

РАСЧЕТ И МОДЕЛИРОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ КЛАССА *E* В ИНТЕГРАЛЬНОМ ИСПОЛНЕНИИ НА ЧАСТОТУ 2,4 ГГц

Д. Г. Макаров¹, В. В. Крыжановский²

¹Донецкий Национальный Университет
83055, г. Донецк, ул. Университетская, 24
E-mail: den_maklaud@mail.ru

²Университет информатики и коммуникаций
Тейджон, Республика Корея
E-mail: dangervoves@yahoo.com

Разработан и смоделирован интегральный СВЧ усилитель мощности класса *E* на частоту 2,4 ГГц для изготовления по стандартной 0,18-мкм КМОП технологии. Используя дифференциальную топологию и каскодную схему выходного каскада, усилитель имеет выходную мощность 0,47 Вт на 50-Ом нагрузке с 60% КПД по добавленной мощности при напряжении питания 1,2 В. Ил. 6. Табл. 1. Библиогр.: 10 назв.

Ключевые слова: класс *E*, КМОП, усилитель мощности.

Быстро расширяющийся рынок беспроводных коммуникаций стимулирует выполнение однокристалльных приемопередатчиков по дешевой комплементарной логике на металл-окисел-полупроводник транзисторах (КМОП) технологии. В то время как узлы приёмника успешно реализуются в интегральном исполнении, интеграция одного из основных компонентов – усилителя мощности (УМ) остается нетривиальной задачей, что объясняет медленное внедрение однокристалльных приемопередатчиков. УМ СВЧ, выполненные по более дорогим технологиям (GaAs), имеют лучшие характеристики, чем аналоги, выполненные по кремниевой КМОП технологии, но они не могут быть интегрированы с остальной частью устройства [1-4].

УМ являются основными потребителями мощности источников питания по сравнению с остальными узлами приемопередатчика. Соответственно, увеличение КПД выходного каскада ведёт к уменьшению энергопотребления приемопередатчика и увеличению срока службы батарей.

Требованиями, предъявляемыми к УМ для мобильных терминалов, являются высокие КПД и линейность, а также возможность работы при низких напряжениях питания. Однако в некоторых стандартах передачи информации не требуется линейности выходного каскада, что дает возможность использовать в выходном каскаде высокоэффективные нелинейные УМ класса *E*.

Целью настоящей работы является разработка и моделирование усилителя класса *E* в интегральном исполнении на частоту 2,4 ГГц методом гармонического баланса. Достоинством такого усилителя является высокий КПД, простота расчёта и исполнения, что позволяет реализовать его в интегральном исполнении на СВЧ. Для повышения выходной мощности предложено каскодное

исполнение, позволяющее использовать низковольтные транзисторы, выполненные по стандартной технологии, для получения высокого КПД в схеме усилителя класса *E*. При этом напряжение питания микросхемы остается стандартным.

1. Топология УМ класса *E*. На рис. 1 показана схема идеального УМ класса *E* [5]. Он состоит из транзистора, работающего как ключ, переключающегося между состояниями Вкл и Выкл, ВЧ дросселя питания L_1 , емкости C_1 , параллельной ключу (эта емкость включает в себя паразитную емкость транзистора, емкости соединений и монтажа), колебательного контура L_0C_0 последовательно с реактивностью L_x и нагрузочным сопротивлением R_{load} .

Контур L_0C_0 настроен на частоту сигнала и пропускает к нагрузке только синусоидальный сигнал. Реактивность L_x обеспечивает необходимый фазовый сдвиг между напряжением на ключе и выходным напряжением для получения требуемых форм волн напряжения и тока (рис. 2).

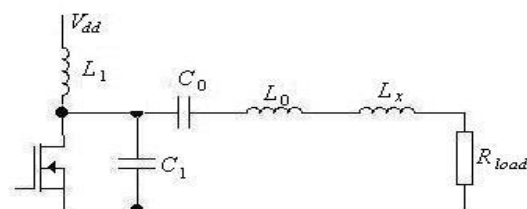


Рис. 1. Схема идеального УМ класса *E*

В интервале t_1 ключ разомкнут, и ток через него не идёт. В течение интервала t_2 ключ замкнут и напряжение на нём равно 0. Так как формы напряжения и тока не перекрываются, то

рассеяние энергии в данном усилителе в идеальном случае равно 0 и КПД=100%. Чтобы избежать потерь энергии при переключении, цепь должна обеспечивать нулевое напряжение на ключе к моменту замыкания с нулевой производной напряжения от времени.

