

РАДІОЕЛЕКТРОНІКА ТА РАДІОЕЛЕКТРОННЕ АПАРАТОБУДУВАННЯ

УДК 621.396

В. М. Кичак, д. т. н., проф.;

Абухамуд Нассір, асп.;

Н. В. Трухачова, студ.;

П. О. Гаврасієнко, студ.

МЕТОД КОМПЕНСАЦІЇ НЕСТАБІЛЬНОСТІ ПАРАМЕТРІВ ЧАСТОТНОГО МОДУЛЯТОРА ЗА ВІДСУТНОСТІ МОДУЛЮВАЛЬНОГО СИГНАЛУ

Запропоновано метод компенсації нестабільності частоти частотного модулятора шляхом застосування транзисторного аналога індуктивності, суть якого полягає у використанні залежності еквівалентної індуктивності від напруги емітер–база. Показано, що нестабільність частоти може досягати значень близько $3,5 \cdot 10^{-5}$ на частотах близько 1 ГГц, де кварцові резонатори не використовуються.

Вступ і постановка задачі

Частотні модулятори знаходять широке застосування в радіорелейних та тропосферних системах передачі інформації, системах мобільного зв'язку та телебачення. Однією із головних вимог, які висуваються до таких модуляторів, є підвищення стабільності частоти генератора за відсутності модулювального сигналу та лінійність модуляційної характеристики (МХ). В діапазоні надвисоких частот (НВЧ) керувальними елементами в модуляторах найчастіше використовуються варикапи, МХ яких нелінійна, тому необхідно використовувати різні способи лінеаризації.

Для підвищення стабільності частоти за відсутності модулювального сигналу можна використовувати кварцові резонатори та помножувачі частоти, проте забезпечення стабільності має місце за відсутності елемента керування — варикапа. В таких модуляторах зі зміною температури та напруги живлення на варикапі буде змінюватись величина ємності варикапа, що приводить до нестабільності частоти за відсутності модулювального сигналу. Крім того, висока стабільність частоти кварцових резонаторів забезпечується лише на частотах до 100 МГц.

В якості керувального елемента в частотних модуляторах можуть використовуватись реактивні каскади на транзисторах, але в цьому випадку має місце паразитна амплітудна модуляція, яку бажано зводити до мінімуму [1]. Якщо такий каскад використовувати як еквівалент індуктивності, яка буде змінюватись за рахунок зміни, наприклад, напруги між базою і емітером, то це приведе до значного збільшення паразитної амплітудної модуляції, і нестабільність за відсутності модулювального сигналу буде значною, оскільки струм колектора буде значно більшим струму подільника. Тому нестабільність джерела живлення та температура будуть суттєво впливати на величину струму емітера, а відповідно, і колектора.

Якщо ж реактивний каскад використовувати як ємність, то в коло база—емітер необхідно вмикати індуктивність, яку неможливо реалізувати за напівпровідниковою технологією і, крім того, другим елементом коливального контуру є також індуктивність, яку також важко реалізувати за напівпровідниковою технологією. В зв'язку з цим, актуальною є задача підвищення стабільності частоти за відсутності модулювального сигналу та можливість реалізації такого модулятора за напівпровідниковою інтегральною технологією, що і є метою цієї статті.

Попередні дослідження

Режимна та температурна нестабільність частотного модулятора, в основному, зумовлена тим, що за відсутності модулювального сигналу нестабільність напруги живлення змінює напругу на

варикапі і частоту генерованих коливань. Підвищення напруги зменшує ємність варикапа та підвищує частоту і навпаки, — зменшення напруги збільшує ємність та зменшує частоту. Ці залежності для різних типів переходів мають вигляд [2]:

— для різкого p - n переходу

$$C_{\text{бар}} = S \sqrt{\frac{q\epsilon\epsilon_0 N_{\text{ар}} N_{\text{дн}}}{2(N_{\text{ар}} - N_{\text{дн}})(\phi_k - U)}}; \quad (1)$$

— для несиметричного p - n переходу

$$C_{\text{бар}} = S \sqrt{\frac{q\epsilon\epsilon_0 N}{2(\phi_k - U)}}; \quad (2)$$

— для плавного p - n переходу з лінійним розподілом концентрації домішок,

$$C_{\text{бар}} = \sqrt[3]{\frac{(\epsilon\epsilon_0)^2 qa}{12(\phi_k - U)}}; \quad (3)$$

де ϕ_k — контактна різниця потенціалів; a — градієнт концентрації домішок; N — концентрація домішок в слаболегованій області; S — площа p - n переходу; $N_{\text{ар}}$, $N_{\text{дн}}$ — концентрації акцепторних і донорних домішок в напівпровідниках p і n типу, відповідно.

