

Періодичну поправку на прогресуючу похибку результату контролю різниці температур, зумовлену вищезгаданими факторами, обчислюють за рівнянням:

$$\Delta i = \Delta T_i - \Delta T, \quad (6)$$

де  $\Delta T_i$  – поточний результат контролю різниці температур, одержаний за формулою (1) під час чергового калібрування вимірювача;

$\Delta T$  – результат контролю різниці температур, одержаний відповідно до виразу (5).

### Висновки

Запропоновано метод підвищення точності контролю різниці температур на гідравлічних вході – виході калориметричного НВЧ навантаження мікрохвильової технології обробки рідинних речовин за допомогою термоелектричного диференційного перетворювача, в якому завдяки використанню структурно-аналітичної надлишковості досягнуто можливості його періодичного автокалібрування (повірки) безпосередньо в умовах експлуатації з корекцією в реальному часі домінуючих прогресуючих похибок результату контролю.

Використання запропонованого вимірювача різниці температур дає змогу оптимізувати мікрохвильовий технологічний процес за критеріями енергозбереженості, продуктивності та якості готового продукту.

1. *Измерения в промышленности: Справочник Ч.2 / Под ред. П. Профоса и Д.И. Агейкина.* – М.: Металлургия, 1990. – С.321 – 329. 2. *Таланчук П.М., Скрипник Ю.О., Дубровний В.О. Засоби вимірювання в автоматичних інформаційних та керуючих системах.* – К.: Райдуга, 1994. – С.495 – 539. 3. *Линевег Ф. Измерение температур в технике: Справочник / Пер. с нем.* – М.: Металлургия, 1980. – С.62 – 65. 4. *Ненашев А.П. Конструирование радиоэлектронных средств.* – М.: Высшая школа, 1990. – 423 с.

УДК 621.314

**В. Самотий, А. Павельчак, У. Дзелендзяк**  
Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра комп’ютеризованих систем автоматики

## ТИРИСТОРНЕ КЕРУВАННЯ МОТОРОМ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ З ПОСЛІДОВНИМ ЗБУДЖЕННЯМ

© Самотий В., Павельчак А., Дзелендзяк У., 2009

**Наведено математичну модель каскаду “керований однофазний мостовий випрямляч – мотор постійного струму з послідовним збудженням”, а також запропоновано методику аналізу перехідних і усталених режимів його роботи.**

**Mathematical model of “the guided monophasе bridge rectifier – is a motor of direct-current series-wound” and method for transient and steady-state analysis of it operational modes is suggested.**

### Вступ

Управління механічними процесами є дуже поширеною задачею в багатьох технічних системах. Залежно від специфіки завдання використовують ті чи інші виконавчі механізми. Це насамперед електричні мотори та електромагнетні реле. Електричні мотори умовно можна поділити на дві групи – змінного і постійного струму. В цій роботі ми розглянемо тиристорне керування мотором постійного струму з послідовним збудженням (МПСПЗ).

Класифікувати електричні мотори можна за видом струму на мотори змінного струму і мотори постійного струму. Електричні мотори змінного струму поділяють, крім того, на дві групи – синхронні й асинхронні. Залежно від того як буде ввімкнено обмотку збудження, можна класифікувати мотори постійного струму. Якщо обмотка збудження мотора живиться окремим автономним джерелом живлення, то це мотор з незалежним збудженням. Якщо ж одне і те саме джерело постійної напруги живить одночасно обмотку збудження й обмотку якоря, то такий мотор називають мотором постійного струму з паралельним збудженням. З'єднавши послідовно обмотку збудження і якоря і ввімкнувши їх на одне спільне джерело живлення, отримаємо схему МПСФЗ.

Оцінити якість роботи приводу можна за його електромеханічними характеристиками. Залежність частоти обертання від обертового моменту називають механічною характеристикою мотора. Ця характеристика показує, що залежно від способу живлення обмотки збудження можна в широких межах регулювати як значення обертового моменту мотору, так і частоту обертання його якоря, змінюючи кут запалювання тиристорів перетворювача змінного струму на постійний, функцію якого може виконувати однофазний двопівперіодний випрямляч.

