

Література

1. Бортник Г.Г. Моделирование и оценка динамических параметров АЦП // Перспективы развития и применения средств вычислительной техники для моделирования и автоматизированного исследования. Тезисы докладов Всес. науч.-техн. конф. – Москва, 1991. – С.91-92.
2. Richter U/ Messung der Fehlerparameter von Hochgeschwindig keits A-D-Wandlern. Teil 1 // Radio Fernsehen Elektronik. – 1989. – 38, №9. – С.551-555.
3. Rainer L. Messung und Prufung von Analog-Digital-Wandlern. Teil 2 //Nachrichtechnik Electronik.- 1989.- 39, №12.- С.462-464.
4. Кичак В. М., Бортник Г. Г. Измерение динамических параметров быстродействующих аналого-цифровых преобразователей //Радиотехнические устройства контроля и обработки информации: Тематический сборник научных трудов. – К. 1992.- С.11-15.
5. Кичак В. М., Бортник Г. Г., Смешко С. Ф. Контроль динамических параметров аналого-цифровых преобразователей цифровой звукозаписи // Тезисы докладов XLV Всес. научной сессии, посвященной Дню Радио.- М.: Радио и связь, 1990.- Ч.1.- С.47-48.
6. Fabrice V. Pour caracteriser les oscilloscopes numeriques la mesure des “bits effectifs” // Electron ind.- 1989.- №163.- С.33-35.
7. Осадчук В. С., Сергиенко А. Ф., Лаврентьев С. Г., Ревенок В. И., Бортник Г. Г. Широкополосный аналого-цифровой преобразователь// Приборы и техника эксперимента. – М.: АН СССР, 1985.- №1.- С.239-240.

УДК 621.3**ЧУТЛИВІСТЬ АКТИВНОГО ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ДО РОЗКИДУ ПАРАМЕТРІВ ЕКВІВАЛЕНТНОЇ СХЕМИ****Войцеховська О.В., Молчанов П.А.**

Вінницький державний технічний університет

Непостійність параметрів пристрою завжди небажана, особливо для пристроїв з від’ємним опором, коли запас стійкості маленький і корені характеристичного рівняння розташовані поблизу від уявної осі. Визначимо зміну характеристик активних вимірювальних перетворювачів на основі транзисторних негатронів [1,2] як функцію їх параметрів. Параметром, який характеризує таку зміну характеристик є чутливість. Чутливість до зміни зовнішніх параметрів, таких, як зміна температури, легко визначається експериментально. Чутливість до зміни струму і напруги джерела живлення можна визначити також за допомогою експериментально вимірених або розрахованих характеристик схеми. Чутливість до зміни внутрішніх параметрів еквівалентної схеми при заданих похибках характеристик схеми (наприклад, частотної або фазової) визначає допуски на всі елементи схеми.

Метою наведеної роботи є дослідження чутливості активної та реактивної складових опору активного вимірювального перетворювача до зміни параметрів його еквівалентної схеми, а також визначення меж зміни параметрів перетворювачів при технологічному розкиді параметрів транзисторної структури.

При визначенні чутливості будемо користуватись відомими способами диференційного обчислення. Як відомо, повна зміна функції $F = F(x_i, P)$ при $i = 1, \dots, n$ описується повним диференціалом:

$$dF = \frac{\partial F}{\partial x_1} dx_1 + \dots + \frac{\partial F}{\partial p} dp.$$

Чутливість зміни функції при зміні параметра x_i дорівнює:

$$S_{x_i}^F = \frac{\partial F / F}{\partial x_{ii} / x_i}.$$

Чутливість визначає, на скільки відсотків змінюється функція F при зміні параметра на один відсоток.

Визначимо чутливість функції F до зміни параметра x_i при зміні частоти. При переході

від p до $j\omega$ функція може бути представлена у вигляді добутку модуля на фазовий множник:

$$F|_{p=j\omega}(x_i, j\omega) = |F(x_i, j\omega)| \cdot e^{j\varphi(x_i, j\omega)}, i = 1, \dots, n,$$

тоді

$$S_{x_i}^{F(x_i, j\omega)} = \frac{\partial \ln |F(x_i, j\omega)|}{\partial \ln x_i} + j \frac{\partial \varphi(x_i, j\omega)}{\partial \ln x_i} =$$

$$S_{x_i}^{|F(x_i, j\omega)|} + j \frac{\partial \varphi(x_i, j\omega)}{\partial \ln x_i} = \operatorname{Re}\{S_{x_i}^F\} + j \operatorname{Im}\{S_{x_i}^F\},$$

де $|F(x_i, j\omega)|$ - частотна характеристика. Її чутливість має дійсну та уявну складові.

