ЕЛЕМЕНТИ ТА ПРИСТРОЇ ОБЧИСЛЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ

УДК 681.3:621.375

КОНДЕНСАТОРНІ МАТРИЦІ ДЛЯ ЦАП НА ОСНОВІ НПСЧ

О.Д. Азаров, О.О. Решетнік, В.А. Гарнага, С.М. Захарченко, О.М. Харьков

Вступ

Конденсаторні ЦАП і АЦП складають значну питому вагу сучасного ринку перетворювачів інформації (ПІ), які використовуються в інформаційно-вимірювальних системах, системах цифрового оброблення сигналів та ін. [1, 2, 3, 4]. Проте в реальних ЦАП зажди мають місце інструментальні похибки, які в значній мірі залежать від первинних похибок елементної бази, тому в передатній характеристиці таких ЦАП можлива присутність розривів [5, 6]. Водночас, у ЦАП на основі надлишкових позиційних систем числення (НПСЧ) за певних умов ці розриви будуть відсутні [7]. До того ж використання НПСЧ у техніці аналого-цифрового перетворення надає можливість, розмінювати вагову надлишковість на досягнення деякого позитивного ефекту, зокрема, підвищення точності та швидкодії. Причому в рамках підвищення точності ефект полягає в можливості використання низькоточної елементної бази та відповідно істотного зниження вимог до технології реалізації аналогових вузлів. Так, застосування самокалібрування і самокоригування дозволяє значно (у десятки і сотні разів) знизити підсумкову похибку ЦАП, що використовується, порівняно з первинними похибками елементної бази [8, 9, 10]. Використання НПСЧ, окрім того, забезпечує автокомпенсацію динамічних похибок при порозрядному врівноваженні і значне збільшення швидкодії.

У поширених типах ЦАП вагового, драбинкового та комбінованого типу використовуються, як резистивні, так і конденсаторні матриці, але аналіз конденсаторних ЦАП із ваговою надлишковістю практично не відпрацьовано. До того ж теорія конденсаторних ЦАП і АЦП, в яких використовується вагова надлишковість, є недостатньо розвиненою, зокрема, відсутній системний підхід щодо виведення аналітичних співвідношень у конденсаторних матрицях з ваговою надлишковістю, тому тема статті є *актуальною*.

Мета дослідження

Метою статті є отримання аналітичних співвідношень, а також їх аналіз для конденсаторних матриць і ЦАП із ваговою надлишковістю.

Постановка задачі

Згідно, із зазначеною метою формулюються такі задачі:

1) Огляд різновидів конденсаторних матриць вагового, драбинкового та комбінованого типу з ваговою надлишковістю;
2) Виведення співвідношень для номіналів ємностей конденсаторних матриць з ваговою надлишковістю на основі НПСЧ;
3) Аналіз передатної характеристики конденсаторних ЦАП на основі НПСЧ за умови впливу первинних похибок елементної бази.

Розв`язування задач

При побудові конденсаторних ЦАП так само, як і резистивних, широко використовують матричні схеми трьох типів: вагового, драбинкового та комбінованого. Водночас, у багаторозрядних ЦАП матриці вагового типу не використовують. Це пов`язано зі складністю мікроелектронної реалізації конденсаторів з великим діапазоном номіналів [4]. Використання матриць драбинкового та комбінованого типів дозволяє значно зменшити розкид номіналів.

Відомо, [7] що НПСЧ доцільно поділити на дві групи: із дробовими вагами розрядів та із цілочисловими вагами розрядів. У першій групі будь-яке дійсне число A можна зобразити у вигляді:

$$A = \sum_{i=\infty}^{n-1} a_i \alpha^i ,$$

де i - номер розряду; α - основа системи числення $1.0 < \alpha < 2.0$; $a_i \in \{0,1\}$, або $a_i \in \{1, \bar{1}\}$ - двійковий i - ий біт n -розрядного результату перетворення; $(n-1)$ - номер старшого розряду [7].

На практиці, коли використовують обмежену розрядну сітку довжиною n, переходять до наближеного виразу:

$$N = \sum_{i=0}^{n-1} a_i \alpha^i .$$

Значення методичної похибки зображення цілого числа ΔN цифрового еквіваленту вхідної величини A при використанні останньої формули залежить від вибору a_i. Якщо $a_i \in \{0,1\}$, то $\Delta N \le 1.0$. Якщо $a_i \in \{1, \bar{1}\}$, то $\Delta N \le 2.0$. Отже у НПСЧ використовується основа системи числення, значення якої знаходяться в межах $1.0 < \alpha < 2.0$, а ваги розрядів представляються у вигляді:

$$Q_i = q\alpha^i ,$$

де q - розмірність аналогової величини.

Однією з особливостей НПСЧ, крім багатозначності зображення чисел є перевищення суми ваг молодших розрядів над вагою поточного старшого розряду, тобто $\sum_0^{i-1} Q_j - Q_i > 0$. НПСЧ характеризується як абсолютним коефіцієнтом вагової надлишковості у вигляді: $\Delta Q_i = \sum_0^{i-1} Q_j - Q_i$, так і відносним коефіцієнтом вагової надлишковості: $\delta Q = \dfrac{\sum_0^{i-1} Q_j - Q_i}{\sum_0^{i} Q_j}$.

