

АВТОГЕНЕРАТОР КЛАССА Е С РАСШИРЕННОЙ ПОЛОСОЙ ПЕРЕСТРОЙКИ

Введение

В современных радиопередающих системах широко используется частотная манипуляция (FSK – frequency shift keying), когда цифровая информация кодируется изменением текущей частоты, например передачей двух частот, соответствующих логическим нулю и единице [1].

Часто в таких системах высокий КПД может быть основным требованием при разработке устройства. Тогда целесообразно использовать усилители класса Е, а для сокращения числа элементов схемы – автогенераторы класса Е. Известным недостатком существующих схем автогенераторов класса Е является зависимость выходной мощности от частоты, что в случае FSK модуляции сопровождается различной амплитудой боковых составляющих спектра выходного сигнала. Для устранения этого явления могут быть применены достаточно сложные устройства [2]. Также продолжается развитие автогенераторов класса Е как мощных устройств, в работе [3] получена мощность 150 Вт. Получение постоянного значения мощности при изменении частоты для этих устройств является актуальным.

Цель работы – разработка и исследование автогенератора класса Е, обладающего в полосе перестройки близкими к постоянным выходной мощностью и КПД.

Построение автогенератора с постоянной выходной мощностью

Автогенератор класса Е относится к виду автогенераторов, состоящих из усилителя, охваченного цепью обратной связи. Генерация возникает при выполнении условий возбуждения в кольце обратной связи. Наиболее изученный автогенератор класса Е выполняется по схеме усилителя с емкостным инвертором сопротивлений, в котором введена обратная связь с использованием емкостного делителя и индуктивности от среднего вывода делителя к затвору транзистора. Для него существует полностью аналитическая методика расчета [4]. Он обладает хорошими энергетическими характеристиками, может использоваться в режимах автономной генерации и синхронизации.

Причиной изменения выходной мощности усилителя (автогенератора) класса Е при изменении частоты является работа выходной согласующей цепи на склоне характеристики последовательного колебательного контура, входящего в выходную цепь усилителя [2]. В работах [5 – 9] для устранения этого эффекта и расширения полосы частот, где наблюдается высокий КПД и постоянная выходная мощность усилителей класса Е, применяются усложненные схемы выходных цепей. Применим этот вариант построения выходной цепи для автогенератора класса Е, чтобы при изменении частоты в определенном диапазоне получить сохранение высокого КПД и постоянной выходной мощности. Основываясь на методах, изложенных в работах [5, 8], можно выделить два варианта рассмотрения этой задачи – вариант с работой на двух фиксированных значительно отличающихся частотах и случай с перестройкой в более узком частотном диапазоне, второй вариант более подходит для использования в режиме частотной модуляции сигналом переменной частоты.

Сутью метода расширения полосы частот усилителей класса Е, рассмотренного в работах [5 – 8], является получение иной формы годографа нагрузочного импеданса транзистора, что обеспечивает по крайней мере на двух частотах диапазона выполнение условия

$$Z_{\text{нагр}}(\omega) = \frac{0,1836}{\omega C_1}(1 + jq) = \frac{0,1836}{\omega C_1} \left(1 + j \frac{X(\omega)}{R(\omega)} \right), \quad (1)$$

где C_1 – шунтирующая емкость транзистора, $q = 1,153$ – добротность нагрузочной цепи, R и X – действительная и мнимая часть нагрузочного импеданса [10]. Для этого в выходную

согласующую цепь усилителя класса Е добавляется дополнительный колебательный контур, что обеспечивает в некотором диапазоне частот убывание действительной и мнимой частей нагрузочного импеданса транзистора $Z_{\text{нагр}}$ при увеличении частоты (1). При этом может быть обеспечено постоянство КПД и выходной мощности на двух частотах [5].

