

Про можливі шляхи підвищення ефективності процесу проектування радіоелектронних схем

Ігор Заячук¹, Любомира Кіт²

¹к. т. н., с. н. с., Центр математичного моделювання ІППММ ім. Я. С. Підстригача НАН України, вул. Дж. Дудасва, 15, Львів, 79005, e-mail: igorzaj@litech.lviv.ua

²провідний інженер, Центр математичного моделювання ІППММ ім. Я. С. Підстригача НАН України, вул. Дж. Дудасва, 15, Львів, 79005

Розроблено і обґрунтовано методику визначення коефіцієнта гармонік безреактивних нелінійних схем. Математична модель, яка описує клас таких схем у часовій області, є основою для проведення числових і аналітичних розрахунків.

Ключові слова: коефіцієнт гармонік, діодно-транзисторна електрична схема, статичний режим, безреактивна схема, динамічний діапазон, дискретна передаточна характеристика.

Вступ. Важливими чинниками, що характеризують ефективність роботи радіоелектронної схеми, є нелінійні властивості кола за величиною спотворення сигналів. Оцінкою спотворення періодичних гармонічних сигналів у радіоелектронних пристроях є, зокрема, коефіцієнт гармонік, який характеризує відмінність форми низькочастотного періодичного сигналу від гармонічної. Визначається він як відношення середньоквадратичного значення напруги суми всіх гармонік сигналу, окрім першої, до величини напруги першої гармоніки.

Вимоги до коефіцієнта гармонік для сучасних радіоелектронних пристроїв достатньо жорсткі. Для підсилювальних схем і вимірювальних систем величина коефіцієнта гармонік досягає порядку $(0,1 \div 0,01)\%$ й існує потреба у його зменшенні. В результаті зростають вимоги до процесу розрахунку і методів, які при цьому використовуються. Тому при проектуванні радіоелектронних схем важливо вибрати параметри обчислювального процесу так, щоб забезпечити правильне значення коефіцієнта гармонік.

До найвпливовіших параметрів процесу розрахунку належить похибка дискретизації вихідної задачі, тобто числового інтегрування диференціальних рівнянь або розв'язування алгебраїчних рівнянь (для розрахунку безреактивних схем) [1].

Складність завдання можна оцінити, якщо врахувати, що значення коефіцієнта гармонік досягає сотих або тисячних долей відсотка, а локальна похибка числового інтегрування, тобто похибка на одному кроці, дорівнює порядку одиниць або десятих долей відсотка.

Для розрахунку коефіцієнта гармонік у літературі розроблені різні методи, які використовують ряди Вольтера, метод збурень, метод ітерацій Пікара [2] тощо. Ці методи орієнтовані на використання спеціального математичного та

програмного забезпечення і в багатьох випадках є непридатними для досягнення сформульованої при проектуванні мети.

Для оцінки параметрів радіоелектронних пристроїв більш ефективними і достовірними є математичні моделі схем, які ґрунтуються на застосуванні часових методів числового інтегрування нелінійних диференціальних рівнянь або розв'язування нелінійних алгебраїчних рівнянь, що описують роботу електричного кола.

1. Методика розрахунку коефіцієнта гармонік безреактивних нелінійних схем

У запропонованій роботі об'єктом дослідження є клас нелінійних діодно-транзисторних схем, тобто безреактивних і таких, що описуються системою нелінійних алгебраїчних рівнянь. Одним з можливих варіантів дослідження є розрахунок коефіцієнта гармонік таких схем.

Математичну модель діодно-транзисторної електричної схеми запишемо у вигляді

$$Ax + f(x) = b,$$

де A — матриця розміру $n \times n$, x — n -вимірний вектор невідомих, $f(x)$ — n -вимірна функція, b — n -вимірний вектор, n — кількість невідомих.

Методика формування такого рівняння відома і детально описана у роботі [3].

Коефіцієнти гармонік безреактивних схем можна визначити за допомогою різних підходів.

1.1. Один з них базується на застосуванні дискретного перетворення Фур'є [4, 5] до вихідного сигналу при подачі на вхід схеми гармонічної дії

$$U_{\text{вх}} = U_m \sin \omega t,$$

де U_m — амплітудне значення сигналу.