### Аналіз публікацій

Час, коли створювалися числові методи, не був сприятливим для їх застосування з огляду на відсутність автоматизованих пристроїв виконання арифметико-логічних операцій. Тому тоді найбільшого поширення і розвитку набули аналітичні методи розв'язування фізико-математичних задач [1]. Але вони були обмежені суто лінійними задачами. Вперше математичну модель електромагнетного кола як певного нелінійного об'єкта було опубліковано в роботі [11]. Тут рівняння динаміки записуються відносно змінних стану, які включають робочі магнетні потоки, струми обмоток та напруги на конденсаторах.

Досліджуване нами електромагнетне коло містить керовані напівпровідникові вентиля, які вносять додаткової нелінійності в електричну частину цього кола. Одним з підходів до розв'язання цієї задачі була *RLC*-модель вентиля [6]. Головним її недоліком є те, що вона породжує зайві диференціальні рівняння. Крім цього, ці рівняння є жорсткі, що ускладнює алгоритм їх розв'язування. Зустрічаються також емпіричні дослідження робочих характеристик різноманітних електромагнетних пристроїв [3, 4], проте зовсім не розглядаються методи аналізу режимів їх роботи.

Досліджувана система, що містить однофазний мостовий випрямляч, є типово нелінійним об'єктом. Її нелінійність породжена двома причинами: наявністю феромагнетних осердь та керованих напівпровідникових вентилів. Математичним моделям нелінійних електромагнетних кіл присвячено багато робіт. Проаналізувавши їх, за основу ми взяли моделі, наведені в роботах [7–9, 16]. Тут рівняння динаміки нелінійних електромагнетних кіл записані у фізичних координатах і зведені до нормальної форми Коші, що є дуже зручним при використанні явних методів розв'язування систем нелінійних диференціальних рівнянь.

Іншим і перспективнішим підходом є моделювання вентиля за схемою ідеального ключа, який вперше зустрічаємо в роботі [5]. Тут запропоновано використати перемикальні функції. Зауважимо, що цей підхід призводить до появи додаткових рівнянь при аналізі динаміки, тому його застосування є доцільним при аналізі усталених режимів. У роботах [7–9] вперше запропоновані математичні моделі тиристорних перетворювачів, де тиристори моделюються за схемою ідеального ключа. Тут відсутнє дублювання рівнянь стану.

Другим завданням математичного моделювання є розрахунок усталених режимів роботи як основних і найтриваліших режимів. Для кіл змінної структури найбільш вдалим методом розв'язування такої задачі є екстраполяційний метод [2] з використанням відомого  $\epsilon$ -алгоритму [15]. Його перевагами є квадратична збіжність ітераційного процесу і незалежність від природи системи диференціальних рівнянь. Недолік – необхідність інтегрування рівнянь динаміки на значному інтервалі часу.

### Рівняння динаміки однофазного мостового випрямляча

На рис. 1 наведено принципову схему каскаду “керований однофазний мостовий випрямляч – мотор постійного струму з послідовним збудженням”. Для запису рівнянь такої системи необхідно

розглянути рівняння окремих її складових. Рівняння трансформатора, мостового випрямляча та С-фільтра відомі [9], тому запишемо їх без виведень у матричній формі

$$\frac{dX}{dt} = BZ(t), \quad (1)$$

де  $X = (\psi, i_2, u_C)^T$  – вектор змінних стану випрямляча;  
 $Z(t) = (u_1 - r_1 i_1, -k_1 u_C - r_2 i_2, k_1 i_2 - i_M)^T$  – вектор часових функцій;  $B = \text{diag}(M, C^{-1})$  – матриця коефіцієнтів рівнянь стану;  $M = (D, A_2)^T$ ;  $D = (g_1, g_2)$ ;  $A_2 = (a_{21}, a_{22})$ ;  $g_1 = g\alpha_1$ ;  $g_2 = gk_2\alpha_2$ ;  $g = (\alpha'' + \alpha_1 + k_2\alpha_2)^{-1}$ ;  $a_{21} = -k_2\alpha_2g_1$ ,  $a_{22} = k_2\alpha_2(1 - g_2)$ .

