

ВПЛИВ ПАРАМЕТРІВ ІНТЕГРАТОРА НА НЕЛІНІЙНІСТЬ ДЕЛЬТА-СИГМА МОДУЛЯТОРА

За допомогою розробленої імітаційної моделі дельта-сигма модулятора першого порядку досліджено вплив нелінійності інтегратора на вид нелінійності функції перетворення модулятора в цілому. Визначено коефіцієнт зменшення нелінійності інтегратора модулятором.

Вступ

Завдяки широкому розповсюдженню засобів обчислювальної техніки та алгоритмів цифрового оброблення сигналів аналого-цифрові перетворювачі (АЦП) стали необхідним компонентом практично всіх вимірювальних систем. У багатьох випадках саме метрологічні характеристики АЦП визначають характеристики систем в цілому, тому покращення параметрів АЦП є актуальною задачею.

Нішу прецизійних АЦП напруги постійного струму зайняли перетворювачі на базі дельта-сигма модулятора (ДСМ) [1, 2]. Такі АЦП широко представлені на ринку [3, 4, 5]. Їх висока точність забезпечується структурно-алгоритмічними методами, які реалізують процедури встановлення нуля та калібрування. Це дозволяє усунути вплив на результат перетворення адитивної та мультиплікативної складових похибки перетворення. В такому випадку похибка результату перетворення визначається в основному похибками джерела напруги калібрування, комутувального пристрою і залишковою похибкою АЦП, котра, в свою чергу, визначається дискретністю АЦП, рівнем його шумів і похибкою його нелінійності. Серед останніх складових, для сучасних АЦП на базі ДСМ, домінують значення має похибка нелінійності. Наприклад, для 24-х розрядного АЦП типу AD7714 [6] вона досягає 0,0015 %, що відповідає 16-му розряду.

Отже, для підвищення точності вимірювання АЦП необхідно коригувати нелінійну складову похибки перетворення. Крім того, існують методи вимірювання (наприклад, метод заміщення, метод відношення), точність яких в основному визначається саме нелінійною складовою похибки перетворення АЦП [7].

Хоча в літературі і зустрічається твердження «не існує простого та зручного методу корекції нелінійної складової похибки АЦП» [8], автором було запропоновано низку методів ідентифікації нелінійності функції перетворення АЦП з неперервною функцією похибки [9—12], до яких відносяться і АЦП на базі ДСМ. Ці методи дозволяють знаходити значення нелінійності функції перетворення АЦП в тестових точках з високою точністю. При цьому кількість тестових точок, розміщених в діапазоні перетворення, визначається схемою, яка їх реалізує, і може змінюватися від однієї до декількох десятків. Для корекції нелінійної складової функції похибки перетворення необхідно на базі отриманих значень нелінійності в тестових точках побудувати коригувальну функцію та враховувати поправку на кожен результат аналого-цифрового перетворення. Вибір виду коригувальної функції вимагає дослідження її характеру. Як показують дослідження, нелінійна складову похибки АЦП на базі ДСМ визначається нелінійністю функції перетворення інтегратора кола прямого поширення сигналу [13], тому *метою статті є* дослідити вплив параметрів інтегратора на характер нелінійності ДСМ та АЦП в цілому для цілеспрямованого вибору виду функції, призначеної для корекції нелінійної складової похибки аналого-цифрового перетворення.

Лінійна імітаційна модель ДСМ

Структура однобітного ДСМ першого порядку показана на рис. 1. Вона складається з кола прямого поширення сигналу і кола зворотного поширення сигналу. Коло прямого поширення сигналу містить суматор \oplus , інтегратор \int та синхронний компаратор С (який в свою чергу складається з власне компаратора та синхронного D-тригера ТТ). Коло зворотного поширення сигналу включає однобітний цифро-аналоговий перетворювач ДАС, який керується вихідним кодом ДСМ. Синхроімпульси для тригера ТТ формуються генератором тактових імпульсів G.

