

УДК 621.326

¹О. О. Дрючин, к. т. н., доц.,
²О. М. Возняк, к. т. н., доц., ³Р. С. Лиха, бакалавр

КЕРОВАНІ РЕАКТИВНОСТІ В КОЛАХ РЕГУЛЮВАННЯ ПОТУЖНОСТІ

Вінницький національний технічний університет,

¹e-mail: aadruchin@mail.ru, ²voznyakaleksandr@mail.ru, ³ruslanaluka@rambler.ru

Метою даної статті є аналіз розробки транзисторного реактивного елемента, керованої індуктивності з двотактною структурою, зі зменшенням рівнем нелінійних спотворень та без використання додаткових джерел живлення. Результатом розробки є застосування мостової схеми, особливістю якої є можливість виключення використання додаткових зовнішніх джерел живлення для керування реактивною потужністю вихідних каскадів передавачів.

Ключові слова: мостова схема, зменшений рівень нелінійних спотворень, керована реактивність, двотактна схема, реактивний транзистор.

Актуальність. На сучасному етапі найбільш розповсюдженою є керована реактивність на основі варикапа, який будучи ввімкнутим в контур автогенератора забезпечує девіацію частоти автогенератора в певному діапазоні. Основною перевагою такої реактивності є простота реалізації коливальної системи, але в більшості досліджень відзначаються такі недоліки: великий рівень нелінійних спотворень при роботі в широкому діапазоні напруг модуляції та суттєве зміщення центральної частоти автогенератора, навіть у відсутності модуляції.

Іншим напрямком реалізації керованої реактивності є використання активних елементів з від'ємним динамічним опором, які при встановленні відповідного режиму виконують функції керованого реактивного двополосника, керованої реактивності [4, 5]. В таких реактивностях динамічний діапазон, лінійність модуляційної характеристики, рівень зміщення центральної частоти значною мірою визначаються режимом роботи активного елемента, тому визначення параметрів режиму керованої індуктивності, які були б оптимальні для застосування її залежно від призначення є актуальною задачею.

Аналіз стану досліджень. Частотні та фазові модулятори на основі керованої реактивності знайшли широке розповсюдження в техніці зв'язку. Збільшення швидкості передачі інформації в каналах зв'язку безпосередньо пов'язане з розширенням смуги частот, а відповідно і індексу модуляції, що вимагає розширення динамічного діапазону девіації частоти.

Як показують результати досліджень [1, 2], використання варикапів в частотних модуляторах при простоті реалізації вимагає додаткових заходів по лінеаризації модуляційних характеристик і, особливо, щодо стабілізації центральної частоти. Застосування в якості керованих реактивностей транзисторних елементів [3] дозволяє розширити діапазон девіації, але лінеаризація модуляційних характеристик в одноктактних схемах досягається в основному обмеженням діапазону девіації. Це обмеження обумовлює використання енергетично не вигідного режиму роботи класу А, що в свою чергу збільшує температурну нестабільність генератора в цілому.

Керовані реактивності на основі активного елемента і реактивного подільника, якій забезпечує фазовий зсув між вихідним струмом і напругою, широко розповсюджені в техніці зв'язку для реалізації частотних або фазових модуляторів. В радіопередавальній техніці вони отримали назву «реактивні транзистори» і широко використовувались в 70-х і 80-х роках минулого століття [6]. Інтерес до аналогічних модуляторів на сучасному етапі пов'язаний з розвитком технологічної бази мікроелектроніки і проведенням великої кількості досліджень елементів з від'ємним динамічним опором [1].

Мета досліджень. Зменшення рівня парних гармонік і постійної складової вихідного струму дозволяє зменшити рівень нелінійних спотворень і зміщення центральної частоти, а зменшення втрат на вихідному електроді – збільшити температурну стабільність генератора. Таким чином метою досліджень є розробка і аналіз транзисторного реактивного елемента, керованої індуктивності, з двотактною структурою зі зменшенням рівнем нелінійних спотворень та без використання додаткових джерел живлення.

Викладання основного матеріалу. В якості керуючого елемента в частотних модуляторах можуть використовуватись реактивні каскади на транзисторах. Керована індуктивність на транзисторі [2, 4], яка містить транзистор VT, між вхідним (база) і спільним (емітер) електродами якого ввімкнено конденсатор С, а між вхідним і вихідним (колектор) ввімкнено резистор R (рис. 1). Спільний електрод транзистора приєднано до спільного виходу пристрою, вихідний електрод транзистора до високочастотного входу $U\omega$, на який подаватиметься носійне коливання.