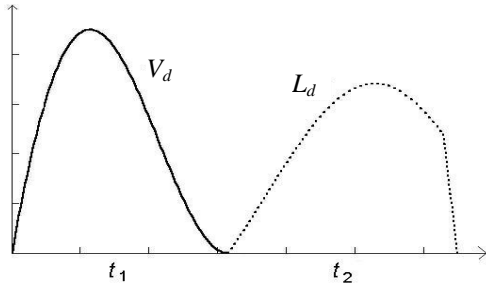


Рис. 2. Формы тока и напряжения в идеальном УМ класса E

Для данного идеального УМ класса E установлены соотношения, определяющие значения элементов схемы по заданным выходной мощности и напряжению питания [5]. Однако практическое изготовление ВЧ дросселя L_1 достаточно большой индуктивности представляет трудности, особенно в микроинтегральных УМ. Для устранения этой проблемы применяется топология УМ класса E, в которой катушка L_1 является частью выходной цепи (класс E с параллельной цепью) (рис. 3) [6].

Для такого УМ имеются соотношения для элементов цепи [6]:

$$R = 1,365 \frac{V_{dd}^2}{P_{out}}, L_1 = 0,32 \frac{R}{\omega}, C = \frac{0,685}{\omega R}. \quad (1)$$

Параметры последовательного контура, настроенного на частоту переключения зависят от выбора нагруженной добротности Q и вычисляются: $L_0 = RQ/\omega$, $C_0 = 1/\omega^2 L_0$.

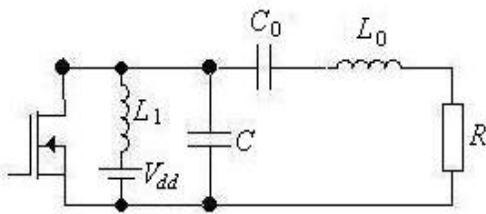


Рис. 3. Схема УМ класса E с параллельной цепью

По сравнению со значениями нагрузочного сопротивления и шунтирующей емкости для стандартного УМ класса E [5], в данной схеме для тех же значений напряжения питания и выходной мощности можно использовать большие нагрузочное сопротивление и шунтирующую емкость, а значит, можно применять транзистор с большей выходной емкостью и соответственно меньшим сопротивлением в открытом состоянии.

Один из недостатков КМОП технологии – плохие параметры спиральных интегральных катушек, которые имеют низкую добротность, большие потери в подложке, паразитное сопротивление [2, 7]. Вместо них в данной работе применяются проволочные индуктивности, которые характеризуются достаточно хорошей добротностью.

Ещё один недостаток – малое пробивное напряжение для КМОП технологии. Максимально допустимое напряжение в основном определяется напряжением пробоя оксида, которое для 0,35-мкм КМОП равно 7,5 В, для 0,25-мкм КМОП – 5 В, для 0,18-мкм КМОП – 4 В. В классе E амплитуда напряжения на стоке транзистора может быть более чем в 3,5 раз больше напряжения питания. Поэтому приходится сильно уменьшать напряжение питания, и соответственно сопротивление нагрузки, что приводит к снижению КПД, так как сопротивление потерь становится сравнимо с нагрузочным. Вместо этого в данной работе применяется каскадная схема включения транзисторов [4].

В схеме с общим истоком (ОИ) максимальное напряжение затвор-исток (З-И) равно максимальному входному напряжению, а максимальное напряжение сток-исток (С-И) есть максимальное напряжение на стоке в течение периода Выкл.

В схеме с общим затвором (ОЗ) максимальное напряжение З-И составляет

$$V_{GS,max} = V_{th} + V_{in,peak}, \quad (2)$$

где V_{th} – пороговое напряжение, $V_{in,peak}$ – пиковое входное напряжение. Максимальное напряжение З-И присутствует тогда, когда входное напряжение становится меньше $V_G - V_{th}$, где V_G – постоянное напряжение на затворе. В этом случае транзистор открыт. Максимальное напряжение С-И составляет

$$V_{DS,max} = V_{drain,max} - V_G + V_{th}, \quad (3)$$

и оно имеет место, когда входное напряжение становится выше $V_G - V_{th}$. В этом случае транзистор закрыт. Таким образом, пиковое напряжение С-И меньше, чем в схеме ОИ, и максимально допустимое напряжение питания в схеме с ОЗ может быть увеличено по сравнению со схемой с ОИ.