Аналіз цих виразів показує, що з ростом температури ємність буде змінюватись, в основному, за рахунок збільшення контактної різниці потенціалів

$$\phi_k = \frac{kT}{q} \ln \frac{P_p}{P_n},$$

де P_p , P_n — концентрація дірок на межі розподілу в напівпровідниках p і n типу, відповідно.

Для реалізації індуктивності коливального контуру в частотному модуляторі можна використовувати індуктивний динамічний негatron (ІДН). Результати теоретичних та експериментальних досліджень таких негatronів [3, 4, 5], показують, що з ростом напруги між емітером і базою транзистора зростає струм емітера, що збільшує еквівалентну індуктивність. Дослідження залежності еквівалентної індуктивності $L_{\text{екв}}$ від напруги на колекторі показує, що з ростом напруги $L_{\text{екв}}$ спочатку зростає (досягає деякого значення), а потім практично не залежить від напруги на колекторі (рис. 1).

Дослідження залежності еквівалентної індуктивності від температури показує, що з її збільшенням зростає струм емітера і колектора ІДН, а ріст струму, в свою чергу, викликає збільшення індуктивності. В той же час, як впливає із виразів (1)—(3), зростання температури збільшує контактну різницю потенціалів і, відповідно, зменшує бар'єрну ємність, і тому використання ІДН дає можливість компенсувати нестабільність, зумовлену зміною температури навколишнього середовища.

Розв'язання задачі

Як впливає з попередніх досліджень, застосування ІДН як індуктивного елемента коливального контуру, в частотному модуляторі дає можливість компенсувати зміну частоти модулятора за рахунок зміни напруги джерела живлення і температури, проте ця компенсація може зменшувати девіацію частоти, оскільки вплив модулювального сигналу змінюватиме і еквівалентна індуктивність.

Для усунення впливу залежності індуктивності від дії модулювального сигналу ІДН вмикається

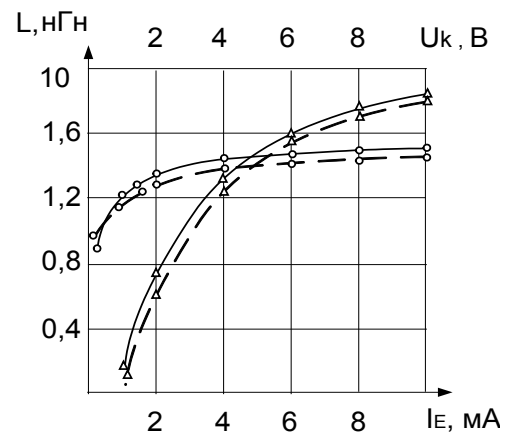


Рис. 1. Залежності індуктивності від струму на емітері і напруги на колекторі на частоті $F = 1$ ГГц з $R_c = 6$ Ом:

— — — експериментальні; — — — теоретичні

паралельно в коливальний контур, а модульовальний сигнал, що подається на варикап, прикладається між колектором і базою ІДН (рис. 2).

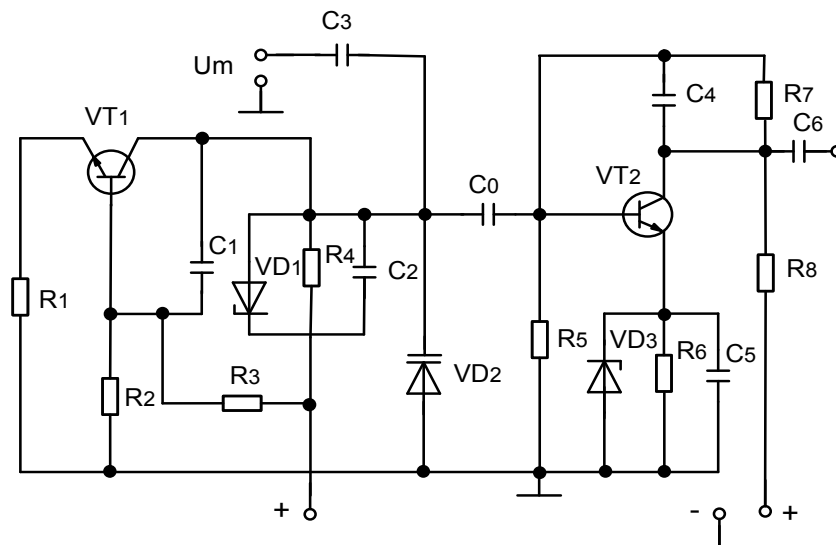


Рис. 2. Частотний модулятор

Оскільки струми емітера і колектора практично не залежать від напруги на колекторі у активному режимі роботи (див. рис. 1), то модульовальний сигнал не впливає на еквівалентну індуктивність коливального контуру під дією модульовального сигналу. Визначимо умови, за яких підвищується стабільність частотного модулятора у разі впливу дестабілізуючих факторів — нестабільності джерела живлення і температури.