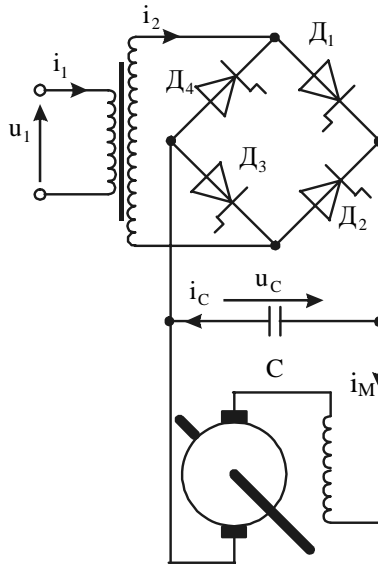


Рис. 1. Принципова схема каскаду

Струм первинної обмотки трансформатора  $i_1$  можна визначити аналітично, згідно з рівнянням стану його магнетопрвідника  $i_1 = \varphi(\psi) - i_2$ .

Розшифруємо позначення, використані в рівнянні (1):  $\psi$  – робоче потокозчеплення осердя трансформатора;  $i_1, i_2$  – струми обмоток трансформатора;  $i_M$  – струм мотора;  $u_C$  – напруга конденсатора;  $u_1$  – напруга живлення трансформатора;  $\alpha_1, \alpha_2$  – обернені індуктивності розсіяння обмоток;  $r_1, r_2$  – активні опори первинної і вторинної обмоток відповідно;  $\varphi(\psi)$  – спадок магнетної напруги в осерді трансформатора;  $\alpha''(\psi) = \partial\varphi(\psi)/\partial\psi$  – обернена диференціальна індуктивність трансформатора.

У рівняннях стану використано дві логічні змінні  $k_1, k_2$ . Перша контролюватиме, яка пара вентилів є відкритою  $k_1 = \text{sign}(i_2)$ . Друга  $k_2$  моделюватиме режим, коли всі вентиля закриті. Так, якщо одна пара вентилів відкрита, тоді  $k_2 = 1$ , якщо всі вентиля закриті,  $k_2 = 0$ .

Отримані рівняння необхідно доповнити умовами закривання і відкривання вентилів. Якщо вентиля  $D_1, D_3$  відкриті, тоді необхідно контролювати умову їх закривання

$$i_2 = 0, \quad \frac{di_2}{dt} < 0. \quad (2)$$

Якщо вентиля  $D_2, D_4$  відкриті, тоді необхідно контролювати умову їх закривання

$$i_2 = 0, \quad \frac{di_2}{dt} > 0. \quad (3)$$

Якщо всі вентилялі закриті, тоді необхідно обчислити напругу  $u_{13}$  на парах вентилів  $D_1, D_3$  та напругу  $u_{24}$  на парах вентилів  $D_2, D_4$ , щоби визначити умови їх відкривання

$$u_{13} = -\frac{d\psi}{dt} - u_C, \quad (4)$$

$$u_{24} = \frac{d\psi}{dt} - u_C. \quad (5)$$

Якщо виконається умова відкривання  $u_{13} > 0$ , тоді відкриваються вентилялі  $D_1, D_3$ . Якщо виконається умова відкривання  $u_{24} > 0$ , тоді відкриваються вентилялі  $D_2, D_4$ .

Якщо виконається умова (2), або (3), тоді логічна змінна  $k_2$  набуває значення 0. Якщо виконується хоча б одна з умов  $u_{13} > 0, u_{24} > 0$ , тоді логічна змінна  $k_2$  набуває значення 1.

### Рівняння динаміки системи

Для запису рівнянь динаміки усієї системи нам бракує диференціальних рівнянь, що описують динаміку роботи МПСЗ. Такі рівняння відомі, тому подамо їх без додаткових математичних виведень. Спочатку запишемо рівняння електромагнетного стану мотора постійного струму з незалежним збудженням у нормальному вигляді

$$\frac{di_a}{dt} = S_a u_a + T_a u_f + E_a, \quad \frac{di_f}{dt} = T_f u_a + S_f u_f + E_f, \quad (6)$$

де  $S_a = 1/(L_a + L_{af}L_{fa}/L_{ff})$ ,  $T_a = -S_a L_{af}/L_{ff}$ ,  $T_f = -S_a L_{fa}/L_{ff}$ ,  $E_f = -(L_{fa}E_a + r_f i_f)/L_{ff}$ ,

$$E_a = S_a (L_{af} r_f i_f / L_{ff} - c\omega\Phi - \Delta u - r_a i_a), \quad S_f = (1 - L_{fa} T_a) / L_{ff}.$$