Основываясь на работах [5, 8], можно предложить схему автогенератора класса Е, показанную на рис. 1, в которой для расширения полосы частот используется сложная выходная цепь, создающая в рабочем диапазоне частот нагрузочный импеданс, изменяющийся как на рис. 2. Однако моделирование и экспериментальное исследование автогенератора по данной схеме показало, что достичь выполнения условий генерации при выполнении условий класса Е в ней затруднительно, так как сложно выполнить условие равенства набега фазы в цепи обратной связи $n \cdot 360^\circ$ и требуемого уровня напряжения высокочастотного сигнала на затворе транзистора. На рис. 3, а показан сдвиг фаз между напряжениями на стоке транзистора v_d и на нагрузке автогенератора v_o по обычной схеме, а на рис. 3, б – по схеме рис. 1, на рис. 3, в – формы сигналов, рассчитанные при моделировании во временной области методом переменных состояния. Видно, что на рис. 3, б эти напряжения противофазные, но если рассчитать сдвиг фаз между первыми гармониками этих напряжений, то он будет не равен 180° , но близок к этому значению.

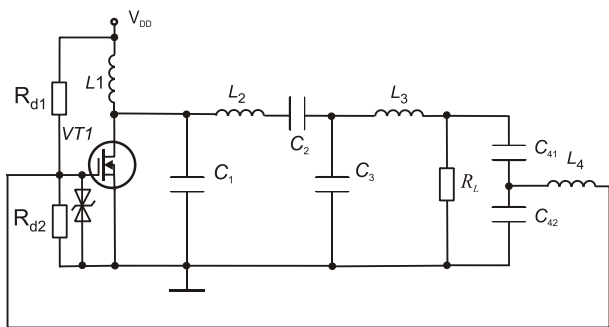


Рис. 1

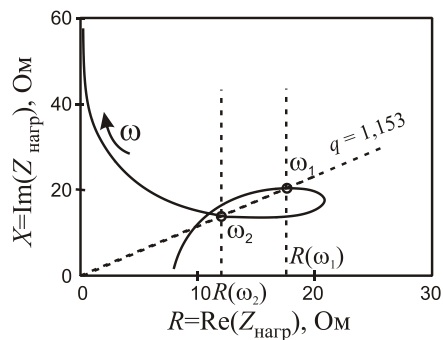


Рис. 2

Для устройств класса Е разность фаз на входе и выходе ключа (активного элемента) составляет -196° [4, 10], поэтому выходная цепь должна обеспечить сдвиг фаз -196° или 164° . Индуктивность L_4 и входная емкость транзистора (рис. 1) способны сдвинуть фазу на угол, достигающий -90° . Но в этом случае при малом изменении частоты возникает большое изменение фазы и амплитуды сигнала на затворе транзистора и в автогенераторе возникают колебания со сложным спектром.

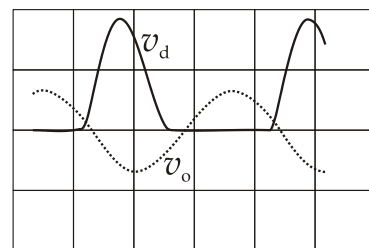
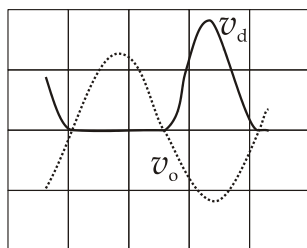
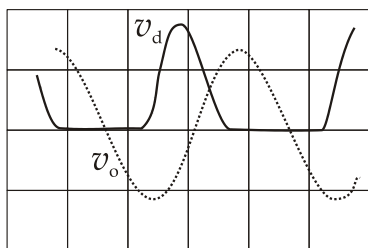


Рис. 3

Поэтому цепь обратной связи вблизи затвора транзистора была изменена, как показано на рис. 4, а. Используется последовательный колебательный контур в виде четырехполюсника с индуктивным выходом, что позволяет получить сдвиг фаз между входом и выходом цепи обратной связи (отсчет ведется от плоскости затвора транзистора) равный нулю. Зависимость фазы от частоты сигнала (и частоты от изменения элементов цепи обратной связи) при

этом более полагая, что обеспечивает устойчивую работу автогенератора при перестройке элементов.