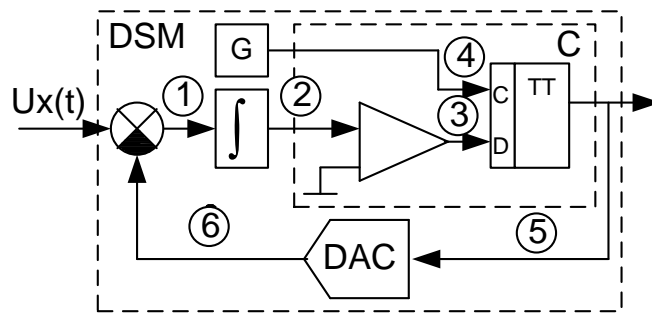


Рис. 1. Структура однобітного СДМ першого порядку

Характерні точки ДСМ позначено на рис. 1 цифрами 1—6, а залежності напруг $U_1 \dots U_6$ у цих точках від часу t являють собою компонентні рівняння імітаційної моделі. Топологічне рівняння лінійної моделі ДСМ можна описати системою рівнянь

$$\left\{ \begin{array}{l} U_1(t) = U_X(t) - U_6(t); \\ U_2(t) = \frac{1}{\tau_0} \int^t U_1(t) dt; \\ U_3(t) = \begin{cases} 1, U_2(t) > 0; \\ 0, U_2(t) \leq 0; \end{cases} \\ U_4(t) = \begin{cases} 1, t \in [kT, (k+0,5)T]; \\ 0, t \in ((k+0,5)T, (k+1)T); \end{cases} \\ U_5(t) = \begin{cases} U_3(t), (U_4(t) = 1) \wedge (U_4(t - \Delta t) = 0); \\ U_5(t - \Delta t); \end{cases} \\ U_6(t) = \begin{cases} E, U_5(t) = 1; \\ -E, U_5(t) = 0, \end{cases} \end{array} \right. \quad (1)$$

де U_X — вхідна напруга; τ — постійна часу інтегратора; T — період генератора тактових імпульсів; k — ціле число; $\Delta t \rightarrow 0$ — крок часу моделювання; E — напруга калібрування.

Виходячи з (1), вихідний код n АЦП розраховується таким чином:

$$n = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+NT} U_5(t) dt, \quad (2)$$

де $N = 2^K$ — число квантів АЦП, яке визначається його розрядністю K , t_1 — час необхідний інтегратору для «входження» в робочий режим (закінчення перехідного процесу формування періодичного вихідного сигналу, пов'язаного з перезарядом початкового значення заряду конденсатора інтегратора).

Враховуючи, що ДСМ є синхронною системою, вираз (2) можна звести до вигляду

$$n = \sum_{i=l}^{l+N} U_5(i \cdot T), \quad (3)$$

де $l = \frac{t_1}{T}$ — кількість відліків за час t_1 , необхідні для закінчення перехідного процесу.

Вхідна напруга АЦП за результатами перетворення розраховується з формули

$$U'_X = 2E \left(\frac{n}{N} - 0,5 \right).$$

Розроблена лінійна імітаційна модель орієнтована на аналіз у часовій області і реалізує принцип асинхронного інкрементного моделювання зі сталим кроком дискретизації. Модель реалізована на мові програмування C++.

Імітаційна модель нелінійного інтегратора

Основними параметрами, які зумовлюють нелінійність інтегратора є обмежена смуга пропускання та обмежений коефіцієнт підсилення його підсилювача [14]. Вагомий вплив цих факторів зумовлений тим, що частота роботи інтегратора відповідає частоті генератора тактових імпульсів, яка, наприклад, для АЦП типу AD7714 складає 1 або 2,5 МГц.

Вплив обмеженої смуги пропускання підсилювача інтегратора на вихідний сигнал можна у першому наближенні подати як затримку [15]:

$$U_2^S(t + t_D) = U_2(t), \quad (4)$$

де $U_2^S(t)$ — спотворений вихідний сигнал інтегратора; t_D — час затримки інтегратора.

Однак таке подання не враховує зміни вихідної напруги інтегратора в момент зміни вихідного сигналу цифро-аналогового перетворювача. Точнішу модель, яка описує вплив обмеженої смуги пропускання підсилювача інтегратора на його вихідний сигнал можна подати як перехідний процес [16]

$$U_2^S(t) = U_2(t) - AU_1 \left(1 - e^{-\frac{1}{\lambda}(t-t_0)} \right), \quad (5)$$

де A — коефіцієнт, який визначає затримку вихідного сигналу інтегратора; U_1 — вхідна напруга інтегратора e — показник експоненти; λ — стала часу перехідного процесу; t_0 — момент часу зміни вхідного сигналу інтегратора.

