

- має внутрішню апаратну підтримку роботи із слабкими, зашумленими та нестабільними сигналами;
- забезпечує декілька стандартних форматів вихідного сигналу;
- має простий та ефективний інтерфейс для зв'язку із хост-процесором.

1. Фу К., Гонзалес Р., Ли К. *Робототехніка*. М., 1989. – 615 с. 2. Хорн Б. *Зрение роботов*. – М., 1989. 3. Гаврилюк М.О., Лисенко О., Опир Ю.М., Пуйда В.Я. Система моделювання алгоритмів стеження за візуальними об'єктами. // *Вісник Державного університету "Львівська політехніка"*. – 2000. №392. – С. 183–186. 4. *TVP5031 NTSC/PAL Digital Video Decoder With Macrovision™ Detection*. Texas Instruments, May 2001. – <http://www.ti.com>.

УДК 621.317

**Р.С. Паньків**

Національний університет "Львівська політехніка",  
кафедра "Електронні обчислювальні машини"

## **ВИКОРИСТАННЯ АДАПТИВНОЇ ДИСКРЕТИЗАЦІЇ ПРИ ЦИФРО-АНАЛОГОВОМУ ПЕРЕТВОРЕННІ СИГНАЛІВ**

© Паньків Р.С., 2002

**Розглянуті основні принципи виконання цифро-аналогового перетворення вихідних сигналів із врахуванням дискретності кодів миттєвих значень сигналів, що генеруються, а також змінної, яка відповідає тривалості часових параметрів. Описано методику підвищення точності відтворення форми сигналів, що формуються, шляхом вибору оптимального змінного кроку дискретизації. Виконано порівняльний аналіз звичайного та оптимізованого цифро-аналогового перетворення синусоподібних сигналів.**

**Considered basic execution principles digit-to-analog conversion of signals with taking account discretization of instant codes of signals senses, that generate, and also variable, which accords with duration of temporal parameters. Described signals form recreation exactness rise methods, that form, by dint of choice of optimum step of discretization. Face out comparative analysis of usual and optimized digit-to-analog conversion of signals.**

Динамічний розвиток технології виготовлення інтегральних схем високого ступеня інтеграції дозволив значно знизити собівартість мікропроцесорних комплектів та цифро-аналогових і аналого-цифрових перетворювачів в інтегральному виконанні при одночасному підвищенні їх основних експлуатаційних параметрів. Внаслідок цього сфера використання обчислювальних пристроїв значно розширилась. Використання спеціалізованих мікропроцесорів та однокристальних мікро ЕОМ дозволяє підвищити рівень сервісних та функціональних можливостей пристроїв, що їх містять, та автоматизувати складні виробничі та технологічні процеси. При цьому спеціалізований обчислювальний мікропроцесорний пристрій повинен мати розвинуті технічні засоби обробки та формування аналогових сигналів, які призначені для контролю та керування технологічним обладнанням.

При вирішенні багатьох задач цифрової обробки сигналів вибір принципів організації цифро-аналогових та аналого-цифрових перетворень сигналів значно впливає на ефективність функціонування спеціалізованого обчислювального пристрою загалом. Розглянуто особливості реалізації цифро-аналогового перетворення та наведено рекомендації, які дозволяють без додаткових апаратних затрат підвищити основні характеристики якості сигналів, що формуються.

Для здійснення цифро-аналогового перетворення сигналу попередньо необхідно обчислити цифрові коди його миттєвих значень, тобто виконати дискретизацію сигналу в часі та квантування за рівнем. При цьому потрібно вибрати розрядність цифрових кодів  $n$  та визначити їх кількість  $N$  або частоту дискретизації  $f$ . В літературі, що присвячена інформаційно-вимірювальній техніці та цифровій обробці сигналів, докладно розглянуто вплив значень  $n$  та  $N$  на точність відтворення форми або інших параметрів сигналів, що формуються, та наведено рекомендації щодо їх вибору – тому в статті ці питання розглядатися не будуть [1, 2].

