

ЕЛЕМЕНТИ ТА ПРИСТРОЇ ОБЧИСЛЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ

УДК 681.3:621.375

ПІДСИЛЮВАЧ З РЕГУЛЬОВАНОЮ ЧУТЛИВІСТЮ ДЛЯ СХЕМИ ПОРІВНЯННЯ СТРУМІВ

О. Д. Азаров, С. М. Захарченко, О. О. Решетнік

Вступ

Від параметрів схеми порівняння (СП) у значній мірі залежать основні характеристики АЦП, а саме: динамічний діапазон, статичні і динамічні похибки. Тому дослідження в напрямку покращення параметрів СП є перспективними. Загальна структурна схема СП складається з пристрою виділення різниці аналогових сигналів (ПВР), підсилювача різницевого сигналу і порогового елемента (ПЕ). ПВР виділяє різницю вхідних аналогових сигналів $\Delta A = A_1 - A_2$ (напруг або струмів). Підсилювач підсилює виділену різницю ΔA у k разів до рівня $k\Delta A$, який є достатнім для спрацювання ПЕ. На виході ПЕ формується цифровий вихідний $Y_{вих}$ сигнал результату порівняння.

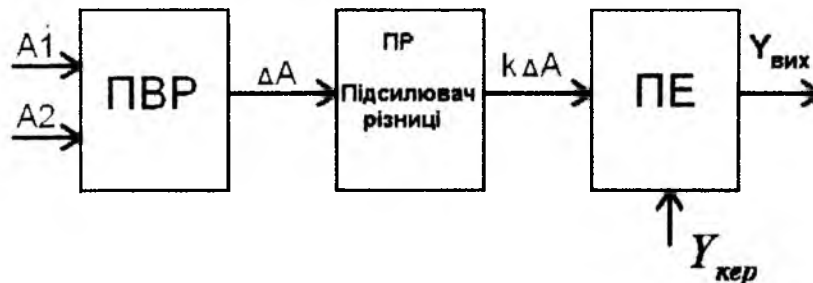


Рис. 1. Загальна структурна схема СП

У випадку використання СП у багаторозрядному АЦП, на виході ПВР можуть формуватися досить малі значення ΔA . При цьому підсилювач повинен забезпечити такий рівень вихідного сигналу, щоб при заданій чутливості схеми (мінімальний рівень вхідного струму) спрацював ПЕ. Для традиційних АЦП, як правило, чутливість – це постійна величина.

Актуальність

Водночас, для АЦП з ваговою надлишковістю принцип дотримання високої чутливості на всіх тактах урівноваження є вкрай нерациональним. У таких АЦП чутливість на старших тактах може бути низькою, а швидкодія максимальною. На молодших, навпаки, чутливість повинна бути високою, а швидкодія відповідно зниженою. Це дає змогу значно підвищити швидкодію порозрядних АЦП з ваговою надлишковістю [1 - 3], але вказаний підхід є нетрадиційним і вимагає додаткових досліджень. Слід також зазначити, що у цьому випадку при виборі структур і схем ПВР доцільно дотримуватися принципу підсилення струмів [4], а не напруг. Саме він дозволяє досягти найвищої швидкодії в мікроелектронній реалізації (основний паразитний параметр - ємність), завдяки можливості використання частотних властивостей транзисторів аж до граничної частоти f_T [4-6]. Тому тема статті, присвячена підсилювачам з регульованою чутливістю для компараторів струму, є актуальною.

Мета

Метою статті є аналіз можливостей побудови схеми порівняння струмів з регульованою чутливістю, шляхом використання нелінійного зворотного зв'язку в підсилювачі різниці вхідних сигналів.

Задачі

Згідно з зазначеною метою формуються такі задачі:

- 1). Огляд варіантів уведення нелінійного зворотного зв'язку (НЗЗ) в схему підсилювача постійного струму (ППС) із симетричними каналами для реалізації змінної чутливості СП. Складання математичної моделі динамічних характеристик ППС з нелінійним зворотним зв'язком.
- 2). Вибір і дослідження швидкісного ППС із симетричними каналами з широким динамічним діапазоном підсилення вхідного різницевого сигналу.
- 3). Аналіз динамічних характеристик схем ППС з нелінійним зворотним зв'язком, зокрема, залежності часу встановлення вихідного сигналу ППС від різниці вхідних сигналів.

