

Дуальные СВЧ-усилители класса Е с резистивными потерями в ключах

А.В. Баранов

ООО «Эльдорадо»
603070, Россия, г. Нижний Новгород
ул. Ларина, 7

Исследован режим класса Е дуальных СВЧ-усилителей мощности с резистивными потерями в ключах. Дан анализ работы модели таких усилителей. Напряжение питания V_{ds} , выходная мощность P и сопротивление потерь ключа во включенном состоянии R_{ON} объединены в один параметр $k = P R_{ON} / V_{ds}^2$. Установлено, что существует максимальный уровень потерь в ключе $R_{ON} < 0.09061 V_{ds}^2 / P$, при котором режим класса Е в дуальных усилителях возможен. Относительно обобщенного параметра k рассчитаны все элементы эквивалентной схемы усилителя. Относительно него получены также выражения для стокового КПД дуального усилителя и для максимальной частоты его работы в классе Е. Методика расчета элементов и характеристик дуального усилителя класса Е подтверждена результатами моделирования и эксперимента.

Ключевые слова: усилитель мощности, класс Е, коэффициент полезного действия.

При проектировании СВЧ-усилителей мощности в классе Е наблюдаются расхождения между расчетными и экспериментальными значениями КПД и выходной мощности [1–4]. Например, в ДМВ-усилителе вместо теоретически возможного КПД в 100 % на практике можно достичь только 78 %, а измеряемая выходная мощность меньше расчетной приблизительно в два раза [3, 4]. Одной из возможных причин расхождения расчетных и экспериментальных результатов является то, что в моделях усилителей класса Е используется идеальный ключ без потерь. Многие авторы предпринимали попытки учесть потери ключей в традиционной схеме усилителя класса Е, где формирующий контур начинается с шунтирующей ключ емкости [5–9]. Вместе с тем в дуальных усилителях класса Е [4, 10, 11], в которых формирующий контур начинается с последовательной к ключу индуктивности, таких исследований не проводилось. До недавнего времени считалось, что на высоких частотах дуальные усилители класса Е менее привлекательны для практических применений, поскольку требуют ключей с пренебрежимо малой выходной емкостью [2]. Однако в СВЧ-диапазоне, где практически в любом устройстве класса Е требуется компенсация собственной выходной емкости ключа, для этой цели больше подходят именно дуальные усилители класса Е, так как в схемах последовательного типа проще

реализуются компенсирующие элементы. Цель данной статьи – исследовать работу дуальных усилителей мощности класса Е с резистивными потерями в ключах.

Рассмотрим ключевой усилитель класса Е дуального типа [10, 11]. Его схема приведена на рис. 1, а. Здесь S – транзисторный ключ; L_S – суммарная индуктивность на выходе ключа; C_{bl} – разделительный конденсатор; L, C – индуктивность и емкость параллельного LCR-контура с активной нагрузкой R ; V_{ds} – источник с напряжением питания V_{ds} и Dp – дроссель для развязки ВЧ-цепей по питанию. Предположим, что этот дуальный усилитель можно свести к упрощенной схеме, изображенной на рис. 1, б, где R_{ON} – сопротивление потерь ключа. Для данного усилителя проведем упрощенный анализ, основанный на обычных для класса Е предположениях [8]. То есть предположим, что заполнение рабочего цикла оптимально и равно 50 %, что сопротивления ключа во включенном и выключенном состояниях равны R_{ON} и бесконечности соответственно. Будем считать, что потери в контурах отсутствуют и что влияния цепей смещения нет.

Пусть мгновенное напряжение $V_R(\theta)$ на резисторе R имеет вид: $V_R(\theta) = -V_{ds}a \sin(\theta + \varphi)$, а напряжение на индуктивности с ключом $V_S(\theta) = V_{ds}(1 - a \sin(\theta + \varphi))$. Здесь $\theta = \omega_S t$, ω_S – угловая частота входного сигнала; t – текущее

