

# ІНФОРМАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ ТА КОМП'ЮТЕРНА ТЕХНІКА

УДК 681.325; 681.335

С. М. Захарченко, к. т. н., доц.;

О. Д. Азаров, д. т. н., проф.

## МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ ЧУТЛИВОСТІ КОМПАРАТОРА ЯК ЕЛЕМЕНТА НАДЛИШКОВИХ ПОРОЗРЯДНИХ АЦП

Подальше поширення сфер застосування АЦП, суттєве збільшення швидкодії цифрової техніки вимагає розроблення більш швидкодійних і, водночас, точніших аналого-цифрових перетворювачів, зокрема, АЦП послідовного наближення. Один з оригінальних підходів, що забезпечує значне покращення характеристик АЦП послідовного наближення (АЦП порозрядного кодування), базується на використанні надлишкових позиційних систем числення (НПСЧ). Відомо [1], що використання НПСЧ дозволяє покращити як точність порозрядних АЦП, побудованих на неточній елементній базі, так і їх швидкодію.

Збільшення швидкодії надлишкових порозрядних АЦП базується на можливості суттєвого (порівняно із двійковими АЦП) зменшення тривалості такту аналого-цифрового перетворення. Результати найбільш вагомих досліджень у цьому напрямку викладено у працях О. Д. Азарова [1, 2], в яких запропоновано оригінальний підхід для визначення оптимального значення тривалості такту аналого-цифрового врівноваження, що базується на комп'ютерному моделюванні. Водночас результати проведених досліджень, зокрема показали, що зі зменшенням основи системи числення  $\alpha$  вагова надлишковість НПСЧ використовується недостатньо ефективно, про що свідчить коливальний режим врівноваження вхідного сигналу компенсувальним сигналом ЦАП. Однак спроба подальшого зменшення тривалості такту врівноваження з метою підвищення швидкодії призводить до появи великої динамічної похибки 1-го роду і розриву в передатній характеристиці.

Саме тому пошук інших шляхів подальшого збільшення швидкодії надлишкових АЦП за рахунок ще ефективнішого використання вагової надлишковості є актуальним. Одним із можливих шляхів певного вирішення даної проблеми є використання не постійної, а змінної тривалості тактів врівноваження. Так, за рахунок скорочення тривалості старших тактів з дотриманням високої чутливості компаратора, зменшується загальний час аналого-цифрового перетворення. Проте, дослідження показали, що такий підхід може забезпечити збільшення швидкодії щонайбільше на 20 ÷ 25 % за суттєвого ускладнення цифрової частини АЦП [3]. Крім того цей підхід передбачає використання прецизійної таймерної системи для формування заданих тривалостей тактів врівноваження з високою точністю. Таким чином проблема подальшого підвищення швидкодії АЦП послідовного наближення за рахунок ефективнішого використання інформаційної надлишковості є актуальною.

Метою даної статті є розгляд нового підходу до підвищення швидкодії надлишкових АЦП зі змінною тривалістю такту врівноваження. Авторами, зокрема, пропонується змінювати чутливість схеми порівняння залежно від номера такту врівноваження. При цьому на старших тактах чутливість схеми порівняння може бути низькою (а похибка порівняння значною) і, як результат, мати більшу швидкодію. З просуванням від старших розрядів до молодших чутливість компаратора збільшується і досягає максимального значення на молодших тактах. Зазначимо, що для двійкових АЦП такий підхід принципово неможливий, оскільки призведе до розриву кодувальної характеристики, а для скорочення тривалості такту врівноваження необхідно використання більш швидкодійних компараторів [4]. При цьому задача полягає у визначенні вимог до параметрів компаратора зі змінною чутливістю, що дозволить суттєво підвищити швидкодію порозрядного АЦП на базі НПСЧ.

Для розв'язання поставленої задачі необхідно:

— визначити зв'язок між чутливістю схеми порівняння і її швидкодією;

— визначити залежність між номером такту врівноваження та необхідною чутливістю компаратора.

