

Р.І. Желяк, М.В. Мелень, Б.О. Павлов, О.В. Самсонюк*
 Національний університет “Львівська політехніка”,
 кафедра теоретичної радіотехніки та радіовимірювань,
 *кафедра радіоелектронних пристроїв та систем

АНАЛІЗ РЕЖИМІВ ГЕНЕРУВАННЯ І ПЕРЕТВОРЕННЯ ЧАСТОТИ В ТРАНЗИСТОРНОМУ АВТОДИНІ

© Желяк Р.І., Мелень М.В., Павлов Б.О., Самсонюк О.В., 2006

Апроксимовано характеристики польового транзистора, визначено крутості для генерування, підсилення і перетворення частоти залежно від нормованого опору навантаження.

In this article characteristics of field-effect transistor had been approximated and dependencies of generation slope, gain and frequency of conversion via normalized load resistance was plotted.

Вступ

Дослідження роботи автодина проводиться з необхідності одночасного забезпечення високої потужності генерування, великого коефіцієнта передачі змішувача і мінімального коефіцієнта шуму. Для транзисторних схем автодина це питання не розглядалося*. Одночасно забезпечити високу потужність генерування, великий коефіцієнт передачі змішувача і малий коефіцієнт шуму простіше на польовому транзисторі, який порівняно з біполярним виявляє нелінійні властивості за значно більших коливальних напруг, але не поступається останньому за шумовими характеристиками.

У цій роботі аналізуються характеристики LC-автодина, що виконаний на польовому транзисторі. З теорії польового транзистора відомо, що струм стоку прямо пропорційний до квадрата прикладеної до затвора напруги. Тому для аналізу використовується кусково-параболічна апроксимація характеристик. У той самий час потужні високочастотні польові транзистори мають прохідну характеристику, яка істотно відрізняється від параболічної. Причина цієї відмінності невідома, але висловлюється припущення, що потужний транзистор являє собою паралельне з'єднання великої кількості малопотужних елементів. Для двозатворних польових транзисторів більш близька кусково-лінійна апроксимація прохідної характеристики. Тому виконано розрахунок і для такого випадку та проведено порівняння одержаних результатів. В розрахунках вважалося, що гранична частота використаних транзисторів набагато вища за частоту генерування.

1. Кусково-параболічна апроксимація

Прохідна вольт-амперна характеристика польового транзистора апроксимується виразом

$$i_{cm} = b(U_{ex} + U_{zm} - U_{vidc})^2,$$

де b – коефіцієнт, що визначається типом транзистора; i_{cm} – струм стоку; U_{zm} – напруга зміщення на затворі; U_{vidc} – напруга на затворі, за якої відбувається відсікання струму стоку; U_{ex} – змінна напруга на вході.

В усталеному режимі генератора за синусоїдальної змінної напруги на затворі з урахуванням дії ланки автоматичного зміщення (рис. 1)

$$i_{cm}(\varphi) = b(U_{exzm} \cos \varphi - U_{exzm} + U_{zm} - U_{vidc})^2$$

* 1. Арш Э.Н. Автогенераторные методы и средства измерений. – М.: Машиностроение, 1979. – 256 с.

Середня крутість характеристики транзистора для вхідного коливання, яке відрізняється частотою від частоти генерування (це може бути радіочастотний сигнал на вході приймача або отриманий після перетворення сигнал проміжної частоти):

$$S_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} S(\varphi) d\varphi = \frac{2b}{\pi} (U_{зм} - U_{відс}) \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{1 - \cos \theta},$$

за малих кутів відсіку

$$S_0 \approx \frac{2}{\pi} b (U_{зм} - U_{відс}) \frac{2\theta}{3}.$$

Для визначення крутості перетворення однострижорного каскаду знайдемо першу гармоніку крутості характеристики транзистора в режимі генерування:

$$S_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} S(\varphi) \cos \varphi d\varphi = \frac{2}{\pi} b (U_{зм} - U_{відс}) \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{1 - \cos \theta},$$

за малих кутів відсіку

$$S_1 \approx \frac{2}{\pi} b (U_{зм} - U_{відс}) \frac{4\theta}{3}.$$

Крутість перетворення S_{np} вдвічі менша, ніж перша гармоніка.

Отримані вище залежності від кута відсіку не відображають в явному вигляді їх зміну від елементів пристрою. Тому за другу змінну величину приймемо фактор регенерування, тобто нормований опір навантаження автодина (що змінюється, наприклад, під час під'єднання антени)

$$\frac{R}{R_{min}} = \left(\frac{S_z}{S_M} \right)^{-1},$$

де R – опір навантаження автодина, приведений до затвора; R_{min} – мінімальний опір R , що задовольняє умову виникнення генерування.