Дійсна складова описує відносну зміну абсолютної величини $F(x_i, j\omega)$, а уявна складова характеризує відповідну зміну фази.

Для розрахунку чутливості активного вимірювального перетворювача була використана еквівалентна схема транзисторного негатрона, яка описана автором в роботі [3]. Для визначених елементів еквівалентної схеми та їх параметрів необхідно знати діапазон їх розкиду та імовірнісні закони розподілення заданих параметрів всередині діапазону.

В таблиці 1 наведені результати розрахунку середньо-квадратичного відхилення параметрів транзисторів КТ919.

Таблиця 1

Транзистори КТ919А, КТ919Б, КТ919В.
Потужний кремнієвий транзистор. Робочий діапазон частот 0,7-2,3 ГГц

Параметри	КТ919А	σ	КТ919Б	σ	КТ919В	σ
Вихідна потужність $P_{\text{вих}}$ на $f=2$ ГГц при $U_{\text{кб}}=28$ В, Вт	4,4	0,09	2,0	0,2	1,0	0,4
ККД η на частоті 2 ГГц, %	33	0,012	30	0,013	25	0,016
$r_{\text{э}}, r_{\text{б}}, C_{\text{к}}$ при $U_{\text{кб}}=10$ В, $I_{\text{к}}=50$ мА, н/сек	2,2	0,018	2,2	0,18	2,2	0,18
Модуль коефіцієнта передавання на ВЧ β при $f=300$ МГц	4,5	0,09	4,5	0,09	4,5	0,09
Критичний струм $I_{\text{кр}}$ на $f=300$ МГц при $U_{\text{кэ}}=10$ В, А	1,1	0,364	0,5	0,8	0,22	1,8
$C_{\text{к}}$ при $U_{\text{кб}}=28$ В, пф	10	0,04	6,5	0,061	4,5	0,09
$C_{\text{к1}}$ (активна)	2,5	0,16	1,5	0,26	0,7	0,57
$C_{\text{к2}}$ (пасивна)	5,0	0,08	2,5	0,16	1,3	0,3
$C_{\text{е0}}$ при $U_{\text{еб}}=0$	50	0,008	25	0,016	12	0,03
Опір колектора $r_{\text{к}}$, Ом	0,7	0,57	1,4	0,28	3	0,13
Опір бази $r_{\text{б}}$, Ом	0,5	0,8	1,0	0,4	2,0	0,2
Індуктивність $L_{\text{б}}$, нГн	0,14	2,8	0,25	1,6	0,35	1,1
Індуктивність $L_{\text{е}}$, нГн	0,14	1	0,5	0,8	1,3	0,3
Індуктивність $L_{\text{к}}$, нГн	0,7	0,57	0,6	0,67	0,7	0,57
$I_{\text{кб0}}$ при $U_{\text{кб}}=45$ В, мА	10	0,04	5	0,08	2	0,2
$I_{\text{еб0}}$ при $U_{\text{еб}}=3,5$ В, мА	2	0,2	1	0,4	0,5	0,8
$U_{\text{кб max}}$, В	45	0,009	45	0,009	45	0,009
$U_{\text{еб max}}$, В	3,5	0,114	3,5	0,114	3,5	0,114
$I_{\text{к max}}$, А	0,7	0,57	0,35	1,14	0,2	2
$I_{\text{б max}}$, А	0,2	1	0,1	4	0,05	8
$R_{\text{вх}}$, Ом	10	0,04	9,5	0,04	9,3	0,035
$X_{\text{вх}}$, Ом	15	0,027	15	0,027	14	0,028

При відомому розкиді параметрів еквівалентної схеми транзистора можна розрахувати діапазон розкиду активної та реактивної складових коефіцієнтів матриці комплексного опору. При застосуванні двополосної схеми негатрона комплексний опір є універсальним параметром, за допомогою якого можна розрахувати всі інші коефіцієнти.