Зазвичай коди миттєвих значень сигналу  $U_j$  визначаються за виразом:

$$U_j = \left[ \frac{u(t_j)}{U_A} U_m \right], \quad (1)$$

де  $j$  – порядковий номер коду миттєвого значення сигналу,  $j=1 \dots N$ , де  $N$  – загальна кількість миттєвих значень сигналу, що визначаються протягом періоду його коливань  $T$ ;  $U_j$  – поточний цифровий код миттєвого значення сигналу;  $u(t_j)$  – розрахункове значення сигналу в момент часу  $t_j$ ;  $U_A$  – максимальне значення (амплітуда) сигналу, що формується;  $U_m$  – максимальний код, що може бути поданий на входи даних ЦАП, причому  $U_m=2^n-1$ , де  $n$  – кількість двійкових розрядів цифрових кодів миттєвого значення вихідного сигналу;  $[ \bullet ]$  – оператор заокруглення, тобто  $[ R ]$  – цілочисельне значення дійсного числа  $R$ .

Отримані цифрові коди  $U_j$  миттєвих значень сигналу через задані постійні проміжки часу  $\Delta T = \text{const}$  надходять на входи даних цифро-аналогового перетворювача (ЦАП), на аналоговому виході якого формуються рівні напруги (або струму)  $u(t_j)$ , що пропорційні відповідним цифровим кодам, причому:

$$\Delta T = \left[ \frac{T}{N \cdot \tau} \right] = \left[ \frac{\Phi}{N \cdot F} \right], \quad (2)$$

$$t_j = j \cdot \Delta T \cdot \tau$$

де  $\Delta T$  – інтервал дискретизації;  $T$  – період коливань вихідного сигналу, причому  $T=1/F$ , де  $F$  – частота коливань сигналу;  $N$  – загальна кількість цифрових кодів миттєвих значень сигналу;  $\tau$  – період слідування тактових імпульсів  $T_I$ , що використовуються для формування часових інтервалів, причому  $\tau=1/\phi$ , де  $\phi$  – тактова частота (частота синхронізації обчислювального пристрою);  $t_j$  – поточний момент часу, в який починається формування відповідного миттєвого значення  $U_j$  сигналу.

Так сформований вихідний сигнал, напруга якого складається з окремих сходинок різної висоти, подають на вхід фільтра високих частот, який призначений для згладжування форми вихідного сигналу шляхом вилучення високочастотної складової, частота якої дорівнює частоті дискретизації [3, 4].

Очевидно, що внаслідок операцій дискретизації в часі та квантування за рівнем вихідна напруга (або струм) цифро-аналогового перетворювача в задані моменти часу  $t_j$  буде відрізнятися від розрахункових миттєвих значень сигналу  $u(t_j)$ , що генерується [2, 4].

Потрібно зазначити, що в загальному випадку моменти дискретизації  $t_j$  та період коливань вихідного сигналу  $T$  також можуть задаватися неточно, тобто:

$$\begin{aligned} t_j &\neq j \cdot \Delta T \cdot \tau, \\ T &\neq N \cdot \Delta T \cdot \tau. \end{aligned} \quad (3)$$

Для підвищення точності формування вихідного сигналу заданої форми потрібно забезпечити високу точність задавання його миттєвих значень  $U_j$  в задані моменти часу  $t_j$ . Для цього збільшують розрядність  $n$  кодів миттєвих значень  $U_j$ , на основі яких вихідний сигнал генерується і, відповідно, розрядність ЦАП, що використовується для формування напруги (або струму) вихідного сигналу. При цьому, як видно з виразу (3), точність задавання моментів дискретизації  $t_j$  та періоду коливань вихідного сигналу  $T$  не зростає.