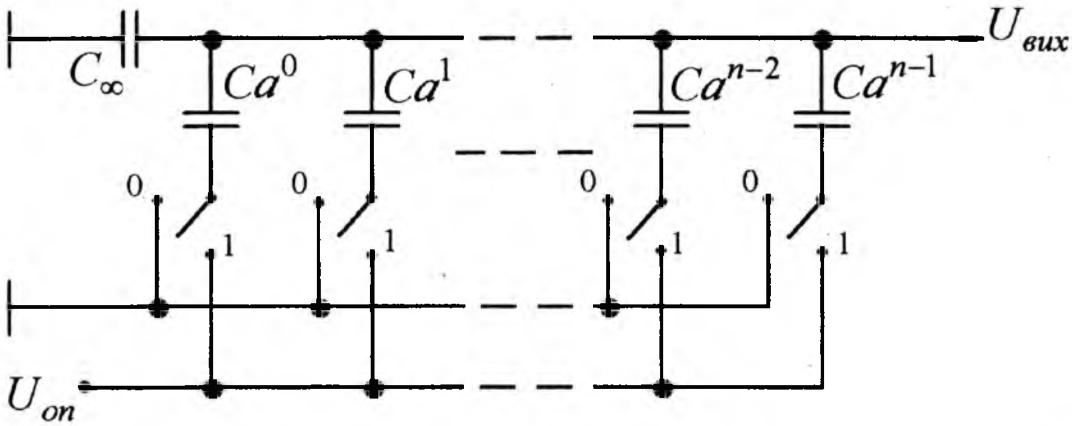
Причому для $\alpha = 2$ при $i \to \infty$ $\delta Q = 0$, тобто надлишковість відсутня.

У надлишкових позиційних системах числення α визначається відповідно до породжувального поліному вигляду $x^s - x^{s-1} - ... - x - 1 = 0$, причому α є дійсним додатним коренем рівняння. Це так звана S-система [7]. Для $S \to \infty$ $\alpha \to 2$, а для $S = 1$ $\alpha = 1$ маємо унітарну систему числення. Отже основа системи числення може змінюватися від 1 до 2. При $S = 2$ рівняння яке має дійсний додатний корінь 1.618, тобто «золоту пропорцію». Існують ще Р-системи з породжувальним поліномом $x^{p+1} - x^p - 1 = 0$. У випадку якщо основою НПСЧ є «золота пропорція», то система має вагову надлишковість, отже сума ваг молодших розрядів більша за вагу наступного старшого розряду. Для ваг цієї системи справедливі такі співвідношення:

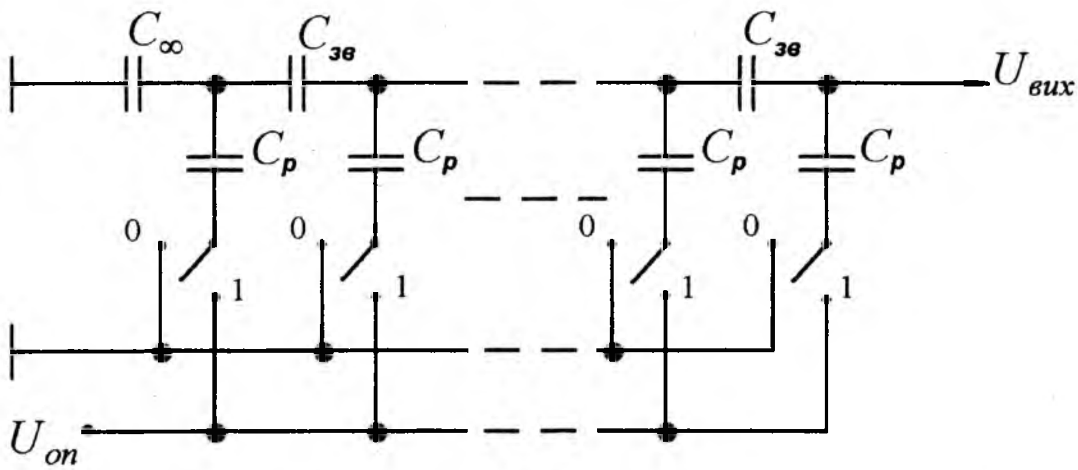
$$\alpha^i = \alpha^{i-1} + \alpha^{i-2},$$
$$\alpha^i = \alpha^{i-1}\alpha .$$

Виведемо аналітичні співвідношення для матриці *вагового типу* (рис. 1 а)) і визначаємо номінали конденсаторів у випадку довільного α. Нехай за базовий номінал конденсатора береться значення C. Тоді ємність кожного i-го конденсатора можна визначити за формулою $C_i = C\alpha^i$, де: i - це номер розряду ЦАП, який змінюється від 0 до $n-1$. C_∞ - це значення еквівалентне ємності матриці з нескінченною довжиною ряду:

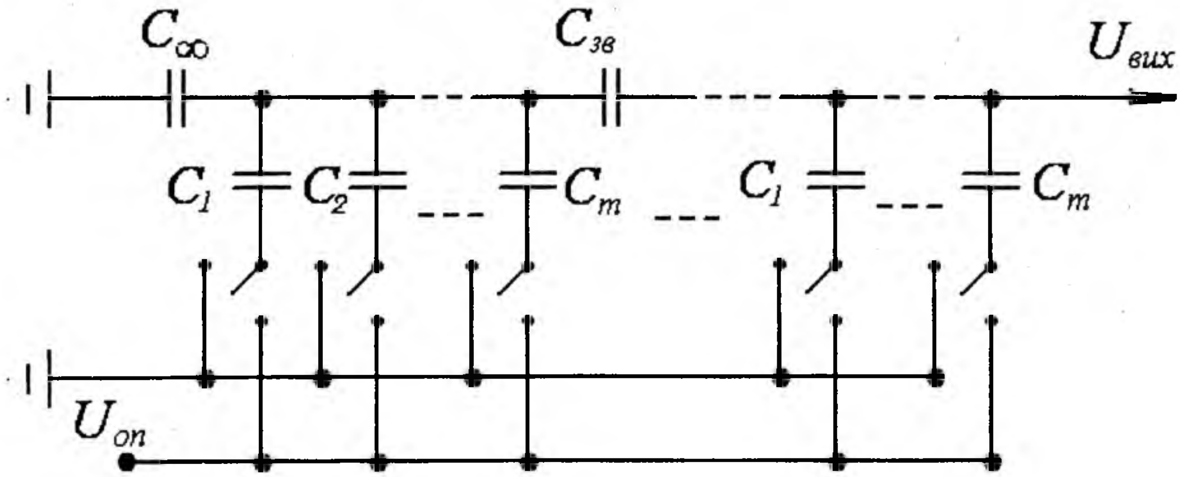
$$C_\infty = \sum_{i=-1}^{\infty} C\alpha^{-i} = C\sum_{i=-1}^{\infty} \alpha^{-i} .$$