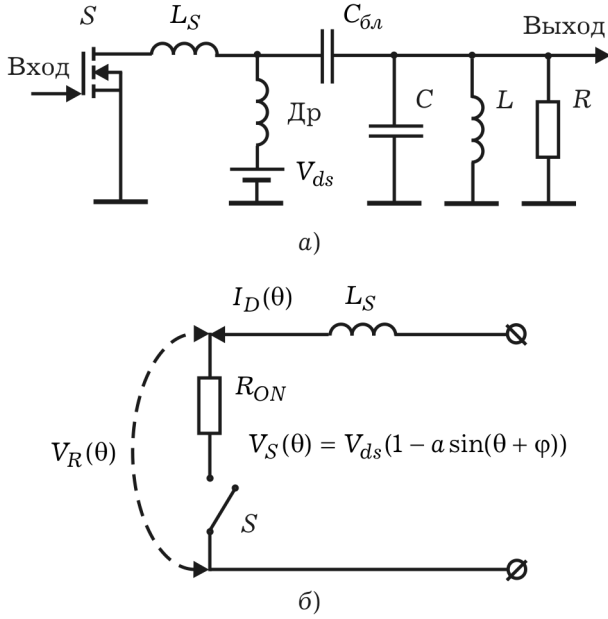


Рис. 1

время, а a и φ – определяемые ниже величины. Во включенном состоянии ($0 < \theta \leq \pi$) через ключ протекает ток $I_D(\theta)$, который может быть найден при решении линейного дифференциального уравнения первого порядка:

$$\frac{dI_D(\theta)}{d\theta} + yI_D(\theta) = \frac{V_{ds}}{\omega_S L_S} (1 - a \sin(\theta + \varphi)), \quad (1)$$

где

$$y = \frac{R_{ON}}{\omega_S L_S}. \quad (2)$$

Общее решение уравнения (1) имеет вид

$$I_D(\theta) = \frac{e^{-y\theta}}{\omega_S L_S} \int_0^\theta V_S(\theta) e^{y\theta} d\theta + C e^{-y\theta}. \quad (3)$$

Неизвестные величины a , φ и C в (1) и (3) вычисляются путем решения системы трех уравнений: $I_D(0) = 0$ (начальное условие) и $I_D(\pi) = 0$, $dI_D(\theta)/d\theta = 0$ при $\theta = \pi$ (условия оптимального режима в дуальном усилителе класса E). Тогда $C = 0$, а a и φ определяются выражениями:

$$a = \sqrt{1 + \left(\frac{1 - e^{-\pi y} (1 + 2y^2)}{y(1 + e^{-\pi y})} \right)^2}, \quad (4)$$

$$\varphi = \arctan \left(\frac{-y(1 + e^{-\pi y})}{1 - e^{-\pi y} (1 + 2y^2)} \right). \quad (5)$$

Следует отметить, что при $y = 0$ $a = a_{\text{он}} \cong 1.862$ и $\varphi = \varphi_{\text{он}} \cong -32,48^\circ$, как в работах [1, 4, 11]. Вычислив величины a , φ и C , уравнение (3) для $0 < \theta \leq \pi$ можно переписать в виде

$$I_D(\theta) = \frac{V_{ds}}{\omega_S L_S} \left(\frac{1 + e^{-\pi y} - 2e^{-y\theta}}{y(1 + e^{-\pi y})} + \right. \quad (6)$$

