

кола. Окремий блок передбачає формування нелінійної частини рівняння (2). Багаторазовий розв'язок системи лінійних рівнянь (2) здійснюється з урахуванням результатів, отриманих на попередніх кроках.

Максимальний порядок ядер, які можна розрахувати, залежить від складності пристрою, ступеня нелінійності активного елементу, рівня вхідних сигналів і т.і.

Розраховані залежності амплітуди сумарної і різницевої частоти від рівня вхідного сигналу по кожному із затворів. Аналіз розрахунків показує, що при вхідних діях $U_{max} < 0,4 B$ характеристики при $n=3$ і $n=7$ практично збігаються. При більш високих напругах вхідних дій необхідно враховувати ядра більш високих порядків. Врахування трьох змінних при аналізі дає можливість отримати різні амплітудні характеристики для першого і другого затворів при $n > 7$, що свідчить про підвищення точності нелінійних математичних моделей багатополюсних уніполярних структур.

Висновки

1. Для розрахунку передатних характеристик РЧОЕ та їх компонентів, які працюють в лінійному режимі або при незначних нелінійностях, доцільно використовувати ФРВ, при цьому задовільні результати можна отримати при врахуванні ядер третього - п'ятого порядків.

2. Використання тензорного добутку і тензорного степеня дало можливість отримати нелінійні передатні характеристики для РЧОЕ, струми або напруги в компонентах яких залежать від трьох змінних.

3. Розрахунок передатної характеристики оператора високого порядку дозволить проводити аналіз у випадку значних вхідних дій і підвищувати точність нелінійних математичних моделей багатополюсних уніполярних компонентів.

Література

1. Данилов Л.В., Матханов П.Н., Филиппов Е.С. Теория нелинейных электрических цепей. - Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. Отд-ние, 1990.-256 с.
2. Методы нелинейных функционалов в теории электрической связи/ Под ред. Б.М. Богдановича. - М.: Радио и связь, 1990.-280 с.
3. Богданович Б.М., Вувунян Ю.М., Задедюрин Е.В. Анализ нелинейных приемно-усилительных трактов с помощью операторов Вольтерра - Винера высокого порядка/ Радиотехника. - 1983. - №11. - С.43-50.
4. Вувунян Ю.М., Задедюрин Е.В. Анализ нелинейных радиочепей с помощью двойных рядов Вольтерра высокого порядка. - М.: 1986 - 16 с. - Деп в МИИИ 1986, №Д07104.
5. Патент України №18976А. Радіоімпульсний логічний елемент НЕ //В.М.Кичак. - 1997, Бюл. №6.
6. Кичак В.М. Елементи обчислювальної техніки з частотним відображенням інформації // Вісник Вінницького політехнічного інституту.- 1997.- № 4. - С. 58 - 62.

УДК 621.231

ОЦІНКА НЕЛІНІЙНИХ СПОТВОРЕНЬ АКТИВНИХ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

Молчанов П.А., Войцеховська О.В.

Вінницький державний технічний університет

Активний вимірювальний перетворювач (АВП) -це вимірювальний перетворювач, в складі якого присутній активний елемент [1]. Використання АВП пов'язане з процесом вимірювання та в більшості випадків здійснюється в лінійному малосигнальному режимі. Однак при використанні АВП в автоколивальному режимі або режимі, коли на АВП діє великий сигнал зовнішнього генератора [2,3], виникають нелінійні спотворення корисного вимірювального сигналу. Метою даної роботи є оцінка спотворень вимірювального сигналу в АВП в режимі перетворення частоти.

Будем аналізувати активний вимірювальний перетворювач, нелінійним елементом якого є транзистор, охоплений колом зворотного зв'язку. При цьому вважаємо, що у перетворювачі одночасно присутні три сигнали різних частот: великий сигнал зовнішнього генератора, малий перетворюваний сигнал і малий сигнал проміжної частоти. Струми і напруги при такій тричастотній дії можуть бути описані потрійним рядом Фур'є:

$$x(t) = \sum_{l=1}^{l=3} \sum_{m=1}^{m=3} \sum_{n=1}^{n=3} X_{lmn} e^{j(lw+m\Omega_1+n\Omega_2)t}, \quad (1)$$

де $|l| + |m| + |n|$ -порядок комбінаційної частоти;
 w -частота гетеродину;

Ω_1, Ω_2 - частота перетвореного сигналу і комбінаційної частоти.