а)



б)



в)

Рис. 1 - ЦАП на основі конденсаторних матриць різних типів: а) вагового, б) драбинкового, в) комбінованого

C_∞ можна знайти як суму елементів нескінченої спадної геометричної прогресії α^{-1}, α^{-2} ... $\alpha^{-\infty}$:

$$C_\infty = C\frac{\alpha^{-1}}{1-\alpha^{-1}} = C\frac{1}{\alpha - 1}. \qquad (1)$$

Для матриці драбинкового типу (рис. 1 б)) слід відзначити, що вона піддається згортанню за умови, що її однорідні комірки складаються з двох конденсаторів C_p і $C_{зв}$. Причому за умови, що $(C_p \parallel C_\infty) \to C_{зв}$, де: символ $\parallel$ - означає паралельне з'єднання конденсаторів, а $\to$ - означає паралельне з'єднання. Паралельне з'єднання C_p і C_∞ послідовно з $C_{зв}$ в сумі дають C_∞:

$$\frac{(C_\infty + C_p)C_{зв}}{(C_\infty + C_p) + C_{зв}} = C_\infty, \qquad (2)$$

де

$$C_\infty = C\frac{1}{\alpha - 1},$$
$$C_p = C\alpha^0 = C \qquad (3)$$

Розв'язавши наведене рівняння, можна знайти значення $C_{зв}$. Підставляючи (1) та (3) в (2), рівняння можна записати таким чином:

$$\frac{\left(C\frac{1}{\alpha-1} + C\right)C_{зв}}{\left(C\frac{1}{\alpha-1} + C\right) + C_{зв}} = C\frac{1}{\alpha - 1}. \qquad (4)$$

Виділяємо $C_{зв}$ з рівності та отримуємо таку формулу:

$$C_{зв} = C\frac{\alpha}{(\alpha - 1)^2}. \qquad (5)$$

При $\alpha = 2$ маємо $C_p = C$, $C_\infty = C$, $C_{зв} = 2C$ тобто отримали відому матрицю драбинкового типу двох номіналів C і $2C$. Для золотої пропорції $a = 1{,}618$ маємо три номінали: $C_p = C$, $C_{зв} = 4.236C$, $C_\infty = 1{,}618C$.

Використовуючи рівняння (2) та отримані формули для розрахунку матриць вагового та драбинкового типів, можна отримати аналітичні співвідношення для номіналів матриці *комбінованого типу* (рис. 1 в)). Використовуючи умову регулярності матриці, тобто, вимогу, що частину секції можна розглядати як окрему матрицю, для якої виконуються всі наведені співвідношення, а також дотримуючися принципу суперпозиції, отримаємо таке. Приймемо $C_1 = C$, тоді $C_i = C\alpha^{i-1}$ і $C_\infty = C\frac{1}{\alpha - 1}$. Нехай $C_p = \sum_{i=1}^{m} C_i$, при цьому C_p можна виразити як суму членів геометричної прогресії:

$$C_p = C\frac{\alpha^m - \alpha}{\alpha - 1}. \qquad (6)$$

Розв'яжемо рівняння і виведемо формулу для $C_{зв}$. Підставивши (1) та (6) в (2), отримаємо:

$$\frac{\left(C\frac{1}{\alpha-1} + C\frac{\alpha^m - 1}{\alpha - 1}\right)C_{зв}}{\left(C\frac{1}{\alpha-1} + C\frac{\alpha^m - 1}{\alpha - 1}\right) + C_{зв}} = C\frac{1}{\alpha - 1}. \qquad (7)$$

З даного виразу знаходимо формулу для $C_{зв}$:

$$C_{зв} = C\frac{\alpha^m}{(\alpha - 1)(\alpha^m - 1)}. \qquad (8)$$

Для визначення вихідної напруги матриці залежно від цифрового еквіваленту вхідного коду і значення U_{on} з метою подальшої побудови передатної характеристики треба визначити коефіцієнт передачі. У загальному вигляді рівень вихідного сигналу:

$$U_{вих} = U_{on} K_{вх},$$

де $U_{вих}$ - вихідна напруга, $K_{вх}$ - коефіцієнт передачі опорної напруги на вихід ЦАП, який задається вхідним кодом, що подається на цифровий вхід матриці. Коефіцієнт передачі при цьому залежить від того, які розряди ЦАП підключаються до опорної напруги. K_i це коефіцієнт передачі U_{on} на вихід ЦАП, за умови, що лише $a_i = 1$:

$$K_i = \frac{U_{вих\ i}}{U_{on}}.$$

Коефіцієнт передавання U_{on} для ЦАП у загальному випадку виражається формулою:

$$K_{вх} = \sum_{0}^{n-1} K_i a_i,$$

де K_i - коефіцієнт передачі для i-го розряду ЦАП, a_i - значення розрядного коефіцієнта в i-му розряді коду, причому $a_i \in (1,0)$ - (однополярний ЦАП) або $a_i \in (1,\bar{1})$ - (двополярний ЦАП).

Співвідношення для коефіцієнтів передачі є вихідними для аналізу статичних похибок ЦАП. Доцільно також використовувати міжрозрядний коефіцієнт передачі K_i', тобто коефіцієнт передачі між входом та виходом комірки матриці драбинкового або секції матриці комбінованого типу та секційний або комірковий коефіцієнт передачі K_i'', тобто коефіцієнт передачі U_{on} на вихід комірки матриці драбинкового або секції матриці комбінованого типу, коли комірка або секція підключається до опорної напруги.