За невеликої змінної напруги на затворі і параболічної прохідної характеристики транзистора можливий режим генерування без відсікання. В цьому випадку з умов самозбудження і балансу амплітуд впливає

$$\frac{U_{вх зм}}{U_{зм} - U_{відс}} = 1 - \frac{R_{min}}{R},$$

і після інтегрування в межах $-\pi < \varphi < \pi$ одержимо, що всі характеристики в явному вигляді залежать від опору навантаження.

3. Кусково-лінійна апроксимація

За кусково-лінійної апроксимації і змінної синусоїдальної напруги на затворі струм стоку апроксимується виразом (рис. 2)

$$i_{cm}(\varphi) = S U_{вх зм} (\cos \varphi - \cos \theta); \quad -\theta < \varphi < \theta,$$

його максимальне значення

$$i_{cm0} = S (U_{зм} - U_{відс}).$$

Постійна складова струму:

$$i_{cm0} = \frac{1}{\pi} S (U_{зм} - U_{відс}) \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{1 - \cos \theta},$$

за малих кутів відсіку

$$i_{cm0} \approx \frac{1}{\pi} S (U_{зм} - U_{відс}) \frac{2\theta}{3}.$$

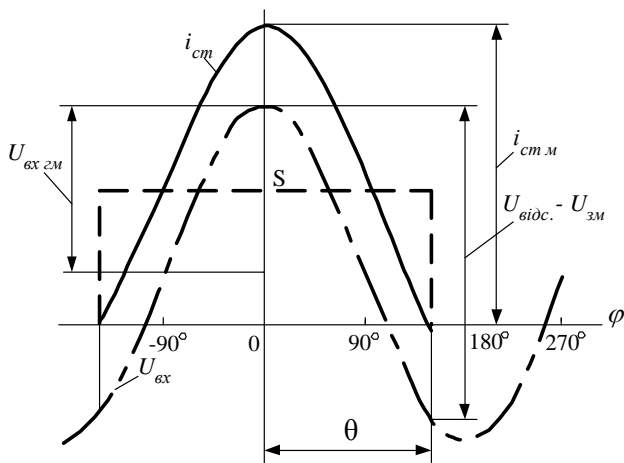


Рис. 2. Залежність струму стоку польового транзистора (суцільна лінія), крутості характеристики (штрихова лінія) і напруги на затворі (штрихпунктирна лінія), за дії синусоїдального сигналу у випадку кусково-лінійної апроксимації.
Кут відсіку $\theta = 150^\circ$

Максимальне значення крутості $S_m = S$.

Середня крутість характеристики транзистора для вхідного коливання з частотою генерування:

$$S_2 = \frac{i_{cm\ 2M}}{U_{вх\ 2M}} = \frac{1}{\pi} S \int_{-\theta}^{\theta} (\cos \varphi - \cos \theta) \cos \varphi d\varphi = \frac{1}{\pi} S (\theta - \sin \theta \cos \theta),$$

за малих кутів відсіку

$$S_2 \approx \frac{1}{\pi} S \frac{2\theta^3}{3}.$$

Середня крутість характеристики для вхідного коливання з частотою, яка відрізняється від частоти генерування:

$$S_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} S(\varphi) d\varphi = \frac{1}{2\pi} S \int_{-\theta}^{\theta} d\varphi = \frac{1}{\pi} S \theta.$$

Відповідно перша гармоніка крутості характеристики в режимі генерування дорівнює

$$S_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} S(\varphi) \cos \varphi d\varphi = \frac{2}{\pi} S \sin \theta,$$

за малих кутів відсіку

$$S_1 \approx \frac{2}{\pi} S \theta.$$

4. Результати розрахунків

Відповідні аналітичні вирази, що визначають залежності від кута відсіку струму стоку або нормованого опору навантаження наведено в таблиці, а результати розрахунків графічно зображено на рис. 3 та 4.

