

Проектирование монолитных СВЧ-усилителей F-класса

К. Дудинов¹, Н. Заднепрная¹

УДК 621.37 | ВАК 2.2.2

Рассматривается подход к проектированию монолитных СВЧ-усилителей F-класса в X-диапазоне на основе технологического процесса РНЕМТ на GaAs с нормой 0,25 мкм.

Как правило, выходной усилитель, который обеспечивает необходимый уровень сигнала на выходе сверхвысокочастотного передатчика, является основным потребителем энергии. Поэтому снижение энергозатрат в выходном усилителе передающей системы является одной из самых важных задач, которая стоит перед проектировщиком таких усилителей мощности.

Одним из интересных решений является разработка усилителей F-класса. Идея снижения рассеиваемой мощности на активном элементе путем временного разделения тока и потенциала выглядит очень заманчиво. Первые такие разработки на ламповых усилителях были начаты в начале прошлого столетия для передатчиков радиовещания [1, 2]. Рабочий диапазон частот таких передатчиков не превышал несколько десятков килогерц, и уже тогда разработчикам удавалось повышать КПД передатчиков благодаря реализации цепей управления гармониками. В конце 1930-х годов разработчики отечественной аппаратуры сообщили об увеличении КПД ламповых передатчиков на 25–30% в бигармоническом режиме [3, 4]. Развитие средств мобильной связи в конце прошлого века заставило проектировщиков вернуться к этому классу усилителей. Появление прецизионных автоматизированных установок монтажа способствовало разработке таких усилителей на основе сверхвысокочастотных транзисторов в диапазоне частот до 2 ГГц [5]. Достигнуты были очень высокие уровни КПД – до 85%. Далее рассматривается подход к проектированию МИС СВЧ-усилителей F-класса в X-диапазоне.

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАБОТЫ ИДЕАЛЬНОГО УСИЛИТЕЛЯ F-КЛАССА

Теоретические основы работы идеального усилителя F-класса на основе полевого транзистора (рис. 1), которые были описаны в работе [6], следующие:

- формы тока стока и напряжения стока, вызванные входным сигналом f_0 , смещены относительно друг друга на 180° ;
- форма напряжения стока близка к прямоугольной, а форма тока описывается половинкой синусоиды и при этом $V_d \geq 0$ и $I_d \geq 0$, как показано на рис. 2;
- мощности сигналов гармоник $2n \cdot f_0$ и $(2n+1) \cdot f_0$ для $n \geq 1$ равны нулю;
- импедансы для четных гармоник Z_{2nf_0} равны нулю, а для нечетных гармоник $Z_{(2n+1)f_0}$ при $n \geq 1$ равны бесконечности.

Существует, так называемый, инверсный режим работы усилителя (F⁻¹-класс). Этот режим отличается тем, что форма тока близка к прямоугольной, форма напряжения описывается половинкой синусоиды, а импедансы для четных гармоник Z_{2nf_0} равны бесконечности и для нечетных гармоник $Z_{(2n+1)f_0}$ равны нулю для $n \geq 1$.

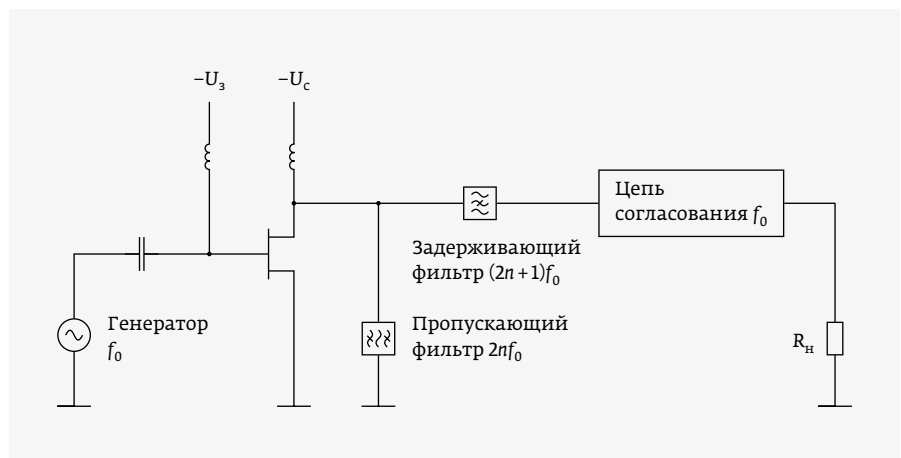


Рис. 1. Схема усилителя F-класса на полевом транзисторе

¹ АО «НПП „Исток“ им. Шокина»,
kvduudinov@istokmw.ru.

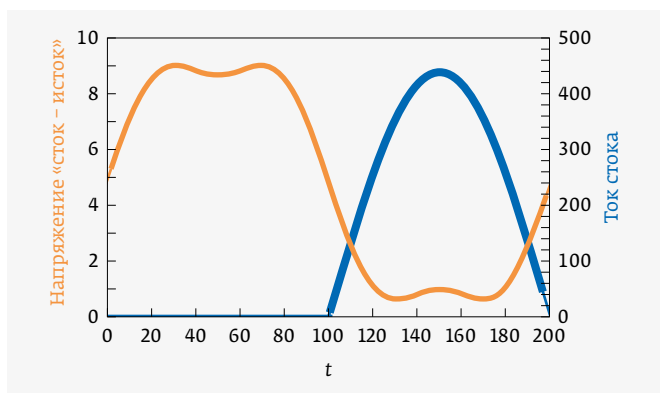


Рис. 2. Форма напряжений «сток – исток» и форма тока для транзистора в режиме класса F

Работа усилителя F-класса во многом соответствует работе усилителя В-класса. Ток в рабочем режиме через транзистор протекает только половину периода (угол отсечки равен 90°). Отличие схем усилителей F-класса от усилителей В-класса заключается в цепях, расположенных перед нагрузкой. Благодаря этим цепям в высокочастотных усилителях мощности в момент протекания тока напряжение на выходе транзистора поддерживается близким к нулю. Поэтому в усилителях класса F теоретически достижим КПД, близкий к 100%.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ СВЧ-УСИЛИТЕЛЯ F-КЛАССА НА НИЗКИХ ЧАСТОТАХ, В ТОМ ЧИСЛЕ ДЛЯ L- И S-ДИАПАЗОНОВ

При проектировании усилителя F-класса на одном транзисторе в области низких частот можно пренебречь влиянием паразитных составляющих транзистора, таких как индуктивности элементов внутри транзистора, включая металлизированные сквозные отверстия, а также емкости обратных связей, емкости площадок.