Виведемо аналітичні співвідношення для коефіцієнтів передачі K_i. При подачі на вхід *матриці вагового типу* цифрового коду, в якому значущим є лише один i-ий розряд її можна замінити еквівалентною схемою, яку зображено на рис. 2. C_i - це ємність i-го конденсатора, який підключено на U_{on}, C_i^* - це сумарна ємність інших розрядних конденсаторів, які підключено на шину землі. Відповідно до еквівалентної схеми (рис. 2) вихідна напруга дорівнює:

$$U_{вих} = U_{on} \frac{C_i}{C_\infty + C_i^* + C_i}. \qquad (9)$$

Підставивши (1) та (6) в (9), отримаємо такий вираз:

$$U_{вих} = U_{on} \frac{\alpha^{i-1}(\alpha - 1)}{\alpha^n}.$$

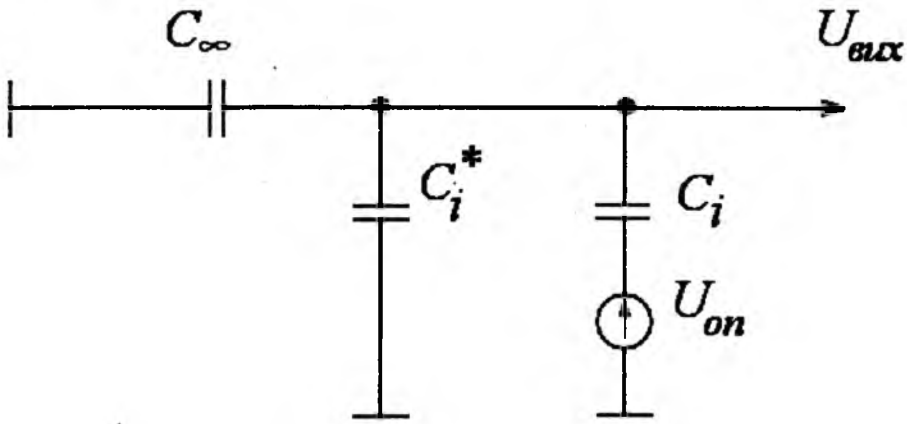


Рис. 2 - Еквівалентні схеми матриці вагового типу

Отже коефіцієнт передачі для і-го розряду матриці вагового типу виражається формулою:

$$K_i = \frac{\alpha^{i-1}(\alpha-1)}{\alpha^n}. \tag{10}$$

Для матриці *драбинкового типу* порядок виведення такий. При подачі на цифровий вхід матриці драбинкового типу коду, в якому лише один i-ий розряд є значущим, її можна замінити еквівалентною схемою, яку зображено на рис. 3 а). Виходячи з принципу регулярності матриці драбинкового типу, ємність частини матриці, що знаходиться ліворуч від підключеного розряду дорівнює C_∞. Розглянемо еквівалентну схему матриці за умови, що при цьому C_p буде підключено до джерела опорної напруги (рис. 3 б)). Якщо попередньо не враховувати праву частину матриці, то можна визначити U_i у точці підключення наступного каскаду (рис. 3 в)):

$$U_i = U_{on} K_i'', \tag{11}$$

де K_i'' - це коефіцієнт передачі опорної напруги на вихід i - ї комірки. Відповідно до еквівалентної схеми на рис 3 в) можна записати:

$$U_i = U_{on} \frac{C_p}{C_p + C_\infty}. \tag{12}$$

Отже з (11) та (12) випливає, що коефіцієнт передачі U_{on} на вихід i - ої комірки дорівнює:

$$K_i'' = \frac{C_p}{C_p + C_\infty}. \tag{13}$$

Маючи дане значення U_i (12), можна визначити U_{i+1} на виході наступної комірки, скориставшися еквівалентною схемою на рис. 3 г). Конденсатори C_∞ та C_p з попередньої комірки і $C_{зв}$ даної комірки разом дадуть ємність C_∞.