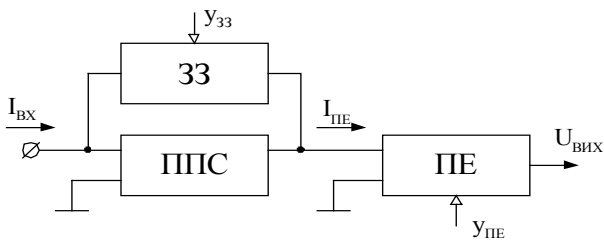


Рис. 1. Схема порівняння зі змінною чутливістю

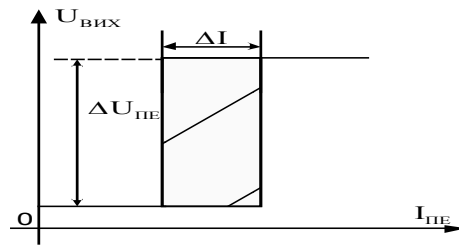


Рис. 2. Перехідна характеристика порогового елемента

Для знаходження першої залежності скористаємося спрощеною структурою схеми порівняння зі змінною чутливістю, показаною на рис. 1.

Вона складається із підсилювача постійного струму (ППС), порогового елемента ПЕ та схеми зворотного зв'язку (ЗЗ) з керованим коефіцієнтом передання, яка дозволяє регулювати коефіцієнт підсилення ППС. За допомогою сигналу керування  $y_{зз}$  коефіцієнт підсилення ППС змінюється відповідно з номером такту врівноваження. Спрощену передатну характеристику ПЕ відповідно до [4] показано на рис. 2.

Тут  $\Delta I$  визначає зону нечутливості порогового елемента. Місце знаходження та ширина зони нечутливості може дещо змінюватись за рахунок дрейфу порогу спрацювання та шумів [5], однак на даному етапі досліджень ці явища не є принциповими і не враховуються. Залежно від типу схеми порівняння (порівняння струмів або напруг) вибираються одиниці вимірювання ширини зони нечутливості. Для того, щоб абстрагуватися від конкретного типу схеми порівняння, ширину зони нечутливості в подальшому будемо позначати через  $\gamma$ . Відповідно до [6]  $\Delta U_{пe} / \Delta I$  є чутливістю порогового елемента, яку в подальшому будемо позначати через  $v_{пe}$ . Виходячи із специфіки роботи порогового елемента, можна вважати, що  $\Delta U_{пe}$  має фіксоване значення для конкретного ПЕ, тому для збільшення чутливості необхідно зменшувати  $\Delta I$  або в загальному випадку  $\gamma$ . Загальна чутливість СП у спрощеному вигляді визначатиметься за формулою

$$v_{сп} = v_{пe} K_{п}, \tag{1}$$

де  $K_{п}$  — коефіцієнт підсилення ППС і може бути представлений у вигляді [7]

$$K_{п} = \frac{K_u}{1 + \chi K_u},$$

де  $K_u$  — коефіцієнт підсилення ППС за відсутності сигналу керування ( $\chi = 0$ ).

Часові характеристики СП будуть визначатися параметрами ППС та коефіцієнтом підсилення  $K_{п}$ . Нехай  $K_1$  і  $K_2$  — коефіцієнти підсилення схеми для різних значень коефіцієнта зворотного зв'язку. Постійна часу ППС, якщо  $K_{п} = K_1$  та  $K_{п} = K_2$  відповідно дорівнюватиме

$$\tau_1 = \frac{1}{2\pi f_1} \quad \text{та} \quad \tau_2 = \frac{1}{2\pi f_2}.$$

З АЧХ ППС випливає, що зменшення, наприклад, в 10 разів (на 20 ДБ) коефіцієнта підсилення збільшує частоту зрізу в 10 разів і, відповідно, зменшує постійну часу схеми порівняння. Таким чином можна записати

$$\frac{K_1}{K_2} = \frac{f_2}{f_1} = \frac{\tau_1}{\tau_2}. \tag{2}$$

У випадках  $K_{п} = K_1$  та  $K_{п} = K_2$ , відповідно, отримаємо

$$v_{сп1} = v_{пe} K_1 \quad \text{та} \quad v_{сп2} = v_{пe} K_2,$$

звідки

$$\frac{v_{сп1}}{v_{сп2}} = \frac{K_1}{K_2} = \frac{\tau_1}{\tau_2} \quad (3)$$

З останньої формули випливає, що наслідками зменшення коефіцієнта підсилення ППС є зменшення постійної часу  $\tau$ , тобто підвищення швидкодії, та водночас погіршення чутливості  $v$ .