Рассмотрим построение выходной цепи для усилителя F-класса на основе микрополосковых элементов. В первую очередь синтезируется микрополосковая линия TL₁ (рис. 3), которая замыкает выход транзистора на четных гармониках. Обычно она также используется для подачи питания на схему, состоящую из одного или двух транзисторов. Микрополосковая линия TL₁ представляет собой линию длиной λ/4 на основной частоте f₀ и λ/2 на второй гармонике 2f₀. Таким образом, выход транзистора шунтирован как на второй, так и на других четных гармониках 2nf₀. На нечетных гармониках сопротивление TL₁ со стороны транзистора:

$$Z_{ds_{TL_1}}((2n+1)f_0) = Z_{TL_1} \left(\frac{Z_H + j \cdot Z_{TL_1} \cdot \operatorname{tg}(\beta \cdot TL_1)}{Z_{TL_1} + j \cdot Z_H \cdot \operatorname{tg}(\beta \cdot TL_1)} \right), \quad (1)$$

где β = 2π / λ – фазовая константа для n ≥ 1.

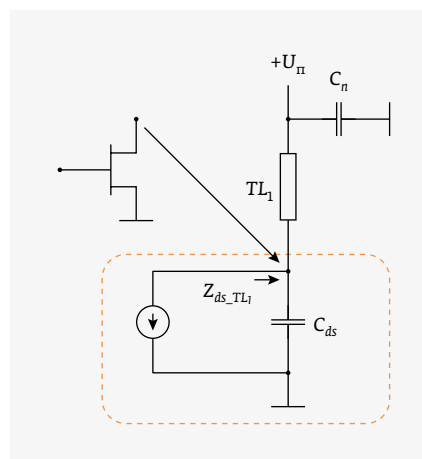


Рис. 3. Упрощенная схема транзистора с микрополосковой линией TL₁ (цепь питания транзистора)

Поскольку линия TL₁ со стороны источника питания замкнута (Z_H ≈ 0) через конденсатор C_п, то выражение (1) преобразуется так:

$$Z_{ds_{TL_1}}((2n+1)f_0) = j \cdot Z_{TL_1} \cdot \operatorname{tg}(\beta \cdot TL_1), \quad (2)$$

где $TL_1 = \frac{1}{2n+1} \cdot \frac{\lambda}{4}$ для нечетных гармоник (2n+1)f₀.

Из рис. 3:

$$z_{ds_{TL_1}}(f_0) \approx \infty, \quad (3)$$

$$z_{ds_{TL_1}}(2nf_0) \approx 0, \quad (4)$$

$$z_{ds_{TL_1}}((2n+1) \cdot f_0) \approx j \cdot Z_{TL_1} \cdot \operatorname{tg} \left(\frac{\pi}{(2n+1) \cdot 2} \right). \quad (5)$$

Далее синтезируется цепь, обеспечивающая непропускание нечетных гармоник на выход (рис. 4).

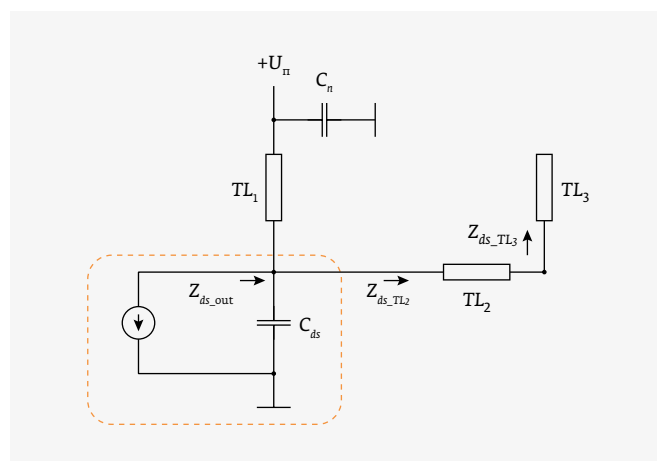


Рис. 4. Упрощенная схема транзистора с микрополосковыми линиями TL₁, TL₂, и TL₃

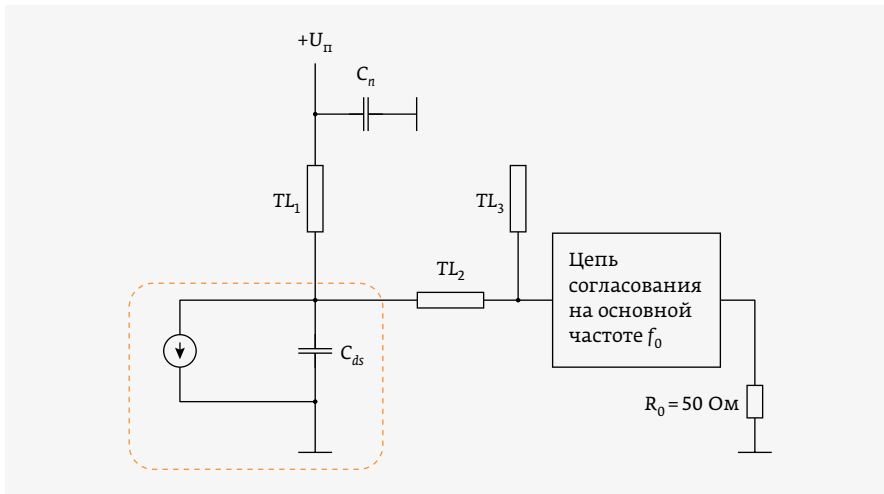


Рис. 5. Упрощенная схема транзистора с цепью согласования на основной частоте f_0 и с цепями управления на четных и нечетных гармониках