В схеме с ОЗ входной импеданс транзистора может стать низким (из-за открытого канала С-И). Чтобы избежать этого применяется каскадная схема включения транзисторов ОИ-ОЗ. В течение периода Выкл напряжение на стоке транзистора с ОИ составляет $V_G - V_{th}$, таким образом, максимальное напряжение С-И равно

$$V_{drain,max} - V_G + V_{th}. \quad (4)$$

Однако и эта схема имеет недостаток – сопротивление транзистора в открытом состоя-

нии в два раза больше, соответственно необходимо увеличивать ширину затвора, а выходная емкость не равна емкости двух последовательных конденсаторов, а сложным образом зависит от емкостей сток-подложка, исток-подложка транзисторов.

Также, в каскодной схеме для подачи постоянного напряжения на затвор необходимо наличие дополнительной контактной площадки на кристалле и проволочного вывода, что значительно усложняет реализацию устройства. Вместо этого, в данной схеме применяется схема с автоматическим смещением [8], состоящая из сопротивления и емкости (рис. 4).

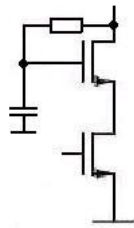


Рис. 4. Схема каскодного включения с автоматическим смещением

2. Потери в усилителе. Основные источники потерь в УМ класса *E* – паразитные сопротивления индуктивностей и сопротивление транзистора в открытом состоянии. Введём параметр α размерностью [Ом/нГн], характеризующий паразитное сопротивление на единицу индуктивности. Для проволочных индуктивностей этот параметр составляет примерно 0,1–0,4 Ом/нГн.

При анализе потерь был найден вклад каждого элемента в потери в усилителе. Например, паразитное сопротивление индуктивности L_1 уменьшает напряжение на стоке транзистора, паразитное сопротивление индуктивности L_0 уменьшает напряжение на сопротивлении R .

Мощность на сопротивлении транзистора в открытом состоянии рассеивается только в течение времени протекания тока и определяется формулой:

$$P_{lossRon} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_s^2 \overline{R_{on}} d\theta, \quad (5)$$

где $\theta = \omega t$ – текущая фаза; $i_s \overline{R_{on}}$ – ток через транзистор в открытом состоянии [6].

Найдем мощности потерь для каждого элемента, а также их вклад в выходную мощность и стоковый КПД усилителя. Охарактеризуем потери для каждого элемента коэффициентом

$$\eta = \frac{P_{out,loss}}{P_{ideal}}, \quad (6)$$

где $P_{out,loss}$ – выходная мощность после учета потерь в элементе; P_{ideal} – выходная мощность без учета потерь. Данные коэффициенты были найдены для паразитных сопротивлений индуктивностей и сопротивления транзистора в открытом состоянии.

Окончательно, выходная мощность находилась как

$$P_{out, new} = \frac{V_{drain}}{R_{dc}} \eta_{L_0} - P_{lossRon}, \quad (7)$$

Стоковый КПД:

$$\eta_{overall} = \eta_{L_1} \eta_{L_0} \eta_{Ron}, \quad (8)$$

где η_{L_1} , η_{L_0} , η_{Ron} – соответственно коэффициенты потерь для индуктивностей L_1 , L_0 и сопротивления транзистора в открытом состоянии R_{on} .

Напряжение на стоке V_{drain}

$$V_{drain} = V_{dd} \left(1 - \frac{\alpha L_1}{R_{dc} + \alpha L_1} \right), \quad (9)$$

где R_{dc} – сопротивление усилителя по постоянному току.

При расчете по приведенным выше формулам для однокаскадного УМ была получена выходная мощность 234 мВт, стоковый КПД 0,82. При моделировании эти величины составили соответственно 240 мВт и 0,86. Для расчёта и анализа задавались сопротивление транзистора в открытом состоянии 0,2 Ом, коэффициент $\alpha = 0,3$ Ом/нГн (его величина определяется технологическим процессом). Видно, что результаты расчёта и моделирования совпадают, и данный подход к определению потерь в УМ класса *E* может быть применен.