Дослідимо тільки три члена ряду, так як головним видом нелінійних спотворень при тричастотній дії є інтермодуляційні спотворення третього порядку [4]. Визначимо інтермодуляційні компоненти третього порядку малості, які характеризуються комбінаціями $2\Omega_1 - \Omega_2$ і $2\Omega_2 - \Omega_1$. Причому частоти Ω_1, Ω_2 можуть бути як вищі так і нижчі частоти гетеродину. Для цього враховують слабку нелінійність системи по відношенню до малих сигналів.

Рівняння, які описують лінійну частину кола через згортки імпульсно-періодичних функцій, в припущенні, що стаціонарний режим є періодичним, можуть бути записані у вигляді функціональних рядів [5].

Приріст струмів при стаціонарному режимі буде дорівнювати:

$$di_1 = \int_0^{\tau} a_{11}(\tau) \cdot u_1(t-\tau) d\tau + \int_0^{\tau} a_{12}(\tau) \cdot u_2(t-\tau) d\tau + q_e du_1 + \frac{d}{dt} [(C_e + \tau_{11} q_e) du_1] - \alpha_I q_k \frac{du_2}{1 + p\tau_{12}}, \quad (2)$$

$$di_2 = \int_0^{\tau} a_{22}(\tau) \cdot u_2(t-\tau) d\tau + \int_0^{\tau} a_{21}(\tau) \cdot u_1(t-\tau) d\tau + \frac{d}{dt} [(C_k + \tau_{22} q_k) du_2] - i_{Ge} \frac{\partial \alpha_N}{\partial u_2} \cdot \frac{du_2}{1 + p\tau_{21}} - \left(\alpha_N q_e + i_{Ge} \frac{\partial \alpha_N}{\partial u_1} \cdot \frac{du_1}{1 + p\tau_{21}} \right),$$

або через згортку в спектральній області:

$$dI_1 = Y_{11}^L dU_1 + Y_{12}^L dU_2 + G_e dU_1 + jw[(C_e + \tau_{11} G_e) dU_1] - \alpha_I G_k / (1 + jw\tau_{12}) dU_2,$$

$$dI_2 = Y_{22}^L dU_2 + Y_{21}^L dU_1 + G_k dU_2 + jw[(C_k + \tau_{12} G_k) dU_2] - G_{ak} / (1 + jw\tau_{21}) dU_2 - G_{ke} / (1 + jw\tau_{21}) dU_1.$$

Отримана система рівнянь описує вже лінійну систему, параметри якої залежать від часу [6], причому зв'язок між дією та відгуком описується в матричному вигляді:

$$[I_{\text{вх}}] = [Y_e] [U_{\text{вх}}]$$

Відгук отримаємо методом простої ітерації шляхом розкладу нелінійно. функції (3) в степеневий ряд відносно сильного сигналу по ступенях малих збуджень.

В рівняннях (2) струми i_1 і i_2 складають лише сигнал зовнішнього генератора, а розв'язком системи цих рівнянь є гармоніки сигналу цього генератора, які описують незбуджений стан. При виникненні збудження в складі струмів i_1 і i_2 будуть присутні компоненти збудження. Вони мають частоти слабких сигналів Ω_1, Ω_2 :

$$i_1 = i_{1N} + \Delta i_1,$$

$$i_2 = i_{2N} + \Delta i_2$$

і у відгуках також будуть присутні компоненти збудження:

$$u_1 = u_{1N} + \Delta u_1,$$

$$u_2 = u_{2N} + \Delta u_2,$$

де індекс N при струмі і напрузі відповідає незбудженому стану (без комбінаційних складових сигналу).

Розклавши нелінійні рівняння (2) в ступеневий ряд відносно незбуджених напруг зовнішнього генератора та відкинувши рішення для самого сигналу генератора, отримуємо рівняння, що описують зв'язок між компонентами збуджень:

$$\begin{aligned} \Delta i_1 &= \int_0^{\tau} a_{11}(\tau) \cdot \Delta u_1(t-\tau) d\tau + \int_0^{\tau} a_{12}(\tau) \cdot \Delta u_2(t-\tau) d\tau + i_{Ge}[u_{1N}] \Delta u_1 + \\ &+ p \left\{ q_e'[u_{1N}] \Delta u_1 + \tau_{11} i_{Ge}'[u_{1N}] \Delta u_1 \right\} + \\ &+ \sum_{n=2}^{\infty} \left\{ K_n(u_{1N}) \Delta u_1^n + p \left[Z_{ne}(u_{1N}) \Delta u_1^n + \tau_{11} K_n(u_{1N}) \Delta u_1^n \right] \right\}, \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \Delta i_2 &= \int_0^{\tau} a_{12}(\tau) \cdot \Delta u_2(t-\tau) d\tau + \int_0^{\tau} a_{21}(\tau) \cdot \Delta u_1(t-\tau) d\tau + \\ &+ p \left[q_e'(u_{2N}) \Delta u_2 \right] - \alpha_N \frac{1}{1 + p\tau_{21}} i_{Ge}(u_{1N}) \Delta u_1 + \\ &+ \sum_{n=2}^{\infty} \left\{ p \left[Z_{nk}(u_{2N}) \Delta u_2^n - \frac{\alpha_N}{1 + p\tau_{21}} K_n(u_{1N}) \Delta u_1^n \right] \right\}, \end{aligned}$$

де $K_n = \frac{1}{n!} i_{Ge}^{(n)}$; $Z_{ne} = \frac{1}{n!} q_e^{(n)}(u_{1N})$; $Z_{nk} = \frac{1}{n!} q_k^{(n)}(u_{2N})$.

Отримана система рівнянь вміщує всі збудження, що виникають в системі, тобто охоплює всі процеси, в результаті яких утворюються нелінійні продукти. Коефіцієнти рівнянь змінюються з частотою зовнішнього генератора. Відгук описується потрійними рядами Фур'є (1) і містить компоненти як на постійній складовій, так і на гармоніках сигналу генератора на комбінаційних частотах. Лінійна частина рівнянь (3) у векторній формі має вигляд:

$$[\Delta i] = [Y_{\Sigma}] \cdot [\Delta u], \quad (4)$$

де $[\Delta u]$ - вектор-стовпець напруг на комбінаційних частотах.

$$[Y_{\Sigma}] = [Y] + [G] + j[\Omega] \cdot [L],$$

де $[Y], [\Omega]$ - діагональні матриці провідностей еквівалентної схеми на комбінаційних частотах;

$[G], [L]$ - квадратні матриці диференціальних параметрів.

Комбінація частот слабких сигналів Ω_1 і Ω_2 зміщується з усіма гармоніками сигналу генератора і отриманий спектр вміщує всі нелінійні компоненти до третього порядку (рис.1).

Коефіцієнт нелінійних спотворень визначався як відношення суми потужностей інтермодуляційних компонентів на виході до суми потужностей корисних сигналів:

$$K_{СП} = \frac{\sum_{l=2}^3 \sum_{m=2}^3 \sum_{n=2}^3 \Delta P}{\sum_{n=1}^3 P_n e^{jn\Omega_2 t}}.$$

Розглянемо обмеження, які накладаються на застосування функціонального ряду для аналізу нелінійних пристроїв.

Умови, достатні для існування ряду (2), можуть бути записані у вигляді:

- амплітуда зовнішньої дії повинна бути обмежена і мати достатньо мале значення, тобто схема повинна робити в слабкому нелінійному режимі;
- при нульових початкових умовах $[I_{вх}(t)=0]$, відгук $[U_{вих}(t)]$ також дорівнює нулю, та це положення повинно бути стійке, тобто система не повинна самозбуджуватись;
- схема повинна працювати в умовах стаціонарності.

Радіус збіжності ряду, тобто верхнє обмеження амплітуди дії $I_{вх}(t)$, при якій ряд збігається, для конкретно заданого кола визначається шляхом розрахунку інваріантного коефіцієнта стійкості [7]:

$$K = 1 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 + \frac{|\Delta|^2}{2|S_{12} \cdot S_{22}|},$$

де $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$.

S_{ij} – елементи матриці розсіювання АВП розраховуються за допомогою розробленої в [1] нелінійної моделі або можуть бути виміряні [8].

Якщо збудження АВП виникає при $K < 1$, то верхнє обмеження амплітуди дії $I_{\text{вх}}(t)$ визначається як значення $I_{\text{вх}}(t)$, при якому інваріантний коефіцієнт стійкості дорівнює одиниці $K=1$.