Открытая линия TL_3 представляет собой линию длиной $\lambda/4$ на третьей гармонике ($\beta \cdot TL_3 = \pi/2 + n\pi$), которая замыкает на землю точку подсоединения ее с микрополосковой линией TL_2 на нечетных гармониках:

$$\begin{aligned} Z_{TL_2 TL_3}((2n+1)f_0) &= Z_{TL_3} \left(\frac{Z_H + j \cdot Z_{TL_3} \cdot \operatorname{tg}(\beta \cdot TL_3)}{Z_{TL_3} + j \cdot Z_H \cdot \operatorname{tg}(\beta \cdot TL_3)} \right) = \\ &= Z_{TL_3} \cdot ctg(\beta \cdot TL_3) = 0. \end{aligned} \quad (6)$$

Тогда сопротивление линии TL_2 со стороны транзистора определяется так:

$$Z_{ds_TL_2} = j \cdot Z_{TL_2} \cdot \operatorname{tg}(\beta \cdot TL_2). \quad (7)$$

Отметим, что выход транзистора имеет емкостную составляющую C_{ds} , а линии TL_1 и TL_2 являются индуктивными составляющими. Поэтому, чтобы обеспечить очень большое сопротивление, на нечетных гармониках необходимо выполнение условия параллельного резонанса для контура на основе C_{ds} и линий TL_1 и TL_2 :

$$\frac{1}{j \cdot 2\pi \cdot (2n+1)f_0 \cdot C_{ds}} = \frac{Z_{ds_TL_1}(2n+1) \cdot Z_{ds_TL_2}(2n+1)}{Z_{ds_TL_1}(2n+1) + Z_{ds_TL_2}(2n+1)}. \quad (8)$$

Подставляя в это уравнение $Z_{ds_TL_1}$ (5) и $Z_{ds_TL_2}$, найдем значение длины TL_2 :

$$TL_2(2n+1) = \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{arctg} \left(\frac{\operatorname{tg} \left(\frac{\pi}{(2n+1) \cdot 2} \right)}{2\pi(2n+1)f_0 C_{ds} Z_{TL_2} \operatorname{tg} \left(\frac{\pi}{(2n+1) \cdot 2} \right) - \frac{Z_{TL_2}}{Z_{TL_1}}} \right). \quad (9)$$

Создать условия непропускания всех нечетных гармоник достаточно сложно, поскольку выходное сопротивление на каждой нечетной гармонике зависит от сопротивления линий TL_1 и TL_2 и имеет свое значение. Так как вклад каждой последующей нечетной гармоники (5-й, 7-й и т. д.) в неуправляемом рассеивании энергии значительно снижается, то при обеспечении непропускания хотя бы третьей гармоники достигается достаточно высокая эффективность усилителя.

Для завершения дизайна усилителя F-класса достаточно согласовать выходную цепь с сопротивлением нагрузки на основной частоте f_0 (рис. 5).

ПРОЕКТИРОВАНИЕ МИС СВЧ-УСИЛИТЕЛЯ F-КЛАССА В X-ДИАПАЗОНЕ И НА БОЛЕЕ ВЫСОКИХ ЧАСТОТАХ

Проектирование усилителей F-класса на более высоких частотах X, Ku и выше становится более сложной задачей, поскольку увеличивается влияние паразитных элементов, таких как индуктивности заземления, затворные и стоковые цепи, емкости, обратные связи (рис. 6).

Развитие средств и методов измерения (особенно LoadPull), а также систем автоматизированного проектирования ADS, AWR и других дало возможность развить проектирование монолитных усилителей F-класса и на более высоких частотах: S-, C-, X- и до Ku-диапазона [6].

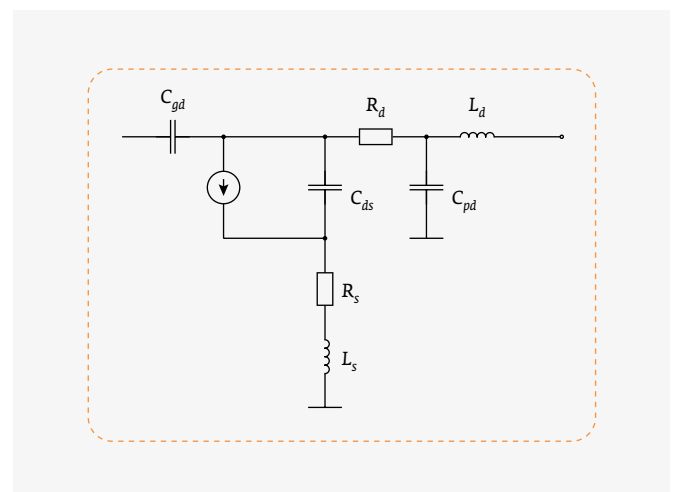


Рис. 6. Выходная часть модели транзистора с паразитными элементами

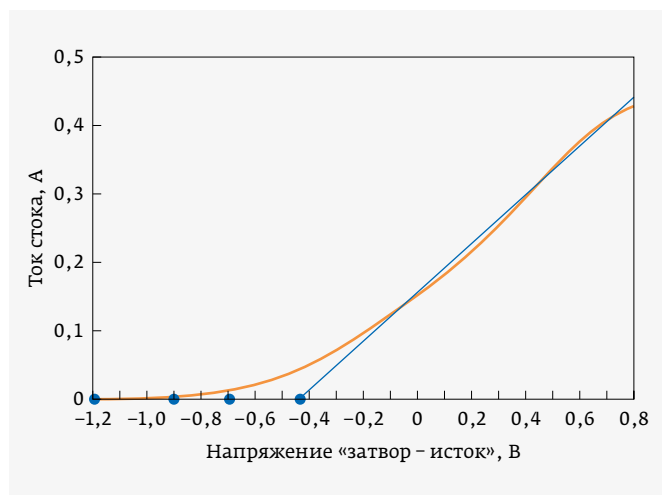


Рис. 7. Зависимость тока стока от напряжения на затворе для транзистора fet10x56

В данной статье рассматривается подход к решению этой задачи в X-диапазоне частот при проектировании усилителей F-класса на основе транзисторов fet10x56 (с общей шириной затвора 560 мкм) с использованием технологического процесса PHEMT на GaAs с нормой 0,25 мкм в АО «НПП „Исток“ им. Шокина». Этот процесс обеспечивает выходную мощность полевого транзистора более 1 Вт/мм при рабочем напряжении «сток – исток» 9 В.