Потрібно зазначити, що згідно з описаною послідовністю підготовки та виконання цифро-аналогових перетворень не аналізується і не враховується вплив розрядності  $v$  задавача часових інтервалів (таймера) на точність формування напруги вихідного аналогового сигналу. Як правило, розрядність  $v$  часової змінної  $T_j$  вибирається такою, що дорівнює розрядності внутрішньокристалного програмованого таймера процесора, на основі якого проектується спеціалізований обчислювальний пристрій або його зовнішньої шини даних, якщо використовується зовнішній задавач часових інтервалів [3]. Мінімальне значення розрядності  $v_{\min}$  часової змінної  $T_j$  визначається за виразом:

$$v_{\min} = \log_2 \left( N \frac{T}{\tau} \right) \quad (4)$$

Виконаний аналіз та програмне моделювання особливостей цифро-аналогового перетворення сигналів показали доцільність врахування дискретності змінної  $T_j$ , що відповідає поточному часу  $t_j$  при формуванні (генерації) аналогових сигналів. За рахунок використання адаптивної дискретизації сигналів, тобто шляхом оптимізації процедур дискретизації в часі та квантування за рівнем без додаткових апаратних затрат можна підвищити точність задавання форми або інших параметрів вихідних сигналів.

Аналогічно до виразу (1) для цифрового коду  $T_j$  поточного моменту дискретизації  $t_j$  можна записати:

$$T_j = \left[ \frac{t_j}{T} T_m \right] = \left[ \frac{j}{N} T_m \right], \quad (5)$$

де  $T_j$  – цифровий код поточного  $j$ -го моменту часу  $t_j$ , причому  $j=1 \dots N$ ;  $T$  – період коливань вихідного сигналу (для періодичних сигналів) або максимальний час, протягом якого аналоговий сигнал повинен формуватися (для аперіодичних сигналів);  $T_m$  – максимальний код значення змінної часу (код періоду сигнала  $T$ ), причому  $T_m=2^v-1$ , де  $v$  – розрядність задавача часових інтервалів.

При використанні адаптивної дискретизації, тобто при оптимізації цифро-аналогового перетворення спочатку потрібно розрахувати коди миттєвих значень вихідного сигналу  $U_j$  в точні (бажані) моменти дискретизації  $t_j$ . З врахуванням виразу (2) співвідношення (1) буде мати вигляд:

$$U_j = \left[ u \left( j \frac{T_m}{N} \right) \frac{U_m}{U_A} \right]. \quad (6)$$

З метою підвищення точності задавання миттєвих значень сигналу на виході ЦАП необхідно визначити моменти часу  $t_j^0$ , в які величина напруги (струму) аналогового сигналу  $u(t_j^0)$  є найбільш точно пропорційна відповідним цифровим кодам його миттєвих значень  $U_j$ :

$$t_j^0 = t^{-1} \left( U_A \frac{U_j}{U_m} \right), \quad (7)$$

де  $t^{-1}(u)$  – зворотна функція, що протилежна функції  $u(t)$ , яка описує заданий сигнал.

Після цього визначаються оптимальні значення  $T_j^0$  змінної часу, при яких найбільш точно задається величина відповідного миттєвого значення вихідного сигналу  $u(t_j)$ :

$$T_j^0 = \left[ \frac{t_j^0}{T} T_m \right]. \quad (8)$$

Очевидно, що при використанні оптимізованого алгоритму цифро–аналогового перетворення згідно із співвідношеннями (6), (7) та (8) інтервал дискретизації буде змінним (адаптивним), тобто  $\Delta T_j^0 = \text{var}$ . Внаслідок цього, якщо в спеціалізованому обчислювальному пристрої для задавання часових інтервалів використовується внутрішньокристалічний таймер процесора, то підпрограма обробки таймерного переривання, крім завантаження в ЦАП наступного коду  $U_j$  миттєвого значення сигналу, що формується, повинна також заносити в декрементний лічильник програмованого таймера початковий код  $T_j^0$ .

Для дослідження особливостей практичного використання та перевірки ефективності запропонованого алгоритму цифро–аналогового перетворення з адаптивною дискретизацією сигналів було виконане моделювання на мові високого рівня С операцій дискретизації в часі та квантування за рівнем синусоподібного сигналу  $u(t) = U_A \cdot \sin(\omega t)$ .