Тут  $L_a$  – сумарна індуктивність послідовного кола якоря;  $L_{ff}$  – індуктивність обмотки збудження;  $L_{af}, L_{fa}$  – взаємні індуктивності кола якоря і кола збудження;  $r_a, r_f$  – активні опори кола якоря і кола збудження;  $i_a, i_f$  – струми обмоток якоря і збудження;  $\omega$  – кутова швидкість обертання якоря мотора;  $\Phi$  – магнетний потік мотора;  $c$  – конструктивна стала якоря мотора;  $\Delta u$  – падіння напруги у щітковому контакті. У ненасиченому моторі

$$\Phi = k i_f, \quad L_{ff} = \text{const}. \quad (7)$$

Рівняння руху запишемо згідно з рівнянням Даламбера

$$\frac{d\omega}{dt} = (c\Phi i_a - M_O) / J, \quad (8)$$

де  $J$  – момент інерції ротора мотора;  $M_O$  – момент опору.

Щоб отримати систему диференціальних рівнянь МПСЗ, рівняння (6) необхідно доповнити умовами

$$i_a = i_f = i_M, \quad u_C = u_a + u_f. \quad (9)$$

Розв'язуючи сумісно (6), (9), отримаємо остаточні рівняння МПСЗ

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_M}{dt} &= S_a u_a + T_a u_f + E_a, \\ u_f &= \frac{(T_f - S_a)u_C + E_f - E_a}{T_a - S_a + T_f - S_f}, \quad u_a = u_C - u_f, \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

### Результати комп'ютерного симулювання

На рис. 2 – 4 наведено розрахункові криві перехідних і стаціонарних процесів системи тиристорного керування швидкістю обертання якоря МПСЗ. Розрахунки стаціонарного режиму виконані з використанням екстраполяційного  $\epsilon$ -алгоритму. Напруга живлення трансформатора задана виразом

$$u_1 = U_m \sin(\omega t + \gamma),$$

де  $U_m = 538.9$  В,  $\omega = 314.1593$  рад/с,  $\gamma = 2.0$  рад.

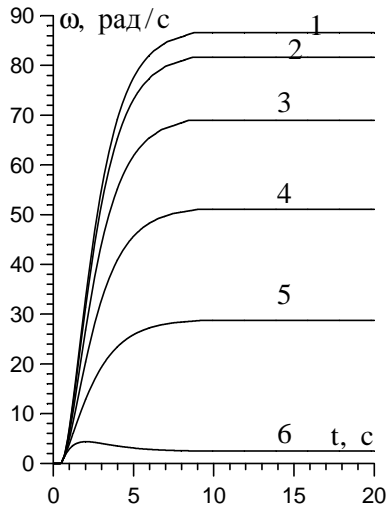


Рис. 2 Розгін якоря мотора при різних значеннях кута запалювання тиристорів: 1 –  $0^\circ$ , 2 –  $20^\circ$ , 3 –  $40^\circ$ , 4 –  $60^\circ$ , 5 –  $80^\circ$ , 6 –  $100^\circ$

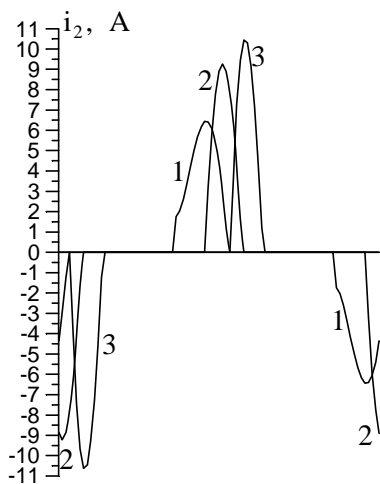


Рис. 3. Усталені значення вторинного струму трансформатора на інтервалі одного періоду при різних значеннях кута запалювання тиристорів: 1 –  $0^\circ$ , 2 –  $50^\circ$ , 3 –  $100^\circ$

випрямляча амплітуда вторинного струму трансформатора дещо зростає, але при цьому значно зменшується його тривалість.