Вплив обмеженого коефіцієнта підсилення підсилювача інтегратора пропонується врахувати як лінійну зміну постійної часу інтегрування в залежності (1) від значення вихідної напруги інтегратора, що після інтегрування забезпечить апроксимацію функції перетворення інтегратора фрагментом параболи

$$\tau = \tau_0 (1 + sk_\tau U_2'), \quad (6)$$

де τ_0 — «початкове» значення постійної часу інтегрування; $s = \begin{cases} -1, U_2' > 0; \\ +1, U_2' < 0 \end{cases}$ — множник, який

забезпечує симетричні зміни значення сталої часу інтегрування для від'ємних та додатних напруг; k_τ — відносна зміна постійної часу інтегрування в діапазоні можливих вихідних напруг інтегратора; U_2' — вихідна напруга інтегратора на попередньому кроці інтегрування.

Апробація моделі

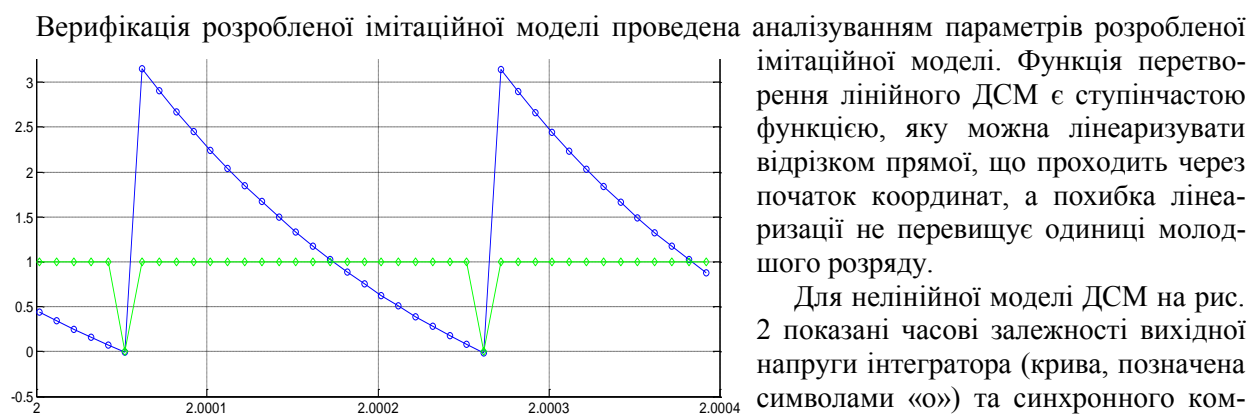


Рис. 2. Залежність вихідних сигналів компонентів моделі ДСМ з нелінійним інтегратором від часу

Для нелінійної моделі ДСМ на рис. 2 показані часові залежності вихідної напруги інтегратора (крива, позначена символами «o») та синхронного компаратора (крива, позначена символами «<») для вхідної напруги 4,5 В. Задана величина нелінійності функції перетворення інтегратора 20 % надлишкова і вибрана для ілюстрації на графіках. Ці залежності за формою відповідають сигналам у відповідних точках ДСМ (з урахуванням нелінійності інтегратора), що описані у літературних джерелах [8, 17, 18]. Отже, розроблену лінійну імітаційну модель ДСМ можна вважати адекватною.

На рис. 3 показана похибка нелінійності функції перетворення моделі ДСМ з нелінійним інтегратором. Задані значення нелінійності інтегратора складають 0,2 %, 0,1 %, 0,01 % та 0,001 %, амплітуди кривих відповідно спадають зі зменшенням заданої нелінійності. Одиниця молодшого розряду досліджуваної моделі ДСМ дорівнює 10^{-5} . Як випливає з рис. 3, функція нелінійності ДСМ є непарною, має максимуми амплітуди в околі точок $\pm 0,7$ В вхідної напруги, а також локальні мінімуми в околі точок $\pm 1,4$ В вхідної напруги. Тому, по-перше, характер функції нелінійності ДСМ необхідно дослідити детально, а, по-друге, ці дослідження можна проводити для вхідної напруги однієї полярності.

