

К. ф.-м. н. В. Г. КРЫЖАНОВСКИЙ, А. Н. РУДЯКОВА,
Д. В. ЧЕРНОВ

Украина, Донецкий национальный университет
E-mail: apex@dongu.donetsk.ua

Дата поступления в редакцию
07.12.2001 г.

Оппонент к. т. н. Л. Д. ЗУБКО
(НИИКА, г. Донецк)

МЕТОДИКА РАЗРАБОТКИ И ХАРАКТЕРИСТИКИ АВТОГЕНЕРАТОРА КЛАССА E

Автогенератор продемонстрировал основные особенности функционирования усилителя класса E и может использоваться для построения высокоэффективных преобразователей энергии.

Использование полигармонических (полиреактивных) режимов работы усилителей позволяет получить КПД, близкий к предельному [1—4]. Представляет интерес рассмотреть использование режима класса E в автогенераторах [5]. Этот вопрос интересен для определения полного КПД усилителя класса E.

Цель данной работы — изложить методику проектирования и исследовать автогенератор класса E с демонстрацией характерных особенностей его работы.

Теоретический анализ

В последнее время усилился интерес к применению низковольтного питания для различных радиотехнических устройств. Одной из причин является оптимальное использование емкости батарей при их низком напряжении [6]. С понижением напряжения в усилителях класса E неперенным условием становится получение низкого напряжения на транзисторе, находящемся в состоянии "включено" [2]. Такому условию удовлетворяют полевые транзисторы, у которых сопротивление в открытом состоянии составляет 0,1 Ом и менее [7]. Однако некоторые из этих транзисторов имеют высокое напряжение "затвор—исток", требуемое для открывания транзистора. В то же время амплитуда выходного напряжения усилителя класса E связана с его напряжением питания соотношением $U_m = 1,074U_{dc}$ [3]. При разработке автогенератора это приводит к противоречию между требуемым входным напряжением на транзисторе и возможным выходным напряжением низковольтного усилителя класса E, разрешить которое можно применением схем повышения напряжения.

Одним из простейших вариантов схемы является использование трансформатора на выходе усилителя класса E. При этом можно согласовать генератор с низковольтным питанием со стандартной нагрузкой (например 50 Ом) и обеспечить требуемое напряжение на затворе полевого транзистора. Однако использование трансформатора с магнитным сердечником приведет к повышению потерь в автогенераторе и снижению полного КПД. Поэтому мы рассмотрим проектирование генератора без использования такого трансформатора.

В результате предварительного рассмотрения выбор был сделан в пользу применения схемы из [5] (рис. 1), т. к. она позволяет выполнить условия реализации автогенератора класса E при разнообразных входных данных. Делитель напряжения на резисторах R_{d1} и R_{d2} создает условия для запуска автогенератора и его работы при коэффициенте заполнения

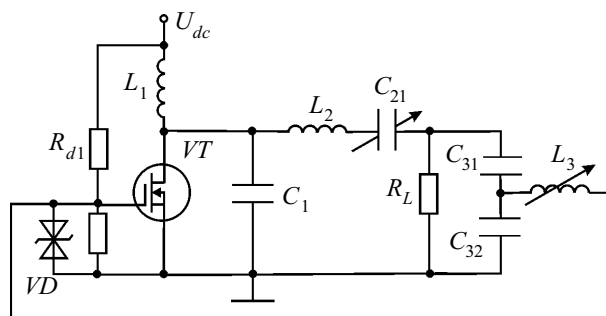


Рис. 1. Схема автогенератора класса E

близком к 50%. Стабилитрон VD обеспечивает защиту затвора транзистора при возможном превышении входным напряжением напряжения пробоя затвора. Этот автогенератор представлен эквивалентной схемой (рис. 2) как усилитель класса E, охваченный цепью обратной связи.

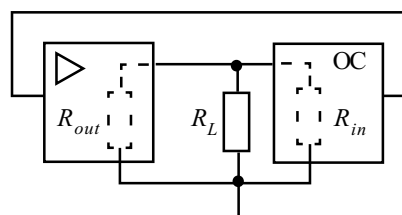


Рис. 2. Блок-схема автогенератора класса E

Для автогенератора в режиме класса E необходимо выполнить следующие условия [5]:

1. Напряжение "сток—исток" должно иметь ту же форму, что и напряжение соответствующего усилителя класса E.
2. Энергия, накопленная в колебательной системе, должна быть достаточной для обеспечения требуемой стабильности частоты.
3. Сигнал обратной связи на затворе транзистора должен иметь ту же амплитуду и фазу (относительно сигнала на стоке), что и сигнал соответствующего усилителя класса E.