Діапазон розкиду параметрів еквівалентної схеми і закон їх розподілення визначаються технологією виготовлення транзисторів. При їх розподіленні застосовані результати вимірювань

параметрів еквівалентної схеми, які оброблені статистичними методами [4]. Відомо, що експериментальні статистичні ряди параметрів транзисторів досить точно описуються подвійним експоненціальним законом. Причому відхилення від нормального закону спостерігається як для великих партій транзисторів (200 одиниць), так і для малих (50 одиниць). Вигляд закону розподілення деяких параметрів залежить від режиму роботи транзистора, причому при роботі в режимі великих струмів закон розподілення переходить в подвійний експоненціальний.

В таблиці 2 наведені результати розрахунку розкиду активної та реактивної складових диференціального опору активного вимірювального перетворювача на основі транзисторного негатрона, який виникає при технологічному розкиді параметрів його еквівалентної схеми. Розрахунки наведені для: 1,2 - закону розподілення Гаусса; 3,4 - подвійного експоненціального закону розподілення; 5,6 - для експоненціального закону розподілення.

Там же наведені середньоквадратичні відхилення для кожного з параметрів, що враховані при розрахунку.

З таблиці 2 можна зробити важливий висновок, що при технологічному розкиді параметрів негатрона, розкид параметрів активного вимірювального перетворювача змінюється в межах, що не перевищують 2-6%. Такий розкид лежить в межах припущення галузевих стандартів для бортової та стаціонарної вимірювальної апаратури.

Таблиця 2

Результати розрахунку середньоквадратичного відхилення параметрів нелінійної еквівалентної схеми для транзистора КТ3115, та відповідного середньоквадратичного відхилення X_{BX} , R_{BX} .

Параметри	M	σ_x	1	2	3	4	5	6
			X	R	X	R	X	R
			4	5	6	7	8	9
α	6,18	5	0,009	0,012	0,008	0,011	0,008	0,011
α_i	0,57	0,36	0,007	0,005	0,006	0,005	0,007	0,005
C_{K1}	2,2	0,02	0,008	0,002	0,008	0,002	0,007	0,002
C_{K2}	3,2	0,2	0,009	0,012	0,003	0,012	0,004	0,012
C_{e0}	28	3	0,002	0,001	0,002	0,001	0,002	0,001
r_e	7	0,1	0,003	0,001	0,002	0,001	0,003	0,002
I_0	20	1,2	0,001	0,002	0,001	0,002	0,003	0,002
r_b	0,5	0,016	0,002	0,002	0,002	0,002	0,002	0,002
f_T	1,6	0,01	0,004	0,001	0,003	0,002	0,004	0,001

При відомому розкиді параметрів еквівалентної схеми чутливість зовнішніх параметрів, таких, як активна та реактивна складові комплексного опору до зміни параметрів еквівалентної схеми дозволяє оцінити їх вплив на параметри всього пристрою, тобто АВП.

Рівняння для розрахунку чутливості до зміни r_e може бути записано у вигляді:

$$S_{r_e}^{Z_{BX}(r_e, jw)} = \frac{\partial Z_{BX}}{\partial r_e} \cdot \frac{r_e}{Z_{BX}} = \frac{\partial (R_{BX} + jX_{BX}) \cdot r_e}{\partial r_e (R_{BX} + jX_{BX})} =$$

$$= \frac{r_e}{(R_{BX} - 2wr_e C_e X_{BX} - w^2 r_e^2 C_e^2 R_{BX}) + j(X_{BX} + 2wr_e C_e R_{BX} - w^2 r_e^2 C_e^2 X_{BX})} =$$

$$= \frac{R_{BX} r_e - 2wr_e^2 C_e X_{BX} - w^2 r_e^3 C_e^2 R_{BX} - j \frac{x_2}{x_3}}{x_1}, \quad (1)$$

де

$$x_1 = (R_{BX} - 2wr_e C_e X_{BX} - w^2 r_e^2 C_e^2 R_{BX})2 + (X_{BX} + 2wr_e C_e R_{BX} - w^2 r_e^2 C_e^2 X_{BX}),$$

$$x_2 = X_{BX} r_e + 2wr_e^2 C_e R_{BX} - w^2 r_e^3 C_e^2 X_{BX},$$

$$x_3 = R_{BX} r_e - 2wr_e^2 C_e X_{BX} - w^2 r_e^3 C_e^2 R_{BX}.$$

За формулі (1) була складена програма і проведено розрахунок, результати якого наведені на рис.1. Чутливість $S_{r_e}^{Z_{BX}}(r_e, j\omega)$ залежить від частоти більше, ніж від r_e .