Розв'язування задач

Принцип регулювання співвідношення чутливості і швидкодії СП базується на існуванні відомого в електронній техніці базового співвідношення $S = k \cdot f_{зр}$, де $S = \text{const}$ – площа підсилення; k – коефіцієнт підсилення; $f_{зр}$ – частота зрізу, за умови наявності рівномірної АЧХ із постійним нахилом 20 дБ/декаду (6 дБ/октаву) [7]. Регулюючи у схемі підсилювача глибину від'ємного зворотного зв'язку (ВЗЗ) можна “розмінювати” коефіцієнт підсилення на швидкодію. Йдучи таким шляхом, у процесі аналого-цифрового перетворення із ваговою надлишковістю, можна на різних тактах урівноваження встановлювати високу чутливість або високу швидкодію й таким чином розмінювати чутливість на швидкодію.

Автори пропонують, у рамках узагальненої структури СП аналогових сигналів, при обраному пороговому елементі, регулювати коефіцієнт передачі підсилювача різниці у вигляді масштабного резистора R_M . При цьому для автоматичного змінення опору R_M , доцільно використовувати властивості вольт-амперної характеристики р-п переходу [8]. При цьому струм I , що протікає через р-п

перехід сам визначає його опір: $r = \frac{\varphi_T}{I}$, де $\varphi_T = 25\text{мВ}$ – термопотенціал. Якщо р-п перехід

використовується як масштабний резистор R_M , то опір р-п переходу і реалізує значення R_M . Найпростішим варіантом реалізації нелінійного зворотного зв'язку є використання двох паралельно зустрічно ввімкнених діодів, як це показано на рис. 2. Проте така схема має недолік, а саме: для малих значень вхідних струмів діоди закриті, їх ємності C^I і C^{II} сумуються і значно погіршують швидкодію

схеми через ефект Міллера. Автори пропонують використовувати НЗЗ у схемі двотактного ППС із симетричними каналами підсилення (рис. 3) [9], шляхом уведення послідовного ланцюжка діодів D1-D4, підключених паралельно діодам зміщення D5 і D6 за схемою моста.