В автогенераторе класса Е должны выполняться строгие соотношения между частотой, сопротивлением нагрузки и номиналами реактивных элементов, требуемых для обеспечения режима работы усилителя класса Е. Для получения генерации на заданной частоте необходимы определенные значения элементов цепи обратной связи, чтобы получить равный нулю (2π) набег фазы от входа (затвора) транзистора до выхода цепи обратной связи генератора. Однако выполнение этого требования может изменить предыдущее условие. Таким образом, проблема состоит в учете импеданса, вносимого цепью обратной связи, при определении элементов выходной цепи усилителя класса Е.

Амплитуда напряжения обратной связи автогенератора (т. е. напряжение на затворе транзистора) должна быть достаточной для реализации ключевого режима транзистора (в нашем случае не ниже 10—12 В). Другим необходимым условием может быть сопротивление нагрузки; для большинства применений его можно принять равным 50 Ом.

Расчет элементов автогенератора

Для расчета генератора зададим исходные данные; ими являются частота (f), выходная мощность (P), сопротивление нагрузки генератора (R_L), напряжение питания и тип используемого активного элемента. Еще одно условие возникает при учете требования уровня гармоник на выходе генератора не выше заданного значения. Чтобы получить, например, уровень второй гармоники -20 дБ без применения дополнительных фильтров, нагруженная добротность Q_L должна быть не менее 5,1 [8].

Для сравнения с известными результатами использования низкого напряжения питания в усилителях класса Е применим транзистор МТР3055Е [2, 7, 9].

Выбираем для расчета следующие параметры генератора: $f=800$ кГц, $P=1$ Вт, $R_L=50$ Ом, $U_{dc}=4,5$ В. Нагруженная добротность L_2 задается по измеренному экспериментально значению 11,2.

Для автогенератора часть выходной мощности усилителя поступает на его вход, и на выход генератора поступает мощность, меньшая, чем рассчитывается, поэтому усилитель класса Е в составе генератора необходимо рассчитывать на мощность, большую чем выходная. То есть выходное сопротивление нагрузки усилителя R_{out} будет равно сумме параллельно соединенных сопротивлений нагрузки генератора R_L и входного сопротивления цепи обратной связи R_{in} (рис. 2). R_{in} можно оценить из энергетических соотношений.

Мощность на входе полевого транзистора [10, с. 362—365]

$$P_G = f U_{GSm} Q_G \quad (1)$$

где U_{GSm} — максимальное напряжение на затворе транзистора;

Q_G — заряд на затворе при этом напряжении.

Отсюда

$$R_{in} = U_L^2 / P_{in} = PR_L / P_{in} \quad (2)$$

где U_L — выходное напряжение автогенератора.

Соответственно,

$$R_{out} = \frac{R_L R_{in}}{R_L + R_{in}} \quad (3)$$

Величина R_{out} является трансформированным сопротивлением R , определяемым как

$$R = 0,577 U_{dc}^2 / P \quad (4)$$

Схема усилителя класса Е с трансформирующей цепью и без нее [5] представлена на рис. 3.

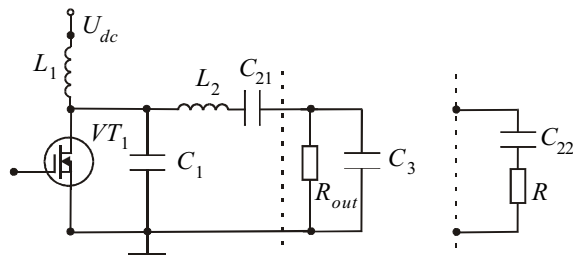


Рис. 3. Выходная цепь усилителя класса Е

Вначале определяем C_1 по формулам из [2, 3]:

$$C_1 = 0,1836 / 2\pi f R = 0,1836 / \omega R \quad (5)$$

Емкости C_{21} и C_3 определяются из условия получения требуемого R_{out} при заданном R . Исходя из условия равенства импедансов $Z_s = Z_p$ ($Z_s = R_s + X_s$, $1/Z_p = 1/R_p + 1/X_p$, X — реактивное сопротивление) и добротности (q) при последовательном (индекс "s") и параллельном ("p") включении элементов [11, с. 153—156]

$$q = R_p / X_p = X_s / R_s \quad (6)$$

в нашем случае получим:

$$X_p = R_{out} / q; \quad (7)$$

$$q = \pm \sqrt{\frac{R_p}{R_s} - 1} = -\sqrt{\frac{R_{out}}{R} - 1} \quad (8)$$

Тогда $C_3 = q / \omega R_{out}$. Емкость C_{21} определяется из условия получения требуемого реактивного сопротивления выходной цепи усилителя [2] $X = \omega L_2 - 1 / \omega C_{21} + qR$, отсюда

$$C_{21} = \frac{1}{\omega(\omega L_2 - X + qR)} = \frac{1}{\omega(Q_L - 1,152 + q)R} \quad (9)$$