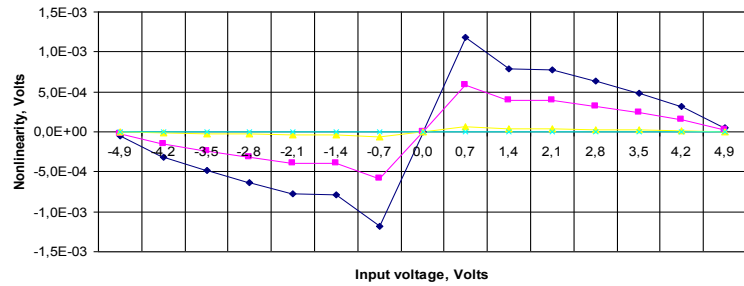


Рис. 3. Нелінійність функції перетворення моделі ДСМ з нелінійним інтегратором

Вплив смуги пропускання підсилювача на нелінійність ДСМ

Розрахунок вихідного сигналу інтегратора з урахуванням залежності (5) вимагає значно більших обчислювальних ресурсів для моделювання, порівняно з розрахунком згідно з залежністю (4). Крім того, він відрізняється від (4) лише наявністю перехідного процесу після зміни вхідного сигналу інтегратора, час якого досить малий. Протягом цього часу синхронний компаратор не повинен спрацювати, оскільки вихідна напруга інтегратора є або значно вищою за напругу спрацювання компаратора або нижчою за неї. Також імовірність того, що перехідний процес не завершиться в момент спрацювання компаратора і напруга на виході інтегратора буде саме в межах напруги спрацювання компаратора є незначною, тому перехідний процес не повинен суттєво впливати на моменти часу спрацювання компаратора, а отже і на параметри ДСМ. Тому доцільно провести порівняльний аналіз моделей інтегратора, що базуються на залежностях (4) та (5). Під час такого аналізу нелінійну складову, зумовлену впливом коефіцієнта підсилення підсилювача інтегратора, доцільно вважати рівною нулю.

На рис. 4 показано залежності нелінійної складової функції перетворення моделі ДСМ з інтегратором на базі залежності (4) для випадків, коли час затримки складає відповідно 50 %, 20 %, 10 %, 5 % та 1 % періоду генератора тактової частоти (криві меншої амплітуди відповідають меншому часу затримки). Одиниця молодшого розряду досліджуваної моделі ДСМ дорівнює 10^{-5} . Як випливає з рис. 5, нелінійність, зумовлена обмеженістю смуги пропускання підсилювача інтегратора, для моделі ДСМ на базі залежності (4) практично не перевищує одиниці молодшого розряду.

На рис. 5 показано залежність нелінійної складової функції перетворення моделі ДСМ з інтегратором на базі залежності (5) для випадків, коли час затримки складає відповідно 10 % та 1 % періоду генератора тактової частоти.

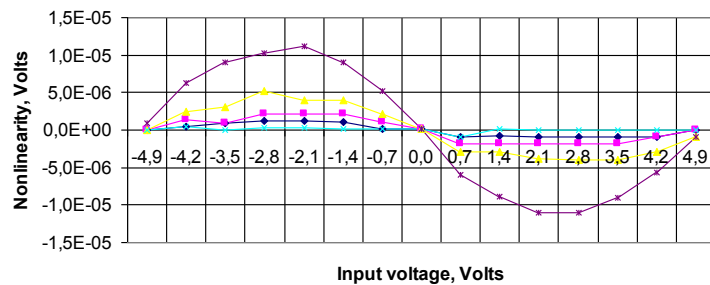


Рис. 4. Залежність нелінійної складової функції перетворення моделі ДСМ з інтегратором на базі (4)

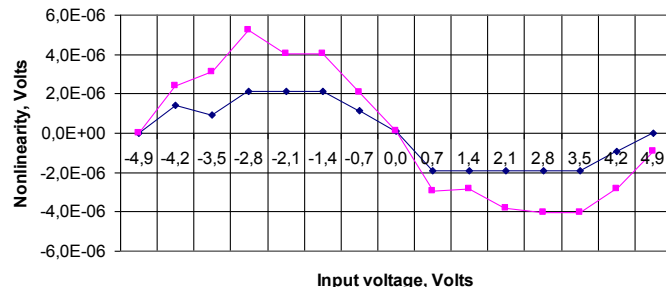


Рис. 5. Залежність нелінійної складової функції перетворення моделі ДСМ з інтегратором на базі (5)