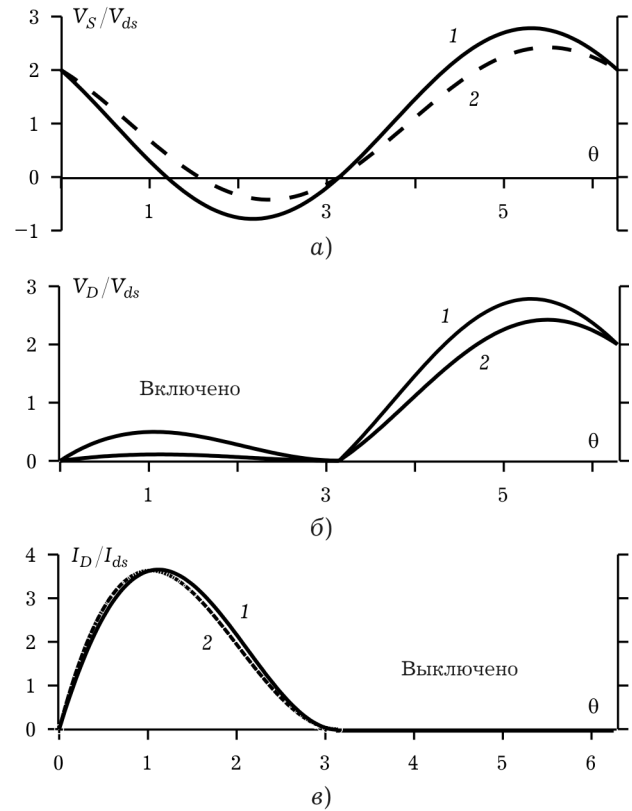


Рис. 2

$$\left. + \frac{2e^{-\pi y}}{1 + e^{-\pi y}} \sin \theta + \frac{(1 - e^{-\pi y})}{y(1 + e^{-\pi y})} \cos \theta \right).$$

Во включенном состоянии ($0 < \theta \leq \pi$) напряжение на ключе $V_D(\theta)$ определяется выражением:

$$V_D(\theta) = R_{ON} I_D(\theta). \quad (7)$$

Во выключенном состоянии ($\pi < \theta \leq 2\pi$) ток через ключ и R_{ON} не протекает:

$$I_D(\theta) = 0. \quad (8)$$

Поскольку в случае $\pi < \theta \leq 2\pi$ ток через L_S также не протекает, напряжение на L_S равно нулю. Тогда напряжение на ключе с R_{ON} – $V_D(\theta) = V_S(\theta)$:

$$V_D(\theta) = V_{ds}(1 - a \sin(\theta + \varphi)). \quad (9)$$

Полученные уравнения (6)–(9) представляют собой волновые формы сигналов $V_D(\theta)$ и $I_D(\theta)$ для оптимального режима дуального усилителя класса E с резистивными потерями в ключе. Для данного режима усилителя класса E на рис. 2 при $y = 0,1$ (кривые 1) и $y = 0,685$ (кривые 2) приведены нормированные напряжение на выходе ключа с индуктивностью – $V_S(\theta)/V_{ds}$ (а), напряжение на ключе с резистивными потерями – $V_D(\theta)/V_{ds}$ (б) и ток, протекающий через ключ, – $I_D(\theta)/I_{ds}$ (в). Здесь I_{ds} – постоянная составляющая $I_D(\theta)$:

$$I_{ds} = \frac{V_{ds}}{\omega_S L_S} \left(\frac{1}{2y} - \frac{1 - e^{-\pi y}}{\pi y^2 (1 + e^{-\pi y})} + \frac{2e^{-\pi y}}{\pi(1 + e^{-\pi y})} \right). \quad (10)$$

Если $y = 0$, выражения (6)–(9) становятся такими же, как и в дуальном усилителе класса Е с ключом без потерь [4]. А графики зависимостей на рис. 2, если y стремится к нулю, принимают тот же вид, что и аналогичные графики для дуального усилителя класса Е без потерь в ключе [11].

Учитывая, что максимальное напряжение на ключе $V_{\max} = V_{ds}(1 + a)$, из выражения (10) можно получить уравнение для максимальной частоты $f_{\max}$, при которой реализуется режим класса Е:

$$f_{\max} = \frac{V_{\max}}{2\pi(1 + a)I_{ds}L_S} \times \left(\frac{1}{2y} - \frac{1 - e^{-\pi y}}{\pi y^2 (1 + e^{-\pi y})} + \frac{2e^{-\pi y}}{\pi(1 + e^{-\pi y})} \right). \quad (11)$$

Из рис. 2 видно, что в рассматриваемом диапазоне изменения y уровень выходной мощности $P = (aV_{ds})^2/2R$ может уменьшиться в два раза, так как амплитуда $V_S(\theta)$ уменьшается почти в полтора раза. Следовательно, можно ожидать, что расчетный уровень мощности дуального усилителя мощности класса Е будет ближе соответствовать его экспериментально измеренной выходной мощности.