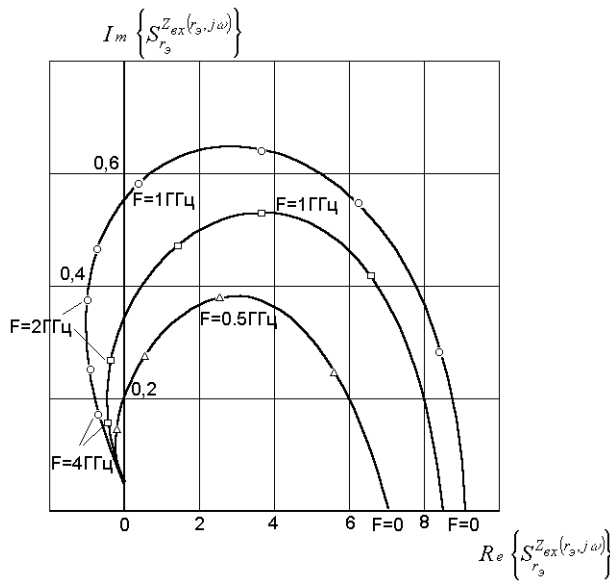


Рис.1. Частотна залежність чутливості негатрона до зміни r_e .

Як бачимо, чутливість комплексної характеристики в значній мірі залежить від частоти і підвищується із її зростанням.

Проведемо розрахунок чутливості негатрона до зміни ємності емітерного переходу. Враховуючи перетворення, які були зроблені вище, можна записати:

$$S_{C_e}^{Z_{BX}}(C_e, j\omega) = \frac{\partial Z_{BX}}{\partial C_e} \frac{C_e}{Z_{BX}} = \frac{\partial (R_{BX} + jX_{BX}) \cdot C_e}{\partial C_e (R_{BX} + jX_{BX})} = \frac{x_4}{x_1} + j \frac{x_5}{x_1},$$

де

$$x_4 = w^3 r_e^4 C_e^3 X_{BX} - w r_e^2 C_e X_{BX} - 2w^2 r_e^3 C_e^2 R_{BX},$$

$$x_5 = 2w^2 r_e^3 C_e^2 X_{BX} + w^2 r_e^4 C_e^2 R_{BX} - w r_e^2 C_e R_{BX}.$$

Чутливість $S_{C_e}^{Z_{BX}}(C_e, j\omega)$ була розрахована, отримані результати наведені на рис.2. Звідки

бачимо, що комплексна частотна характеристика $Z_{BX}(C_e, j\omega)$ поблизу резонансної частоти змінюється із зміною ємності, причому тим більше, чим більша величина ємності.

Аналогічно було зроблено розрахунки частотної залежності чутливості параметрів активного вимірювального перетворювача й до інших параметрів його еквівалентної схеми. Отримані частотні характеристики дозволяють зробити наступні висновки:

- частотні характеристики чутливості до зміни внутрішніх параметрів транзисторів при відомому їх розкиді в межах великої (до 100, 200 шт.) або малої (від 10 шт. транзисторів) партії, дають змогу оцінити розкид параметрів негатрона, зміну його від'ємної активної складової частини опору та індуктивності;

- досліджений розкид параметрів активних вимірювальних перетворювачів дає змогу зробити висновок, що при технологічному розкиді параметрів еквівалентної схеми транзисторної структури в межах, обумовлених галузевими стандартами, активна та реактивна складові опору перетворювачів не перевищують 5%, що забезпечує умови їх використання як в стаціонарній, так і бортовій апаратурі, використовуючи стандартні транзисторні структури;

- частотні характеристики чутливості до зміни зовнішніх параметрів, таких, як опір в колі зворотного зв'язку, дозволяють оцінити чутливість негатронів при використанні їх як керованих елементів або при використанні у вимірювальних схемах, наприклад, в активних вимірювальних перетворювачах як перетворювачів активного або індуктивного опору;

Література

1. Филинюк Н.А. Негатроника - достижения и перспективы //Приборы с отрицательным сопротивлением и интегральные преобразователи на их основе: Мат-лы Всес. науч.-техн. конф. - Баку, 1991.