Для расчета автогенератора необходимо определить элементы цепи обратной связи исходя из заданных ранее условий. Для этого рассмотрим цепь от стока транзистора до его затвора с учетом входного сопротивления транзистора. Сопротивление делителя и активное сопротивление входа транзистора пере-

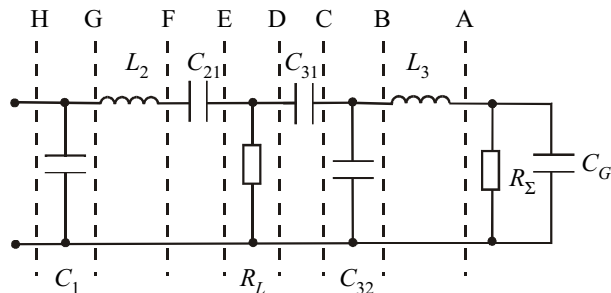


Рис. 4. Схема выходной цепи и цепи обратной связи автогенератора для расчета условий баланса фаз

считаны в сопротивление R_{Σ} , входная емкость транзистора — в C_G . Как в [5], обозначим сечения цепи (рис. 4) буквами от А до Н. Для каждого сечения цепи введем добротность и аргумент входного импеданса, например

$$q_A = \frac{R_p}{X_p} = \omega C_G R_{\Sigma}; \quad (10)$$

$$\varphi_A = \arctg q_A. \quad (11)$$

Тогда сдвиг фаз между двумя сечениями цепи будет выражаться так:

$$\varphi_{AB} = \varphi_A - \varphi_B = \arctg q_A - \arctg q_B. \quad (12)$$

Полный сдвиг фазы φ_{AG} должен равняться повороту фазы в транзисторе от затвора до стока. Эту фазу можно найти исходя из условий работы усилителя класса Е. Согласно [5], она равна $\varphi_T = 196^\circ$. Как показывает моделирование, это справедливо и для нашего случая. Тогда

$$\varphi_{AG} = -\varphi_T = -196^\circ. \quad (13)$$

В свою очередь,

$$\varphi_{AG} = \varphi_{EG} + \varphi_{AD}. \quad (14)$$

Фазовый сдвиг $\varphi_{EG} = \varphi_E - \varphi_G = \arctg q_E - \arctg q_G$ определяется условиями работы усилителя класса Е, где q_E дано в (8), а q_G определена в [2]:

$$q_G = \frac{X}{R} = \frac{\pi}{16} (\pi^2 - 4). \quad (15)$$

Таким образом, задача сводится к определению элементов цепи обратной связи для получения требуемого фазового сдвига и необходимого коэффициента трансформации напряжения от нагрузки к затвору транзистора.

Следуя [5], определим

$$\varphi_{AD} = \varphi_A - \varphi_B + \varphi_C - \varphi_D = \arctg q_A - \arctg q_B + \arctg q_C - \arctg q_D. \quad (16)$$

Добротность q_A дана (10), q_D можно найти, зная, что $X_D = X_E$ (7), и из (2).

Следовательно, элементы цепи обратной связи необходимо определить из системы уравнений

$$\begin{cases} \arctan(q_C) - \arctan(q_B) = \varphi_{AD} - \varphi_A + \varphi_D; \\ q_B = \sqrt{\frac{R_{sC}}{R_{sB}} (1 + q_C^2)} - 1. \end{cases} \quad (17)$$

Второе уравнение получается из следующих соотношений: последовательное активное сопротивление в точке В равно таковому в точке А, а в точке С — D.