Для расчета коллекторного (стокового) КПД дуального усилителя класса Е $\eta = P/(I_{ds}V_{ds}) = 1 - P_{\Pi}/(I_{ds}V_{ds})$ определим потери мощности P_{Π} в ключе:

$$P_{\Pi} = (1/2\pi) \int_0^{2\pi} V_D(\theta) I_D(\theta) d\theta. \quad (12)$$

Учитывая, что потери мощности присутствуют только тогда, когда ключ проводит, интегрирование в (12) дает:

$$P_{\Pi} = \frac{V_{ds}^2}{\omega_S L_S} \left(\frac{1}{2y} + \frac{e^{-\pi y} - 1}{\pi y^2 (1 + e^{-\pi y})} + \frac{2e^{-\pi y} (1 + 2y^2) - 2}{\pi(1 + y^2)(1 + e^{-\pi y})} + \frac{1 - 2e^{-\pi y} + e^{-2\pi y} (1 + 4y^2)}{4y(1 + e^{-\pi y})^2} \right). \quad (13)$$

По аналогии с [8] введем новый безразмерный параметр k :

$$k = \frac{PR_{ON}}{V_{ds}^2}. \quad (14)$$

Тогда, учитывая (10), (13) и (14), уравнение $P = I_{ds}V_{ds} - P_{\Pi}$ можно переписать в виде

$$\frac{k}{y} = \frac{2 - 2y^2 e^{-\pi y}}{\pi(1 + y^2)(1 + e^{-\pi y})} - \frac{(1 - e^{-\pi y})^2 + 4y^2 e^{-2\pi y}}{4y(1 + e^{-\pi y})^2}. \quad (15)$$

Относительно y выражение (15) является трансцендентным уравнением третьего порядка с параметром k . Здесь k является обобщенным параметром, так как он объединяет три основные величины – P , R_{ON} и V_{ds} . Уравнение (15) можно численно решить относительно y при любом выбранном значении k (или при выбранном наборе параметров – P , R_{ON} и V_{ds}). Следует отметить, что уравнение (15) не имеет действительных корней, если k больше ≈ 0.09061 . Этому значению $k \approx 0.09061$ соответствует максимально возможное значение действительного корня $y \approx 0.685$. Отсюда можно сделать вывод, что необходимым условием существования режима класса Е в дуальных усилителях с резистивными потерями в ключах является вполне определенное соотношение между величинами – P , R_{ON} и V_{ds} :

$$R_{ON} < 0.09061 \frac{V_{ds}^2}{P}. \quad (16)$$

Именно с учетом этих замечаний и построены все графики зависимостей, приведенных в данной работе. Неравенство (16) незначительно отличается от аналогичного условия существования режима класса Е в традиционной схеме усилителя с шунтирующей ключ емкостью [8], так как там k не может быть больше ≈ 0.100152 .

После того как выбран k и вычислен y , можно рассчитать стоковый КПД:

$$\eta = \frac{P}{I_{ds}V_{ds}} = \frac{k}{y} \frac{1}{\frac{1}{2y} - \frac{1 - e^{-\pi y}}{\pi y^2 (1 + e^{-\pi y})} + \frac{2e^{-\pi y}}{\pi(1 + e^{-\pi y})}}. \quad (17)$$

Оптимальная индуктивность L_S в нашем случае может быть непосредственно получена из выражения (2) с учетом формулы (14):

$$L_S = \frac{kV_{ds}^2}{y\omega_S P}. \quad (18)$$

Полученную индуктивность L_S удобно нормировать на величину $L_{S6n} = V_{ds}^2/(\pi\omega_S P)$, которая соответствует дуальному усилителю класса Е без потерь в ключе [11]. Тогда, учитывая выражение (18), новую относительную величину L_S^* можно записать в виде

$$L_S^* = L_S/L_{S6n} = \pi k/y. \quad (19)$$

На рис. 3 представлены графики зависимостей $\eta(k)$ (кривая 1) и $L_S^*(k)$ (кривая 2). Из рис. 3