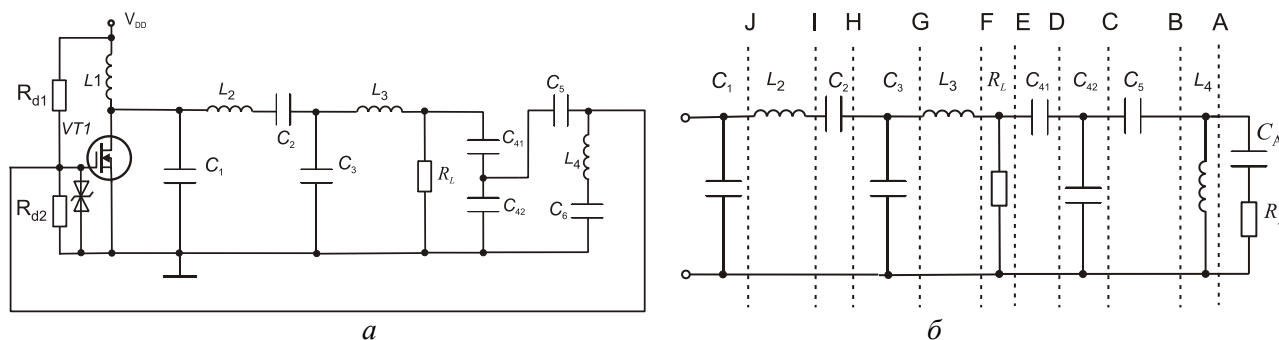


Рис. 4

Расчет автогенератора класса Е с постоянной выходной мощностью в полосе частот

Для расчета элементов схемы рис. 4, а использование строгой процедуры расчета будет громоздко, поскольку получающийся порядок системы уравнений достаточно высок, а учет паразитных элементов схемы при этом будет затруднен. Рекомендуется следующая упрощенная методика расчета.

Вначале рассчитывается активное нагрузочное сопротивление R (1) исходя из требуемой мощности автогенератора. $R = 0,577 \cdot U_{dc}^2 / P_{вых}$, приняв выходную мощность $P_{вых} = 1 \text{ Вт}$, с учетом КПД 90 % выбирается расчетное значение $1,1 \text{ Вт}$, тогда при $U_{dc} = 6 \text{ В}$ $R = 18,9 \text{ Ом}$. Шунтирующая емкость ($C_1 = C_1' + C_{ds}$ где C_{ds} – емкость сток-исток транзистора) определяется выражением [4, 5, 10]:

$$C_1 = \frac{0,1836}{2\pi f R} = \frac{0,1836}{\omega R}, \quad C_1' = C_1 - C_{ds}. \quad (2)$$

Затем, используя сопротивление нагрузки $R_L = 50 \text{ Ом}$, находим элементы выходной цепи, которые создают нагрузочное сопротивление

$$Z_{нагр}(\omega) = j\omega L_2 - \frac{j}{\omega C_2} + \left\{ j\omega C_3 + \left[j\omega L_3 + (j\omega C_4 + 0,02)^{-1} \right]^{-1} \right\}^{-1}. \quad (3)$$

В формуле (3) учтены элементы слева от сечения С (рис. 4, б), так как можно считать, что влияние цепи справа от этого сечения на нагрузочный импеданс будет мало вследствие работы делителя $C_{41} - C_{42}$. Для нахождения пяти неизвестных, входящих в (3), можно составить четыре уравнения для действительных и мнимых частей нагрузочного импеданса на двух частотах. Затрудняют точное решение два обстоятельства: первое – необходимо формулировать добавочное уравнение для нахождения значений всех элементов; второе – в уравнении (3) не учтены паразитные сопротивления потерь (в основном индуктивностей) и паразитные емкости монтажа, которые могут оказать значительное влияние в ВЧ диапазоне. Поэтому лучше использовать методику определения элементов с помощью графических вычислений на диаграмме Вольперта – Смита.