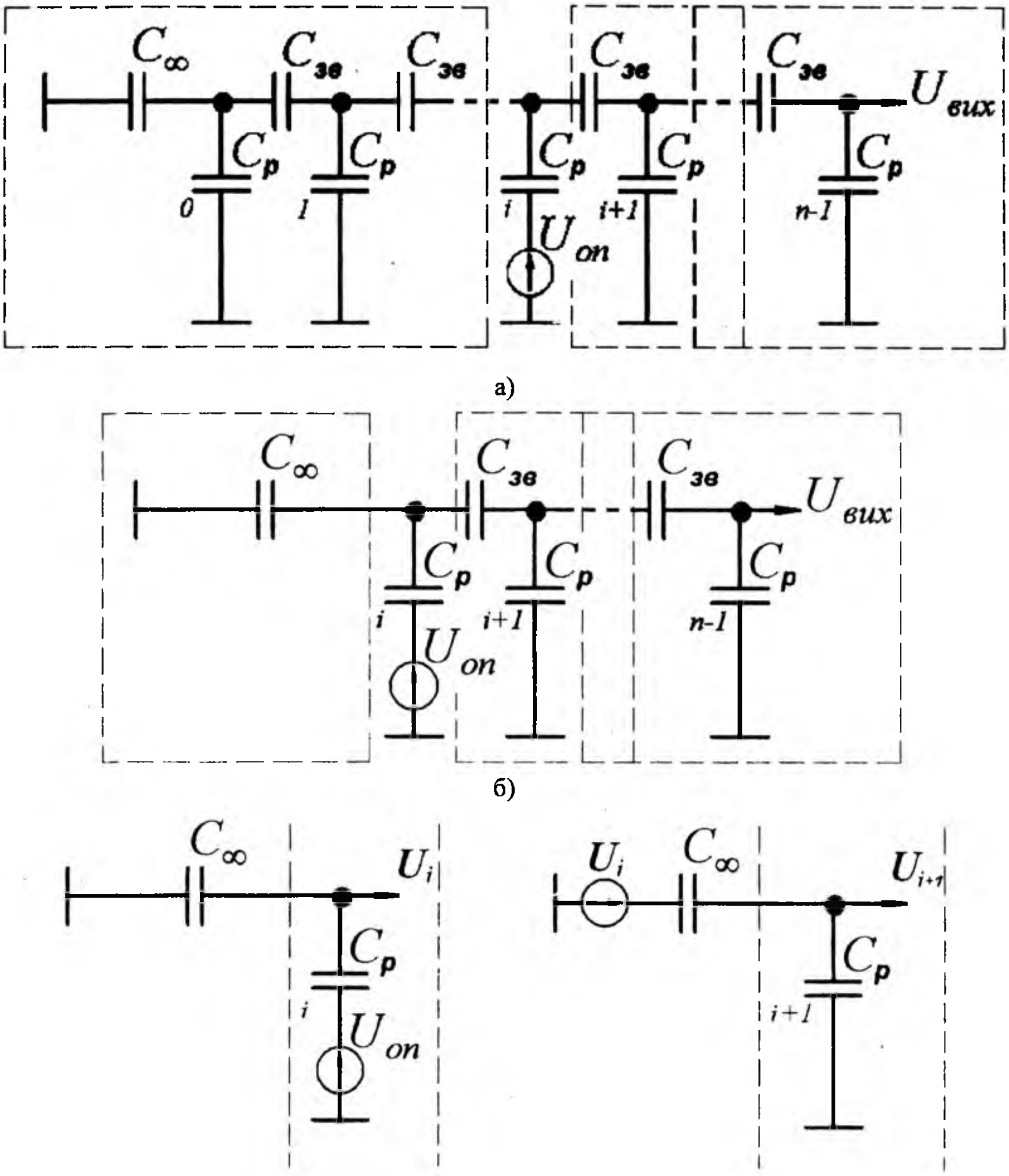


Рис. 3 - Еквівалентні схеми матриці драбинкового типу а) загальна, б) частково згорнена, в) повністю згорнена, i -ий конденсатор якої підключено до U_{on}, г) повністю згорнена, i -ий конденсатор якої підключено до землі

Отже U_{i+1} на виході наступного каскаду можна визначити за формулою:

$$U_{i+1} = U_i K'_{i+1}, \tag{14}$$

де K'_{i+1} - міжрозрядний коефіцієнт передачі опорної напруги на вихід $(i+1)$ - ої комірки.

Відповідно до еквівалентної схеми на рис 3 г) можна записати:

$$U_{i+1} = U_i \frac{C_\infty}{C_p + C_\infty}. \tag{15}$$

Отже з (14) та (15) випливає, що міжрозрядний коефіцієнт передачі опорної напруги на вихід i - ої секції дорівнює:

$$K'_{i+1} = \frac{C_\infty}{C_p + C_\infty}. \tag{16}$$

Таким чином коефіцієнт передачі опорної напруги на вихід для i - го розряду ЦАП дорівнює:

$$K_i = K_i'' \prod_{i=i+1}^{n-1} K_i' . \tag{17}$$

Підставивши (13) та (16) в (17), отримуємо:

$$K_i = \frac{C_p}{C_p + C_\infty} \left(\frac{C_\infty}{C_p + C_\infty} \right)^{(n-1)-i} . \tag{18}$$

Підставивши (1) та (3) в (18), отримаємо таку формулу для коефіцієнта передачі:

$$K_i = \frac{\alpha^{i-1}(\alpha - 1)}{\alpha^n} , \tag{19}$$

яка по суті збігається з формулою для матриці вагового типу (10).

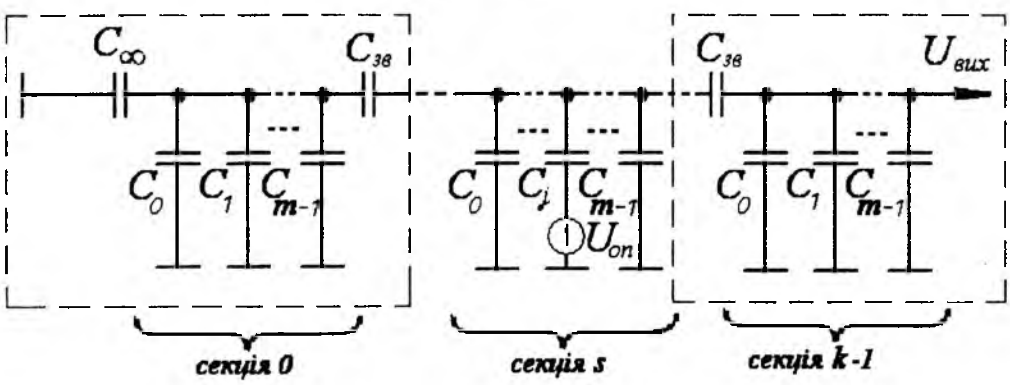
Коефіцієнт передачі для матриці комбінованого типу отримується таким чином. Нехай матриця *комбінованого типу* містить k однакових секцій (рис. 4 а)), які нумеруються від 0 до k-1. Кожна секція містить m розрядів, які нумеруються від 0 до m-1. Матриця містить всього n розрядів, які нумеруються від 0 до n-1, причому $n = mk$. Нехай на цифровий вхід матриці комбінованого типу подається код, в якому лише один розряд є значущим. Цей розряд знаходиться у секції під номером s, причому всередині секції розрядний конденсатор знаходиться під номером j.