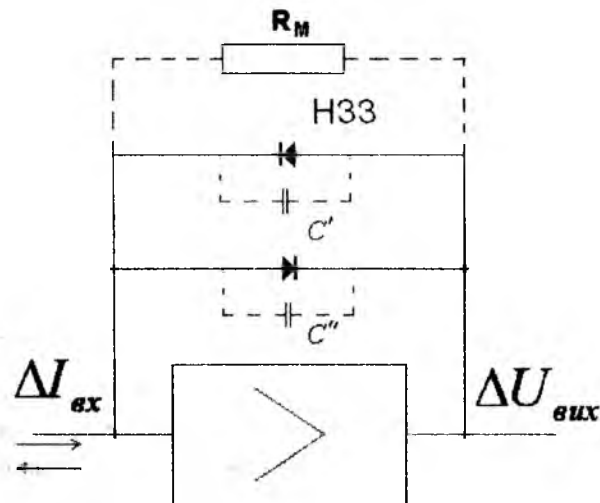


Рис. 2. Схема введення загального НЗЗ в операційний підсилювач

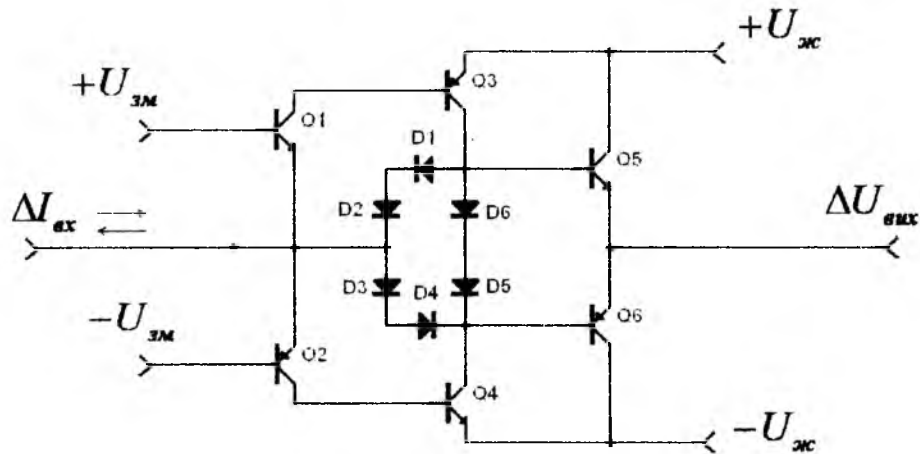


Рис. 3. ППС із симетричними каналами з мостовою схемою НЗЗ

Слід зазначити, що при збільшенні рівня ΔI_{BX} і залежно від його напрямку, відкриваються діоди D1-D2 або D3-D4 і на виході схеми починається перехідний процес. Причому, якщо вхідний струм I_{BX} має малі значення, то опір НЗЗ є достатньо великим, а глибина зворотного зв'язку невелика. При цьому при подачі на вхід підсилювача прямокутного імпульсу перехідний процес має експонційний характер [10]. Слід зазначити, що в цьому випадку реакція підсилювача описується схемною функцією першого порядку, а спрощена схема заміщення відповідає R-C колу, як показано на рис. 4а).

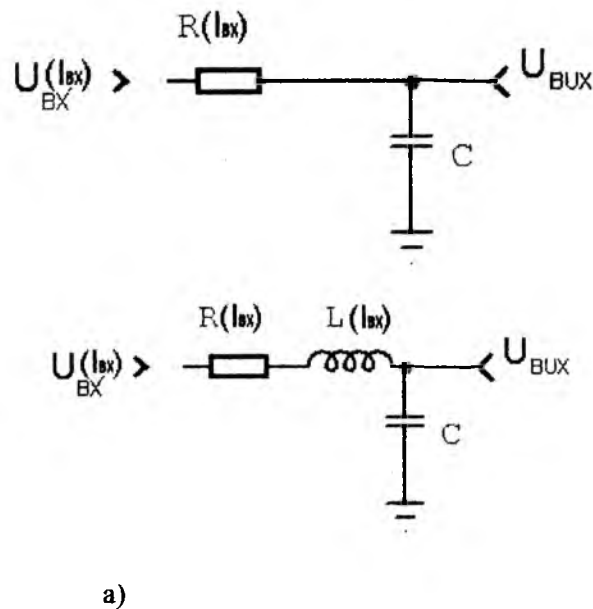


Рис. 4. Схема заміщення підсилювача з НЗЗ у вигляді: а) RC та б) RLC кіл

Відповідно до принципу дуальності вхідний струм може бути замінено вхідною напругою $U_{BX}(I_{BX})$, як функцією вхідного струму. Така залежність між вказаними параметрами може бути визначена через базове співвідношення [8]:

$$U_{p-n} = \varphi_T \ln\left(\frac{I_{BX}}{I_0}\right), \quad (1)$$

де $I_0 = 10^{-15} \text{ A} = 10^{-9} \text{ мкА}$ – тепловий струм.

Отже

$$U_{BX}(I_{BX}) = \varphi_T \ln\left(\frac{I_{BX}}{I_0}\right). \quad (2)$$

Значення $R(I_{BX})$, при цьому, задається у вигляді диференціального опору

$$r_{p-n} = \frac{\varphi_T}{I_{BX}} \quad (3)$$

Задаючи малі значення I_{BX} , можна описати реакцію схеми [10] за допомогою виразу

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{1}{R(I_{BX})C}t}, \quad (4)$$

де $R(I_{BX})C = \tau$ – постійна часу перехідного процесу.