Оскільки затримка схеми порівняння фактично визначає тривалість такту аналого-цифрового перетворення в АЦП послідовного наближення, доцільно провести дослідження щодо необхідної чутливості СП на різних тактах аналого-цифрового перетворення та її залежності від таких чинників, як роздільна здатність перетворювача  $n$ , основа системи числення  $\alpha$  тощо.

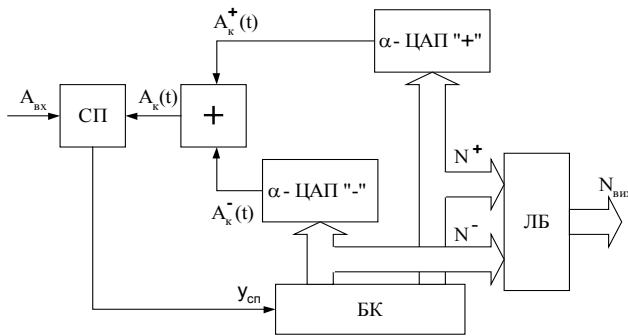


Рис. 3. АЦП на основі НПСЧ, що працює за алгоритмом «тільки вмикання»

Скористаємося методикою «особливих» точок та рівнянь балансу, запропонованих в [2], для визначення необхідної чутливості СП в АЦП, структурну схему якого показано на рис. 3.

Даний АЦП працює за алгоритмом «тільки вмикання» на основі НПСЧ з розрядними коефіцієнтами (1,-1). Нехай в АЦП  $\Delta A_d^I = 0,5 Q_0$ , де  $\Delta A_d^I$  — динамічна похибка першого роду,  $Q_0$  — вага наймолодшого розряду. Крім цього для даного алгоритму максимальна похибка врівноваження  $\Delta A_{вр.маx}^* = Q_0$ , а максимальна похибка квантування  $\Delta A_{кв.маx}^* = 2 Q_0$  [2].

Оскільки у разі інерційного врівноваження похибки квантування і врівноваження мають вигляд

$$\Delta A_{кв.маx} = \Delta A_{кв.маx}^* + \Delta A_d^I;$$

$$\Delta A_{вр.маx} = \Delta A_{вр.маx}^* + \Delta A_d^I, \text{ то варто вважати } \Delta A_{вр.маx} = \Delta A_{кв.маx} = 2,5 Q_0.$$

Необхідність обчислення останніх двох складових похибки обумовлено різними швидкостями їхнього накопичення. Для проведення досліджень було розроблено програмний симулятор процесу аналого-цифрового перетворення у середовищі Matlab, який дозволяє перевірити виконання умови

$$\begin{cases} \Delta A_{вр.маx} \leq 2,5 Q_0; \\ \Delta A_{кв.маx} \leq 2,5 Q_0. \end{cases} \quad (4)$$

Вхідними параметрами, що потребує симулятор, є основа системи числення  $\alpha$ , тривалість такту врівноваження  $t_T$ , кількість розрядів  $n$ , діапазон вхідних значень  $A_{вх.мін} \div A_{вх.маx}$ , крок змінень вхідних значень  $\Delta A_{вх}$ . Замість такого параметра, як чутливість схеми порівняння, доцільно використовувати ширину зони нечутливості СП, або, для простоти, нечутливість СП —  $\gamma$ , і вимірювати її в одиницях молодшого розряду (ОМР). На етапі досліджень робиться припущення, що на кожному  $i$ -му такті аналого-цифрового врівноваження СП має різні нечутливості, а набір цих нечутливостей є вектором  $\Gamma$ , кількість елементів якого збігається з кількістю тактів врівноваження, а відповідно і кількістю розрядів  $n$ . У подальшому через  $\gamma_i$  будемо позначати максимальну ширину зони нечутливості компаратора, якої достатньо для визначення коефіцієнта  $a_i$   $i$ -го розряду вихідного коду, тобто на  $(n - i)$ -му такті перетворення.

