

СТАБІЛІЗАЦІЯ ПАРАМЕТРІВ ТРАНЗИСТОРНИХ АНАЛОГІВ ІНДУКТИВНОСТІ

Вінницький національний технічний університет

***Анотація** – В роботі представлено метод стабілізації параметрів транзисторних аналогів індуктивності. Отримано аналітичні вирази для коефіцієнта режимної нестабільності індуктивності та добротності транзисторного аналога індуктивності, а також вираз для відносної похибки індуктивності при наявності негативного зворотного зв'язку на змінному струмі.*

Ключові слова: транзисторний аналог індуктивності, активна індуктивність, негативний зворотний зв'язок.

***Abstract** - The method of stabilization of parameters of transistor analogs of inductance is presented in the work. Analytical expressions for the coefficient of regime instability of inductance and Q -factor of transistor analog of inductance, as well as the expression for the relative error of inductance in the presence of negative feedback on alternating current are obtained.*

Keywords: transistor inductance analog, active inductance, negative feedback.

Вступ

В теперішній час досягнуті значні успіхи в створенні твердотільних пристроїв НВЧ, що робить можливим мікромініатюризацію радіоелектронних пристроїв та систем. Проте проблема мініатюризації селективних кіл особливо в низькочастотній області НВЧ діапазону та близької до неї високочастотної області повністю не вирішена. Це пов'язано з тим, що розміри реактивних елементів досить великі. Особливо гостро ця проблема стоїть при мініатюризації індуктивної компоненти [1]. Однією з проблем електроніки є реалізація котушки індуктивності в інтегральному вигляді. До неї ставляться вимоги по технологічності, величині індуктивності, добротності, стабільності, частотному діапазону і розмірам. Виконання цих вимог визначається частотним діапазоном і видом використовуваної технології. Аналоги індуктивності знаходять своє застосування в різноманітних фільтрах, генераторах, перетворювачах [2-4]. У бездротовому зв'язку конденсатор та індуктивність є найбільш важливими реактивними елементами для вибору частоти. З цих двох реактивних компонентів індуктивність займає значні розміри всієї мікросхеми. Як результат, будь-яка схема, що містить пасивну індуктивність, такий пристрій, як генератор керований напругою (VCO), підсилювач з низьким рівнем шуму (LNA), фільтр та дільники потужності, займає значний розмір у структурі мікросхеми. Для вирішення цієї проблеми можуть застосовуватися активні індуктивності на основі біполярних транзисторних структур або інших схмотехнічних реалізацій [5].

Теоретичні та експериментальні дослідження

Відомо з роботи [6], що вхідний опір транзистора, ввімкненого по схемі із спільним колектором, в діапазоні частот, що близький до граничної, є індуктивним. При чому добротність такої індуктивності може бути достатньо високою, якщо вхід транзистора навантажити позитивною реактивністю. Для оцінки величини індуктивності та добротності проведемо розрахунок повного опору транзисторного аналога індуктивності в режимі малого сигналу. З цією метою представимо еквівалентну схему транзистора в вигляді драбинчастого кола, першим елементом якого є послідовно ввімкнений комплексний опір емітерного переходу, а всі наступні члени драбинчастого кола являють собою зведення коефіцієнта трансформації опору або провідності на елементи перетвореної схеми транзистора, під'єднанні послідовно або паралельно.

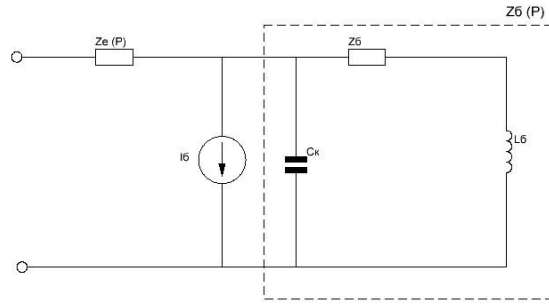


Рис.1. Еквівалентна схема НВЧ транзистора

Еквівалентна схема НВЧ транзистора, ввімкненого в схему з спільним колектором, з урахуванням того, що на вході ввімкнена позитивна реактивність, представлена на рис.1, де $Z_e(P)$ – повний опір емітерного переходу; $\alpha(P)$ – комплексний коефіцієнт передачі по струму для схеми із спільною базою; C_k – ємність колекторного переходу; Z_b – опір бази; L_b – зовнішня індуктивність, ввімкнена в коло бази.