3. Моделирование усилителя. Для моделирования были выбраны исходные данные: частота 2,4 ГГц, выходная мощность 0,3 Вт, напряжение питания 1,2 В. Из (1) нагрузочное сопротивление равно 6,5 Ом. Для его преобразования в стандартное сопротивление нагрузки 50 Ом была применена согласующая цепь, представляющая собой емкость, параллельную нагрузке и последовательную индуктивность [9]. Данная индуктивность может быть включена в состав проволочной индуктивности L_0 и окончательно выходная цепь состоит всего из трех реактивных элементов, так как величина шунтирующей емкости включена в выходную емкость транзистора.

Для питания затвора выходного транзистора предпочтительнее подавать прямоугольные импульсы для избежания потерь при протяженном во времени переключении транзистора. Для этого применяются либо импульсные предварительные каскады, в которых неизбежно будет

дополнительное рассеяние энергии, либо предварительный каскад класса F [2, 3], но это значительно усложняет схему. Вместо этого в данной схеме применяется каскад класса C с параллельным резонансным контуром, образованным индуктивностью, соединяющей сток транзистора предварительного каскада с источником питания и емкостями затвора силового транзистора параллельно с выходной емкостью транзистора предварительного каскада. Таким образом, никаких дополнительных элементов согласования или смещения для выходного транзистора не требуется, что позволяет упростить схему, улучшить ее характеристики. Схема одного модуля усилителя показана на рис. 5.

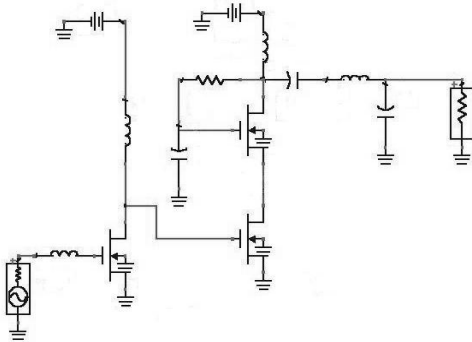


Рис. 5. Схема одного модуля усилителя

Усилитель состоит из двух идентичных модулей, включенных в противофазе. Для суммирования мощностей и согласования несимметричной нагрузки с симметричным выходом усилителя применяется симметрирующий трансформатор («балун» – *balun* (*balanced – unbalanced*) – кольцевой мост на микрополосковой линии [9].

Моделирование усилителя проводилось в программе Agilent ADS – Advanced Design System компании Agilent Technology [10].

Результаты моделирования представлены ниже на рис. 6-7.

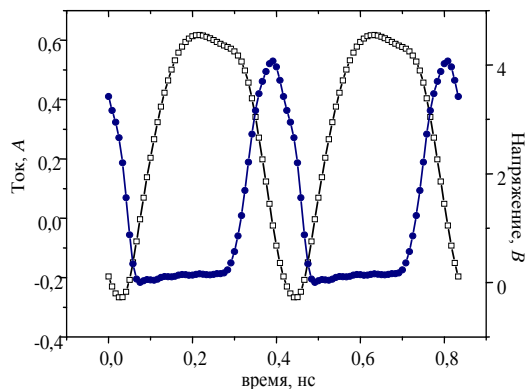


Рис. 6. Формы тока (\square) и напряжения (\bullet) на стоке транзистора

Как можно видеть, условия переключения при нулевом напряжении выполнены. Выходная мощность составила 0,47 Вт, стоковый КПД 67% и КПД по добавленной мощности для всего устройства 60%.

Сравнение характеристик различных УМ приведено в таблице.

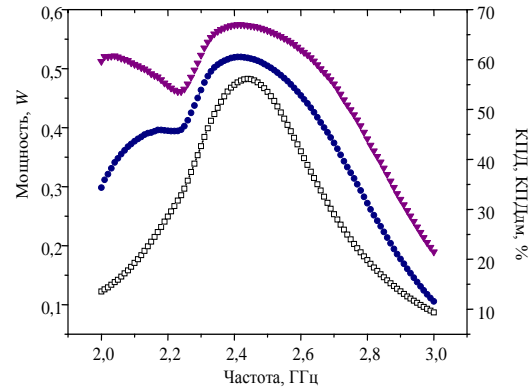


Рис. 7. Зависимости КПД (∇), КПДдм (\bullet) и выходной мощности (\square) от частоты.