$$R_{sA} = R_{sB} = \frac{R_{\Sigma}}{1 + q_A^2}. \quad (18)$$

$$R_{sC} = R_{sD} = \frac{R_{in}}{1 + q_D^2}. \quad (19)$$

Параллельные сопротивления в сечениях В и С равны:

$$R_{pB} = R_{pC} = R_{sB} (1 + q_B^2) = R_{sC} (1 + q_C^2). \quad (20)$$

Решив систему (17), находим элементы цепи по следующим соотношениям:

$$L_3 = \frac{(q_B - q_A) R_{sA}}{\omega}; \quad (21)$$

$$C_{32} = \frac{(q_C - q_B)}{\omega R_{pB}}; \quad (22)$$

$$C_{31} = \frac{1 + q_D^2}{\omega (q_D - q_C) R_{in}}. \quad (23)$$

Основными источниками потерь энергии в усилителе класса Е являются потери в открытом транзисторе, в индуктивности L_2 и конденсаторах [2, 3]. Используя значения этих сопротивлений потерь (в т. ч. измеренное значение последовательного эквивалентного сопротивления L_2), мы можем определить зависимость КПД от напряжения питания (рис. 5). На

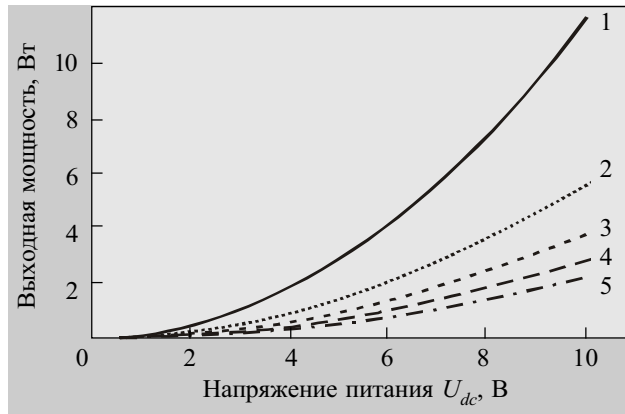


Рис. 5. Зависимость выходной мощности усилителя класса Е от напряжения питания при заданном КПД: 1 — 5 Ом, КПД=80%; 2 — 10 Ом, КПД=88%; 3 — 15 Ом, КПД=91%; 4 — 20 Ом, КПД=93%; 5 — 25 Ом, КПД=94%

этом графике представлены линии равного КПД усилителя класса Е (для наших значений частоты и потерь в элементах), связывающие напряжение питания и выходную мощность. Эти значения КПД будут ожидаемыми и для автогенератора класса Е с учетом дополнительной мощности, затрачиваемой на управление транзистором и рассеиваемой в цепи обратной связи.

В таблице приведены параметры генератора, рассчитанные и экспериментальные. Отличия между ними

Параметры автогенератора класса Е

Элементы	Теория	Эксперимент
L_1 , мГн	2,1	2,1
C_1 , пФ	3290	3320
L_2 , мкГн	27,2	27,2
C_2 , пФ	1933	1840
C_{31} , нФ	8,7	11,2
C_{32} , нФ	48	60,6
L_3 , мкГн	44,43	48
R_{d1} , кОм	120	120
R_{d2} , кОм	750	750
f , кГц	800	800
P , Вт	1	1,19
КПД, %	88	86

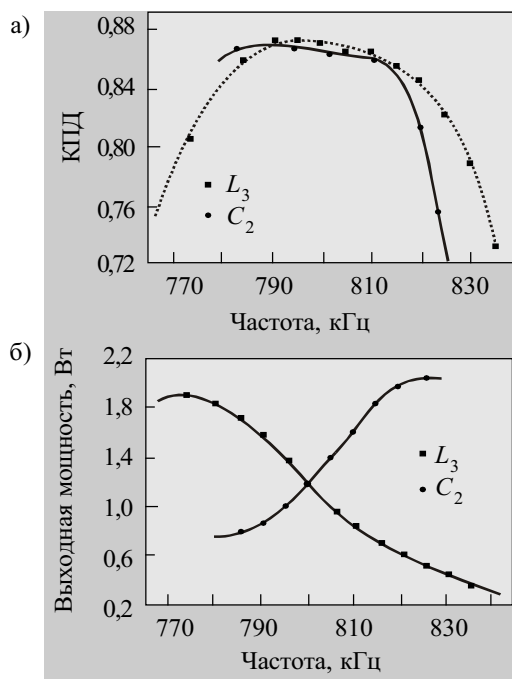


Рис. 6. Зависимости КПД (а) и выходной мощности (б) генератора при перестройке его частоты изменением индуктивности L_3 и конденсатора C_2

объясняются отличием коэффициента заполнения от расчетного значения 50 процентов. Это отличие объясняется характеристиками транзистора при его работе от источника синусоидального напряжения.

Вместе с тем КПД автогенератора не слишком отличается от расчетного, что подтверждает высокий КПД класса Е даже при значительном времени переключения транзистора.