Секції, що знаходяться ліворуч від секції s, тобто секції з номерами від 0 до s-1 мають сумарну ємність, що дорівнює C_∞ . Таким чином кожну із секцій, що знаходяться праворуч від секції s, можна замінити сумарною ємністю кожної із секцій C_Σ (рис. 4 б)):

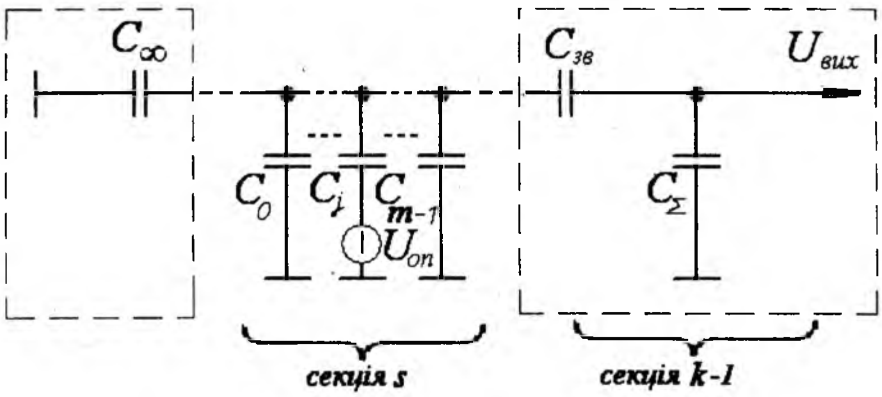
$$C_\Sigma = C \frac{\alpha^m - 1}{\alpha - 1} . \tag{20}$$

Для виведення відповідного виразу застосуємо прийом, аналогічний тому, який було застосовано під час аналізу для матриці драбинкового типу. Розрахуємо U_s на виході секції під номером s (рис. 4 в)). Згідно наведеної формули (11) для матриці вагового типу напруга U_s на виході секції відповідає значенню:

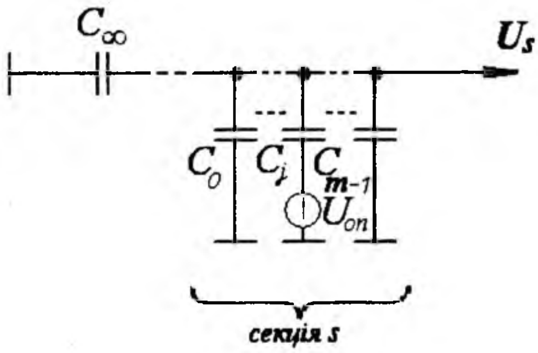
$$U_s = U_{on} K_s'' . \tag{21}$$



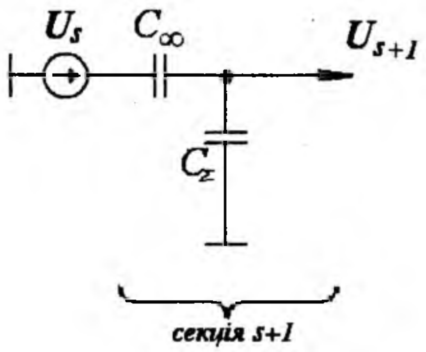
а)



б)



в)



г)

Рис. 4 - Еквівалентні схеми матриці комбінованого типу а) загальна, б) частково згорнена, в) повністю згорнена, i -ий розрядний конденсатор якої, підключено до U_{on}, г) повністю згорнена, розрядний конденсатор якої, підключено до землі

Підставивши в (21), формулу (11), отримаємо:

$$U_s = U_{on}\frac{\alpha^{j-1}(\alpha-1)}{\alpha^m}.$$

Отже з (20) та (21) випливає, що секційний коефіцієнт передачі опорної напруги на вихід S - ої секції дорівнює:

$$K_s^{"} = \frac{\alpha^{j-1}(\alpha-1)}{\alpha^m}. \tag{22}$$

$$U_{s+1} = U_s K_{s+1}^{'}. \tag{23}$$

Вираз для U_{s+1} на виході наступної секції виведемо аналітичним чином, врахувавши, що ємність секцій, які знаходяться праворуч від неї, дорівнює C_∞ (рис. 4 г)):

Відповідно до еквівалентної схеми на рис 4 г) можна записати:

$$K_{s+1}^{'} = \frac{C_\infty}{C_\Sigma + C_\infty}. \tag{24}$$

Підставивши (1) та (20) в (24), отримуємо:

$$K_{s+1}^{'} = \frac{1}{\alpha^m}. \tag{25}$$

Очевидно, що коефіцієнт передачі опорної напруги на вихід ЦАП, при подачі на цифровий вхід коду, в якому лише один розряд є значущим, дорівнює:

$$K_i = K_s'' \prod_{t=s+1}^{k-1} K_t' . \tag{26}$$

Підставивши (22) та (25) в (26), отримуємо:

$$K_i = \frac{\alpha^{j-1}(\alpha-1)}{\alpha^m}\left(\frac{1}{\alpha^m}\right)^{k-1-s} . \tag{27}$$

Причому, враховуючи, що $k = \frac{n}{m}$ та $s = \frac{i-j}{m}$, вираз (27) можна зобразити у формі:

$$K_i = \frac{\alpha^j \alpha^{-1}(\alpha-1)}{\alpha^m}\left(\frac{\alpha^m}{\alpha^n \alpha^{-1} \alpha^i \alpha^{-j}}\right). \tag{28}$$

Вираз (28) можна спростити і мати:

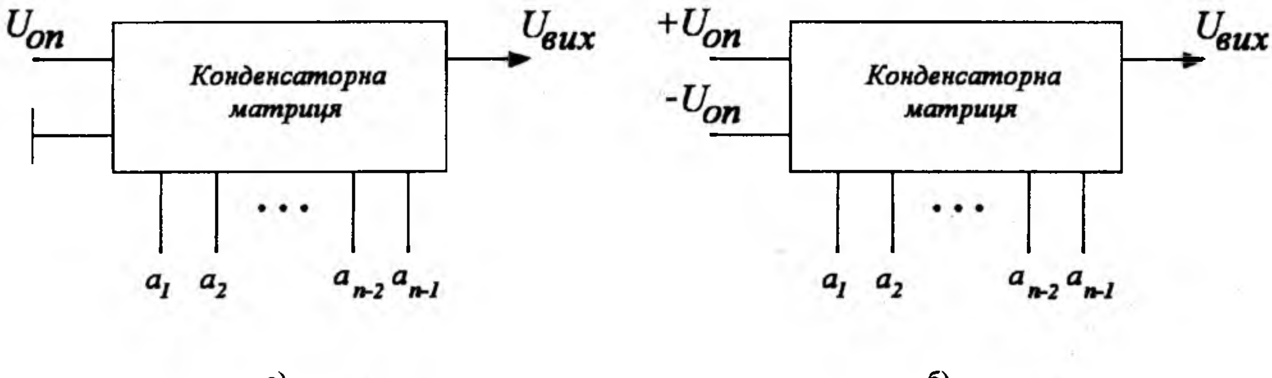
$$K_i = \frac{\alpha^{i-1}(\alpha-1)}{\alpha^n} . \tag{29}$$