Відомо, що частота генерованих коливань зі зміною напруги на варикапі змінюється за законом

$$\omega = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + \Delta C/C_0}},$$

$$\text{де } C_0 = C + C_1; \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_0}};$$

$$\Delta C = K \left[(\varphi_k - U_2)^{-2} - (\varphi_k + U_1)^{-2} \right],$$

де K — деяка постійна, яку для конкретного випадку можна розрахувати, враховуючи (1—3).

Тоді відносну зміну частоти можна визначити за виразом [6]

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = -\Delta C/2C_0. \quad (4)$$

Аналогічно для зміни індуктивності коливального контуру:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = -\Delta L/2L_0. \quad (5)$$

Слід зауважити, що рівняння (4) і (5) мають місце за умови:

$$\Delta C/C_0 \ll 1 \quad \text{і} \quad \Delta L/L_0 \ll 1.$$

Для нашого випадку ці умови завжди виконуються, оскільки мова йде про врахування нестабільностей джерел живлення та зміни температури, і тому зміни ємності та індуктивності будуть значно меншими середнього значення.

З виразів (4) і (5) випливає, що для компенсації впливу дестабілізуювальних факторів, необхідним є виконання співвідношення

$$\frac{\Delta C}{2C_0} = \frac{\Delta L}{2L_0}.$$

Для ІДН величини індуктивності та активного опору можна визначити, використовуючи спро-

щону еквівалентну схему:

$$L = \frac{(r_6 + R_6)\alpha_0 f_\alpha}{2\pi(f_\alpha^2 + f^2)}; \quad R = [r_E + (r_6 + R_6) - (r_6 + R_6)\alpha_0] \left(1 + \frac{f}{f_\alpha}\right), \quad (6)$$

де r_E — опір емітерного переходу; r_6 — опір базової області транзистора; f_α — межева частота; R_6 — зовнішній опір, увімкнений в коло бази.

Для варикапа еквівалентну схему можна показати у вигляді послідовно увімкнених опору і бар'єрної ємності C_B і, виходячи із якої, повний опір можна розрахувати за виразом

$$Z_B = \frac{R_2 + R_2^2 R_1 \omega^2 C_B^2}{1 + \omega^2 C_B^2 R_2^2} + \frac{j\omega C_B (R_2 R_1 + R_2^2)}{1 + \omega^2 C_B^2 R_2^2},$$

де R_1 — опір p і n — областей варикапа; R_2 — опір зворотнозмішаного p - n переходу.

Використовуючи вирази для повного опору ІДН і варикапа, отримуємо рівняння, з якого можна визначити залежність резонансної частоти і гармонічних складових від нестабільності джерела живлення і температури. Для цього необхідно враховувати залежність параметрів еквівалентної схеми транзистора і варикапа від напруги та температури:

$$\omega^4 L C_B^3 R_{\text{екв}} R_B^2 - \omega^3 L C_B (L + R_{\text{екв}} R_B C_B) + \omega^2 R_{\text{екв}}^2 R_B C_B^2 + \omega(L + R_{\text{екв}} R_B C_B) = 0. \quad (7)$$

Якщо знехтувати активним опором варикапа, то вираз (7) набуде вигляду

$$\omega^4 L^2 C_0 C_B (C_0 - C_B) - \omega^2 C_0 (2C_B L + C_0 L + C^2 R_{\text{екв}}^2 - C_0 R_{\text{екв}}^2 C_1) - C_0 = 0. \quad (8)$$

Для розрахунку залежності зміни амплітуди вихідного сигналу модулятора від частоти необхідно розрахувати повний еквівалентний активний опір коливального контуру

$$R_{\text{екв}} = \frac{\left[\omega^2 L (C_0 - C_B) - 1 \right] \omega^2 C_B C_0 R + \omega R (C_B + C_0) \omega C_0 (\omega^2 C_1 L - 1)}{\omega^4 C_B^2 C_0^2 R^2 + \omega^2 C_0^2 (\omega^2 C_B L - 1)^2}. \quad (9)$$

Оскільки на частоті генерації повний активний опір дорівнює нулю, то з урахуванням цього ми отримуємо нове рівняння, яке відрізняється від (8) і його розв'язок для першої гармоніки можна записати так

$$\omega_1 = \left\{ \frac{C_0 L (2C_B - C_0) + \left[C_0^2 L^2 (2C_B + C_0)^2 + 4L^2 C_0 C_B (C_0 - C_1) \right]^{1/2}}{2L^2 C_0 C_B (C_0 - C_B)} \right\}^{1/2}. \quad (10)$$