На рис. 6 представлены зависимости КПД генератора от частоты генерации при его перестройке путем изменения индуктивности L_3 и конденсатора C_2 ; $U_{dc}=4,5$ В. Изменение L_3 в фазосдвигающей цепи более пригодно для изменения частоты генератора.

Полученные формы тока стока и напряжения на транзисторе (рис. 7) соответствуют условиям минимизации потерь в транзисторе [3, 12].

Работа транзистора в режиме переключателя, относительно высокая добротность выходной и фазосдвигающей цепей генератора позволяют получить хорошую стабильность частоты генератора, что может позволить ему работать непосредственно от батареи (рис. 8).

Уровень второй гармоники выходного сигнала равен -29 дБ, третьей — <-40 дБ.

Результаты исследования автогенератора класса Е показывают, что данный тип генератора может обеспечить высокое значение КПД при приемлемых прочих характеристиках. Часть входной мощности усилителя класса Е передается на его выход, о чем свидетельствуют полученные значения выходной мощности и КПД. Это говорит о возможности получения высоких значений полного КПД в усилителях класса Е.

Выводы

На основе описанных принципов построения автогенератора класса Е рассчитана схема и экспери-

Рис. 7. Формы тока и напряжения стока

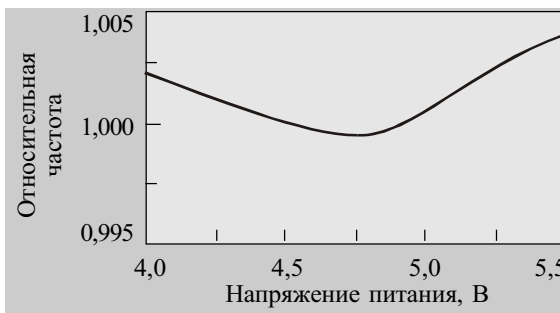
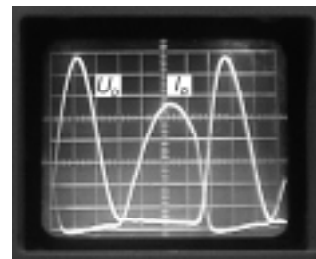


Рис. 8. Нормированная частота генератора в зависимости от напряжения питания

ментально исследован автогенератор с полным КПД 86% на частоте 800 кГц. Автогенератор продемонстрировал основные особенности функционирования усилителя класса Е и может использоваться для построения высокоэффективных преобразователей энергии.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Крыжановский В. Г., Рассохина Ю. В., Рудякова А. Н., Шевченко И. Н. Транзисторные усилители с высоким КПД: общие условия реализации // Технология и проектирование в электронной аппаратуре.— 2000.— № 5—6.— С. 5—8.
2. Крыжановский В. Г., Рудякова А. Н., Чернов Д. В. Методика расчета и исследование усилителя класса Е // Там же.— 2001.— № 4—5.— С. 11—15.
3. Sokal N. O. Class-E switching-mode high-efficiency tuned RF/microwave power amplifier: improved design equations / 2000 MTT-S International Microwave Symposium Digest.— 2000.— Vol. 11.— P. 779—782.
4. Pat. 3919656 US. High-efficiency tuned switching power amplifier / N. O. Sokal, A. D. Sokal.— Nov. 11, 1975.
5. Ebert J., Kazimierczuk M. Class E high-efficiency tuned power oscillator // IEEE J. of Solid-State Circuits.— April 1981.— Vol. SC-16, N 2.— P. 62—66.
6. Golio M. The push toward low voltage devices // Microwave magazine.— March 2000.— Vol. 1, N 1.— P. 38—45.
7. Designer's data sheet, MTP3055, <http://www.motorola.com>
8. Socal N. O., Raab F. H. Harmonic output of class-E RF power amplifiers and load coupling network design // IEEE J. of Solid-State Circuits.— February 1977.— Vol. SC-12, N 1.— P. 86—88.
9. Cantrell W. H. Tuning analysis for the high-Q class-E power amplifier // IEEE Trans. on MTT.— 2000.— Vol. 48, N 12.— P. 2397—2402.
10. Kazimierczuk M. K., Czarkowski D. Resonant power converters.— New York: John Wiley & Sons, 1995.— P. 362—365.
11. Фуско В. СВЧ цепи.— М.: Радио и связь, 1990.
12. Козырев В. Б. Транзисторные умножители частоты в ключевом режиме // Радиотехника.— 1975.— Т. 30, № 2.— С. 54—65.