Керуючий електрод транзистора з'єднано з керуючим входом U_{Ω} , на який надходить низькочастотний сигнал.

В еквівалентній схемі на рис. 1 реактивний подільник RC забезпечує фазовий зсув близький до 90° між напругою U_w та U_{Ω} за рахунок вибору номіналу резистора R значно більше, ніж реактивний опір конденсатора C.

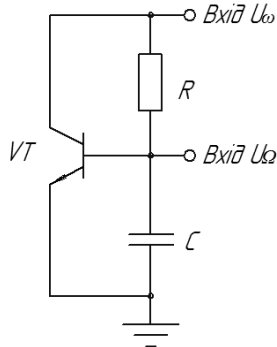


Рис. 1. Однотактна схема керованої індуктивності

Недоліком такого пристрою є обмежена галузь використання за рахунок того, що обмеження діапазону зміни еквівалентної індуктивності обмежує діапазон частотної девіації. Малий діапазон зміни індуктивності значною мірою залежить від підсилювальних параметрів транзистора S.

Для розширення діапазону девіації еквівалентної індуктивності пропонується двотактна схема [5].

Двотактний режим роботи активних елементів характеризується високим рівнем придушення парних гармонік і збільшенням коефіцієнту корисної дії майже в три рази по відношенню до режиму класу А. Зменшення рівня парних гармонік і постійної складової вихідного струму дозволяє зменшити рівень нелінійних спотворень і зміщення центральної частоти, а зменшення втрат на вихідному електроді – збільшити температурну стабільність генератора.

До існуючої структури, яка містить транзистор VT1, між базою і колектором якого ввімкнено резистор R1, а спільний електрод приєднано до одного із виводів конденсатора C3 і спільного виходу пристрою, додаємо другий резистор подільника R2, чотири розділові конденсатори C1, C2, C4 та C5 і транзистор протилежного типу провідності VT2. Схема керованої індуктивності наведена на рис. 2.

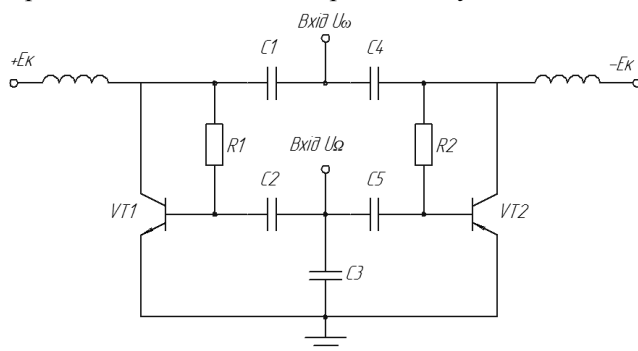


Рис. 2. Двотактна схема керованої індуктивності

При використанні керованої індуктивності на біполярних транзисторах вихідним електродом є колектор, керуючим – база, спільним – емітер. При виконанні на польових транзисторах вихідним електродом є стік, керуючим – заслін, спільним – виліт.

Конденсатори C1 і C4 виконують функцію розділових конденсаторів і тому мають малий опір для високочастотного сигналу. Через них вхідна високочастотна напруга прикладається до вихідних електродів

транзисторів VT1 і VT2. За рахунок малого опору конденсаторів C1 і C4 по відношенню до джерела напруги, що поступає на вхід пристрою U_w резистори R1 і R2 включені паралельно, тому їх

еквівалентний опір: $R_{12} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$ (1)

Номінали резисторів вибрано так, що їх еквівалентний опір R_{12} буде більшим за реактивний опір X_3 конденсатора C3:

$$R_{12} \gg X_3 = \frac{1}{\omega \cdot C_3} \quad (2)$$

В цьому випадку струм через подільник $R_{12}C_3$ співпадатиме по фазі з напругою U_k , що прикладена між входом $U_{\square\square}$ і спільним виводом. За рахунок реактивного опору конденсатора C3, напруга на ньому відставатиме на кут близький до 90° :

$$U_{C3} = k \cdot U_m \cos \omega t \quad (3)$$

де $k \approx X_3 / \sqrt{X_3^2 + R_{12}^2}$ – коефіцієнт передачі подільника $R_{12}C_3$ на частоті ω .