Вначале на диаграмме строятся линии равной добротности $q = 1,153$, на рис. 5 – это штрихпунктирные линии, отмечающие места на диаграмме, куда должны привести преобразования импеданса. Первой к сопротивлению нагрузки подключена суммарная емкость $C_4 = C_{41}C_{42}C_{41}C_{42}/(C_{41} + C_{42})$, она преобразовывает сопротивление нагрузки в импеданс в сечении F. Далее процесс продолжается до сечения J. Повторяя эти преобразования на различных частотах, получим годограф $Z_{нагр}(\omega)$, показанный на рис. 5 штриховой линией. Данные преобразования можно проводить, например, с помощью программы Smith V3.10 [11] или используя [12].

Можно воспользоваться малостью относительного изменения частоты генерации и задать значения импедансов в сечении **Н**.

Разность реактивных сопротивлений цепи L_2, C_2 запишется так: $\Delta X_{22} = X_{22}(\omega_2) - X_{22}(\omega_1)$. Введя $\kappa = f_2/f_1$ – отношение верхней и нижней частоты, это выражение можно переписать:

$$\Delta X_{22} = X_{22}(\omega_2) - X_{22}(\omega_1) = \kappa\omega_1 L_2 - \frac{1}{\kappa\omega_1 C_2} - \omega_1 L_2 + \frac{1}{\omega_1 C_2} = (\kappa - 1) \left(\omega_1 L_2 + \frac{1}{\kappa\omega_1 C_2} \right) = (\kappa - 1) \left(X_{22}(\omega_1) + \frac{\kappa + 1}{\kappa\omega_1 C_2} \right).$$

Тогда можно построить соответствующее семейство линий, к которым необходимо преобразовать импеданс, что упрощает задачу нахождения элементов C_3, L_3 и C_4 .

Определив элементы этой части схемы, необходимо рассчитать набег фаз в цепи обратной связи

$$\varphi_{AJ} = \varphi_{HJ} + \varphi_{FG} + \varphi_{DE} + \varphi_{BC}. \quad (4)$$

В выражение (4) входят сдвиги фаз на соответствующих участках схемы [4, 10]:

$$\varphi_{HJ} = \varphi_H - \varphi_J = \arctg(q_H) - \arctg(q_G). \quad (5)$$

Определив требуемый на участке от сечения **В** до сечения **С** сдвиг фаз, можно найти элементы C_5 и L_4 . Емкость C_6 выполняет роль разделительной емкости и рассчитывается из условия малости реактивного сопротивления на частоте генерации.