При цьому вихідний сигнал визначається за допомогою довільної з відомих універсальних програм аналізу нелінійних безреактивних схем.

Враховуючи, що досліджувана схема безреактивна, неперервний вхідний сигнал подамо як дискретну послідовність з N точок на періоді

$$U_{\text{вх}} = 0, U_m \sin \frac{2\pi}{N}, U_m \sin 2 \frac{2\pi}{N}, \dots, U_m \sin(N-1) \frac{2\pi}{N}.$$

Величина амплітуди вихідного сигналу визначається шляхом розрахунку схеми для кожного значення амплітуди вхідного сигналу. Зазначимо, що з метою економії часу розрахунку доцільно використовувати $N/2$ дискретні відліки вхідного сигналу на проміжках $(0, \pi/2)$ і $(3\pi/2, 2\pi)$. Це вдало поєднується з процедурою розрахунку безреактивних схем. Відомо, що збіжність методу Ньютона для довільно вибраних початкових умов незадовільна, тому для покращення процесу числового розрахунку часто застосовується процедура продовження розв'язку за параметром [6]. Таким параметром для описаної методики є амплітудне значення вхідного сигналу. Труднощі виникають на першому кроці

розрахунку, тобто при визначенні режиму роботи схеми з нульовим вхідним сигналом. Для наступних значень $U_{\text{вх}}$ для знаходження вихідного сигналу за початкове наближення використовуються значення змінних, отриманих на попередньому кроці. Враховуючи те, що приріст $\Delta U_{\text{вх}}$, зазвичай, незначний, можна припустити, що збіжність ітераційного процесу досягається достатньо швидко.

Важливим чинником, що впливає на процес розрахунку, є раціональний вибір величини N . Адже при застосуванні дискретного перетворення Фур'є використовуються значення перших $N/2$ гармонік. Тому вибір N визначається кількістю гармонік, які необхідно врахувати.

1.2. Інший шлях для визначення коефіцієнта гармонік полягає в тому, що для його розрахунку та якісної оцінки динамічного діапазону нелінійних безреактивних схем використовується статична передаточна характеристика $U_{\text{вх}} = f(U_{\text{вх}})$. Вона визначається шляхом розрахунку схеми при зміні сигналу на вході від мінімального до максимального рівня. Будемо вважати, що схема безреактивна. Тоді неперервний вхідний сигнал можна подати послідовністю з N чисел

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}^{(0)}, U_{\text{вх}}^{(1)}, U_{\text{вх}}^{(2)}, \dots, U_{\text{вх}}^{(N-1)}.$$

Для кожного значення амплітуди вхідного сигналу дискретні значення передаточної характеристики визначаються шляхом розрахунку схеми за допомогою вибраної програми аналізу. Для їх визначення використовується процедура продовження розв'язку за параметром. Справді, якщо розрахункові змінні, які отримані для попереднього значення амплітуди вхідного сигналу, для наступного значення $U_{\text{вх}}$ використовуються як початкові наближення, то параметром продовження є миттєві значення вхідного сигналу.

Дискретну передаточну характеристику апроксимуємо поліномом степені n , тобто для довільного значення амплітуди вхідного сигналу $U_{\text{вх}}$ приймаємо

$$U_{\text{вих}} = K_1 U_{\text{вх}} + K_2 U_{\text{вх}}^2 + \dots + K_n U_{\text{вх}}^n.$$

Таким чином неперервна передаточна характеристика безреактивної нелінійної схеми отримується із розрахункової дискретної характеристики.