Через конденсатори C2 і C5, які виконують функції розділових конденсаторів, та сама напруга прикладається до спільного (емітера) та вхідного (бази) електродів транзисторів VT1 і

VT_2 . Завдяки зсуву напруги U_{C3} , яка подається на вхідні електроди обох транзисторів, струми вихідних електродів також будуть зсунутим на 90° по відношенню до напруги, що прикладена до вихідних електродів:

$$i_{\text{вих}} = S \cdot U_{C3} = S \cdot k \cdot U_m \cos \omega t \quad (4)$$

де S – крутість передаточної характеристики, яку можна вважати реальним числом при роботі транзисторів на частотах нижче граничної.

Таким чином, струм $i_{\text{вих}}$ між спільним і входом U_{\square} пристрою буде запізнюватись на 90° по відношенню до напруги, що прикладена до тих же виходів. Тобто при такому схемному рішенні і прийнятих співвідношеннях пристрій по реакції еквівалентний індуктивності L_e . В активному режимі:

$$L_e = \frac{|U_m|}{|i_{\text{вих}}| \cdot \omega} = \frac{U_m}{S \cdot k \cdot U_m \cdot \omega} = \frac{1}{S \cdot k \cdot \omega} \quad (5)$$

Зміна значення індуктивності L_e здійснюється подачею напруги модуляції на вхід модуляції U_{\square} , яка змінює зміщення на вхідних електродах транзисторів VT_1 і VT_2 . За рахунок того, що транзистори мають протилежну провідність, активні режими кожного з них відповідатимуть протилежним напівперіодам напруги модуляції.

Так при «додатному» напівперіоді в активному режимі буде транзистор VT_1 , а при «від'ємному» напівперіоді в активному режимі буде транзистор VT_2 з протилежним типом провідності. Такий режим дає можливість змінювати крутість прохідної характеристики S від нуля до максимального значення $S_{\text{max}} : \Delta S_1 = S_{\text{max}} - S_{\text{min}} \approx S_{\text{max}}$ (6)

Таким чином, діапазон зміни індуктивності в пристрої приблизно в два рази більший, ніж в однокантній схемі, приблизно в два рази більша і девіація частоти.

При симетрії плеч та ідентичності параметрів обох транзисторів VT_1 і VT_2 , що легко реалізується в інтегральних схемах, в навантаженні, яке підключається до входу U_{\square} пристрою, компенсується постійна складова струмів вихідних електродів і парні гармоніки частот модуляції, що дозволяє зменшити зміщення центральної частоти автогенератора та збільшити стабільність частоти. Зменшення рівня парних гармонік частот модуляції веде до зменшення нелінійних спотворень в сигналі, що передається і відповідно в сигналі, який отримується після демодуляції.

Введення другого резистора R_2 дозволяє змінювати початкове зміщення на вхідному електроді транзистора VT_2 протилежного типу провідності з транзистором VT_1 і компенсувати рівень постійної складової в девіації частоти і, відповідно, зміщення центральної частоти автогенератора. Використання конденсаторів C_1, C_2, C_4 і C_5 дозволяє встановлювати незалежні режими по постійному струму обох транзисторів, що дає можливість створити додаткову симетрію схеми і зменшити рівень парних гармонік частот модуляції. Сукупність цих факторів дозволяє розширити галузь застосування пристрою.

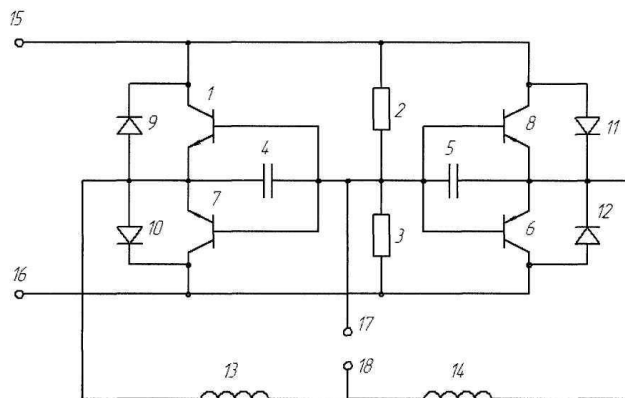


Рис. 3. Мостова схема керуваної індуктивності

транзистори протилежного типу провідності, між вхідними і керуючими електродами яких включено по резистору і до керуючих і спільних електродів підключено по конденсатору. Введено третій та четвертий транзистори протилежного типу провідності, чотири діоди і два дроселі.