Характеристики различных УМ

	[1]	[2]	[4]	[7]	Эта работа
Частота (МГц)	700	900	900	1900	2400
Технология (μm)	0,35	1,5	0,25	0,35	0,18
Напряжение питания (В)	2,3	5	1,8	2	1,2
Выходная мощность (мВт)	1000	200	900	1000	470
КПДдм (%)	62	49	41	48	60

Выводы. Был рассчитан и смоделирован УМ класса E на частоту 2,4 ГГц в интегральном исполнении. Использование каскодной схемы включения транзисторов выходного каскада позволило использовать стандартное напряжение питания для получения большей выходной мощности без риска пробоя транзисторов в усилителе класса E . Применение предварительного каскада класса C с параллельным контуром позволяет значительно упростить схему, исключив элементы, требуемые для межкаскадного согласования. Моделированная выходная мощность составила 0,47 Вт на 50-Ом нагрузке с 60% КПДдм.

1. *Mertens K. and Steyaert M.* A 700-MHz, 1-Watt fully differential CMOS Class E power amplifier // IEEE J. Solid-State Circuits. - 2000. - 37. - P.137-141.
2. *Tan Y., Kumar M., Sin J. K. O. et al.* A 900-MHz Fully Integrated SOI power amplifier for single-chip wireless transceiver applications // IEEE J. Solid-State Circuits. - 2000. - 35. - P.1481-1486.
3. *Sowlati T., Salama C. A. T., Sitch J. et al.* Low voltage, high efficiency GaAs class E power amplifiers for wireless transmitters // IEEE J. Solid-State Circuits. - 1995. - 30. - P.1074-1080.
4. *Yoo C., Huang Q.* A common-gate switched, 0,9-W class- E power amplifier with 41% PAE in 0,25- μm CMOS // IEEE J. Solid-State Circuits. - 2001. - 36. - P.823-830.

5. Крыжановский В.Г. Транзисторные усилители с высоким КПД. - Донецк: Апекс, 2004. - 448 с.
6. Grebennikov A. V., and Jaeger H. Class E with Parallel Circuit – A New Challenge for High-Efficiency RF and Microwave Power Amplifiers // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.Dig. - 2002. - 3. - P.1627-1630.
7. C. Tsai and P. R. Gray. A 1.9-GHz 1-W CMOS class-E power amplifier for wireless communications // IEEE J. Solid-State Circuits. - 1999. - 34. - P.962-970.
8. T. Sowlati, D.M.W. Leenaerts. A 2,4-GHz 0,18- μ m CMOS Self-Biased Cascode Power Amplifier // IEEE J. Solid-State Circuits. - 2001. - 36. - P.823-830.
9. Фуско В. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование / Пер. с англ. - М.: Радио и связь, 1990. - 288 с.
10. Веб-сайт компании Agilent Technology www.agilent.com.

MODELING OF A 2,4 GHz INTEGRATED CLASS E POWER AMPLIFIER

D. G. Makarov, V. V. Krizhanovskii

A 2,4 GHz integrated class-E power amplifier implemented in 0,18- μ m CMOS technology was designed and simulated. Using differential topology and cascode output stage the amplifier deliv-

ers 0,47 W of output power in 50-Ohm load with PAE of 60% with supply voltage of 1,2 V.

Key words: class-E, CMOS, power amplifier.

РОЗРАХУНОК ТА МОДЕЛЮВАННЯ ПІДСИЛЮВАЧУ КЛАСУ E В ІНТЕГРАЛЬНОМУ ВИКОНАННІ НА ЧАСТОТУ 2,4 ГГц

Д. Г. Макаров, В. В. Крижановський

Розроблено та промодельовано інтегральний НВЧ підсилювач потужності класу E на частоту 2,4 ГГц для виготовлення за стандартною 0,18-мкм КМОН технологією. Внаслідок використання диференціальної топології та каскодної схеми вихідного каскаду, підсилювач має вихідну потужність 0,47 Вт на 50-Ом навантаженні з 60% ККД по доданій потужності.

Ключові слова: клас E, КМОН, підсилювач потужності.

Рукопись поступила 11 января 2007 г.