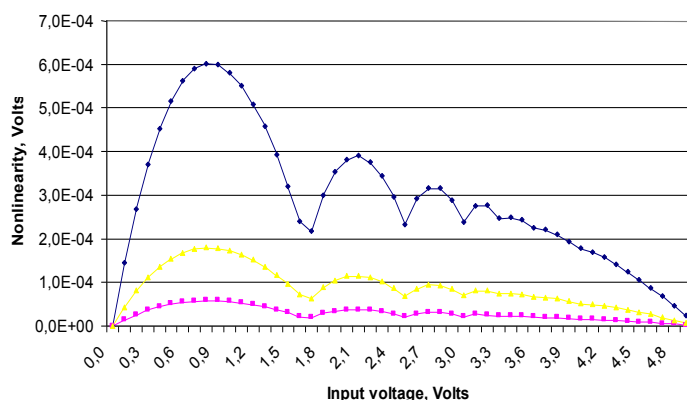


Рис. 6. Нелінійність функції перетворення моделі ДСМ з нелінійністю інтегратора, зумовленою обмеженням коефіцієнта підсилення його підсилювача

Як випливає з рис. 6, характер цих кривих відрізняється від аналогічних, показаних на рис. 5, однак рівні нелінійності для однакових значень затримки відрізняються мало. Якщо врахувати, що час роботи комп'ютера в процесі розрахунку моделі на базі залежності (5) є втричі більшим за час розрахунку моделі на базі залежності (4), то можна зробити висновок про доцільність подальшого використання тільки залежності (4) для моделювання впливу смуги пропускання підсилювача інтегратора на нелінійність функції перетворення ДСМ.

Вплив коефіцієнта підсилення підсилювача інтегратора на нелінійність ДСМ

Нелінійність функції перетворення ДСМ для АЦП з чутливістю 10 мкВ та значеннями нелінійності інтегратора 0,1 %, 0,03 % та 0,01 %, викликані обмеженим значенням коефіцієнта підсилення підсилювача інтегратора, показано на рис. 6. Як випливає з графіків, всі криві нелінійності є функціями одного виду і відрізняються між собою лише амплітудою. Максимальне значення нелінійності у всіх випадках досягається коли вхідна напруга ДСМ дорівнює 0,8 В. Якщо розглянути ДСМ як передавальну ланку, вхідним параметром якої є нелінійність інтегратора, а вихідною — максимальне значення нелінійності ДСМ, то функцією перетворення такої ланки є коефіцієнт пропорційності, який лежить в межах від 0,118 до 0,133 і для більшості випадків набуває значення 0,120. Відхилення від цього значення можна пояснити накопиченням похибки розрахунків.

Висновки

Розроблена імітаційна модель однобітного дельта-сигма модулятора першого порядку, в якій інтегратор подано нелінійною моделлю, дозволила дослідити вплив параметрів нелінійності функції перетворення інтегратора на нелінійність функції перетворення модулятора та аналогоцифрового перетворювача на його базі. Проведені дослідження дозволили виявити такі особливості:

- обмеження смуги пропускання підсилювача інтегратора має дуже малий вплив на нелінійність функції перетворення дельта-сигма модулятора першого порядку;

- обмеження коефіцієнта підсилення підсилювача інтегратора має складний характер впливу на нелінійність функції перетворення дельта-сигма модулятора першого порядку. Така нелінійність погано апроксимується поліном функціями;

- максимальне значення нелінійності функції перетворення дельта-сигма модулятора першого порядку, зумовлене обмеженим коефіцієнтом підсилення підсилювача інтегратора, є пропорційним до нелінійності інтегратора.

- коефіцієнт пропорційності залежності нелінійної функції перетворення дельта-сигма модулятора першого порядку від нелінійності інтегратора складає 0,12, тобто модулятор в цілому зменшує нелінійність інтегратора приблизно у 8,3 рази.

Виявлена складна функціональна залежність нелінійності функції перетворення однобітного дельта-сигма модулятора першого порядку висуває задачу дослідження нелінійності складних модуляторів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Fowler K. Part 7: analog-to-digital conversion in real-time systems / K. Fowler. // IEEE Instrumentation & Measurement Magazine. — 2003. — Vol. 6, No. 3. — P. 58—64.