Графічну інтерпретацію цього процесу показано на рис. 5.

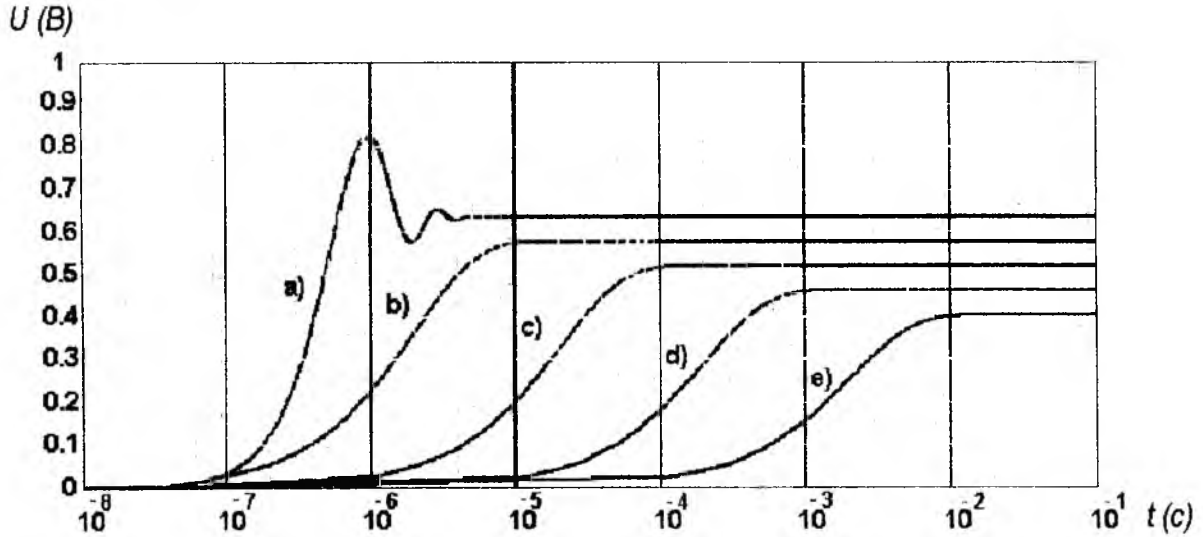


Рис. 5. Графік перехідного процесу на виході схеми для різних вхідних струмів: а) 100 мкА, б) 10 мкА, в) 1 мкА, г) 100 нА, е) 10 нА

Тут час встановлення $t_{вст}$ сигналу у діапазоні чотирьох декад з похибкою 36,8% (що

відповідає 1τ) складає відповідно: $2 \cdot 10^{-6} \text{ с}$, $2 \cdot 10^{-5} \text{ с}$, $2 \cdot 10^{-4} \text{ с}$, $2 \cdot 10^{-3} \text{ с}$.

Вміру збільшення I_{BX} перехідний процес від аперіодичного експонційного поступово змінюється на коливальний рис. 5 а). При цьому слід зазначити, що спрощений аналіз динамічної реакції схеми можна здійснювати, скориставшись схемою заміщення у вигляді RLC-кола, показаного на рис. 4б).

Перехідна характеристика такого кола, відповідає схемній функції другого порядку, яка має коливальний характер і в аналітичній формі має вигляд

$$h(t) = 1 + \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{R(I_{BX})^2 C}{4L(I_{BX})}}} e^{-\frac{R(I_{BX})}{2L(I_{BX})}t} \sin\left[\frac{1}{\sqrt{L(I_{BX})C}} \sqrt{1 - \frac{R(I_{BX})^2 C}{4L(I_{BX})}} t + \frac{2\sqrt{L(I_{BX})} \sqrt{1 - \frac{R(I_{BX})^2 C}{4L(I_{BX})}}}{R(I_{BX})\sqrt{C}}\right], \quad (5)$$

де R – опір кола зворотного зв'язку R_M , C – ємність, а L – еквівалентна індуктивність RLC-кола. У