В загальному випадку вхідний опір такої схеми можна представити у вигляді

$$Z_L(P) = Z_e(P) + [1 - \alpha(P)] \cdot Z_b(P), \quad (1)$$

Якщо припустити, що статичний коефіцієнт передачі по струму для схеми з спільною базою приблизно дорівнює одиниці, що справедливо для НВЧ транзисторів, то вираз (1) можливо представити наступним чином:

$$Z_L(P) = Z_e(P) + T(P) \cdot Z_b(P), \quad (2)$$

де $T(P) = p / (p + \omega_T)$ – коефіцієнт трансформації опору.

Стабілізація параметрів транзисторних аналогів індуктивності як і інших транзисторних пристроїв може бути здійснена двома шляхами:

- ізоляцією транзисторних аналогів індуктивності від різного роду дестабілізуючих впливів;
- шляхом створення таких умов, при яких нестабільність параметрів транзисторів буде в найменшій степені здійснюватися на стабільність параметрів транзисторних аналогів індуктивності, або пристроїв на основі транзисторних аналогів індуктивності.

Для нас інтерес представляє другий спосіб, так як він дозволяє одночасно ослабити вплив всіх дестабілізуючих факторів, таких як температура, нестабільність джерел живлення, виробничий розкид параметрів, зміну параметрів внаслідок старіння і т.д. В роботі [6] показано, що універсальними засобами для стабілізації параметрів транзисторних пристроїв є стабілізація робочого режиму на постійному струмі та негативний зворотній зв'язок (НЗЗ) на змінному струмі. Для транзисторних пристроїв характерним є те, що в них не можна забезпечити достатню стабільність параметрів при будь-якій глибині НЗЗ на змінному струмі, якщо при цьому одночасно не приймати заходів по стабілізації робочої точки. Оцінку режиму нестабільності параметрів транзисторного аналога індуктивності будемо здійснювати по величині приросту еквівалентної індуктивності та добротності.

Якщо припустити, що основну дестабілізуючу дію на робочий режим транзистора здійснює зміна зворотного струму колектора i_{K0} , коефіцієнт передачі по струму α , напругу колектор – база, напругу емітер – база, струм емітера, то вираз для приросту індуктивності та добротності можна представити у вигляді

$$dL = \frac{\partial L}{\partial i_{K0}} di_{K0} + \frac{\partial L}{\partial \alpha} d\alpha + \frac{\partial L}{\partial U_{кБ}} dU_{кБ} + \frac{\partial L}{\partial U_{БЕ}} dU_{БЕ} + \frac{\partial L}{\partial I_E} dI_E,$$

$$dQ = \frac{\partial Q}{\partial i_{K0}} di_{K0} + \frac{\partial Q}{\partial \alpha} d\alpha + \frac{\partial Q}{\partial U_{кБ}} dU_{кБ} + \frac{\partial Q}{\partial U_{БЕ}} dU_{БЕ} + \frac{\partial Q}{\partial I_E} dI_E.$$

Перейдемо до кінцевих приростів

$$\Delta L = B_1^L \Delta i_{K0} + B_\alpha^L \Delta \alpha + B_K^L \Delta U_K + B_{U_{БЕ}}^L \Delta U_E + B_{I_E}^L \Delta I_E$$

$$\Delta Q = B_I^Q \Delta I_{K0} + B_\alpha^Q \Delta \alpha + B_K^Q \Delta U_K + B_{U_E}^Q \Delta U_E + B_{I_E}^Q \Delta I_E,$$

$$\text{де } B_I^L = \frac{\partial L}{\partial i_{K0}}, B_\alpha^L = \frac{\partial L}{\partial \alpha}, B_K^L = \frac{\partial L}{\partial U_K}, B_{U_E}^L = \frac{\partial L}{\partial U_E}, B_{I_E}^L = \frac{\partial L}{\partial I_E}, B_I^Q = \frac{\partial Q}{\partial i_{K0}}, B_\alpha^Q = \frac{\partial Q}{\partial \alpha}, B_K^Q = \frac{\partial Q}{\partial U_K}, B_{U_E}^Q = \frac{\partial Q}{\partial U_E}, B_{I_E}^Q = \frac{\partial Q}{\partial I_E}.$$

по аналогії отримаємо вираз для коефіцієнта режимної нестабільності індуктивності

$$S_L = B_I^L \Delta I_{K0} \left(1 + \frac{B_\alpha^L \Delta \alpha}{B_I^L \Delta I_{K0}} + \frac{B_K^L \Delta U_K}{B_I^L \Delta I_{K0}} + \frac{B_{U_E}^L \Delta U_E}{B_I^L \Delta I_{K0}} \right),$$