Для визначення коефіцієнтів K_1, K_2, \dots, K_n полінома, який відповідає найкращому наближенню, застосовуємо метод найменших квадратів. Величина n визначається кількістю необхідних для розрахунку гармонічних складових. Тоді, при дії на вході сигналу $U_{\text{вх}} = U_m \cos \omega t$, вихідний сигнал набуває вигляду

$$U_{\text{вих}} = K_1 U_m \cos \omega t + K_2 U_m^2 \cos^2 \omega t + \dots + K_n U_m^n \cos^n \omega t. \quad (1)$$

За допомогою формули Муавра подамо суму степенів косинусів через функції кратних аргументів (негармонічні складові при цьому не враховуються). У результаті отримаємо

$$\begin{aligned}
\sum_{s=0}^{n_1-1} \cos^{2s+1} \omega t &= \sum_{s=0}^{n_1-1} \frac{1}{2^{2s}} \sum_{k=0}^s C_{2s+1}^k \cos[(2(s-k)+1)\omega t] = \\
&= \sum_{s=0}^{n_1-1} \cos[(2s+1)\omega t] \sum_{k=0}^{(n_1-1)-s} \frac{1}{2^{2(s+k)}} C_{2(s+k)+1}^k; \\
\sum_{s=1}^{n_2} \cos^{2s} \omega t &= \sum_{s=1}^{n_2} \frac{1}{2^{2s-1}} \sum_{k=0}^{s-1} C_{2s}^k \cos[2(s-k)\omega t] = \\
&= \sum_{s=1}^{n_2} \cos(2s\omega t) \sum_{k=0}^{n_2-s} \frac{1}{2^{2(s+k)-1}} C_{2(s+k)}^k,
\end{aligned}$$

де n_1, n_2 — кількість доданків з непарними і парними степенями косинуса у рівнянні (1); $n = n_1 + n_2$; $C_i^j = \frac{i!}{j!(i-j)!}$.

Тоді рівняння (1) набуває вигляду

$$\begin{aligned}
U_{\hat{a}\hat{\delta}\hat{o}} &= \cos \omega t \sum_{k=0}^{n_1-1} U_m^{2k+1} \frac{K_{2k+1}}{2^{2k}} C_{2k+1}^k + \sum_{s=1}^{n_1-1} \cos[(2s+1)\omega t] \times \\
&\times \sum_{k=0}^{n_1-1+s} U_m^{2(s+k)+1} \frac{K_{2(s+k)+1}}{2^{2(s+k)}} C_{2(s+k)+1}^k + \sum_{s=1}^{k_2} \cos(2s\omega t) \sum_{k=0}^{n_2-s} u_m^{2(s+k)} \frac{K_{2(s+k)}}{2^{2(s+k)-1}} C_{2(s+k)}^k. \quad (2)
\end{aligned}$$

З виразу (2) для вихідного сигналу $U_{\text{вих}}$ отримаємо формулу для визначення коефіцієнта гармонік в аналітичному вигляді

$$k_{\tilde{A}} = \frac{U_m \sqrt{\sum_{s=1}^{n_1-1} \left(\sum_{k=0}^{n_1-1-s} \chi_1 \right)^2 + \sum_{s=1}^{n_2} \left(\sum_{k=0}^{n_2-s} \chi_2 \right)^2}}{\sum_{k=0}^{n_1-1} \chi_3}. \quad (3)$$

Тут

$$\begin{aligned}
\chi_1 &= U_m^{2(s+k)-1} \left(K_{2(s+k)+1} / 2^{2(s+k)} \right) C_{2(s+k)+1}^k; \\
\chi_2 &= U_m^{2(s+k)-1} \left(K_{2(s+k)} / 2^{2(s+k)-1} \right) C_{2(s+k)}^k; \\
\chi_3 &= U_m^{2k} \left(K_{2k+1} / 2^{2k} \right) C_{2k+1}^k.
\end{aligned}$$

1.3. Описана у підпункті 1.2 методика суттєво спрощується для розрахунку коефіцієнта гармонік безреактивних нелінійних схем з малими значеннями амплітуди вход-

ного сигналу. Адже тоді визначальний вплив на величину цього параметра мають квадратичні доданки у розкладі в ряд Тейлора передаточної характеристики (1).

Для покращення запасу точності передаточну характеристику подамо у вигляді кубічного полінома

$$U_{вих.} = K_1 U_{вх.} + K_2 U_{вх.}^2 + K_3 U_{вх.}^3.$$

Значення вихідного сигналу отримаємо в результаті числового розрахунку трьох величин $U_{вх.}^0, U_{вх.}^1, U_{вх.}^2$ вхідного. Визначимо невідомі коефіцієнти полінома K_1, K_2, K_3 шляхом розв'язування системи трьох алгебраїчних рівнянь.