2. Kester W. Which ADC Architecture Is Right for Your Application? [Електронний ресурс] / W. Kester // Analog Dialogue. — 2005. — Vol. 39, № 2. — P. 11—19. — Режим доступу до журн. : <http://www.analog.com/library/analogdialogue/archives/39-06/architecture.pdf>.
3. All A/D Converters [Електронний ресурс] // A/D Converters. — Режим доступу : <http://www.analog.com/en/analog-to-digital-converters/ad-converters/products/index.html>.
4. Texas Instruments. Product Tree [Електронний ресурс] : Parametric Search. — Режим доступу : http://focus.ti.com/analog/docs/dataconvertershome.tsp?familyId=82&contentType=4&DCMP=TIHeaderTracking&HQS=Other+OT+hdr_p_dc.
5. Intersil Parametric Data Display [Електронний ресурс] : Data Converters. — Режим доступу : http://www.intersil.com/products/pt/parametric_table_20291.asp.
6. 24-Bit Sigma-Delta, Signal Conditioning ADC with 2 Analog Input Channels — AD7714 [Електронний ресурс] : Data Sheet. — Режим доступу : <http://www.analog.com/en/analog-to-digital-converters/ad-converters/ad7714/products/product.html>.
7. Кочан Р. В. Використання АЦП для вимірювання за методом заміщення / Р. В. Кочан // Український метрологічний журнал. — 2010. — № 3. — С. 11—16.
8. Уолт Кестер. Аналого-цифровое преобразование / Под ред. Уолта Кестера. — М. : «Техносфера», 2007. — 1016 с.
9. Кочан Р. Прецизійний блок збору даних з дистанційним перепрограмуванням / Роман Кочан, Орест Кочан // Міжн. науково-техн. журнал «Комп'ютинг». — 2004. — Т. 3, № 3. — С. 82—92.
10. Пат. 200703921 Україна, МПК 7H01H51/00. Пристрій визначення інтегральної нелінійності характеристики перетворення аналого-цифрових перетворювачів / Р. В. Кочан, О. В. Кочан ; заявл. 10.04.2007.
11. Кочан Р. Спосіб визначення інтегральної нелінійності характеристики перетворення аналого-цифрових перетворювачів / Роман Кочан, Орест Кочан // Вимірювальна техніка та метрологія. — 2008. — № 68. — С. 55—59.
12. Кочан Р. Лінеаризація характеристики перетворення аналого-цифрових перетворювачів з високою роздільною здатністю / Роман Кочан // Вісник Вінницького політехнічного інституту. — 2009. — № 2. — С. 7—12.
13. Simulation Model of Delta-Sigma Modulator [Електронний ресурс] Proc. of X-th International Conference «Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science» TCSET'2010. February 23—27, 2010, Lviv-Slavske. / R. Kochan, H. Klym // — 1 електрон. опт. диск (CD-ROM); — Систем. вимоги : Pentium 100 MHz ; 32 Mb RAM ; 8 Mb Video ; від 2-х до 32-х CD-ROM ; Windows 95/98/ME/ XP/2000. — Режим доступу : CD/articles/248_article.pdf
14. Орнатский. П. П. Автоматические измерения и приборы (аналоговые и цифровые) / П. П. Орнатский. — 5-е изд., перераб. и доп. — К. : Вища шк. Головное изд-во, 1986. — 504 с.
15. Норенков И. П. Автоматизированное проектирование. Серия : Информатика в техническом университете : учеб. / И. П. Норенков — М. : Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2000. — 188 с. : ил.
16. Ж. Марше. Операционные усилители и их применение / Ж. Марше ; пер. с фр. — Л. : «Энергия», 1974. — 216 с.
17. Domenico Luca Carni, Domenico Grimaldi. State of Art on the Tests for $\Sigma\Delta$ ADC. 15th IMECO TC4 Symposium and 12th Workshop on ADC Modelling and Testing, September 19—21, 2007, Iași, Romania.
18. Шахов Э. К. $\Sigma\Delta$ -АЦП: процессы передискретизации, шейпинга шума квантования и децимации / Э. К. Шахов // Датчики и системы. — 2006. — № 11. — С. 50—57.

Рекомендована кафедрою проектування комп'ютерної та телекомунікаційної апаратури

Стаття надійшла до редакції 20.05.11
Рекомендована до друку 27.05.11

Кочан Роман Володимирович — доцент кафедри спеціалізованих комп'ютерних систем.

Національний університет «Львівська політехніка», Львів