В качестве **первого шага** проверяем возможность реализации усилителя F-класса на этом транзисторе. Исследуем режимы, при которых этот режим позволяет получить максимальную мощность и высокий КПД. На рис. 7 показана зависимость тока стока от напряжения на затворе. Далее проведем сравнительный анализ параметров усилителя при напряжениях затвор-исток: $-1,2$ В; $-0,9$ В; $-0,7$ В и $-0,45$ В.

На диаграммах Смита (рис. 8) показаны рассчитанные нагрузки на выходе транзистора в точках подключения емкости C_{ds} и источника тока в модели транзистора (рис. 7) в режиме F-класса с выходным сопротивлением $30 \text{ Ом} \cdot \text{мм}$.

На рис. 9, 10 и 11 приводятся нагрузочные графики, соответствующие нагрузкам транзистора при разных напряжениях питания.

Выходные параметры усилителя зависят как от напряжения на затворе (или от тока стока), так и от выходного сопротивления транзистора. На рис. 12 представлены зависимости выходной мощности, КПД от напряжения на затворе и выходного сопротивления транзистора.

Выбор режима по току и выбор выходного сопротивления является компромиссным решением. Режим транзистора в глубокой отсечке ($V_{gs} \leq -1,2$ В), несмотря на высокий КПД (до 80%), является не лучшим из-за катастрофического снижения коэффициента усиления (до -3 дБ) и выходной мощности. Крайнее верхнее значение напряжения на затворе ($V_{gs} \geq -0,45$ В) также не является оптимальным по КПД.

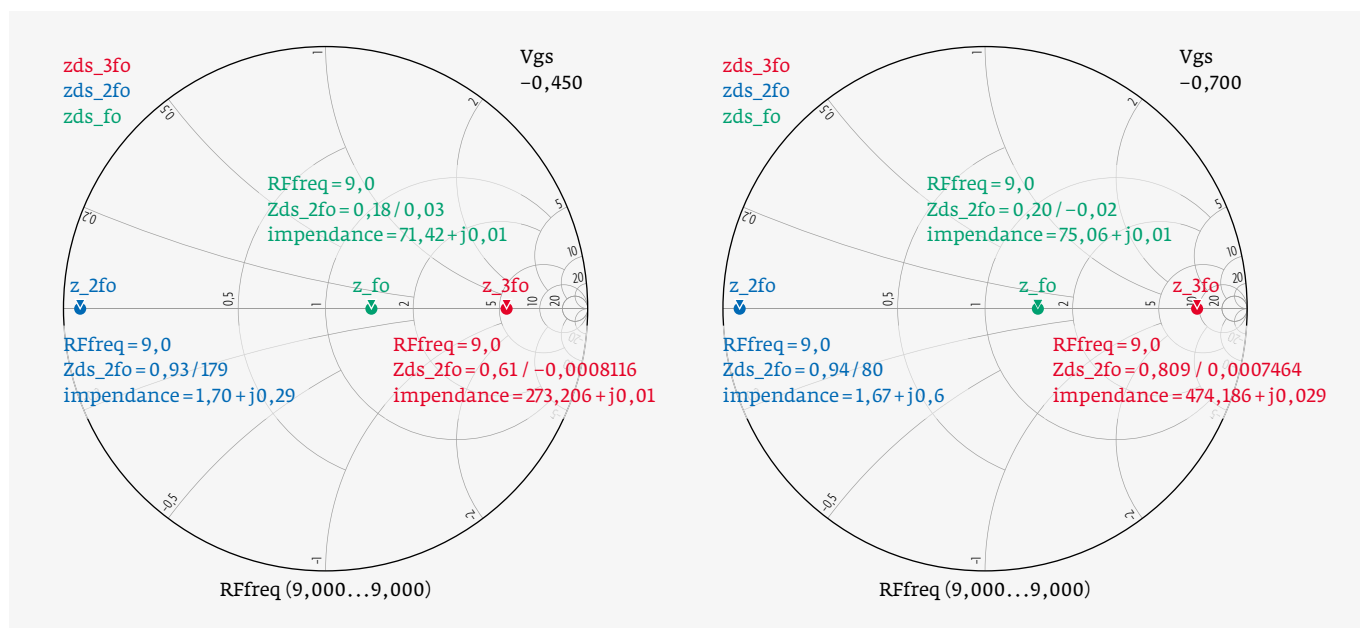


Рис. 8. Нагрузки транзистора (по стоку) для основного сигнала, 2-й и 3-й гармоник, соответствующие условиям режима F-класса при напряжениях на затворе $-0,45$ В и $-0,7$ В