Для цифро–аналогового перетворення синусоподібного сигналу з постійним кроком дискретизації на основі співвідношень (1) та (2) цифрові коди його миттєвих значень обчислюються за виразами:

$$\begin{aligned} dt &= \left[ \frac{T}{N \cdot \tau} \right], \\ T_j &= j \cdot dt, \\ U_j &= \left[ U_m \sin(2\pi \cdot T_j) \right] \end{aligned} \quad (9)$$

У такому випадку вирази оптимізації цифро–аналогового перетворення (6), (7) та (8) набувають вигляду:

$$\begin{aligned} dt &= \frac{T}{N \cdot \tau}, \\ U_j^0 &= \left[ U_m \sin(2\pi \cdot j \cdot dt) \right], \\ T_j^0 &= \left[ \frac{T_m}{2\pi} \arcsin \left( \frac{U_j^0}{U_m} \right) \right]. \end{aligned} \quad (10)$$

Для дослідження особливостей звичайного та оптимізованого цифро–аналогового перетворення моделювалось формування синусоподібного сигналу на основі 10 кодів миттєвих значень ( $N=10$ ) за допомогою 6–розрядного ЦАП ( $n=6$ ) та 8–розрядного формувача часових інтервалів ( $v=8$ ). У табл. 1 наведено безрозмірні значення змінної часу

$t_j/\tau$ , величини напруги синусоподібного сигналу в розрахунковий момент часу  $u(t_j)$ , цифрові коди змінної часу  $T_j$  та миттєвих значень сигналу  $U_j$ , згідно з якими формується аналоговий сигнал при цифро–аналоговому перетворенні з постійним кроком дискретизації, а також містяться необхідне точне значення напруги вихідного сигналу  $u(T_j)$  та абсолютна похибка фактичного відтворення його напруги  $\Delta u_j^t$  і  $\Delta u_j^T$ , відповідно в розрахунковий  $t_j$  і фактичний ( $\tau \cdot T_j$ ) моменти дискретизації. Для оптимізованого цифро–аналогового перетворення обчислені аналогічні параметри —  $T_j^o$ ,  $U_j^o$ ,  $u^o(T_j)$ ,  $\Delta u_j^o$ . Додатково в табл. 1 показано приріст змінної часу  $\Delta T_j^o$  при виконанні оптимізованого цифро-аналогового перетворення (для звичайного цифро–аналогового перетворення, при даних початкових умовах, приріст змінної часу  $\Delta T$  постійний і становить 26 умовних одиниць). Всі величини в табл. 1 і в наступних таблицях наведені в безрозмірних одиницях і при їх визначенні було прийнято, що цифро-аналогові перетворення виконуються ідеально точно і миттєво, тобто при моделюванні не враховувались власні похибки ЦАП та тривалість перехідних процесів на його аналоговому виході. Прийняті спрощення реалізації цифро-аналогового перетворення дозволяють відокремити похибки операцій дискретизації в часі та квантування за рівнем від інших похибок, що існують при генерації аналогових сигналів на основі кодів їх миттєвих значень, і коректно оцінити ефективність запропонованого алгоритму оптимізації цифро–аналогового перетворення за рахунок використання адаптивної дискретизації.

Таблиця 1

## Коди миттєвих значень синусоподібного сигналу

Но- мер $j$	Розрах. значен.		Звичайне цифро-аналог. перетворення					Оптимізов. цифро-аналог. перетворення				
	$t_j/\tau$	$u(t_j)$	$T_j$	$U_j$	$u(\tau \cdot T_j)$	$\Delta u_j^t$	$\Delta u_j^T$	$T_j^o$	$U_j^o$	$u(\tau \cdot T_j^o)$	$\Delta u_j^o$	$\Delta T_j^o$
1	25,5	18,22	26	19	18,53	0,78	0,47	25	18	17,91	0,09	25
2	51,0	29,48	52	30	29,71	0,52	0,29	49	29	28,98	0,02	24
3	76,5	29,48	78	29	29,11	-0,48	-0,11	78	29	29,11	-0,11	29
4	102,0	18,22	104	17	16,96	-1,22	0,04	102	18	18,22	-0,22	24
5	127,5	0,00	130	-2	-1,91	-2,00	-0,09	127	0	0,38	-0,38	25
6	153,0	-18,22	156	-20	-20,02	-1,78	0,02	153	-18	-18,22	0,22	26
7	178,5	-29,48	182	-30	-30,20	-0,52	0,20	177	-29	-29,11	0,11	24
8	204,0	-29,48	208	-28	-28,40	1,48	0,40	206	-29	-28,98	-0,02	29
9	229,5	-18,22	234	-15	-15,33	3,22	0,33	230	-18	-17,91	-0,09	24
10	225,0	-0,00	260	4	3,81	4,00	0,19	255	0	-0,00	0,00	25