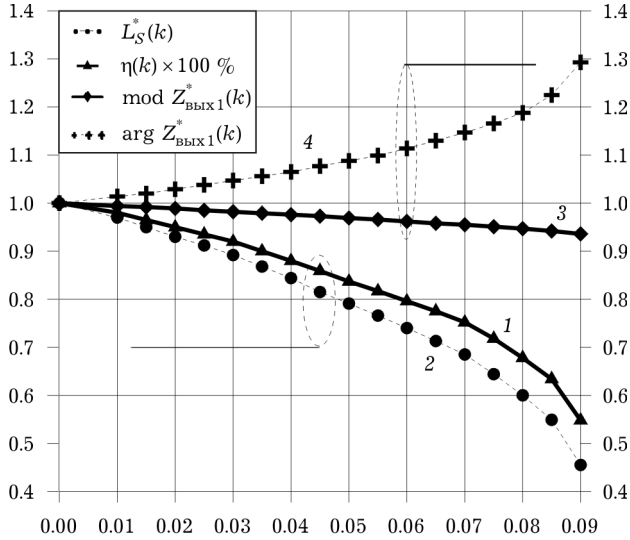


Рис. 3

видно, что при увеличении резистивных потерь в ключе оптимальная индуктивность L_S , необходимая для реализации класса Е в дуальном усилителе, уменьшается. При этом коллекторный (стоковый) КПД в рассматриваемом диапазоне изменения k (или y) также уменьшается до $\approx 55\%$. Следовательно, если учесть резистивные потери в ключах, то можно также ожидать, что расчетный и экспериментально измеренный КПД дуального усилителя мощности класса Е будут ближе соответствовать друг другу. Кроме того, учитывая такое поведение L_S с ростом k (или y), можно ожидать, что частотная граница для оптимальной реализации класса Е в дуальном усилителе может быть отодвинута в более высокочастотную область по сравнению с традиционным усилителем, где с ростом потерь в ключе шунтирующая емкость C_S увеличивается, а $f_{\max}$ падает [8].

Чтобы рассчитать оптимальные значения остальных компонентов на рис. 1, а, вычислим на основной частоте $f_0 = \omega_S/2\pi$ импеданс выходной цепи ($Z_{\text{вых1}}$) для ключа с резистором R_{ON} и индуктивностью L_S . Для этого сначала найдем выражение для первой гармоники тока $I_{D1}(\theta)$, используя разложения в ряд Фурье:

$$I_{D1}(\theta) = -V_{ds}a_0\sin(\theta + \varphi_0), \quad (20)$$

где a_0 , φ_0 – величины, определяемые выражениями:

$$a_0 = \sqrt{\left(2y(1 + e^{-\pi y}) + \pi(y^2 + 1)e^{-\pi y}\right)^2 + \left(\frac{\pi(y^2 + 1)(1 - e^{-\pi y})}{2y} - 2(1 + e^{-\pi y})\right)^2}} \quad (21)$$

$$\left/ \left(\pi(y^2 + 1)(1 + e^{-\pi y}) \right)^2 \right/ \omega_S L_S.$$

$$\varphi_0 = \frac{\pi}{2} +$$

$$+ \arctan \left(\frac{2y(1 + e^{-\pi y}) + \pi(y^2 + 1)e^{-\pi y}}{2(1 + e^{-\pi y}) - \frac{\pi(y^2 + 1)(1 - e^{-\pi y})}{2y}} \right). \quad (22)$$

Следует отметить, что при $y = 0$ величины a_0 , φ_0 в (21) и (22) принимают значения, полученные в работе [4]:

$$a_0 = a_{0bn} = \frac{1}{\omega_S L_S} \sqrt{\frac{4}{\pi^2} + \frac{\pi^2}{16} - \frac{3}{4}} \text{ и}$$

$$\varphi_0 = \varphi_{0bn} = \frac{\pi}{2} + \arctan \left(\frac{2\pi}{8 - \pi^2} \right).$$

Затем, поделив напряжение первой гармоники $V_{D1}(\theta) = V_R(\theta)$ на $I_{D1}(\theta)$ в уравнении (20), получим $Z_{\text{вых1}}$:

$$Z_{\text{вых1}} = (a/a_0) \exp(i(\varphi - \varphi_0)). \quad (23)$$

Кроме того, на всех гармониках основного сигнала f_n в дуальном усилителе класса Е должно быть выполнено условие короткого замыкания:

$$Z_{\text{вых}n}(f_n) = 0, \quad n = 2, 3, \dots \infty. \quad (24)$$

Следует отметить, что в усилителе с шунтирующей ключ емкостью [1, 3] вместо соотношения (24) должно выполняться условие холостого хода, так как для рассмотренного усилителя и устройства [1, 3], образующих дуальную пару, действует следующее правило: $Z_{\text{вых}n}(f_n) = 1/Z_{\text{вых}n}^C(f_n)$, $n = 1, 2, \dots \infty$, где $Z_{\text{вых}n}^C(f_n)$ – импеданс выходной цепи усилителя с шунтирующей ключ емкостью. В отличие от инверсных усилителей класса Е [2], где меняются только знаки реактивных сопротивлений импедансов, в дуальных усилителях дополнительно в соответствии с этим правилом меняются и сами их значения. Во временной области смена знаков всех реактивных сопротивлений выходных импедансов ключей означает то, что в инверсных усилителях класса Е волновые формы их сигналов тока и напряжения зеркально отражаются друг относительно друга, в то время как в дуальных усилителях эти формы остаются на месте и меняются только их обозначения – ток и напряжение.