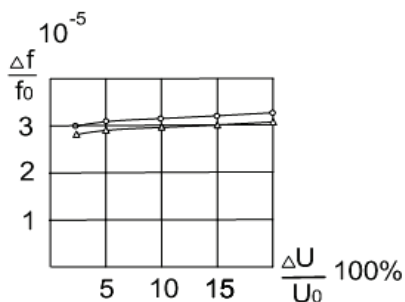


Рис. 3. Залежності нестабільності частоти від нестабільності напруги джерела живлення:

—Δ—Δ— теоретичні, —○—○— експериментальні

Для розрахунку залежності частоти генерації від дестабілізуючих факторів враховувалась залежність параметрів еквівалентної схеми транзистора від температури та режиму роботи, а також вплив цих факторів на параметри варикапа.

Графіки залежності нестабільності частоти від нестабільності напруги живлення показані на рис. 3. З графіків випливає що нестабільність частоти не перевищує $3,5 \cdot 10^{-5}$ для $f_0 = 1,0$ ГГц. Дослідження залежності нестабільності частоти модулятора від температури показали, що вона не перевищує $3,5 \cdot 10^{-5}$ зі зміною температури від -20 до 75 °С.

Для оцінки впливу параметрів ІДН на стабільність частоти модулятора можна скористатись спрощеними виразами, які отримані з урахуванням того, що на частоті генерації сумарний активний опір з урахуванням кола зворотного зв'язку дорівнює нулю. В цьому випадку частоту генерації з урахуванням зміни ємності варикапа та індуктивності

ІДН можна розрахувати за виразом

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{LC_B - LC_0 + C_B \Delta L + \Delta L \Delta C - \Delta L C_0}}, \quad (11)$$

при цьому повна компенсація нестабільності частоти, яка зумовлена зміною ємності варикапа, здійснюється за умови

$$\frac{\Delta L}{L} = \frac{\Delta C_B}{C_B - C_0 + \Delta C_B}.$$

Для оптимізації параметрів частотного модулятора за критерієм мінімуму нестабільності цільовою функцією буде

$$\min \left| \frac{\Delta L}{L} - \frac{\Delta C_B}{C_B - C_0 + \Delta C_B} \right|.$$

Розрахунки, проведені за виразом (10), показали, що відхилення від результатів, отриманих за виразами (10) і (11), мало відрізняються (розбіжність не перевищує десятих часток процента), тому для практичних розрахунків можна використовувати вираз (11).

Висновки

1. Запропоновано метод компенсації нестабільності параметрів частотного модулятора за відсутності модульовального сигналу, який ґрунтується на використанні залежності індуктивності ІДН від напруги на емітері.
2. Отримано вирази для розрахунку частоти генерації з урахуванням її залежності від параметрів фізичної еквівалентної схеми транзистора.
3. Показано, що нестабільність частоти частотного модулятора не перевищує $3,5 \cdot 10^{-5}$ при нестабільності напруги джерела живлення до 15 %.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Омельченко В. О. Теорія електричного зв'язку / В. О. Омельченко, В. Г. Санніков ; за ред. В. О. Омельченка. — К. : УСДО, 1994. — 304 с.
2. Пасинков В. В. Полупроводниковые приборы / В. В. Пасинков, П. К. Чиркин. — М. : Высшая школа, 1987. — 474 с.
3. Філінюк М. А. Основи негatronіки. Теоретичні та фізичні основи негatronіки : моног. / М. А. Філінюк. — Вінниця, 2006. — 456 с.
4. Осадчук В. С. Индуктивный эффект в полупроводниковых приборах / В. С. Осадчук. — К. : Выща школа, 1987. — 155 с.
5. Полупроводниковые аналоги реактивностей / О. И. Негоденко, В. П. Путилин, А. И. Серьёзов, Л. И. Степанова. — М. : Знания, 1990. — 64 с.
6. Теория нелинейных электрических цепей / А. С. Андреев. — М. : Радио и связь, 1982. — 280 с.

Рекомендована кафедрою телекомунікаційних систем та телебачення

Надійшла до редакції 16.03.10
Рекомендована до друку 30.03.10

Кичак Василь Мартинович — завідувач кафедри, **Нассір Мансур Махмуд Абухамуд** — аспірант.

Кафедра телекомунікаційних систем та телебачення;

Трухачова Неллі Вячеславівна — студентка Інституту магістратури, аспірантури та докторантури, **Гаврасієнко Павло Олександрович** — студент Інституту радіотехніки, зв'язку та приладобудування.

Вінницький національний технічний університет