Отримане значення для коефіцієнта передачі, збігається з виразами для коефіцієнтів матриць вагового (10) та комбінованого типів (19). Отже напруга на виході матриці комбінованого типу дорівнює:

$$U_{вих} = U_{оп} \sum_0^{n-1} K_i a_i ,$$

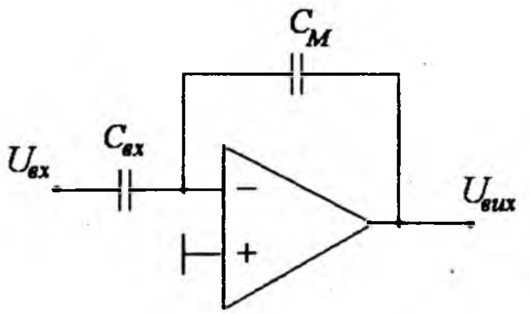
де K_i входять до множини коду $K_{вх}$.

У двополярних конденсаторних ЦАП з $a_i \in (1,\bar{1})$ (рис. 5 б)) замість шини земля підключається джерело від`ємної опорної напруги. Конденсаторну матрицю з підключеною $U_{оп}$ можна використовувати як ЦАП. Причому у переважній більшості випадків для досягнення потрібної навантажувальної здатності вихід конденсаторної матриці підключається до ОП (операційний підсилювач) на базі ППС (підсилювач постійного струму). Існують три можливі варіанти підключення виходу матриці до входу ОП: з низькоомним входом та розв`язувальним конденсатором (рис. 6 а)), без розв`язувального конденсатора (рис. 6 б)) та у ряді випадків можна застосовувати операційний підсилювач, як буферний елемент (рис. 6 в)). Причому при відсутності розв`язувального конденсатора з матриці можна вилучити C_{∞} , оскільки потенціал інверсного входу (точка квазінуля) фактично дорівнює 0.

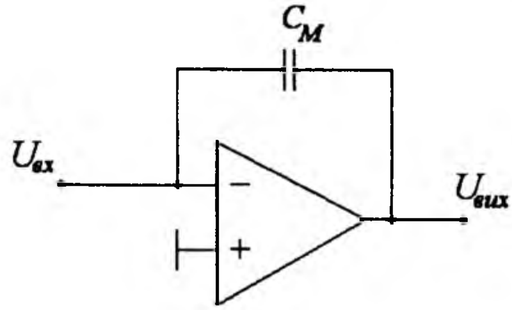


а) б)

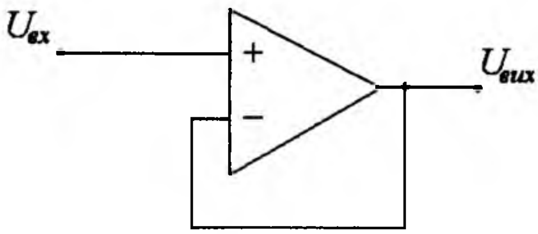
Рис. 5 - Структурна схема конденсаторного ЦАП: а) $a_i \in (1,0)$, б) $a_i \in (1,\bar{1})$



а)



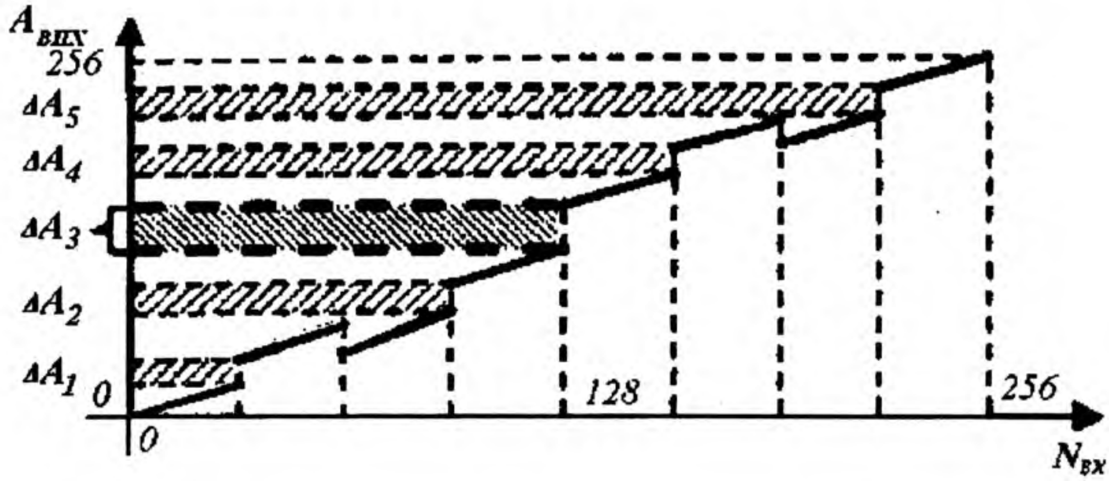
б)