Метою моделювання є знаходження так званих «особливих» точок. Під «особливою» точкою в даному випадку будемо розуміти значення  $A_{вх}$ , для якого не порушується умова (4), а значення  $\gamma_i$  є максимальним. З вищевикладеного випливає, що кожне рівняння балансу асоціюється з чутливістю компаратора на певному кроці аналого-цифрового врівноваження. Значимо, що потрібна чутливість компаратора на першому такті перетворення визначається максимальною похибкою

визначення старшого  $(n - 1)$ -го розряду, яку може бути скомпенсовано на подальших тактах врівноваження

$$\gamma_{n-1} + Q_{n-1} = \sum_0^{n-2} Q_i,$$

звідки

$$\gamma_{n-1} = \sum_0^{n-2} Q_i - Q_{n-1}. \quad (5)$$

Визначення необхідних чутливостей на подальших тактах врівноваження потребує знаходження «особливих» точок та складання рівнянь балансу. Для цього промодельюємо роботу АЦП, наприклад, за таких вхідних даних:  $\alpha = 1,7$ ,  $n = 14$ ,  $t_r = 1,82\tau$ . Зокрема, знайдемо «особливу» точку для 2-го такту врівноваження. В результаті моделювання було отримано такі граничні кодові комбінації:

$$\begin{array}{l} N_{i-1} \quad \bar{1} \quad \bar{1} \quad 1 \quad \dots \quad 1 \quad 1 \quad \bar{1} \\ N_i \quad \bar{1} \quad \bar{1} \quad 1 \quad \dots \quad 1 \quad 1 \quad 1 \\ N_{i+1} \quad \bar{1} \quad 1 \quad \dots \quad . \end{array}$$

Припустимо, що в ряді випадків у разі перемикання розрядів АЦП під час аналого-цифрового врівноваження, характер перехідного процесу є експоненційним і відповідає функції першого порядку [7]. Тому значення компенсного сигналу на довільному  $i$ -му такті врівноваження має вигляд [2]

$$A_{ki}(t) = \sum_i^{n-1} a_j Q_j \left\{ 1 - e^{[i-(j+1)]t_r/\tau} \right\}.$$

Таким чином значення компенсуючого сигналу, з яким відбувається перехід із  $N_{i-1}$  в  $N_i$ , має вигляд

$$A'_k = -Q_{n-1} \left( 1 - e^{-(n-1)t_r/\tau} \right) - Q_{n-2} \left( 1 - e^{-(n-2)t_r/\tau} \right) + \sum_1^{n-3} Q_j \left( 1 - e^{-(j+1)t_r/\tau} \right) + \gamma_0,$$

де величина  $\gamma_0$  характеризує чутливість компаратора в разі визначення коефіцієнта  $a_0$ .

Аналогічним чином значення компенсного сигналу, з яким відбувається перехід із  $N_{i-1}$  в  $N_i$ , визначається як:  $A''_k = -Q_{n-1} \left( 1 - e^{-t_r/\tau} \right) + \gamma_{n-2}$ , де величина  $\gamma_{n-2}$  характеризує чутливість компаратора на 2-му такті врівноваження.

Відповідно до умови (4) можна записати  $A''_k - A'_k = 2,5Q_0$ , та підставивши відповідні значення, отримаємо:

$$\begin{aligned} & Q_{n-1} \left( 1 - e^{-t_r/\tau} \right) + \gamma_{n-2} + Q_{n-1} \left( 1 - e^{-(n-1)t_r/\tau} \right) + \\ & + Q_{n-2} \left( 1 - e^{-(n-2)t_r/\tau} \right) - \sum_1^{n-3} Q_j \left( 1 - e^{-(j+1)t_r/\tau} \right) - \gamma_0 = 2,5Q_0. \end{aligned}$$

Після перетворень

$$\gamma_{n-2} = \sum_1^{n-3} Q_j \left( 1 - e^{-(j+1)t_r/\tau} \right) - Q_{n-2} \left( 1 - e^{-(n-2)t_r/\tau} \right) - Q_{n-1} \left( e^{-t_r/\tau} - e^{-(n-1)t_r/\tau} \right) + \gamma_0 + 2,5Q_0. \quad (6)$$

Для випадку ідеальних ваг розрядів  $Q_i = \alpha^i$ . Підставивши останнє у вираз (6), отримаємо:

$$\gamma_{n-2} = \sum_1^{n-3} \alpha^j \left( 1 - e^{-(j+1)t_T/\tau} \right) - \alpha^{n-2} \left( 1 - e^{-(n-2)t_T/\tau} \right) - \alpha^{n-1} \left( e^{-t_T/\tau} - e^{-(n-1)t_T/\tau} \right) + \gamma_0 + 2,5.$$