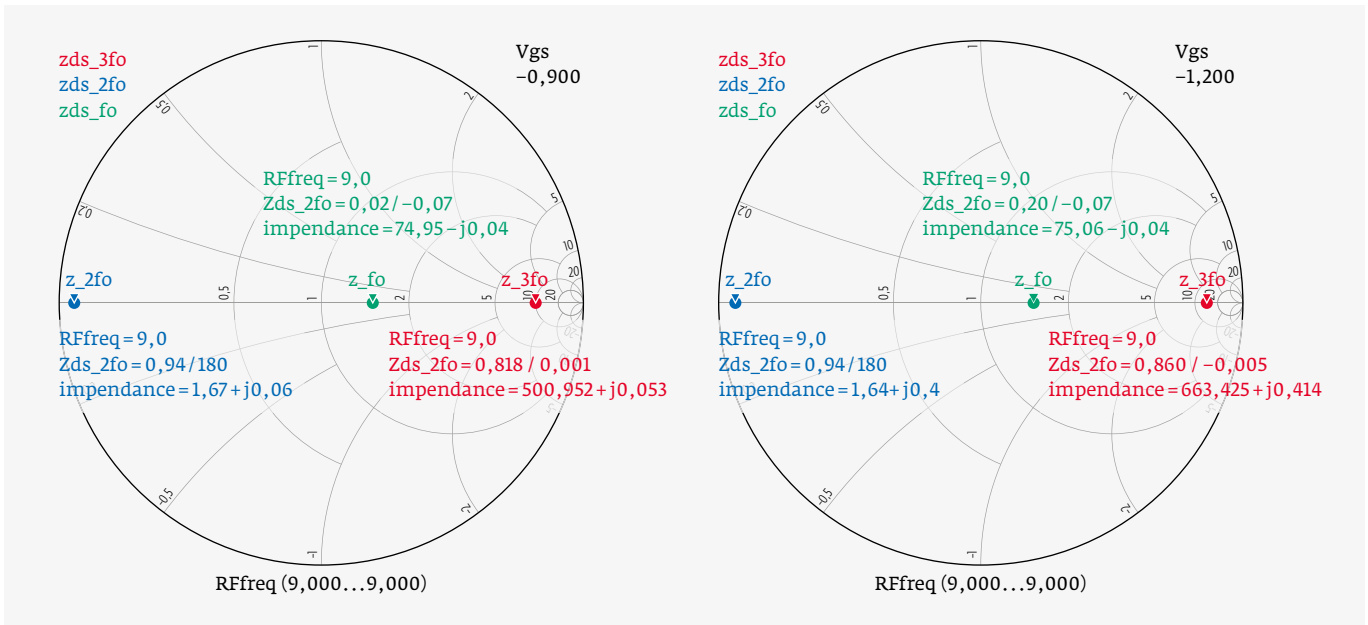


Рис. 9. Нагрузки транзистора (по стоку) для основного сигнала, 2-й и 3-й гармоник, соответствующие условиям режима F-класса при напряжениях на затворе -0,9 В и -1,25 В

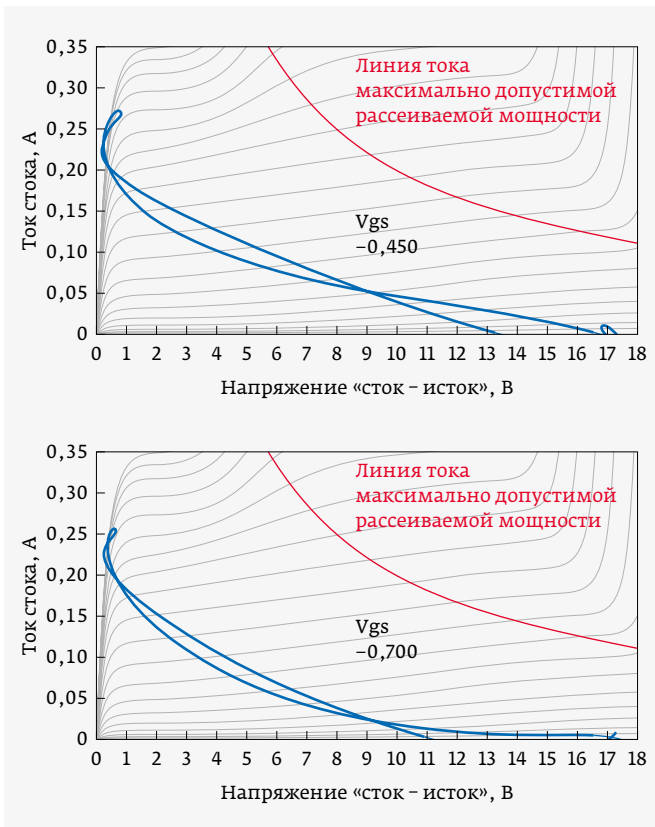


Рис. 10. Нагрузочные линии, соответствующие нагрузкам транзисторам (см. рис. 8) при напряжениях питания -0,45 В и -0,7 В

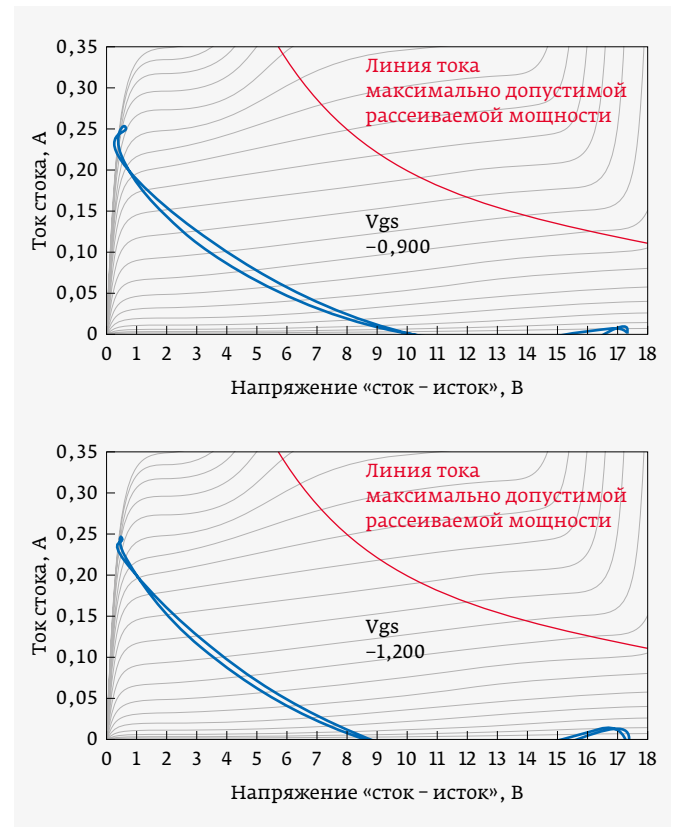


Рис. 11. Нагрузочные линии, соответствующие нагрузкам транзисторам (см. рис. 9) при напряжениях питания -0,9 В и -1,25 В