Экспериментальное исследование автогенератора

Автогенератор по схеме рис. 4, а был рассчитан и изготовлен, параметры элементов приведены в таблице. Измерителем полных сопротивлений Agilent N9923A измерен создаваемый схемой нагрузочный импеданс на транзисторе (рис. 6). На этом же графике показана линия равной добротности $q = 1,153$ и расчетная зависимость годографа импеданса (штриховая линия). Видно, что наблюдается достаточно хорошее совпадение результатов – на частоте, обозначенной маркером, значения нагрузочных импедансов совпадают. Затем была измерена амплитудно-частотная характеристика устройства в режиме усиления с разомкнутой петлей обратной связи (рис. 7). Видно, что перепад выходной мощности довольно значителен, как показывают результаты моделирования, это объясняется изменением годографа импеданса за счет изменения подключения элементов обратной связи. Вместо затвора транзистора VT1 был подключен затвор аналогичного транзистора, но он имел другую входную емкость так как находился без напряжения на стоке. КПД при этом составил от 78 до 85%. В режиме автоколебаний результат изменился. На рис. 8 показаны измеренные характеристики автогенератора в режиме свободных колебаний при его перестройке емкостью C_5 . Форма напряжения на стоке в режиме генерации (рис. 3, б) обеспечивает выполнение условий переключения при нулевом напряжении, что подтверждается высоким значением полученного КПД автогенератора. Диапазон колебаний ограничивается выполнением условия баланса амплитуд – сохранением достаточной для реализации ключевого режима амплитуды напряжения на затворе при перестройке частоты. Ввиду резонансной зависимости напряжения контура $L_4 C_5$ диапазон перестройки емкостью C_5 составляет 3,4 %, но может быть расширен совместным изменением емкости и индуктивности этой цепи. В отличие от работы [4] относительный диапазон перестройки этого генератора меньше почти в два раза, но выходная мощность и КПД в этом диапазоне остаются постоянные, а в работе [4] мощность на краях одинакового относительного диапазона изменяется в три раза. Вводя электронное управление элементами контура $L_4 C_5$, можно создать генератор с частотной модуляцией с сохранением высокого КПД и постоянной выходной мощности.

C_1 , пФ	590	L_2 , мкГн	100
C_2 , нФ	9,0	L_2 , мкГн	2,39
C_3 , нФ	3,5	L_3 , мкГн	1,94
C_{41} , нФ	10	L_4 , мкГн	4,28
C_{42} , нФ	2,4	R_1, R_2 , кОм	100
C_5 , пФ	297	VT1	IRF510
C_6 , нФ	40	VD1	КC215Ж