На рис. 4 наведено розрахункові криві усталених значень напруги конденсатора при куті запалювання тиристорів  $0^\circ$  (рис. 4а),  $50^\circ$  (рис. 4б),  $100^\circ$  (рис. 4в). В усіх трьох випадках напруга конденсатора в усталеному режимі має пилкоподібну залежність з високою крутизною заряду конденсатора і пологою ділянкою його розряду. Амплітуда цієї напруги нелінійно залежить від кута запалювання. Так, для кута  $0^\circ$  вона становить 503.6 В, для кута  $50^\circ$  – 431 В, для кута  $100^\circ$  – 265.5 В. Як бачимо, на ділянці від  $0^\circ$  до  $50^\circ$  напруга конденсатора зменшується на 72.6 В, а на ділянці від  $50^\circ$  до

Розрахунки були виконані при таких параметрах:  $r_1 = 2$  Ом,  $r_2 = 3.6$  Ом,  $\alpha_1 = \alpha_2 = 270$  Гн $^{-1}$ ,  $C = 400$  мкФ,  $L_a = 4.67$  мГн,  $L_{ff} = 110.8$  Гн,  $L_{af} = L_{fa} = 30$  мкГн,  $r_a = 33.2$  мОм,  $r_f = 173$  Ом,  $c = 70.8$  Н·м/(Вб·А),  $J = 0.1$  Н·м·с $^2$ /рад,  $M_O = 4$  Н·м.

Крива намагнення магнетного осердя трансформатора апроксимована виразом

$$\varphi(\psi) = \begin{cases} a_1\psi, & |\psi| > \psi_1, \\ S_3(\psi), & \psi_1 \leq |\psi| \leq \psi_2, \\ a_2\psi - a_0, & |\psi| > \psi_2 \end{cases} \quad (11)$$

з вибором розрахункової формули, де  $a_1 = 0.25$  Гн $^{-1}$ ;  $a_2 = 3$  Гн $^{-1}$ ;  $a_0 = 1.8$  А;  $\psi_1 = 0.2$  Вб;  $\psi_2 = 0.9$  Вб;  $\varphi(\psi_1) = 0.05$  А;  $\varphi(\psi_2) = 0.9$  А;  $S_3(\psi)$  – кубічний сплайн. Зауважимо, що  $\alpha''(\psi_1) = a_1$ ,  $\alpha''(\psi_2) = a_2$ .

На рис. 2 наведено розрахункові криві перехідного процесу швидкості обертання якоря МПСЗ для різних значень кута запалювання тиристорів однофазного мостового випрямляча. Так, крива 1 відповідає куту запалювання тиристорів  $0^\circ$ , крива 2 –  $20^\circ$ , крива 3 –  $40^\circ$ , крива 4 –  $60^\circ$ , крива 5 –  $80^\circ$ , а крива 6 –  $100^\circ$ . Подальше збільшення кута запалювання приводить до повної зупинки якоря мотора. Як видно з рисунка, залежність швидкості обертання якоря мотора від кута запалювання тиристорів не є лінійною. Слабка чутливість мотора до зміни кута запалювання тиристорів спостерігається при малих кутах – від  $0^\circ$  до  $20^\circ$ . Добра чутливість спостерігається від  $40^\circ$  до  $100^\circ$ , хоча характеристика регулювання є нерівномірною. Швидкість обертання якоря МПСЗ у цьому діапазоні змінюється від 69 рад/с до 2.5 рад/с. Перехідна характеристика у всіх випадках не має перерегулювань і має аперіодичний характер, а час перехідного процесу не перевищує 10 с.

На рис. 3 наведено розрахункові криві усталених значень струму вторинної обмотки однофазного трансформатора при різних значеннях кута запалювання тиристорів мостового випрямляча –  $0^\circ$  (крива 1),  $50^\circ$  (крива 2) і  $100^\circ$  (крива 3). Зі збільшенням кута запалювання тиристорів

$100^\circ$  ця різниця становить 165.5 В. Тобто, на другій ділянці швидкість падіння напруги конденсатора зростає більше ніж вдвічі. Ця залежність пояснює результати, наведені на рис. 2.