Нормований опір навантаження

| Характеристика | Апроксимація | | |
|---|--|--|--|
| | параболічна | кусково-параболічна | кусково-лінійна |
| $\frac{R}{R_{мін}}$ | $\frac{R}{R_{мін}} < 2$ | $\frac{S_m}{S_2} > 2$ | $\frac{S_m}{S_2}$ |
| $\frac{i_{cm0}}{i_{cm}}$ | $\frac{1}{2} - \frac{R_{мін}}{R} + \frac{3}{2} \left(\frac{R_{мін}}{R} \right)^2$ | $\frac{1}{\pi} \frac{\frac{\theta}{2} (2 + \cos 2\theta) - \frac{3}{4} \sin 2\theta}{(1 - \cos \theta)^2}$ | $\frac{1}{\pi} \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{1 - \cos \theta}$ |
| $\frac{S_2}{S_m}$ | $\frac{R_{мін}}{R}$ | $\frac{1}{\pi} \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta - \frac{1}{3} \sin^3 \theta}{1 - \cos \theta}$ | $\frac{1}{\pi} (\theta - \sin \theta \cos \theta)$ |
| $\frac{S_0}{S_m}$ | $\frac{R_{мін}}{R}$ | $\frac{1}{\pi} \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{1 - \cos \theta}$ | $\frac{1}{\pi} \theta$ |
| $\frac{S_{np}}{S_m}$ | $\frac{1}{2} \left(1 - \frac{R_{мін}}{R} \right)$ | $\frac{1}{2\pi} \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{1 - \cos \theta}$ | $\frac{1}{\pi} \sin \theta$ |
| $\frac{U_{вх\ 2M}}{U_{3M} - U_{відс.}}$ | $1 - \frac{R_{мін}}{R}$ | $\frac{1}{1 - \cos \theta}$ | $\frac{1}{1 - \cos \theta}$ |

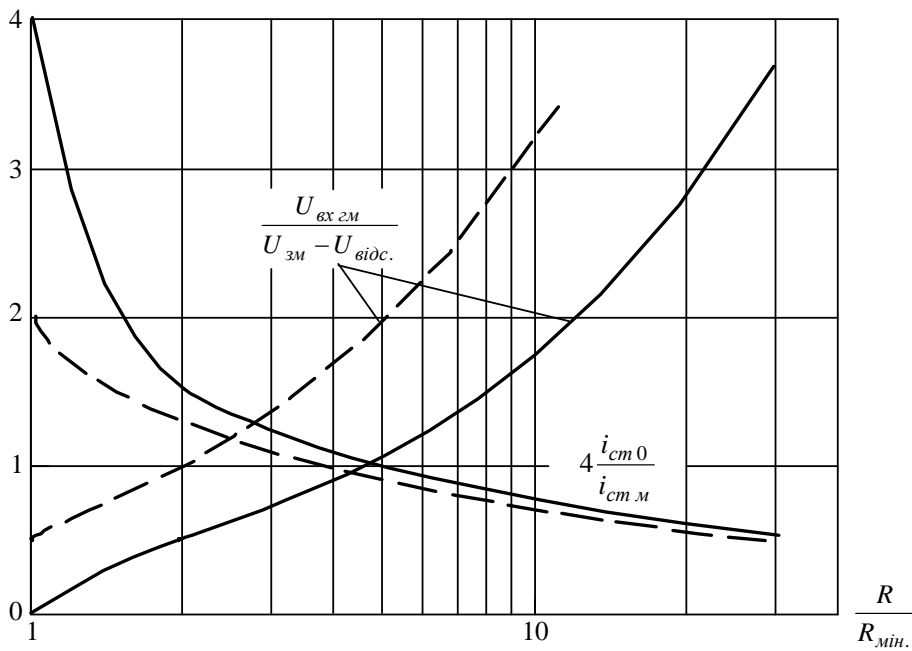


Рис. 3. Залежності характеристик автодина – нормованих струму стоку і змінної напруги на затворі від опору навантаження автодина.
Суцільні лінії – для кусково-параболічної апроксимації,
штрихові – для кусково-лінійної апроксимації