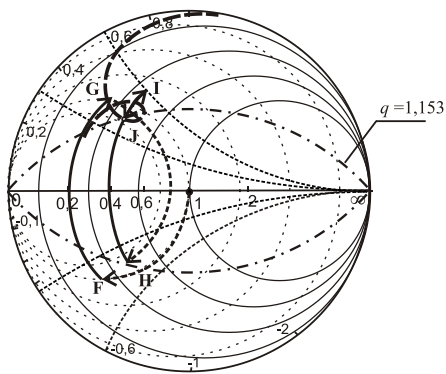


Рис. 5

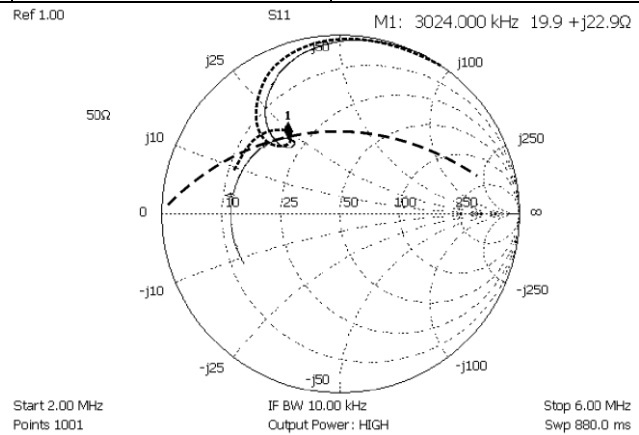


Рис. 6

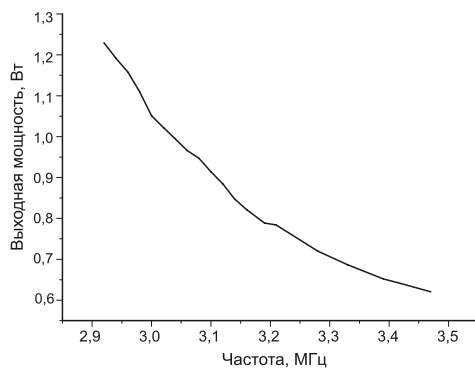


Рис. 7

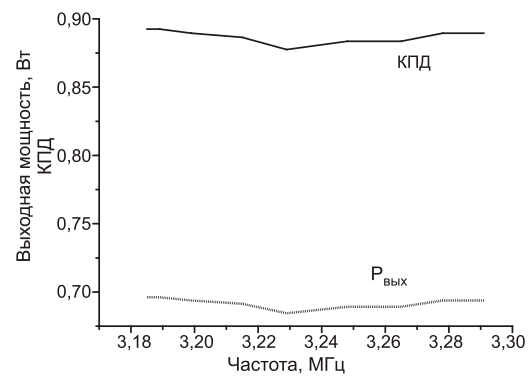


Рис. 8

Выводы

Впервые теоретически и экспериментально исследован режим работы автогенератора класса E с выходной цепью с расширенной полосой частот. Предложены изменения в схему автогенератора, обеспечивающие выполнение условий генерации для этого случая. Показано, что применение такой схемы автогенератора позволяет получить расширенный диапазон частот, в котором сохраняется высокий КПД автогенератора. Предложенная схема может быть использована в системах с FSK модуляцией, в RFID системах и в устройствах промышленной электроники.

Список литературы: 1. Troyk, P.R., DeMichele G.A. Inductively-Coupled Power and Data Link for Neural Prostheses using a Class-E Oscillator and FSK Modulation // Proc. of the 25th Annual Int. Conf. of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. – 2003. – V. 4. – P.3376-3379. 2. Крыжановский, В.Г., Чернов, Д.В., Рассохина, Ю.В. Автогенератор класса E в режиме синхронизации FSK сигналом // Радиотехника. – 2006. – Вып. 147. – С.92-98. 3. Mikolajewski, M. A self-oscillating h.f. power generator with a Class E resonant amplifier // Bulletin of the Polish Academy of Sciences. Technical sciences. – 2013. – Vol. 61, No. 2. – P.527-524. 4. Kazimierzczuk, M. K., Krizhanovski, V. G., Rassokhina, Ju. V., Chernov, D. V. Class-E MOSFET Tuned Power Oscillator Design Procedure // IEEE Trans. On Circuits and Systems I. Regular Papers. – V. 52, No. 6. – June 2005. – P.1138-1147. 5. Крыжановский, В.Г. Двухчастотный усилитель с высоким КПД // Радиотехника. – 2007. – Вып. 150. – С.39-46. 6. Крыжановский, В.Г.

Усилитель класса E, нагруженный на пьезопреобразователь // Радиотехника. – 2006. Вып. 145. – С.40-47. 7. *Vohn, F., Hajimiri, S.-A.* Swithless multi-resonant, multi-band power amplifier. Pat. USA 7 092 691. H 04B 1/18. Заявл. 5.12.2002, опубл. 15.08.2006. 8. *Крыжановський, В.Г., Принцовський, В.А., Чернов, Д.В.* Підсилювач класу E. Патент України на корисну модель №20289, зареєстровано 15.01.2007 р., бюл. №1 По заявці № 200608234 від 21.07.06 р. 9. *Chen, K.* Design of Highly Efficient Broadband Class-E Power Amplifier Using Synthesized Low-Pass Matching Networks / *Chen K., Peroulis D.* // IEEE Trans. On Microw. Theory and Tech., Vol. 59, no. 12, Dec. 2011, p. 3162-3173. 10. *Крыжановский, В.Г.* Транзисторные усилители с высоким КПД. – Донецк : Апекс, 2004. – 448 с. 11. <http://www.fritz.dellsperger.net/SmithV3.10>. Computer Smith-Chart Tool and S-Parameter Plot June 18 2010. 12. *Смит, Ф.* Круговые диаграммы в радиоэлектронике (Линии передачи и устройства СВЧ) ; пер. англ. ; под ред. М.Н. Бергера и Б.Ю. Капилевича. – М. : Связь, 1976. – 144 с.

Донецкий национальный университет

Поступила в редколлегию 07.11.2013