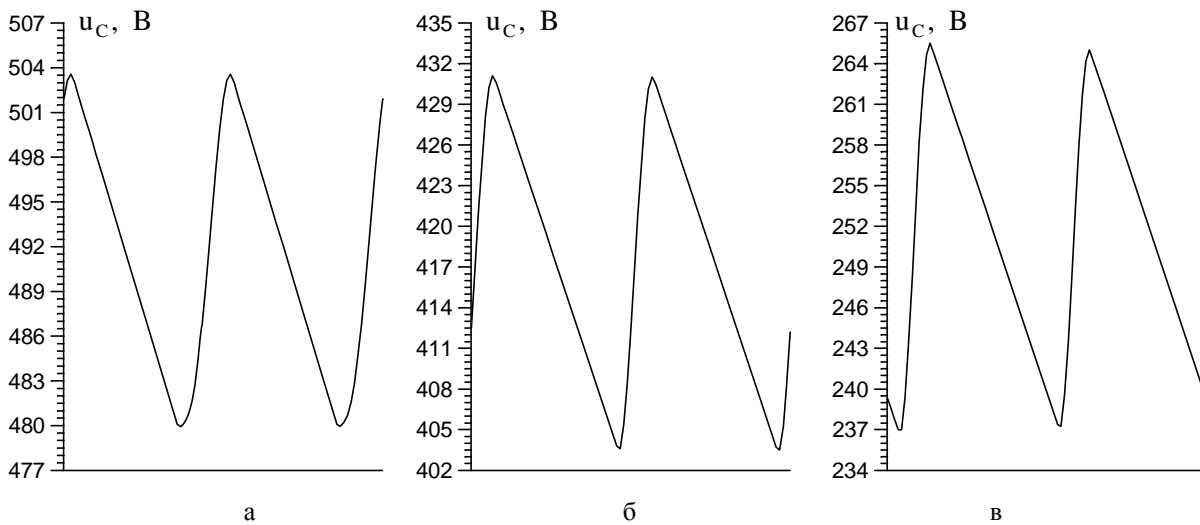


Рис. 4. Усталені значення напруги конденсатора при різних значеннях кута запалювання тиристорів: а –  $0^\circ$ ; б –  $50^\circ$ ; в –  $100^\circ$

### Висновок

Запропоновано методику розрахунку перехідних та усталених режимів роботи системи керування швидкістю обертання якоря МПСЗ на основі єдиного математичного апарату. Математична модель враховує перемикання тиристорів додатковими логічними змінними, що набувають значень 0, 1, -1. Це значно спрощує алгоритм аналізу динаміки системи завдяки застосуванню явних методів числового інтегрування. Отримані результати свідчать про те, що регулювання швидкості виконується кутом запалювання тиристорів у діапазоні від  $0^\circ$  до  $100^\circ$ . Шкала регулювання швидкості є нерівномірною. При малих кутах запалювання вона має низьку чутливість і зростає пропорційно до кута запалювання. Всі перехідні процеси мають аперіодичний характер, а їх тривалість не перевищує 10 с.

1. Антонов Б.М., Лабунов В.А., Случанко Е.И. Приближенная методика расчета переходных процессов в электрических схемах высокого порядка // *Электричество*. – 1989. – N 1. – С. 6 – 12.
2. Дзелендзяк У., Самотий В. Дискретна математична модель однофазного мостового випрямляча // *Вісник Нац. ун-ту "Львівська політехніка" "Комп'ютерні науки та інформаційні технології"*. – 2005. – № 543. – С. 95 – 102.
3. Жемеров Г.Г., Крымов Д.С. Гармоники в сетевом токе компенсированного управляемого выпрямителя // *Технічна електродинаміка*. – 2001. – № 6. – С. 26–31.
4. Комаров Н.С., Монжеран Ю.П. Трехфазные высокочастотные инверторы в источниках электропитания, работающие на дуговую нагрузку // *Технічна електродинаміка*. – 2002. – № 1. – С. 14–19.
5. Кутковецкий В.Я. Формализация расчета процессов в вентиляльных цепях узловым методом переключающих функций // *Электричество*. – 1989. – № 5. – С. 72 – 74.
6. Мерабишвили П.Ф., Вадачкория Г.В. Анализ динамики мостовых выпрямителей при синусоидальном токе на входе // *Электричество*. – 1992. – № 2. – С. 30 – 35.
7. Самотий В.В. Аналіз стаціонарних режимів трифазних однопівперіодних випрямлячів методом Ньютона // *Вимірювальна техніка та метрологія: міжвідомчий наук.-техн. зб.* – Львів: Держ. ун-т "Львівська політехніка", 1996. Вип. 52. – С. 95 – 97.
8. Самотий В.В., Гаранюк П.І. Математична модель трифазно-однофазного перетворювача частоти при активно-ємнісному навантаженні // *Доповіді Національної академії наук України*. – 1997. – № 11. – С.38–42.
9. Самотий В.В. Математичне моделювання стаціонарних процесів електромагнетних пристроїв систем керування. – Львів: Фенікс, 1997. – 170 с.
10. Федий В.С., Соболев В.Н. Электромагнитные процессы в многофазных электрических цепях с последовательными RLC-конттурами и коммутаторами // *Технічна електродинаміка*. – 2001. – № 1. – С. 30–38.
11. Чабан В.И. К анализу электрических цепей с развет-