нашому випадку R і L є функціями I_{BX} , причому $R(I_{BX}) = \frac{\varphi_T}{I_{BX}}$, а $L(I_{BX}) = \frac{I^*}{I_{BX}}$, де I^* – початкове

значення вхідного струму, при якому з'являються перші ознаки коливальності. Ця формула справедлива для випадку, коли значення коефіцієнта згасання $\xi < 1$. Якщо $\xi = 1$, то функція набуває вигляду

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{R(I_{BX})}{2L(I_{BX})}t} \left[1 + \frac{R(I_{BX})}{2L(I_{BX})}t \right]. \quad (6)$$

Для випадку $\xi > 1$ (I_{BX} – малий і середній) функція має експоненціальний характер. Рівень ξ визначає форму перехідного процесу залежно від I_{BX} , зокрема, від $R(I_{BX})$ і $L(I_{BX})$, оскільки в даному випадку

$$\xi = \frac{R(I_{BX})}{2} \sqrt{\frac{C}{L(I_{BX})}}. \quad (7)$$

Увівши формулу залежності опору переходу від струму у вираз для перехідної функції при $\xi < 1$, отримаємо рівняння перехідної функції залежно від вхідного струму

$$h(t, I_{BX}) = 1 + \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{\varphi_T^2 C}{4I_{BX}^2 L(I_{BX})}}} e^{-\frac{\varphi_T}{2I_{BX} L(I_{BX})}t} \sin \left[\frac{1}{\sqrt{L(I_{BX})C}} \sqrt{1 - \frac{\varphi_T^2 C}{4I_{BX}^2 L(I_{BX})}} t + \right. \\ \left. + \pi + \arctan \left(\frac{2I_{BX} \sqrt{L(I_{BX})} \sqrt{1 - \frac{\varphi_T^2 C}{4I_{BX}^2 L(I_{BX})}}}{\varphi_T \sqrt{C}} \right) \right]. \quad (8)$$

Наведені формули є математичною моделлю тракту підсилення з саморегульованою чутливістю. Термін саморегулювання означає, що коефіцієнт передачі підсилювача автоматично визначається рівнем вхідного сигналу. На рис. 5 зображено вигляд функції для різних значень вхідного струму.

Незважаючи на різну форму перехідних процесів, похибку δA_{BX} можна визначати через експоненціальну обвідну, яку треба провести по екстремумах функції і вже для цієї лінії визначити час встановлення.

З даної математичної моделі можна визначити час встановлення схеми, зокрема, за такою формулою:

$$t_{вст} = -\frac{2L(I_{BX})}{R(I_{BX})} \ln \left(e^{-1/\tau} \sqrt{1 - \frac{R(I_{BX})^2 C}{4L(I_{BX})}} \right). \quad (9)$$

Звідси відносна похибка встановлення $\delta A_{BX} = e^{-t_{вст}/\tau}$.

Отже $t_{вст}/\tau = -\ln(\delta U_{BX})$. Для $t = \tau$ $\delta U_{BX} = 36.8\%$. Для $t = 2\tau$ $\delta U_{BX} = 13.5\%$. Для $t = 3\tau$ $\delta U_{BX} = 5\%$.

Сигнальний тракт ППС із колом НЗЗ, який зображено на рис. 3 можна замінити еквівалентною схемою (рис. 6), замінивши елементи схеми відповідними моделями (наприклад, моделлю біполярного транзистора-Еберса – Молла). Отримана схема є досить складною і вимагає певного обсягу працевитрат для складання системи рівнянь. Здійснення розрахунку перехідних процесів у такій схемі в аналітичній формі є також досить складною задачею. Тому дослідження перехідних процесів у схемі ППС із симетричними каналами та НЗЗ, доцільно здійснювати за допомогою комп'ютерного моделювання, наприклад, у середовищі пакета прикладних програм Micro-Cap, MicroSim, OrCad та інших.