Як видно з даної таблиці, при використанні постійного кроку дискретизації цифро–аналогове перетворення ініціюється в моменти часу ( $\tau \cdot T_j$ ), що відмінні від необхідних часових значень  $t_j$ , і виконується на основі кодів миттєвих значень  $U_j$ , які відрізняються від розрахункових точних миттєвих значень  $u(t_j)$ . Основною причиною неточності формування вихідного сигналу є нерівність фактичних моментів дискретизації ( $\tau \cdot T_j$ ) розрахунковим  $t_j$ , що зумовлене дискретністю змінної часу. Похибка  $\Delta u_j^t$ , величина якої може сягати декількох молодших розрядів цифрових кодів, показує різницю між сформованим в момент часу ( $\tau \cdot T_j$ ) на основі кода  $U_j$  миттєвим значенням вихідного сигналу та його розрахованим для часу  $t_j$  значенням  $u(t_j)$ :

$$\Delta u_j^t = U_j - u(t_j) \frac{U_m}{U_A}. \quad (11)$$

Оскільки період дискретизації  $\Delta T$  для звичайного цифро-аналогового перетворення величина постійна, то на виході ЦАП може формуватися сигнал, період коливань якого  $T$  кратний величині  $(N \cdot \tau)$ . Тобто частота вихідного сигналу  $F$  може набувати тільки певних дозволених значень, при яких похибка заокруглення параметра  $\Delta T$  відсутня. Для такого випадку наведено похибку  $\Delta u_j^T$ , величина якої не перевищує половини молодшого розряду цифрових кодів, яка показує різницю між сформованим на основі коду  $U_j$  миттєвим значенням вихідного сигналу та його істинним значенням  $u(\tau \cdot T_j)$  в момент часу  $(\tau \cdot T_j)$ :

$$\Delta u_j^T = U_j - u(\tau \cdot T_j) \frac{U_m}{U_A}. \quad (12)$$

Для порівняння в табл. 1 наведено похибку  $\Delta u_j^o$ , яка відображає різницю між миттєвим значенням вихідного сигналу, що сформоване на основі оптимізованого коду  $U_j^o$ , та його істинним значенням  $u(t_j^o)$  в момент часу  $t_j^o$ , який фактично відтворюється:

$$\Delta u_j^o = U_j^o - u(t_j^o) \frac{U_m}{U_A}. \quad (13)$$

Як видно, похибка  $\Delta u_j^o$  завжди менша, ніж  $\Delta u_j^t$  та  $\Delta u_j^T$ , що свідчить про ефективність використання адаптивної дискретизації сигналів згідно з виразами (9). Додатково можна зазначити, що при оптимізації цифро-аналогового перетворення період коливань  $T$  вихідного сигналу має бути кратним тільки періоду  $\tau$  слідування тактових імпульсів ТІ, що, в свою чергу, дозволяє більш точно задавати необхідне значення частоти  $F$  синусоподібного сигналу.

У табл. 2 містяться визначені за допомогою моделюючої програми дисперсія  $D$  зведених до амплітудного значення похибок формування миттєвих значень вихідного сигналу  $\gamma u_j$ , який формується згідно з виразами (8) та (9), при цьому:

$$\gamma u_j = \frac{U_j - u(t_j)}{U_A} 100\% , \quad (14)$$

$$D = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (\gamma u_j - M)^2 ,$$

де  $\gamma u_j$  – зведена до амплітудного значення похибка формування поточного миттєвого значення вихідного сигналу  $u(t_j)$ ;  $M$  – математичне сподівання зведеної похибки  $\gamma u_j$ ,

причому  $M = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \gamma u_j$ ;  $D$  – дисперсія зведеної похибки  $\gamma u_j$ .