Аналогічно знаходиться «особлива» точка для 3-го такту врівноваження. При цьому визначені граничні кодові комбінації мають вигляд

$$\begin{aligned} N_{i-1} & \quad \bar{1} \quad \bar{1} \quad \bar{1} \quad 1 \quad \dots \quad 1 \quad 1 \quad \bar{1} \\ N_j & \quad \bar{1} \quad \bar{1} \quad \bar{1} \quad 1 \quad \dots \quad 1 \quad 1 \quad 1 \\ N_{i+1} & \quad \bar{1} \quad \bar{1} \quad 1 \quad \dots \quad . \end{aligned}$$

Виконуючи перетворення, аналогічно попередньому випадку, отримаємо :

$$\begin{aligned} \gamma_{n-3} = & \sum_1^{n-4} \alpha^j \left( 1 - e^{-(j+1)t_T/\tau} \right) - \alpha^{n-3} \left( 1 - e^{-(n-3)t_T/\tau} \right) - \\ & - \alpha^{n-2} \left( e^{-t_T/\tau} - e^{-(n-2)t_T/\tau} \right) - \alpha^{n-1} \left( e^{-2t_T/\tau} - e^{-(n-1)t_T/\tau} \right) + \gamma_0 + 2,5. \end{aligned}$$

У результаті моделювання було встановлено, що на *k*-му такті врівноваження граничні комбінації матимуть вигляд

$$\begin{aligned} N_{i-1} & \quad \overbrace{\bar{1} \quad \bar{1} \dots \bar{1} \quad \bar{1}}^k \quad 1 \quad 1 \quad \dots \quad 1 \quad 1 \quad \bar{1} \\ N_{j-1} & \quad \overbrace{\bar{1} \quad \bar{1} \dots \bar{1} \quad \bar{1}}^k \quad 1 \quad 1 \quad \dots \quad 1 \quad 1 \quad 1 \\ N_{i+1} & \quad \overbrace{\bar{1} \quad \bar{1} \dots \bar{1}}^{k-1} \quad 1 \quad \dots \quad , \end{aligned}$$

а узагальнена функція, що характеризує чутливість компаратора для *k*-го такту врівноваження зображується у формі:

$$\begin{aligned} \gamma_{n-k} = & \sum_1^{n-k-1} \alpha^j \left( 1 - e^{-(j+1)t_T/\tau} \right) - \alpha^{n-k} \left( 1 - e^{-(n-k)t_T/\tau} \right) - \\ & - \sum_{n-k+1}^{n-1} \alpha^j \left( e^{-(j-(n-k))t_T/\tau} - e^{-j t_T/\tau} \right) + \gamma_0 + 2,5. \end{aligned} \tag{7}$$

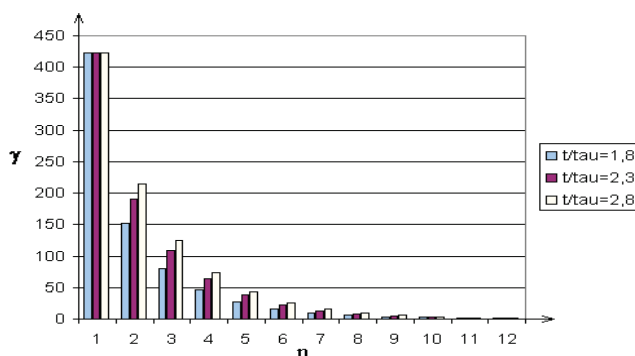


Рис. 4. Залежність ширини зони нечутливості компаратора від номера такту врівноваження

на відповідному такті може бути найменш чутливою. В таблиці показано екстремальні значення  $\gamma_i(\alpha)$  для різних тривалостей такту врівноваження.

Моделювання показало, що граничні кодові комбінації для різних значень основи системи числення  $\alpha$ , кількості розрядів *n* та тривалості такту врівноваження  $t_T/\tau$  не змінюються.

На рис. 4 та 5 показані деякі графічні інтерпретації виразів (7) та (5), зокрема, залежність ширини зони нечутливості компаратора на 4-х старших тактах від основи системи числення  $\alpha$ . Слід зауважити, що для двійкового АЦП ширина зони нечутливості компаратора не повинна перебільшувати 0,5 OMP.