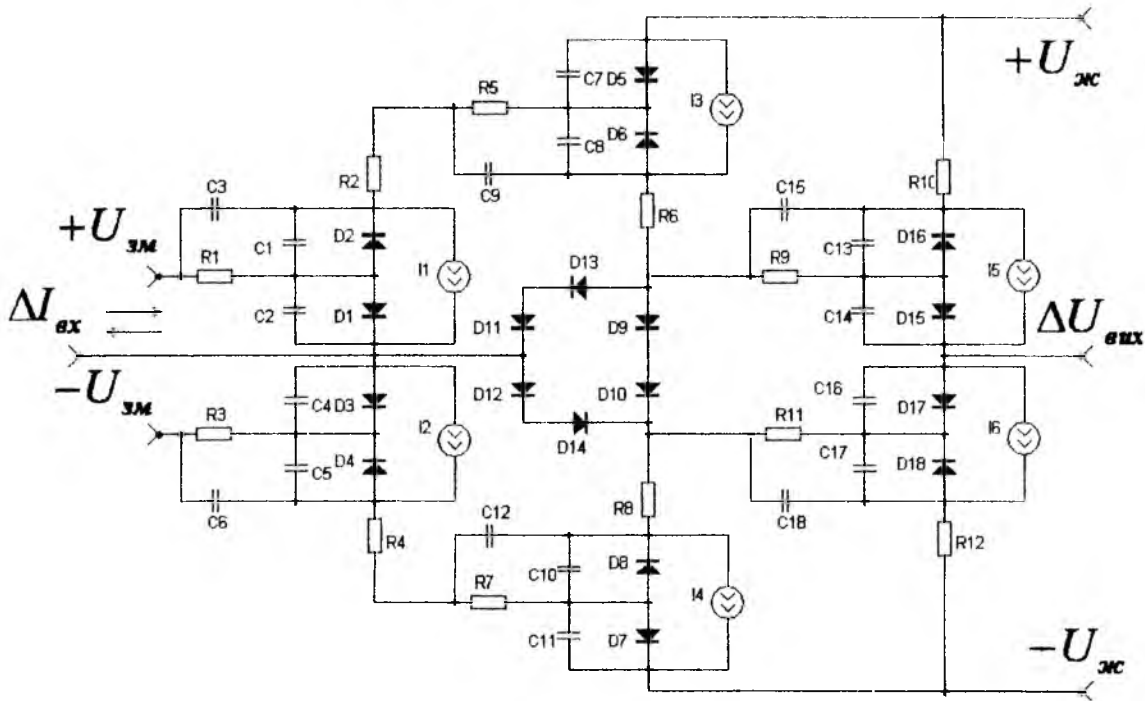


Рис. 6. Спрощена еквівалентна схема сигнального тракту ППС

Безумовно, що перехідні процеси в реальних схемах ППС будуть складніші, тому для отримання адекватніших характеристик доцільно використовувати їх комп'ютерне моделювання з використанням бібліотек інтегральних елементів. Здійснений комп'ютерний аналіз схем ППС з НЗЗ, зокрема, з урахуванням схеми на рис. 6 дає можливість отримати графіки перехідного процесу для різних $\Delta I_{вх}$. Аналіз результатів демонструє непогану збіжність для різних схем. Тому можливо оцінювати потенційну загальну швидкодію компаратора з регульованою чутливістю попереднього підсилювача з використанням схем заміщення у вигляді RC та RLC-кіл.

На рис. 7 показано графіки перехідного процесу схем при реакції ідеального ППС на прямокутний імпульс з різними амплітудами тривалістю 10 мкс. У таблиці 1 наведено значення часу встановлення для різних входних струмів, зокрема: а) 100 мкА, б) 10 мкА, в) 1 мкА, г) 0,1 мкА, е) 0,01 мкА. У колонках містяться результати моделювання різних схем: А – для RC і RLC-кіл; Б – для ідеального ППС із включенням у зворотний зв'язок паралельно R та C, причому опір резистора є функцією входного струму; В – для ідеального ППС із включенням у коло зворотного зв'язку двох паралельних зустрічно ввімкнених діодів; Г – для ідеального ППС із зворотним зв'язком у вигляді діодного моста; Д – для реальної схеми ППС із включенням у коло зворотного зв'язку двох паралельних зустрічно ввімкнених діодів; Е – для реальної схеми ППС із зворотним зв'язком у вигляді діодного моста.