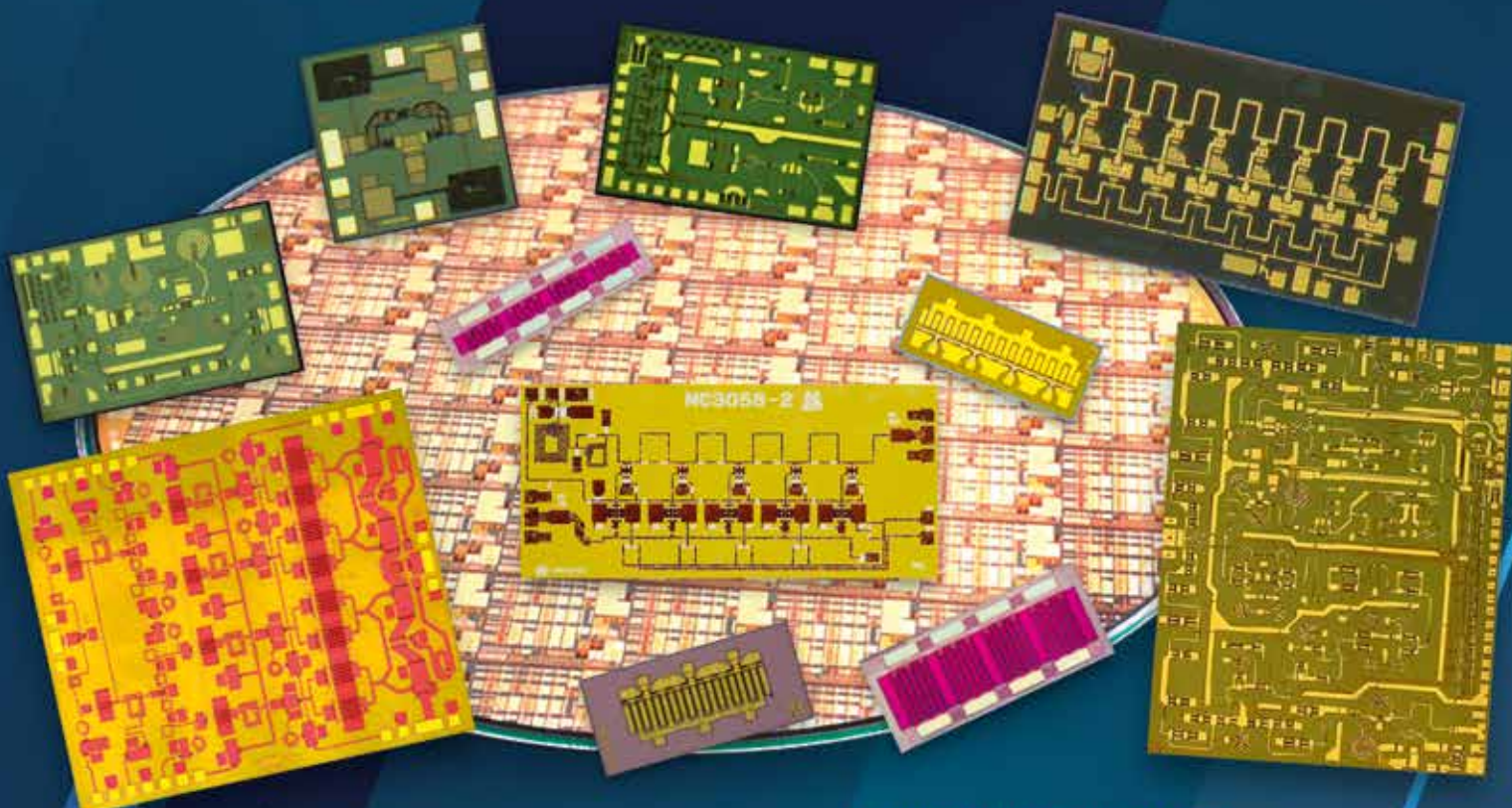


МИКРОВОЛНОВЫЕ
СИСТЕМЫ

ИНТЕЛЛЕКТ • КАЧЕСТВО НАДЕЖНОСТЬ

- ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ПРОИЗВОДСТВО СВЧ GaAs И GaN ТРАНЗИСТОРОВ, МОНОЛИТНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ И МИКРОМОДУЛЕЙ
- СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ И ПРОИЗВОДСТВА
- ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ПРОИЗВОДСТВО ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ СВЧ МОДУЛЕЙ, МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ И БЛОКОВ РЭА
- НАИЛУЧШЕЕ СООТНОШЕНИЕ ЦЕНА / КАЧЕСТВО / СРОКИ

СИСТЕМА МЕНЕДЖМЕНТА КАЧЕСТВА СЕРТИФИЦИРОВАНА НА СООТВЕТСТВИЕ ТРЕБОВАНИЯМ ИСО9001



Область применения

- Широкополосная связь и телекоммуникации
- Контрольно-измерительные приборы
- Радиорелейная и спутниковая связь
- Специальная и космическая аппаратура
- Радиолинии «точка-точка», «точка-многоточка»

АО «МИКРОВОЛНОВЫЕ СИСТЕМЫ»
Москва, Щёлковское шоссе, д. 5, стр. 1
Тел.: +7(499) 644-21-03
e-mail: mwsystems@mwsystems.ru
www.mwsystems.ru