З рис. 5 випливає, що залежності  $\gamma_i(\alpha)$  мають екстремуми, які визначають основу системи числення, в якій схема порівняння

Екстремальні значення  $\gamma_i(\alpha)$  для різних тривалостей такту врівноваження

№ такту	$t_r = 3 t/\tau$		$t_r = 4 t/\tau$		$t_r = 6 t/\tau$		$t_r = 8 t/\tau$	
	$\alpha$	$\gamma_{\max}$	$\alpha$	$\gamma_{\max}$	$\alpha$	$\gamma_{\max}$	$\alpha$	$\gamma_{\max}$
1	1,83	527	1,83	527	1,83	527	1,83	527
2	1,73	204	1,78	253	1,81	285	1,81	290
3	1,71	116	1,76	142	1,79	159	1,79	161
4	1,69	68	1,74	82	1,77	90	1,77	91
5	1,66	41	1,71	48	1,74	51	1,74	52
6	1,62	25	1,67	28	1,70	30	1,7	30
7	1,57	16	1,62	17	1,64	18	1,65	18

## Висновки

1. Будуючи АЦП на основі НПСЧ, необхідно врахувати, що потрібна чутливість компаратора суттєво залежить від номера такту врівноваження. Так зокрема, чутливість компаратора на старших тактах аналого-цифрового перетворення може бути значно меншою (в десятки і сотні разів) ніж на молодших, і це не призведе до появи точок розриву в кодувальній характеристиці АЦП.

2. Потрібна чутливість компараторів залежить як від тривалості такту врівноваження, так і від основи системи числення  $\alpha$ , причому остання залежність має екстремум.

3. Значення  $\alpha$ , за яких функція  $\gamma_i(\alpha)$  має екстремум, визначаються як номером, так і тривалістю такту врівноваження, зокрема найбільші значення  $\alpha$  характерні для перших тактів врівноваження з поступовим зменшенням на молодших тактах. Зі зменшенням тривалості такту врівноваження всі екстремуми пересуваються в зону менших  $\alpha$ .

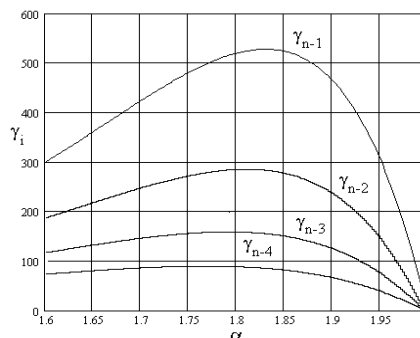


Рис. 5. Залежність ширини зони нечутливості компаратора від основи системи числення

## СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Азаров О. Д. Розробка теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення: Автореф. дис. д-ра техн. наук / Вінницький державний технічний університет. — Вінниця, 1995. — 48 с.
2. Азаров О. Д. Основи теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення. — Вінниця: УНІВЕРСУМ—Вінниця, 2004. — 260 с.
3. Азаров О. Д., Ракитянська Г. Б. Моделювання та оптимізація надлишкових АЦП порозрядного врівноваження (алгоритмічна швидкодія та алгоритмічна надійність). Навчальний посібник / Під загальною редакцією д. т. н., проф. Азарова О. Д. — Вінниця: ВДТУ, 2001. — 120 с.
4. Apisak Worapishet, John B. Hughes, Chris Toumazou Speed and Accuracy Enhancement Techniques for High-Performance Switched-Current Comparators // IEEE J. Solid-State Circuits. — 2001. Apr. — Vol. 36, — № 4. — P. 687 — 690.
5. Микроэлектронные цифроаналоговые и аналого-цифровые преобразователи информации / Под ред. В. Б. Смолова. — Л.: Энергия, 1975. — 336 с.
6. ДСТУ 2681-94. Метрологія. Терміни та визначення. Введ. 26.07.1994. — Київ: Держстандарт України, 1994 р. — С. 27
7. Сигорский В. П., Петренко А. И. Основы теории электронных схем. — К.: Техника, 1967. — 610 с.

Рекомендована кафедрою обчислювальної техніки

Надійшла до редакції 18.11.04  
Рекомендована до друку 24.11.04

*Азаров Олексій Дмитрович* — завідувач кафедри, *Захарченко Сергій Михайлович* — доцент.  
Кафедра обчислювальної техніки, Вінницький національний технічний університет