Додатково у табл. 2 також наведені діюче значення  $\dot{U}$  та відносна похибка відтворення діючого значення  $\delta \dot{U}$  синусоподібного сигналу, який генерується за звичайним (8) та оптимізованим (9) алгоритмами цифро-аналогового перетворення:

$$\dot{U} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N U_j^2 , \quad (15)$$

$$\delta \dot{U} = \frac{\dot{U} - \dot{U}^i}{\dot{U}} 100\% ,$$

де  $\dot{U}$  та  $\delta \dot{U}$  – діюче значення та відносна похибка відтворення діючого значення сигналу, що генерується на основі кодів миттєвих значень;  $\dot{U}^i$  – точне, ідеальне діюче значення синусоподібного сигналу, яке визначається як  $\dot{U}^i = \frac{1}{T} \int u^2(t) dt = \frac{U_A}{\sqrt{2}}$ .

З метою забезпечення коректності порівняння параметрів, що обчислювались для звичайного та оптимізованого цифро-аналогових перетворень і які наведені в табл. 2, довжина періоду  $T$  коливань сигналу дорівнює 250 умовних одиниць (при цьому похибка заокруглення періоду дискретизації  $\Delta T$  відсутня) та формувались 10 кодів миттєвих значень сигналу ( $N=10$ ). На основі даних табл. 2 можна зробити висновок, що запропонований алгоритм оптимізації цифро-аналогового перетворення згідно з виразами (6), (7), (8), який для синусоподібних сигналів набуває вигляду (10), особливо ефективний при формуванні аналогових сигналів за допомогою малорозрядного (до 6 розрядів) ЦАП.

Таблиця 2

### Показники якості цифро-аналогового перетворення сигналів

Розрядність ЦАП $n$	Код амплітуди $U_m$	Точне діюче значення $\dot{U}^i$	Звичайне цифро-аналогове перетворення			Оптимізоване цифро-аналогове перетворення		
			$D$	$\dot{U}$	$\delta\dot{U}$	$D^o$	$\dot{U}^o$	$\delta\dot{U}^o$
3	3	2,12	34,47	2,28	7,50%	0,01	2,11	-0,76%
4	7	4,95	10,65	5,10	3,02%	0,07	4,82	-2,64%
5	15	10,61	1,85	10,53	-0,76%	0,26	10,54	-0,64%
6	31	21,92	1,17	21,59	-1,52%	0,21	21,78	-0,65%
7	63	44,55	0,01	44,58	0,08%	0,01	44,58	0,08%
8	127	89,80	0,04	90,04	0,26%	0,04	90,04	0,26%
9	255	180,31	0,02	180,61	0,16%	0,02	180,61	0,16%
10	511	361,33	0,00	361,22	-0,03%	0,00	361,22	-0,03%

Дослідження впливу розрядності змінної часу  $T_j$  на якість формування синусоподібного сигналу, основні результати якого наведені в табл. 3, підтвердило переваги використання оптимізованого алгоритму цифро-аналогового перетворення згідно із співвідношеннями (10). У табл. 3 містяться дисперсія  $D$  похибки формування миттєвих значень вихідного сигналу, а також точне діюче значення сигналу  $\dot{U}$  та відносна похибка його відтворення  $\delta\dot{U}$ . Параметри, що наведені в табл. 3, обчислені для цифро-аналогового перетворення з постійним та оптимальним кроком дискретизації синусоподібного сигналу, амплітуда  $U_A$  якого становить 31 умовну одиницю, а його точне діюче значення  $\dot{U}$ , відповідно, 21,92 умовних одиниць. Потрібно зазначити, що при моделюванні вибралась така кількість кодів миттєвих значень  $N$ , при якій похибка відтворення моментів дискретизації  $t_j$  для звичайного цифро-аналогового перетворення була б відсутня, тобто  $j \cdot \Delta T = t_j$  та  $N \cdot \Delta T = T$ .