Если в уравнение (23) подставить выражения (4), (5), (21), (22), то оно приобретет весьма громоздкий вид. Вместе с тем если нормиро-

вать модуль и фазу импеданса выходной цепи $Z_{\text{ВЫХ1}}$ на соответствующие величины $Z_{\text{ВЫХ1} \text{ бн}} \cong \cong 3,5695\omega_S L_S \exp(-i 49,0524^\circ)$ [4, 11] для дуального усилителя без потерь в ключе, то на практике удобно использовать графики относительных величин модуля $\text{mod} Z_{\text{ВЫХ1}}^*(k) = (a/a_0)/(a_{\text{бн}}/a_{0\text{бн}})$ и фазы $\arg Z_{\text{ВЫХ1}}^*(k) = (\varphi - \varphi_0)/(\varphi_{\text{бн}} - \varphi_{0\text{бн}})$. Эти графики изображены также на рис. 3 (кривые 3 и 4 соответственно). При увеличении резистивных потерь ключа наибольшему изменению подвержен аргумент импеданса выходной цепи (кривая 4), а не его модуль (кривая 3). В рассматриваемом диапазоне изменения k аргумент $Z_{\text{ВЫХ1}}$ меняется на 28 %, а его модуль – не более чем на 6 %.

Используя полученные формулы (23) и (24) (или кривые 3 и 4 на рис. 3), можно рассчитать оптимальные для класса Е нагрузку R и эквивалентную емкость C_K формирующего $L_S C_K$ -контура. Определив L через добротность нагруженного контура Q_L :

$$L = Q_L R / \omega_S, \quad (25)$$

можно найти C [11]:

$$C = C_K + 1/(Q_L R \omega_S). \quad (26)$$

Используя предложенную в работе методику, на частоте 925 МГц рассчитаем в классе Е дуальный усилитель мощности на LDMOSFET транзисторе типа MRF282S фирмы Freescale Semiconductor. Чтобы выбранный транзистор ближе соответствовал идеальному ключу, напряжение на его затворе выберем меньшим, чем напряжение отпирания транзистора, или установим ток покоя равным нулю. Кроме того, уровень входного сигнала сделаем таким, чтобы этот транзистор работал в режиме насыщения. Выбрав $V_{ds} = 16,8$ В и $P = 7,5$ Вт, найдем по формулам (14), (17) и (19) R_{ON} , L_S , η для различных k с учетом замечания (16). Затем, рассчитав по формуле (23) импеданс выходной цепи $Z_{\text{ВЫХ1}}$, вычислим величины нагрузки R_S и емкости формирующего контура C_{KS} в последовательной $R_S C_{KS}$ -цепи. Пересчитав полученные значения в величины R и C_K параллельной $R C_K$ -цепи, с помощью (25) и (26) найдем при $Q_L = 1$ величины L и C . Кроме того, учитывая, что для выбранного транзистора $V_{\text{max}} = 65$ В, для тех же k вычислим с помощью (11) f_{max} при $I_{ds} = 0,6$ А. Результаты всех этих расчетов приведены ниже в таблице. Для проверки полученных результатов расчета используем систему схемотехнического моделирования электронных

устройств Micro-Cap 6 [12]. С ее помощью для дуального усилителя в классе Е рассчитаем его волновые формы сигналов тока и напряжения на ключе, а также стоковый КПД $\eta_{\text{мод}}$ и выходную мощность $P_{\text{мод}}$. Причем при моделировании дуального усилителя используем здесь рассчитанные выше значения его компонентов. Результаты такого моделирования – $\eta_{\text{мод}}$ и $P_{\text{мод}}$ для тех же k также приведены в таблице.