вленними магнітопроводами // *Изв. вузов. Энергетика.* – 1976. – № 1. – С. 129 – 132. 12. Чабан В.И., Самотый В.В. Алгоритм расчета переходных и стационарных процессов однофазного мостового выпрямителя // *Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника.* – 1987. – № 3. – С. 76–77. 13. Чабан В.И., Самотый В.В. Математическая модель каскада трансформатор – преобразователь – двигатель постоянного тока // *Изв. вузов. Электромеханика.* – 1987. – № 5. – С. 98–102. 14. Эйприлл Т., Трик Т. Анализ стационарного режима нелинейных цепей с периодическими входными сигналами // В кн.: *Автоматизация в проектировании.* – М.: Мир, 1972. – С. 148 – 155. 15. McLeod. A note on the e-algorithm // *Computing (Arch. Electron. Rechnen).* – 1971. – V. 7. – P. 17 – 24. 16. Samotyj W., Dzelendziak U., Chomulak M. *Оптималізація kształtu sygnału wyjściowego falownika tyrystorowego // V Ogólnopolska konferencja naukowo-techniczna Postępy w Elektrotechnice Stosowanej (PES-5).* – Т. II. – Kościelisko (Polska). – 2005. – S. 69 – 76.

УДК 681.322

П. Тимошук

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра систем автоматизованого проектування

## АНАЛОГОВІ СТРУКТУРНО-ФУНКЦІОНАЛЬНІ СХЕМИ ЧАСТОТОНЕЗАЛЕЖНИХ ДЕМОДУЛЯТОРІВ АМ- ТА ЧМ- СИГНАЛІВ

© Тимошук П., 2009

Пропонуються структурно-функціональні схеми аналогових демодуляторів амплітудно- і частотно-модульованих сигналів. Схеми демодуляторів конструюються на основі їх математичних моделей, представлених у формі диференціальних та інтегральних рівнянь. Схеми містять аналогові диференціатори, інтегратори, суматори, перемножувачі, подільники та функціональні перетворювачі. Структура і параметри схем демодуляторів незалежні від несучої частоти. Запропоновані схеми демодуляторів не потребують фільтрування вихідних сигналів. За наявності незначних шумів у вхідних сигналах схеми демодуляторів можуть використовуватись без будь-яких додаткових засобів. Вплив шумів високого рівня може бути мінімізований до прийнятної величини, якщо вхідні сигнали перед подачею на схему демодулятора пропускаються через набір вузькосмугових фільтрів з отриманням на їх виході майже монохроматичних сигналів.

The structure-functional schemes of analogue demodulators of amplitude modulated (AM-) and frequency modulated (FM-) signals are proposed. The schemes of demodulators are designed on the basis of its mathematical models presented in a form of differential and integral equations. Schemes consist of analogue differentiators, integrators, summers, multipliers, dividers and functional transformers. The structure and parameters of demodulator shemes are independent of a carrier frequency. The proposed demodulator shemes do not need in a filtering of output signals. In the conditions of small level noises in input signals the demodulators can be used without any additional tools. An affect of high level noises can be minimized to an acceptable amount if input signals are passed before demodulator scheme through a set of narrow band filters with obtaining on its output almost monochromatic signals.

### Вступ

Демодулятори амплітудно-модульованих (АМ-) і частотно-модульованих (ЧМ-) сигналів широко використовуються у різноманітних технологіях обробки сигналів. Як відомо, класичним методом демодулювання модульованих сигналів є метод аналітичного сигналу, який ґрунтується на