Для одноступінчастого активного вимірювального перетворювача був проведений розрахунок інваріантного коефіцієнта стійкості в залежності від амплітуди вхідної дії $I_{\text{вх}}$ та визначені значення верхнього обмеження амплітуд вхідної дії для різних частот вхідного сигналу (рис.2).

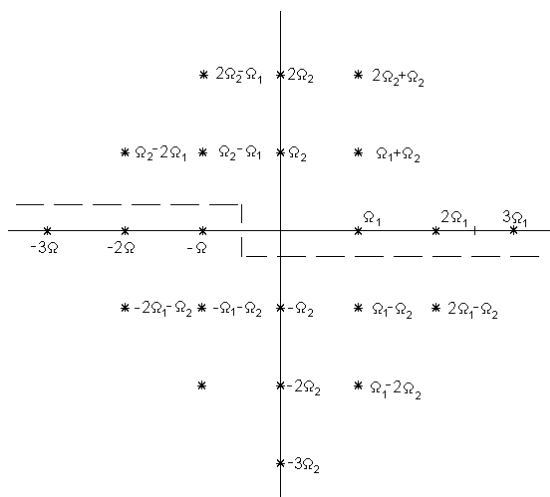


Рис.1 Комбінації частот слабких сигналів Ω_1 і Ω_2 у спектрі вихідного сигналу.

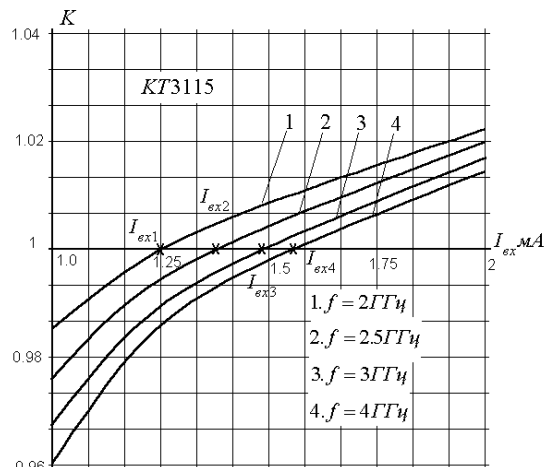


Рис.2 Залежність інваріантного коефіцієнта стійкості АВП від амплітуди вхідної дії $I_{\text{вх}}$.

Враховуючи зворотний характер залежності інваріантного коефіцієнта стійкості K від амплітуди вхідної дії, максимальна амплітуда вхідної дії обмежена знизу (рис.2), звідки можна зробити висновок: якщо при нульовій вхідній дії АВП не збуджується, то функціональний ряд може бути використаний у всьому діапазоні амплітуд вхідної дії.

Висновки.

1. Розроблено метод розрахунку нелінійних спотворень для транзисторних АВП в режимі великого сигналу.
2. За допомогою функціональних рядів визначений спектр нелінійних спотворень та їх амплітудне розподілення в режимі перетворення частоти.
3. За допомогою інваріантного коефіцієнта стійкості розраховано верхнє обмеження використання функціональних рядів при дослідженні нелінійних пристроїв на основі транзисторних АВП.
4. Інваріантний коефіцієнт стійкості розраховується шляхом перерахунку коефіцієнтів матриці комплексних опорів в коефіцієнти матриці розсіювання.
5. Адекватність застосування запропонованої методики підтверджена експериментально.

Література

1. Молчанов П.А. Моделювання активних вимірювальних перетворювачів // КУТС-97: Матеріали НТК Універсум-Вінниця, 1997 - С.23-28.
2. Пат. 20719 Україна. МКІ А, G 01 R 27/26. Активний телеметричний перетворювач / П.А. Молчанов, О.В. Войцеховська, О.А. Зима Опубл. 07.10.1997 р.
3. А.С. 808982 СССР, МКІ G 01 R 27/26 Активный измерительный преобразователь / В.Т. Маликов, П.А. Молчанов, Е.В. Дубов. Опубл. 28.02.81г.
4. Буссганг Д., Эрман Л., Грейам Д. Анализ нелинейных систем при воздействии нескольких входных сигналов // ТИИЭР. -1974. -Т.62, N 8. - С.56-92.
5. Молчанов П.А. Основи нелінійної теорії транзисторних негатронів. - Вінниця: Універсум - Вінниця, 1998. - 207 с.
6. Анисимов Е.Н., Асташкевич Б.А., Рябова А.Н. Анализ не линейных эффектов в цепи с

периодически меняющимися параметрами//Изв.вузов. Радиоэлектроника. -1981. -Вып.24, №8. -С.44-49.