Данные таблицы подтверждают, что изложенный в работе метод расчета компонентов дуального усилителя мощности в классе Е может гарантировать удовлетворительную точность при вычислении стокового КПД и выходной мощности. Так во всем диапазоне изменения k стоковый КПД отличается от $\eta_{\text{мод}}$ не более чем на 7,3 %. При малых значениях k эти величины отличаются не более чем на 2 %. Выбранная выходная мощность $P = 7,5$ Вт также незначительно (до 10 %) отличается от $P_{\text{мод}}$. Причем их максимальный разброс имеет место только при малых значениях k .

Характер поведения f_{max} подтверждает то, что в отличие от классической схемы усилителя с шунтирующей емкостью резистивные потери ключа в дуальной схеме усилителя класса Е не приводят к уменьшению f_{max} . Напротив, максимальная частота при работе дуального усилителя в классе Е несколько возрастает, если k увеличивается, и резистивные потери в ключе возрастают.

Моделирование дуального усилителя во временной области доказало также, что $k \approx 0,09061$ является максимальным допустимым значением, если принять во внимание волновые формы сигналов тока и напряжения на ключе с резистивными потерями.

Таким образом, для рассмотренной идеальной модели усилителя класса Е с резистивными потерями результаты расчета его КПД при помощи предложенного метода мало отличаются от данных, полученных при использовании стандартной системы схемотехнического моделирования электронных устройств [12]. При сравнении результатов в обоих случаях не учитывались собственные выходные емкости используемых ключей. На самом деле выходные импедансы практически всех транзисторных ключей носят емкостной характер, и, следовательно, ключи характеризуются определенными величинами их выходной емкости. В усилителях с шунтирующей ключ емкостью [1, 3] можно учесть

собственные выходные емкости ключей лишь до тех пор, пока значения собственных выходных емкостей ключей в формирующих контурах не превысят расчетные. Для СВЧ-транзисторов, особенно повышенной мощности, значения выходной емкости ключей достаточно велики, чтобы их можно было бы учесть при расчете элементов формирующих контуров. Например, для выбранного транзистора MRF282S эта выходная емкость составляет 15,4 пФ [4]. Очевидно, что без ее компенсации (или компенсации емкостной составляющей выходного импеданса ключа $X_C \approx 9.9$ Ома) выбранный транзисторный ключ вообще не может быть использован в усилителе класса Е, который работает на частоте 925 МГц. Если напряжению питания ключа $V_{DC} = 15$ В соответствует максимальный ток 4 А, то предельная частота работы усилителя в режиме класса Е с таким ключом не превышает 300 МГц [4]. Следовательно, в СВЧ-диапазоне фактически для всех типов усилителей класса Е требуется компенсация собственной выходной емкости транзисторов, используемых в качестве ключей. Такая компенсация просто необходима в дуальных усилителях мощности, так как они принципиально требуют ключей с пренебрежимо малой выходной емкостью. Для дуальных усилителей класса Е с резистивными потерями в ключах удобно компенсировать не саму выходную емкость, которая параллельна последовательно соединенным ключу и резистору R_{ON} , а емкостную составляющую выходного импеданса транзистора, определяемую в схеме последовательного типа. Здесь компенсация емкостных сопротивлений выходных импедансов транзисторных ключей с резистивными потерями может быть выполнена на основной частоте при помощи включения на выход ключей последовательных индуктивных компенси-

рующих элементов. В этом случае цепь, которая стоит на выходе ключа с суммарной (после компенсации емкостного сопротивления) последовательной индуктивностью L_S , проектируется таким образом, чтобы выполнялись условия (23) и (24). В результате изготовлен дуальный усилитель класса Е на транзисторе типа MRF282S. Он детально описан в работах [4, 10]. При токе потребления $I_{ds} = 0,57$ А и входной мощности 0,28 Вт этот усилитель имеет уровень выходной мощности $P = 7.46$ Вт. Его стоковый КПД составляет 77,9 %, а КПД по добавленной мощности ($PAE - power-added efficiency$) достигает 75 %. Экспериментальные значения стокового КПД и выходной мощности удовлетворительно соответствуют расчетным значениям в таблице. Так, при $R_{ON} = 2$ Ома экспериментальные значения выходной мощности и стокового КПД отличаются от их расчетных значений не более чем на 10 %.