Таблиця 1

Час встановлення (мкс) схем при різних струмах з похибкою 36,8% ($t = \tau$)

$I_{вх}$, мкА	А	Б	В	Г	Д	Е
0,01	2000	2000	1100	374,5	74,183	8,657
0,1	200	200	131,5	73,16	11,235	2,227
1	20	20	14,67	10,7	1,342	0,407
10	2	2	1,57	1,35	0,187	0,111
100	0,4	0,2	0,175	0,270	0,047	0,039

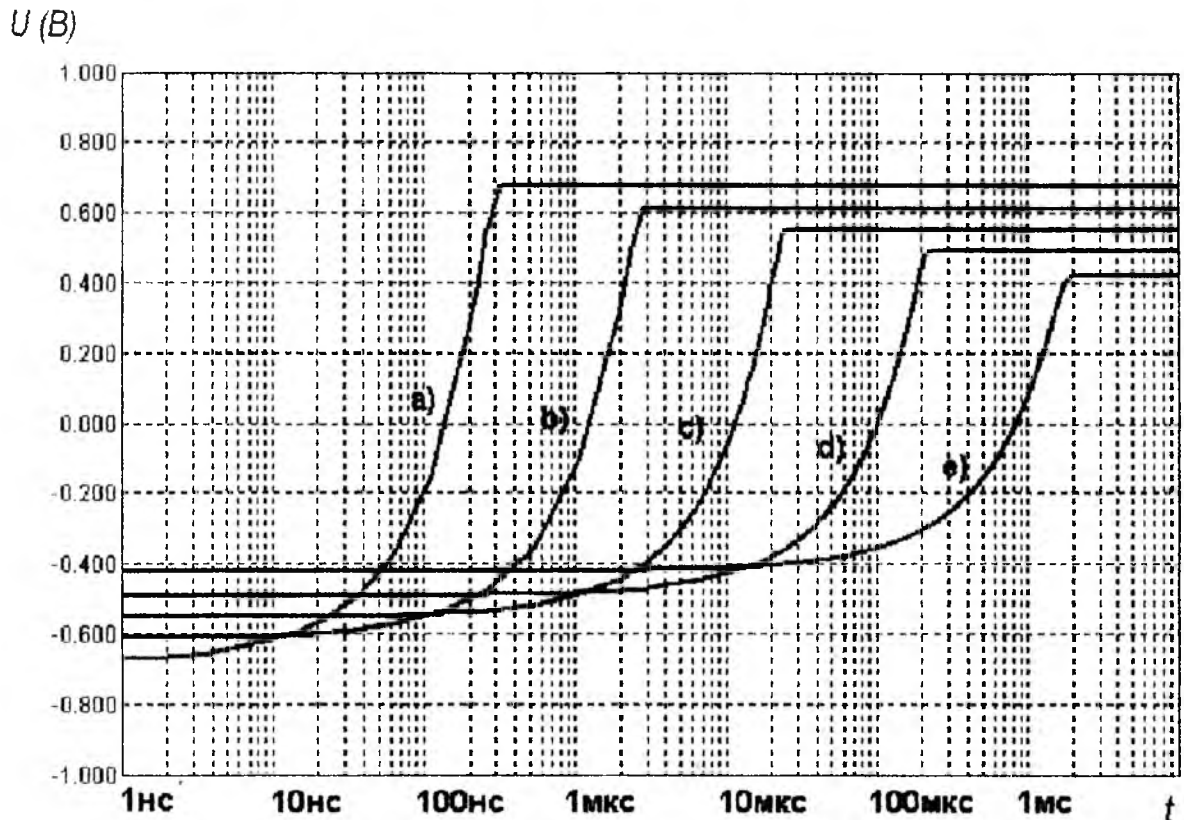


Рис. 7. Перехідні процеси в схемі: а) 100 мкА, б) 10 мкА, в) 1 мкА, д) 100 нА, е) 10 нА

Якщо реальний ППС має нерівномірну АЧХ, скажімо, двополосну, то пропорційність між $I_{вх}$ (значення якого ототожнюється з чутливістю) і часом встановлення може істотно порушитися.