Таблиця 3

### Вплив розрядності змінної часу на якість цифро-аналогового перетворення синусоподібного сигналу

К-ть м. з. $N$	Звич. цифро-анал. перетв.			Оптимізоване цифро-аналогове перетворення								
	$T_m = 127, 255, 511$			$T_m = 127$			$T_m = 255$			$T_m = 511$		
	$D$	$\dot{U}$	$\delta\dot{U}$	$D^o$	$\dot{U}^o$	$\delta\dot{U}^o$	$D^o$	$\dot{U}^o$	$\delta\dot{U}^o$	$D^o$	$\dot{U}^o$	$\delta\dot{U}^o$
8	0,03	21,96	0,18%	0,03	21,96	0,18%	0,03	21,96	0,18%	0,03	21,96	0,18%
16	0,40	22,08	0,71%	0,16	21,91	-0,06%	0,08	21,99	0,33%	0,07	21,95	0,13%
32	0,55	21,94	0,08%	0,22	21,90	-0,08%	0,16	21,88	-0,19%	0,05	21,93	0,05%
64	0,61	21,98	0,28%	0,36	21,88	-0,19%	0,18	21,85	-0,32%	0,03	21,91	-0,07%

Як видно з табл. 3, точність звичайного цифро-аналогового перетворення залежить тільки від кількості кодів миттєвих значень  $N$ , на основі яких формується вихідний сигнал. При використанні оптимізованого цифро-аналогового перетворення сигналів із збільшенням розрядності змінної часу  $v$  зменшується похибка формування миттєвих значень вихідного сигналу  $i$ , відповідно, похибки відтворення його форми та діючого значення. Очевидно, що при формуванні на основі кодів миттєвих значень сигналу, який складається із суми гармонічних складових, можна отримати аналогічні результати. Отже, проведені дослідження та моделювання особливостей формування синусоподібного сигналу на основі кодів його миттєвих значень показали ефективність запропонованого алгоритму оптимізації цифро-аналогового перетворення згідно з виразами (6), (7) та (8).

Отримані результати підтверджують загальновідому тезу про високу ефективність алгоритмічних методів зменшення складності апаратної реалізації пристроїв [2, 5]. Тобто при заданих вимогах до точності відтворення параметрів сигналу, що генерується, за рахунок використання цифро-аналогового перетворення із змінним кроком дискретизації, можна зменшити кількість кодів його миттєвих значень та їх розрядність  $i$ , відповідно, розрядність ЦАП, що використовується для формування вихідного сигналу.

1. Обозовський С.С. *Інформаційно-вимірвальна техніка / Методологічні питання теорії вимірювань*. – К., 1993. 2. Орнатский П.П. *Теоретические основы информационно-измерительной техники*. – К., 1976. 3. Сташин В.В., Урусов А.В., Мологонцева О.Ф. *Проектирование цифровых устройств на однокристалльных микроконтролерах*. – М., 1990. 4. *Справочник по устройствам цифровой обработки сигналов / Под ред. В.Н. Яковлева*. – К., 1988. 5. Цветков Э.И. *Процесорные измерительные средства*. – Л., 1982.

УДК 681.3

**Парамуд Я.С, Гусар В.М.**

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра “Електронні обчислювальні машини”

## **РОЗПОДІЛЕНА БАГАТОМАШИННА СИСТЕМА КЕРУВАННЯ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИМИ ЗАСОБАМИ**

© Парамуд Я.С, Гусар В.М., 2002

**Запропоновано структуру та узагальнений алгоритм роботи розподіленої багатомашинної комп'ютерної системи керування, яка може використовуватися в галузі телекомунікації. Порівняно із централізованою архітектурою спрощується реконфігурування, зростає надійність та зменшуються початкові інвестиції при інсталяції нової системи.**

**Structure and general algorithm of the distributed multicomputer control system which could be used in the telecom systems are proposed in the article. Comparing to the centralised architecture, better system reliability, reconfiguration capabilities and economic figures for new installations were achieved.**

В останні два десятиріччя у всьому світі спостерігається інтенсивний розвиток систем мобільного зв'язку, який є не тільки вельми зручним, але в багатьох випадках просто