Таким образом, в данной работе исследован режим класса Е дуальных СВЧ-усилителей мощности с резистивными потерями в ключах. Введен новый обобщенный параметр: $k = P R_{ON} / V_{ds}^2$. Относительно него вычислены стоковый КПД, максимальная частота и оптимальные значения всех компонентов дуального усилителя класса Е. Установлено, что необходимым условием существования в дуальных усилителях режима класса Е является вполне определенное соотношение между величинами P , R_{ON} и V_{ds} : $k < 0.09061$. Предложенная методика расчета элементов и характеристик дуального усилителя класса Е подтверждена результатами моделирования и эксперимента. В результате учета в дуальных усилителях класса Е резистивных потерь ключей расхождение между расчетными и экспериментальными величинами их КПД и выходной мощности уменьшены до 10 %.

Таблица
Результаты расчетов

k	R_{ON} , Ом	L_S , нГн	f_{max} , ГГц	R , Ом	C , пФ	L , нГн	η , %	η_{mod} , %	P_{mod} , Вт
0,01	0,38	2,02	0,95	63,4	5,87	10,9	98,9	97,1	6,80
0,03	1,13	1,84	1,04	59,4	6,58	10,2	91,9	91,6	7,08
0,05	1,88	1,63	1,18	54,8	7,34	9,43	83,7	85,0	7,05
0,07	2,63	1,41	1,35	49,5	8,60	8,52	75,1	76,7	7,25
0,09	3,39	0,94	1,98	39,7	12,8	6,83	54,8	58,8	7,70

Список литературы

1. Switched-mode high-efficiency microwave power amplifiers in a free-space power-combiner array / T.B. Mader [et al.] // IEEE Trans. on MTT. 1998. V. 46. № 10. P. 1391–1398.
2. Крыжановский В.Г. Транзисторные усилители с высоким КПД. Донецк: Апекс, 2004. 448 с.
3. Баранов А.В. Проектирование СВЧ-усилителей большой мощности в классе «Е» // Радиотехника. 2006. № 12. С. 65–70.
4. Баранов А.В. Дуальные СВЧ-усилители мощности в классе «Е» // Радиотехника. 2007. № 3. С. 71–78.
5. Raab F.H., Sokal N.O. Transistor power losses in the class E tuned power amplifiers // IEEE Journal of Solid-State Circuits. 1978. V. SC-13. № 6. P. 912–914.
6. Kessler D.J., Kazimierczuk M.K. Power losses and efficiency of class E RF power amplifiers at any duty cycle // Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems ISCAS. Sidney, Australia. 2001. V. 2. P. 533–536.
7. Wang C., Larson L.E., Asbeck P.M. Improved design technique of microwave class E power amplifier with finite switching-on resistance // Proceedings of the Radio and Wireless Conference, IEEE RAWCON. 2002. P. 241–244.
8. Alinikula P. Optimum component values for a lossy class E power amplifier // IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest. Piscataway, NJ, USA. 2003. V. 3. P. 2145–2148.
9. Вильмицкий Д.С., Девятков Г.Н. Математическая модель идеального устройства класса Е // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2010. Вып. 3. С. 16–25.
10. Патент РФ на изобретение № 2306667 МПК H03 F 3/193. Ключевой усилитель мощности / Баранов А.В. Опуб. 20.09.2007, БИ № 26.
11. Баранов А.В. Дуальные СВЧ-усилители повышенной мощности в классе Е // Радиотехника. 2008. № 12. С. 34–39.
12. Разевиг В.Д. Система схемотехнического моделирования Micro-Cap 6. М.: Горячая линия – Телеком, 2001.

Microwave dual class-E power amplifiers with switching-on resistance

A.V. Baranov

The microwave dual class-E power amplifier with a switching-on resistance is investigated. The input values (output power P , drain supply voltage V_{ds} and switching-on resistance R_{ON}) are combined into one parameter $k = PR_{ON}/V_{ds}^2$. Then, the drain efficiency, maximum frequency of class-E operation and optimum component values for a loss class-E dual amplifier are solved by means of parameter k . It has been proved that there is a maximum value for switch losses ($R_{ON} < 0.09061 V_{ds}^2/P$) that can be accepted in order to operate in the class-E mode. The validation simulation and experimental results show satisfactory match with the calculated values.

Keywords: power amplifier, class-E, drain and power-added efficiencies.