7. Muller O. Large-signal S-parameter measurements of class C operation transistors// NTZ. -1968. H.10.S. - pP. 644-647

8. Данич Ю.С., Молчанов П.А. Проектирование СВЧ устройств./Приемно-усилительные устройства: Сб. научн.тр. МАИ, - М.: изд-во МАИ, 1979 -С.41.

УДК 681.312

АНАЛІЗ МЕТОДІВ БАГАТООПЕРАНДНО ОБРОБКИ ІНФОРМАЦІ

Мартинюк Т. Б.

Вінницький державний технічний університет

В нинішній час одним з перспективних напрямків підвищення паралелізму обробки числової інформації вважається перехід від одно-двооперандної обробки до багатоперандної обробки або макрооператорної організації обчислень [1]. Особливий ефект очікується від застосування багатоперандної обробки інформації при реалізації інтегральних операцій і, зокрема, при паралельному підсумовуванні множини операндів, що в алгоритмах обробки сигналів і зображень визначається як оператор групового підсумовування [2]. При цьому з'являється можливість для зменшення істотного недоліку інтегральних операцій – низького рівня паралелізму при їхній реалізації у порівнянні з досяжним високим паралелізмом алгоритмів обробки сигналів і зображень [3].

Відомі швидкодіючі підсумовуючі пристрої, які є важливими компонентами будь-якого процесора обробки даних, досліджені достатньо повно [4]. При цьому, по суті, при їхній розробці акцент робився на пристрої, що ефективно виконують підсумовування однієї пари операндів, тобто орієнтовані на реалізацію бінарної операції. В багатьох швидкодіючих підсумовуючих пристроях, наприклад, багаторегістрових пристроях [5], основаних на конвеєрному принципі обробки інформації, реалізується одночасне виконання бінарної операції підсумовування над множиною пар операндів.

Специфіка багатоперандної обробки полягає в тому, що операції або набір операцій виконуються в єдиному операційному циклі над блоком даних, кількість яких більше двох [6]. Найбільш характерним спеціалізованим небінарним пристроєм є помножувач з накопиченням (MAC - multiplier-and-accumulator) [3], який широко використовується в процесорах обробки сигналів і зображень. В MAC знаходить застосування принцип, в якому операція множення являє собою єдиний безперервний складний перехідний процес одночасного підсумовування всіх часткових добутків, що ділиться на більш дрібні інтервали часу тактуючими сигналами. Останнє не характерно для помножувачів будь-якого іншого типу [4]. Пристрої, в яких множення виконується за один цикл, визначені як однокітні помножувачі (ОП). Таким чином, в ОП реалізується принцип багатоперандної обробки інформації. Структуру ОП в основному визначає метод підсумовування часткових добутків, тому відома класифікація ОП [4], наведена на рис. 1, фактично є класифікацією методів багатоперандного підсумовування, що орієнтувалися на використання в пристроях прискореного множення. У відповідності з класифікацією ОП діляться на матричні і складені. Матричні ОП містять $O(n^2)$ однотипних елементів, зокрема, однорозрядних двійкових суматорів (де n - розрядність операндів), які з'єднані між собою певним способом, що дозволяє підсумувати всі часткові добутки. Однорідні матричні ОП являють собою множину однакових елементів, що утворюють регулярну ітеративну мережу (iterative array). Однорідність структури і принцип "сусідніх" зв'язків між елементами мережі визначають її перспективність з урахуванням досягнень сучасної технології [3]. В неоднорідних матричних ОП регулярність зв'язків між однотипними елементами буде відсутня. В окрему групу неоднорідних матричних ОП виділені багатопарові матричні ОП. Складені ОП складаються з ОП меншої вимірності, як такі можуть бути матричні, табличні ОП або ОП, які містять запам'ятовуючі пристрої (ЗП).

Однак перед аналізом відомих засобів багатоперандного підсумовування масиву операндів доцільно розглянути всі відомі способи реалізації оператора групового підсумовування.

У відповідності з класифікацією [2] можливі дві групи (почислова і порозрядна) способів обчислення оператора групового підсумовування виду

$$x_n = \sum_{i=1}^n a_i \quad (1)$$