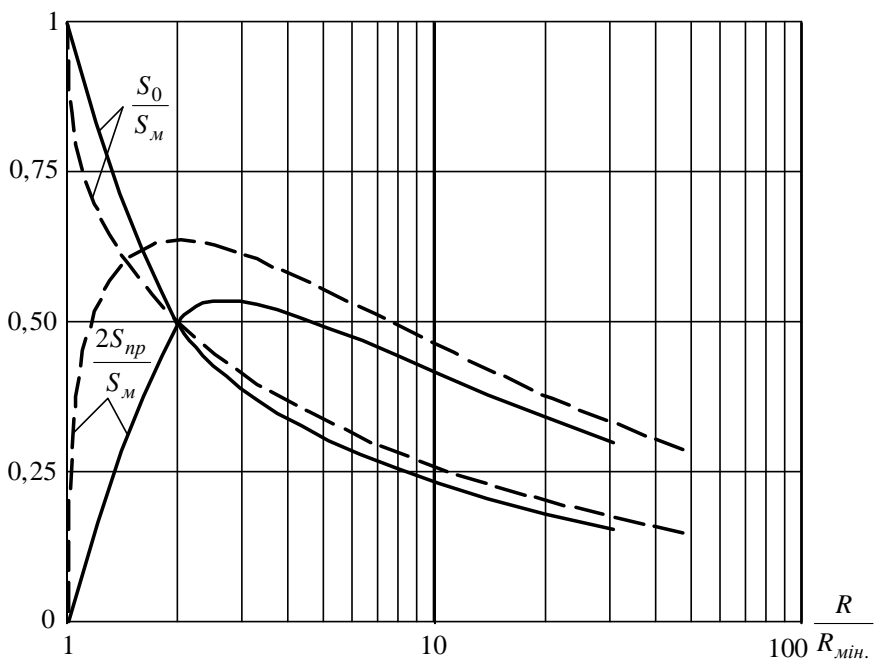


Рис. 4. Залежності характеристик автодина – нормованих середньої крутості характеристики і крутості перетворення від опору навантаження автодина.
Суцільні лінії – для кусково-параболічної апроксимації,
штрихові – для кусково-лінійної апроксимації

Висновки:

1. Для автодина на польовому транзисторі встановлена взаємно однозначна відповідність між кутами відсіку, опорам навантаження, постійною складовою струму стоку, амплітудою коливань, середньою крутістю характеристики, першою гармонікою крутості характеристики і крутістю перетворення.

2. Під час настроювання практичних схем оптимальний режим роботи автодина можна підібрати без складних вимірювань на високій частоті, визначивши лише постійну складову струму стоку транзистора в режимі генерування і за його відсутності. Залежність постійної складової струму стоку від опору навантаження може бути покладена в основу вимірювання активної складової комплексного опору змінному струму.

3. За одночасного суміщення функцій генератора і перетворювача частоти в одотранзисторному каскаді найбільша крутість перетворення за кусково-параболічної апроксимації забезпечується з фактором регенерування 2–4,7, тобто з кутом відсіку близько 120° , за кусково-лінійної – відповідно 1,5–3 та 90° .

4. Розрахунки, виконані методами кусково-параболічної і кусково-лінійної апроксимації, дають близькі результати, однаково придатні для практичного використання.

УДК 681.3

Н.Д. Круцкевич, Я.М. Николайчук

Тернопільський державний економічний університет

СИНТЕЗ І ПРОЕКТУВАННЯ АСОЦІАТИВНОГО СУМАТОРА СИСТЕМИ ЗАЛИШКОВИХ КЛАСІВ В БАЗИСІ ГАЛУА

© Круцкевич Н.Д., Николайчук Я.М., 2006

Проведено аналіз існуючих алгоритмів виконання операцій підсумовування в базисі Галуа за модулем, що використовуються в сучасній обчислювальній техніці. Запропоновано метод асоціативного підсумовування та синтезовано структуру асоціативного суматора за модулем в базисі Галуа та виконано його схемотехнічне проектування.

The analysis of existent algorithms of implementation of operations of that is sad is conducted in the base of Galois on the module, that is used in modern to the computing engineering. The method of that is associative sad is offered and synthesized the structure of the associative summarizing on the module in the base of Galois and it is executed his circuit technique design.

Вступ

Створення швидкодіючих елементів обчислювальної техніки є актуальним і важливим науково-технічним завданням. Зокрема існує гостра потреба в елементах, що реалізують швидке виконання математичних операцій в режимі реального часу. Проте традиційні підходи до розв'язання цих задач вже досягнули теоретично можливої критичної межі (збільшення тактової частоти процесорів, розширення шини даних тощо). Виходом є дослідження нових, більш перспективних теоретико-числових базисів та реалізація швидких алгоритмів виконання математичних операцій на їх базі. До таких перспективних теоретико-числових базисів необхідно віднести теоретико-числові базиси Галуа та Крестинсона [1]

1. Аналіз методів сумування в базисі Галуа

Здійснення арифметичних операцій в полі Галуа характеризується різною формою подання двох операндів. Перший операнд подається у вигляді коду, а другий – у вигляді логічних рівнянь, які визначають операції над значенням коду першого операнда.

За умови простої технічної реалізації наведених процедур на основі регістрів зсуву швидкодія вказаного методу доволі низька та визначається розрядністю k та r операндів і відповідно кількістю тактів перемноження (максимально теоретично можлива – $k+r$).

Метод виконання основних математичних операцій в кодах Галуа ґрунтується на безпосередній паралельній обробці операндів на підставі синтезованих логічних функцій порозрядного сумування за $\text{mod } p$ [2, 3].