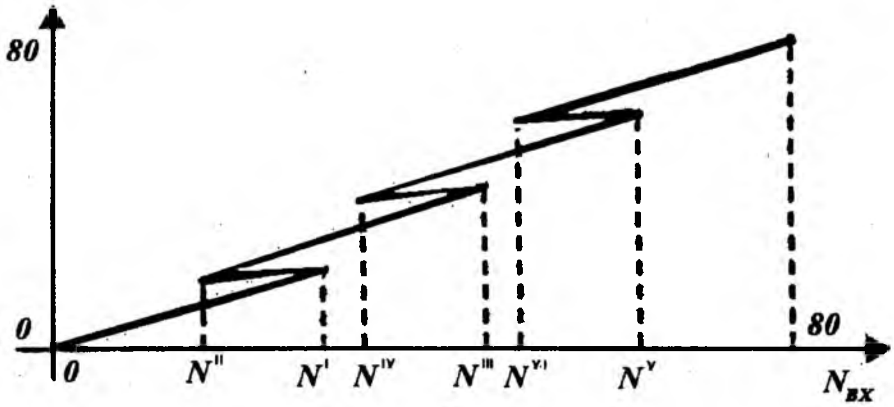
в)

Рис. 6 - Варіанти підключення конденсаторної матриці до ОП: а) на низькоомний вхід з розв`язувальним конденсатором, б) на низькоомний вхід без розв`язувального конденсатора, в) на високоомний вхід

У реальних ЦАП завжди мають місце інструментальні похибки, зокрема, через відхилення конденсаторів матриці від потрібних номіналів [1, 2, 9, 10]. Неточність номіналів конденсаторів обумовлено: недосконалістю технологій, старінням та ін. Передатну характеристику реального двійкового ЦАП, в якому три старших розряди мають відхилення, зображено на рис. 7 а). Внаслідок відхилень передатна характеристика деформується і може мати розриви із зонами $\Delta A_1, \Delta A_2, ... \Delta A_5$. ЦАП з розривами в АЦП використовувати не можна, бо будуть мати місце пропуски кодів. У ЦАП на основі НПСЧ, за рахунок надлишковості, за певних умов (відхилення номіналу розрядного конденсатора менше за вагову надлишковість розрядів) не мають розривів. Передатну характеристику ЦАП на основі НПСЧ, в якому три старших розряди мають відхилення, зображено на рис. 7 б). Завдяки багатозначності у ЦАП на основі НПСЧ можна здійснювати програмне самокалібрування передатної характеристики, що дає можливість будувати високоточні перетворювачі інформації на низькоточній елементній базі [7 – 10].



а)



б)

Рис. 7 - Передатна характеристика ЦАП: а) двійковий, б) на основі НПСЧ

Висновки

1. Доведено, що виведення аналітичних співвідношень у конденсаторних матрицях з ваговою надлишковістю доцільно здійснювати за умови регулярності структури та дотримання принципу суперпозиції.

2. Виведено аналітичні співвідношення для конденсаторних матриць вагового, драбинкового та комбінованого типів, що використовуються в ЦАП з ваговою надлишковістю, які дозволяють розраховувати номінали конденсаторів для довільних α та n.

3. Шляхом комп`ютерного моделювання для заданих α, n та конфігурації доведено, що застосування вагової надлишковості запобігає появі розриву передатної характеристики, за умови, що відносний коефіцієнт надлишковості не менше за відносне відхилення ваг розрядів.

Список літератури

1. Analog-digital conversion / Edited by Walt Kester / Analog Devices Inc. 2004. 1230 p.
2. New products / Volume 2004 Number 1 / Analog Devices Inc. 2004. 720 p.
3. K. Nguyen, R. Adams, K. Sweetland and H. Chen, "A 106-dB SNR Hybrid Oversampling Analog-to-Digital Converter for Digital Audio" IEEE J. Solid-State Circuits. Vol. 40 no 12, pp. 2408 – 2415. Dec. 2005
4. Мулявка Я. Схемы на операционных усилителях с переключаемыми конденсаторами: Пер. с пол. – М.: Мир, 1992. – 253 с.
5. Полупроводниковые кодирующие и декодирующие преобразователи / Под ред. В.Б. Смолова и Е.А. Смирнова. – Л.: Энергия, 1967. – 312с.: ил.
6. Микроэлэктронные цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи информации. / Под ред. В.Б. Смолова. – Л.: Энергия, 1976. – 336с.: ил.
7. Азаров О.Д. Основи теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення. Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2004. – 260 с.
8. Азаров О.Д., Крупельницький Л.В. Аналого-цифрові пристрої систем, що самокоригуються, для вимірювань і оброблення низькочастотних сигналів: Монографія. / Під заг. Ред. О.Д. Азарова. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005 – 167 с.
9. Захарченко С.М., Азаров О.Д., Харьков О.М. Самокалібровані АЦП із накопиченням заряду на основі надлишкових позиційних систем числення. Монографія / Під. заг. ред. О.Д. Азарова. – Вінниця: УНІВЕРСУМ – Вінниця, 2005. – 235 с.
10. Азаров О.Д., Архипчук О.А., Захарченко С.М.Високолінійні порозрядні АЦП з ваговою надлишковістю для систем реєстрації і оброблення сигналів. Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ – Вінниця, 2005. – 125 с.

Азаров Олексій Дмитрович – д.т.н., професор, директор інституту інформаційних технологій та комп`ютерної інженерії, завідувач кафедри обчислювальної техніки, Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021, тел. 58-02-25, e-mail: azarov@lili.vstu.vinnica.ua

Решетнік Олександр Олександрович – студент кафедри обчислювальної техніки Вінницького національного технічного університету, Хмельницьке шосе, 95, м Вінниця, 21021, тел. +380979693316, e-mail: de_gratnik@rambler.ru

Захарченко Сергій Михайлович – к.т.н., доцент кафедри обчислювальної техніки Вінницького національного технічного університету, Хмельницьке шосе, 95, м Вінниця, 21021.

Гарнага Володимир Анатолійович – студент кафедри обчислювальної техніки Вінницького національного технічного університету, Хмельницьке шосе, 95, м Вінниця, 21021.

Харьков Олексій Михайлович, аспірант кафедри обчислювальної техніки, Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе, 95, Вінниця, 21021