Тоді внаслідок дії вхідного сигналу $U_{вх.} = U_m \cos \omega t$ гармонічна складова вихідного сигналу набуває вигляду

$$\tilde{U}_{вих.} = U_m \left(K_1 + \frac{3}{4} K_3 U_m^2 \right) \cos \omega t + K_2 \frac{U_m^2}{2} \cos 2\omega t + \frac{1}{4} K_3 U_m^3 \cos 3\omega t,$$

а величина коефіцієнта гармонік є такою

$$k_{\Gamma} = \frac{U_m \sqrt{K_2^2 + \frac{1}{4} K_3^2 U_m^2}}{2 \left(K_1 + \frac{3}{4} K_3 U_m^2 \right)}. \quad (4)$$

Якщо $U_m \ll 1$, то вираз (4) можна спростити, після чого він набуває вигляду

$$k_{\Gamma} \cong \frac{K_2}{2K_1} U_m.$$

Таким чином, для розрахунку коефіцієнта гармонік на основі передаточної характеристики не використовується гармонічний аналіз вихідного сигналу. В результаті уникаємо похибки, яка вноситься у величину коефіцієнта гармонік внаслідок використання дискретного перетворення Фур'є. Окрім того, за однократно розрахованою передаточною характеристикою визначається коефіцієнт гармонік для довільних миттєвих значень вхідного сигналу з інтервалу його зміни, що значно економить час на проектування.

Висновки. На прикладі розрахунку коефіцієнта гармонік проаналізовано труднощі, які виникають при оцінці спотворень періодичних гармонічних сигналів.

Для скорочення часу і покращення ефективності процесу проектування радіоелектронних схем у статичному режимі запропоновано нову методику розрахунку коефіцієнта гармонік. Складовими розробленої методики є:

- числовий розрахунок для визначення дискретних значень вихідного сигналу при заданих значеннях вхідного сигналу з використанням довільної

універсальної програми аналізу безреактивних схем і знаходження гармонічних складових вихідного сигналу та коефіцієнта гармонік із використанням швидкого перетворення Фур'є;

- оцінка коефіцієнта гармонік за допомогою отриманих аналітичних формул, складові яких обчислені числовим методом на основі статичної передаточної характеристики $U_{вих.} = f(U_{вх.})$.

Література

- [1] Заячук І. М., Синицький Л. А. О расчете коэффициента нелинейных искажений электронных схем // Теоретическая электротехника. — Львов: Изд. ЛГУ, 1982. — Вып. 33. — С. 129-134.
- [2] Ильин В. И., Жигалов И. Е., Ланцов В. Н. Методы автоматизированного схемотехнического проектирования нелинейных радиотехнических цепей // Радиотехника. — 1985. — Т. 28, № 6. — С. 7-17.
- [3] Базилевич В. М., Синицький Л. А. Об уравнениях безреактивной нелинейной цепи // Теоретическая электротехника. — Львов: Изд-во ЛГУ, 1971. — Вып. 11. — С. 94-96.
- [4] Бригхем, Морроу. Быстрое преобразование Фурье // ТИИЭР. — 1967. — № 10. — С. 21-29.
- [5] Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. — М.: Мир, 1978. — 848 с.
- [6] Благитко Б. Я., Рабык В. Г. Улучшение программ анализа статического режима диодно-транзисторных цепей // Теоретическая электротехника. — Львов: Изд-во ЛГУ, 1983. — Вып. 34. — С. 78-86.

On Possible Ways of Effectiveness Increase of Electronic Networks Projection

Igor Zayachuk, Lyubomyra Kit

Methods of non-linear distortion coefficient determination have been elaborated and substantiated. Mathematical model, which defines the class of such networks in time domain, creates the basis for numerical and analytical calculations.

О возможных путях повышения эффективности процесса проектирования радиоэлектронных схем

Ігор Заячук, Любомира Кіт

Разработана и обоснована методика определения коэффициента гармоник безреактивных нелинейных схем. Математическая модель, описывающая класс таких схем во временной области, является основой для численных и аналитических расчетов.

Отримано 13.08.04