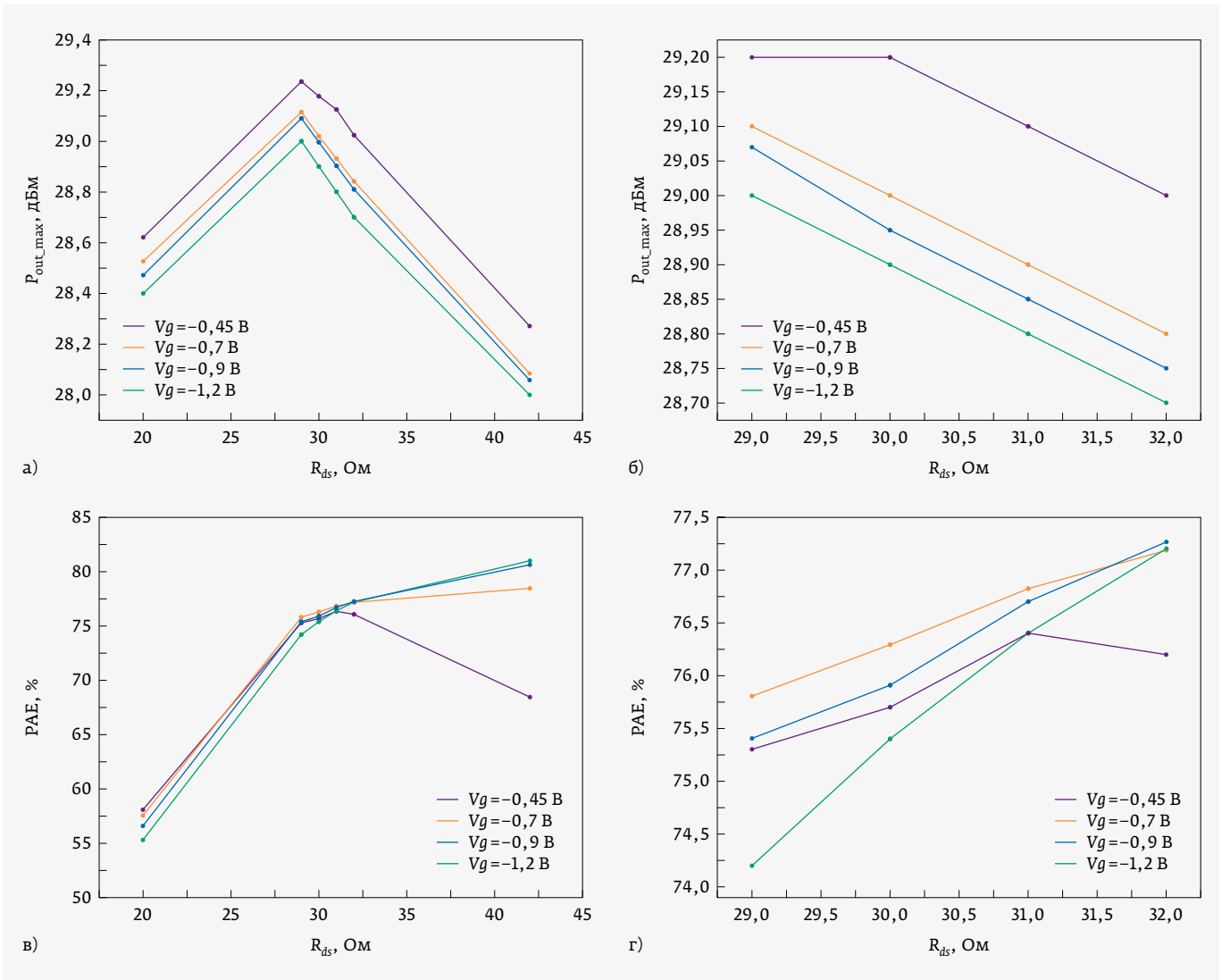


Рис. 12. Зависимости выходных параметров от напряжения на затворе и выходного сопротивления транзистора

Выбор выходного сопротивления также определяет выходные параметры усилителя. В правой части

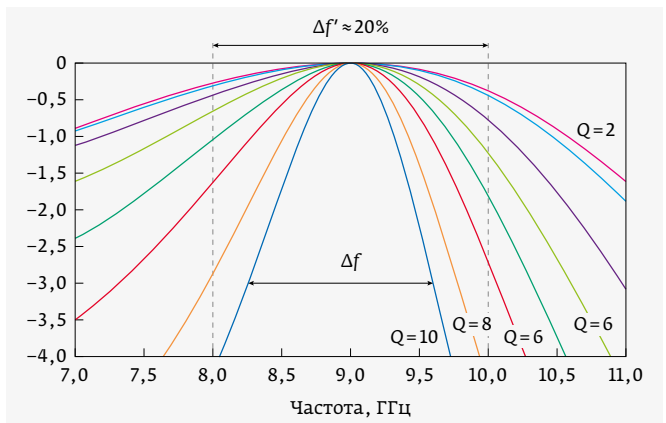


Рис. 13. Зависимость полосы пропускания выходной цепи от его добротности

ООО "Руднев-Шляев"

Разработка и производство:

- платы сбора данных
- измерительные приборы
- виброакустические системы
- инструментальные решения задач заказчика