2. Молчанов П.А. Моделирование активных измерительных преобразователей //КУТС-97. Материали НТК: Універсум-Вінниця, 1997. -С.23-28.

3. Молчанов П.А. Основы нелинейной теории транзисторных негатронов. - Вінниця: Універсум - Вінниця, 1998. -207 с.

4. Филиппов А.М. Разброс параметров эквивалентной схемы мощных СВЧ транзисторов. //Радиоэлектроника и электросвязь:Сб.-Рига, 1974.-С.3-12.

УДК Б21.335(075.8)

ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ТА ШВИДКОДІЇ АНАЛОГО-ЦИФРОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ МЕТОДАМИ ІНФОРМАЦІЙНОЇ НАДЛИШКОВОСТІ

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

Вінницький державний технічний університет

Точність будь-якого АЦП у значній мірі обумовлюють три види систематичних похибок: зсув нуля, масштабу та лінійності. Принципи коригування перших двох складових розроблені досить повно [1-4]. Проблема зменшення похибки лінійності є більш складною. Так, відхилення ваг розрядів мікроелектронних АЦП від потрібних значень, як правило, коригуються за допомогою лазерного припасування номіналів резисторів та конденсаторів під час виготовлення. Однак це потребує збільшення площі кристала. Крім того, виникає проблема вилучення відходів у процесі припасування, порушується температурна та часова стабільність пристрою в цілому [5].

Перспективним є підхід, який використовує калібрування ваг окремих розрядів ЦАП та АЦП без фізичного впливу на елементи схеми. У випадку використання ЦАП та АЦП на основі двійкової системи, зменшення статичних похибок досягається коригуванням вихідної величини шляхом уведення поправки, що зображується в аналоговій формі та формується додатковим коригуючим ЦАП (моделі фірм США: ICL7134, ICL7136 - Intersil Inc.; AD677 - Analog Devices та інші). Однак використання вказаного підходу в АЦП призводить до деякого зниження швидкодії.

Уведення в пристрої, що розробляються, інформаційної надлишковості у вигляді надлишкових позиційних систем числення (НПСЧ) дозволяє в комплексі вирішувати проблеми підвищення точності та швидкодії. У НПСЧ, які призначаються для зображення дійсних чисел, будь-яке число A можна виразити у вигляді:

$$A^* = \sum_{-\infty}^{n-1} a_i \cdot \alpha^i, \quad (1)$$

де i – номер розряду; $a_i \in \{0,1\}$ або $a_i \in \{1, \bar{1}\}$ – двійкова цифра в i -тому розряді; α^i – вага i -го розряду; α – основа системи числення, значення якої знаходиться в межах $1.0 < \alpha < 2.0$; $(n-1)$ – номер старшого розряду.

Якщо $\alpha = 1$, вираз (1) зображає одиночну систему числення, а при $\alpha = 2$ – двійкову. В техніці аналого-цифрового перетворення використовується приблизний вираз для натуральних

чисел:

$$N^* = \sum_0^{n-1} a_i \cdot \alpha^i.$$

До НПСЧ із дробовими вагами розрядів, зокрема, належать так звані системи числення золотої p -пропорції [6], ваги розрядів в яких пов'язані залежністю $\alpha_p^i = \alpha_p^{i-1} + \alpha_p^{i-n-1}$.

Діапазон чисел, які можуть бути зображені n розрядами в НПСЧ $(1, \bar{1})$, вдвічі більший ніж із символами $(0,1)$. Однак дискретність зображення в такій системі також вдвічі більша.

У НПСЧ з цілочисловими вагами розрядів будь-яке натуральне число може бути

зображено у вигляді:

$$N^* = \sum_0^{n-1} a_i \cdot S_i,$$

де $a_i \in \{0,1\}$ або $a_i \in \{1, \bar{1}\}$ – розрядний коефіцієнт в i -тому розряді; i – номер розряду; S_i –