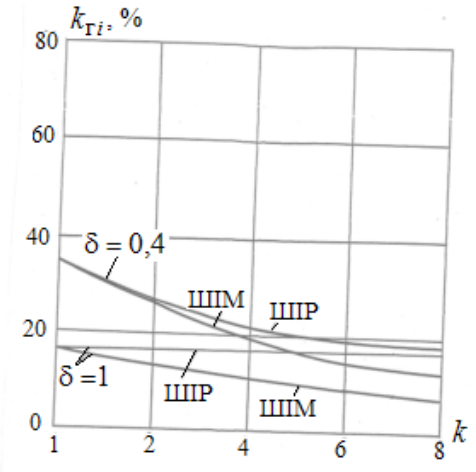


Рис. 5

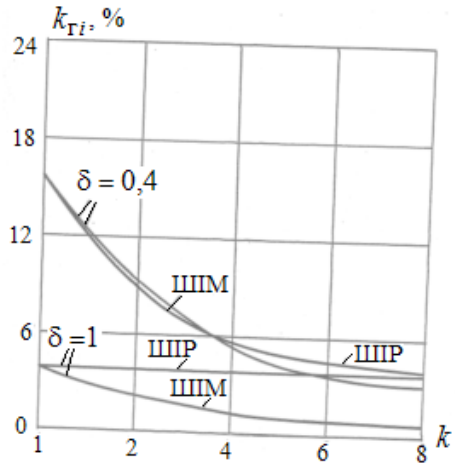


Рис. 6

Висновки. За широтно-імпульсної модуляції за трикутного, трапецоїдального чи гармонічного законів амплітуда основної гармоніки вихідної напруги безпосереднього перетворювача зростає, амплітуди вищих гармонік і коефіцієнт спотворень зменшуються, форма кривої поліпшується. У разі активно-індуктивного або двигунного навантаження форма струму статора асинхронного двигуна стає майже синусоїдною, втрати на вищі гармоніки нормалізуються.

Список літератури

1. *Энергетические* характеристики в матричных преобразователях систем регулируемого асинхронного электропривода /[В. М. Михальский, С. И. Полищук, В. Н. Соболев и др.] //Технічна електродинаміка. Силова електроніка та енергоефективність: темат. вип. – 2004, – Ч.2. – С. 12 – 15.
2. *А. с. 886166*, СССР, МКИ Н02М 5/27. Преобразователь частоты с непосредственной связью/ Б. Е. Пьяных., В. М. Михальський, Э. М. Чехет (СССР) Опубл. 30.11.81, Бюл. 44.
3. *А. с. 1241375*, СССР, МКИ Н02М 5/28. Способ управления трехфазно-трехфазным преобразователем частоты с непосредственной связью / Б. Е. Пьяных, В. М. Михальский, В. Н. Соболев, Э. М. Чехет (СССР) Опубл. 30.06.86, Бюл. 24.

Б. Е. Пьяных

Вентильне преобразователи с широтно-импульсной модуляцией

Рассмотрены непосредственные преобразователи с широтно-импульсной модуляцией для повышения технико-экономических показателей.

B. E. Pjanikh

Rectifier Converters with Pulse-Width-Modulation

This paper dedicated to describe the Direct Converters with Pulse-Width-Modulation for improvement of technical-and-economic indexes.