Пристрій працює наступним чином. До виходів пристрою 15 і 16 прикладається високочастотна гармонічна напруга, яка може бути подана, наприклад, від автогенератора:

$$U(t) = U_m \cos \omega t \quad (7)$$

В пристрої, забезпечується безперервність струму між виходами 15 і 16 при живленні від джерела сигналу (1) і напруги модуляції:

$$e(t) = E_m \cos \Omega t \quad (8)$$

яка забезпечує зміщення на бази транзисторів 1, 6, 7 і 8 для будь-якого сполучення полярності цих напруг. Можливі сполучення і стан транзисторів 1, 6, 7 і 8 і діодів 9-12 відповідно до них наведено в таблиці (1 відповідає відкритому стану елемента, 0 - закритому стану).

Таблиця 1

Стан транзисторів і діодів при різних значеннях напруг

	$u_{15,16}$	$e_{17,18}$	1	6	7	8	9		1	1
	+	+	1	0	0	0	0	1	0	0
	-	+	0	0	1	0	1	0	0	0
	+	-	0	1	0	0	0	0	1	0
	-	-	0	0	0	1	0	0	0	1

Напруга прикладається до вихідних електродів транзисторів 1, 6 та додаткових транзисторів 7, 8.

Номинали резисторів 2 і 3 вибрано так, що еквівалентний опір R кожного з них буде більшим за реактивний опір X конденсаторів 4 і 5 з ємністю C. В цьому випадку струм через подільник RC для кожного транзистора 1, 6, 7 і 8 співпадатиме з напругою $u(t)$, що прикладена між виводами пристрою 15 і 16, по фазі. За рахунок реактивного опору конденсаторів 4 і 5, напруга на них відставатиме на кут близький до 90° .

Завдяки зсуву напруги U_C , яка подається на вхідні електроди всіх транзисторів 1, 6, 7 і 8, струми вихідних електродів кожного транзистора 1, 6, 7 і 8 у відкритому стані також будуть зсунутим на 90° відносно напруги, що прикладена до вихідних електродів

Таким чином, струм $i_{вих}$ між виходами пристрою 15 і 16 буде запізнюватись на 90° відносно напруги, що прикладена до тих же виходів. Тобто при такому схемному рішенні і прийнятих співвідношеннях пристрій по реакції еквівалентний індуктивності L_e . В активному режимі:

$$L_e = \frac{|U_m|}{|i_{вих}|} = \frac{U_m}{S \cdot k \cdot U_m \cdot \omega} = \frac{1}{S \cdot k \cdot \omega} \quad (9)$$

Висновки. При симетрії плеч та ідентичності параметрів всіх транзисторів двотактної та мостової схем, що легко реалізується, в навантаженні, яке підключається до виходів пристрою компенсується постійна складова струмів вихідних електродів і парні гармоніки частот модуляції, що дозволяє зменшити зміщення центральної частоти автогенератора та збільшити стабільність частоти. Зменшення рівня парних гармонік частот модуляції веде до зменшення нелінійних спотворень в сигналі, що передається, і відповідно в сигналі, який отримується після демодуляції.

Особливістю мостової схеми є можливість виключення використання додаткових зовнішніх джерел живлення, це дозволяє керувати енергією високопотужних пристроїв.

Список літератури

1. Кичак В.М. Методи лінеаризації модуляційної характеристики частотного модулятора / В.М. Кичак, Нассир Мансур Абухамуд, Н.В. Трухачёва // Вісник хмельницького національного університету. – 2010. – № 3. – С. 177-181.
2. Ульяновцев И.А. Лінеаризація закону управління частотою генератора с варикапами / И.А. Ульяновцев, К.С. Малюнас / Техника средств связи. Сер. Радиоизмерительная техника. 1980. – № 4. – С. 41-49.
3. Кичак В.М. Оптимізація вибору режиму керованої реактивності / О.О. Дрючин, В.М. Кичак, Нассир Мансур Абухамуд / Вісник хмельницького національного університету. – № 3. – 2010. – С. 232-237.
4. Физико-технические и схемотехнические основы негatronики / Пашев А.М., Касимов Ф.Д., Филинюк М.А., Негоденко О.Н. – Баку: ЭЛМ, 2008. – 433 с.
5. Керована індуктивність. Патент на корисну модель / Дрючин О.О., Кичак В.М., Гаврасієнко П.О. Вінницький національний технічний університет. – заявка 21.05.2010; опубл. 25.11.2010; бюл. № 22. – 4 с.