та добротності

$$S_Q = B_I^Q \Delta I_{K0} \left(1 + \frac{B_\alpha^Q \Delta \alpha}{B_I^Q \Delta I_{K0}} + \frac{B_K^Q \Delta U_K}{B_I^Q \Delta I_{K0}} + \frac{B_{U_E}^Q \Delta U_E}{B_I^Q \Delta I_{K0}} \right).$$

В кожному окремому випадку при розрахунку коефіцієнта режимної нестабільності, необхідно враховувати несумісність умов, що мають місце при переважанні різних видів нестабільностей. Розглянемо ефективність стабілізуючих впливів від негативного зворотного зв'язку на змінному струмі, яка сприяє стабілізації практично всіх параметрів транзисторного аналога індуктивності. В якості параметра, що характеризує властивості транзисторного аналога індуктивності при наявності і відсутності зворотного зв'язку розглянемо наприклад, індуктивність. Вираз для відносної похибки індуктивності при наявності НЗЗ на змінному струмі можливо визначити виразом [14]:

$$\frac{dL_{33}}{L_{33}} = \frac{1}{F} \cdot \frac{dL}{L},$$

де \bar{L} - середнє значення індуктивності при відсутності НЗЗ; F - глибина НЗЗ, визначається відносно вихідних зажимів каскаду із спільним колектором.

Аналіз впливу НЗЗ на параметри транзисторних пристроїв наведено в [7]. На основі цього аналізу можна зробити вивід, що вибір того, чи іншого методу стабілізації визначається конкретними схемами каскадів. При цьому необхідно враховувати також вплив стабілізації робочого режиму. Одним із методів стабілізації параметрів транзисторного аналога індуктивності, також як і в інших транзисторних пристроях є використання негативного зворотного зв'язку на постійному струмі, яка дозволяє автоматично керувати базовим зміщенням. Для цих цілей може бути використаний паралельний, послідовний і паралельно-послідовний зворотній зв'язок.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. A. Thanachayanont and A. Payne, "VHF CMOS integrated active inductor", Electronics Letters, vol. 32, pp. 999-1000, May 1996.
2. Y. Wu, M. Ismail and H. Olson, "A novel CMOS fully differential inductorless RF bandpass filter", IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2000), Switzerland, pp. 149-152, 2000.
3. H. Xiao and R. Schaumann, "A 5.4-GHz high-Q tunable active inductor bandpass filter in standard digital CMOS technology", Analog Integrated Circuits and Signals Processing, vol. 51, pp. 1-9, April 2007.
4. Y. Wu, M. Ismail and H. Olsson, "CMOS VHF/RF CCO based on active inductors", Electronics Letters, vol. 37, pp. 472-473, April 2001.
5. L.-H. Lu, H.-H. Hsieh and Y.-T. Liao, "A wide tuning-range CMOS VCO with a differential tunable active inductor", IEEE Microwave Theory and Techniques, vol. 54, pp. 3462-3468, Sept. 2006.
6. Осадчук В. С., Осадчук А. В. Реактивные свойства транзисторов и транзисторных схем. - Винница: «Универсум-Винница», 1999. - 275 с.
7. Осадчук В. С. Индуктивный эффект в полупроводниковых приборах. -К.: Высшая Школа, 1987. -154 с.

Осадчук Олександр Володимирович – доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри радіотехніки, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, Україна. e-mail: osadchuk.av69@gmail.com

Осадчук Володимир Степанович – доктор технічних наук, професор, професор кафедри радіотехніки, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, Україна. e-mail: osadchuk.vs38@gmail.com

Думенко Денис Олександрович – аспірант кафедри радіотехніки, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця, Україна.

Osadchuk Alexander Vladimirovich – Doctor of Technical Sciences, Professor, Head of the Department of Radio Engineering, Vinnitsa National Technical University, Vinnitsia, Ukraine. e-mail: osadchuk.av69@gmail.com

Osadchuk Volodymyr Stepanovych – Doctor of Technical Sciences, Professor, Professor of the Department of Radio Engineering, Vinnitsia National Technical University, Vinnitsia, Ukraine. e-mail: osadchuk.vs38@gmail.com

Dumenko Denys Olehovich - graduate student of the Department of Radio Engineering, Vinnitsia National Technical University, Vinnitsia, Ukraine.