Тому бажано, щоб реальний підсилювач мав рівномірну однополосну АЧХ, чого іноді важко досягнути у широкому динамічному діапазоні. Підсилювач використовується разом із пороговим елементом, звичайне значення порогової напруги якого має рівень, 1–20 мВ [4]. Якщо вхідний струм схеми досить великий і амплітуда вихідної напруги ППС значно більша за 20 мВ, то в цьому випадку вимірюється час встановлення до 20 мВ. При малих значеннях вхідного струму вихідна напруга порівнянна з пороговою напругою і в цьому випадку за час встановлення береться такий, за який вихідна напруга встановлюється до рівня 95% ($t = 3\tau$)

Використання схем порівняння з регульованою чутливістю дозволяє зменшити час перетворення порозрядного АЦП з вагою надлишковістю [3], Оскільки динамічні похибки, які будуть виникати на старших розрядах, можна компенсувати на молодших розрядах, завдяки ваговій надлишковості розрядної сітки АЦП.

Висновки

1. Використання нелінійного зворотного зв'язку у підсилювачах постійного струму дозволяє будувати підсилювач різниці для схем порівняння струмів із широким динамічним діапазоном (4÷5 порядків).
2. Для досягнення пропорційності між чутливістю схеми і часом встановлення доцільно використовувати для побудови схеми порівняння струмів підсилювача різниці із однополосною АЧХ, яка є рівномірною в усьому діапазоні вихідного сигналу.
3. Для досягнення максимальної швидкодії схеми порівняння струмів доцільно використовувати для побудови ПР двоканальний симетричний ППС із уведенням в коло зворотного зв'язку діодної мостової схеми, що забезпечує швидкодію на малих струмах у 3-8 разів більшу ніж за традиційною конфігурацією.

Список літератури

1. 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: УНІВЕРСАМ-Вінниця, 2005. – 235 с.
2. 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.
3. Азаров О.Д. Основи теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення: Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2004. – 260 с.
4. Гребен А.Б. Проектирование аналоговых интегральных схем: Пер. с англ.. – М.: Энергия, 1976. – 256 с.
5. Danielle Coffing, Eric Main, Mark Randol, Gina Szklarz A Variable Gain Amplifier With 50-dB Control Range for 900-MHz Applications.//IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUIT.-2002. – Vol. 37, № 9.
6. Hae-Seung Lee. A 12-b 600 ks/s Digitally Self-Calibrated Pipelined Algorithmic ADC//IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUIT.– 1994.– Vol. 29, № 4.
7. Фолкенберри Л. применения операционных усилителей и линейных ИС: Пер. с англ. – М.: Мир, 1985. – 572 с.
8. Степаненко И.П. Основы микроэлектроники: Учебное пособие для вузов. –М.: Сов.радио, 1980. – 424 с.
9. Входное устройство схемы сравнения токов:/ А. С. №1529434 СССР, МКИ Н 03 К 5/24. / Азаров А.Д., Стекал В.Я., Степанко Ю.М., Крупельницький Л.В. – Опубл. 15.12.89, Бюл. № 46.
10. Сигорский В.П., Петренко А.И. Основы теории электронных схем. – К.: Техника, 1967. – С.469 – 481.
11. Разевиг В.Д. Применение программ P-CAD и PSpice для схемотехнического моделирования на ПЭВМ: в 4 выпусках. Вып. 2: Модели компонентов аналоговых устройств. – М.: Радио и связь, 1992. – 64 с.
12. Разевиг В.Д. Система схемотехнического моделирования Micro-Cap V. – М.: «Солон», 1997. – 273 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

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

Решетнік Олександр Олександрович – студент кафедри обчислювальної техніки Вінницького національного технічного університету, Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021.