Москва (495) 787-63-67
(495) 787-63-68

www.rudshel.ru
adc@rudshel.ru

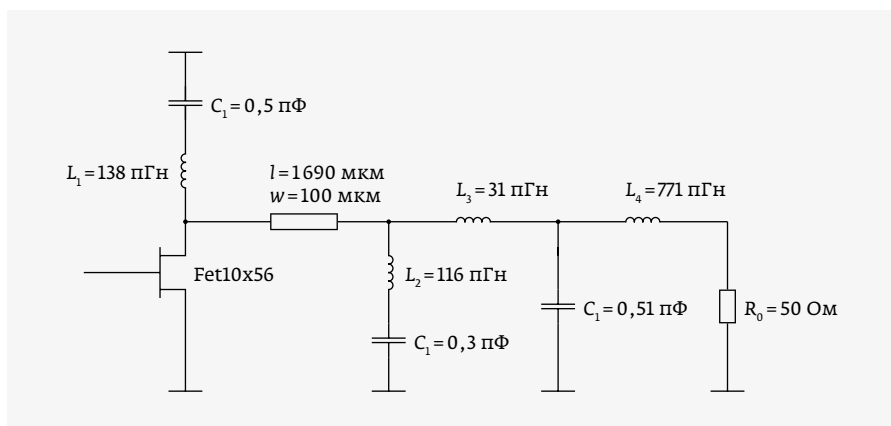
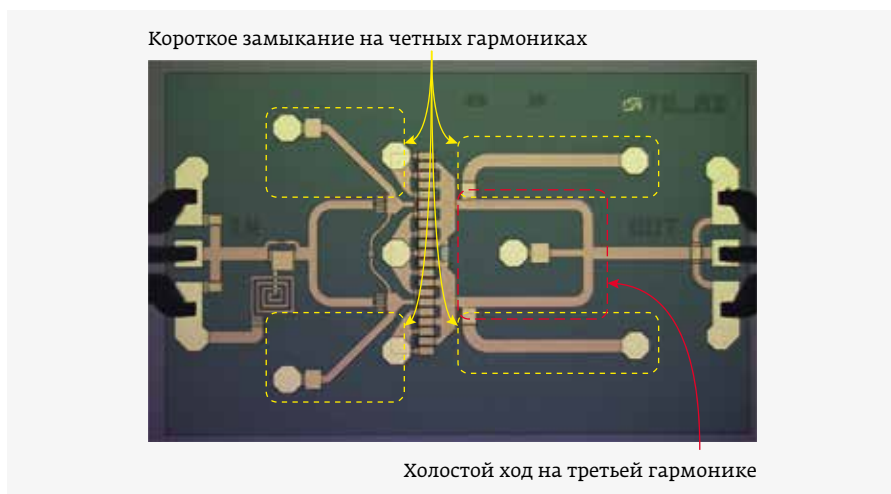


Рис. 14. Схема выходной части усилителя F-класса



Короткое замыкание на четных гармониках

Холостой ход на третьей гармонике

рис. 12 можно увидеть, что вблизи $R_{ds} = 30 \text{ Ом} \cdot \text{мм}$ при увеличении $R_{ds \text{ om}}$ выходная мощность ($P_{out \text{ max}}$) уменьшается, а КПД (РАЕ) увеличивается.

В нашем случае выбор по режиму по току и выходному сопротивлению транзистора остановился на $V_{gs} = -0,7 \text{ В}$ и $R_{ds} = 30 \text{ Ом} \cdot \text{мм}$, соответственно.

Второй шаг – определяем возможную рабочую полосу усилителя, в которой обеспечивается его максимальная эффективность. Рабочая полоса усилителя F-класса зависит от добротности каждого контура выходной цепи.

Здесь также существует компромисс: так как при увеличении рабочей полосы необходимо снижать добротность контуров выходных цепей (рис. 13), что обеспечивается введением соответствующих потерь, а это, в свою очередь, снижает выходную мощность и КПД. В нашем случае для обеспечения рабочей полосы 2 ГГц в X-диапазоне определяем добротность каждого контура с учетом внутренних паразитных элементов транзистора $Q = 1,6 \dots 2$.

Рис. 15. Фото МИС СВЧ-усилителя F-класса X-диапазона

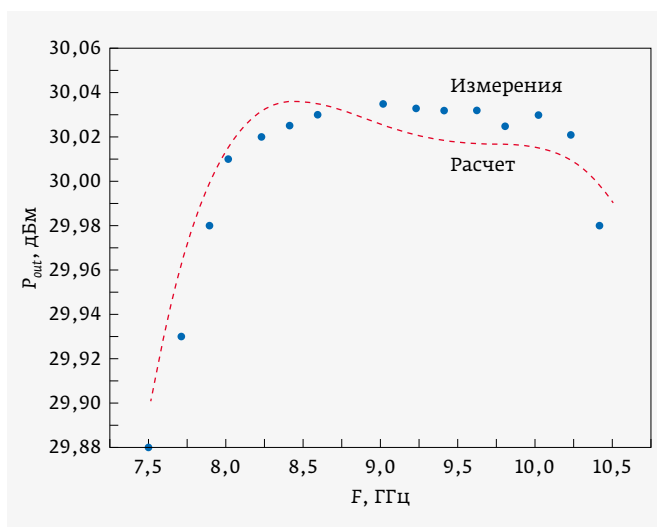


Рис. 16. Результаты измерений и расчетов выходной мощности МИС СВЧ-усилителя F-класса

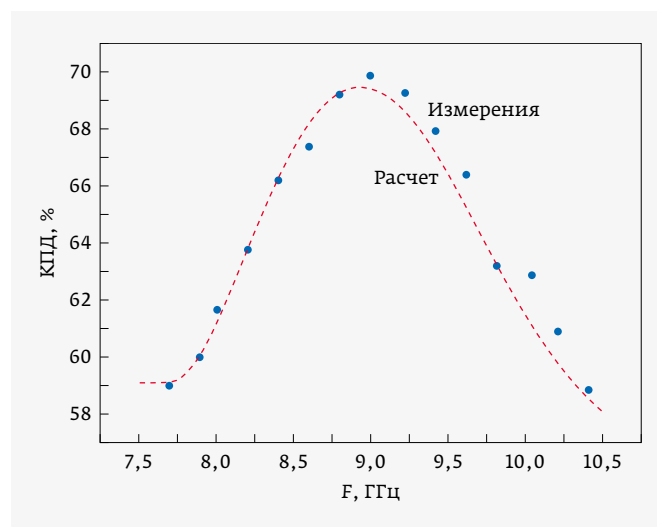


Рис. 17. Результаты измерений и расчетов КПД МИС СВЧ-усилителя F-класса

Следующий шаг – проектирование усилителя F-класса на схмотехническом уровне. Схема выходной части усилителя F-класса представлена на рис. 14.

Последний шаг и самый трудоемкий: это создание топологии и проведение электромагнитного анализа. На рис. 15 представлено фото реализованного кристалла усилителя F-класса. Для увеличения выходной мощности была применена схема суммирования на двух транзисторах fet10x56. МИС СВЧ-усилителя F-класса

обеспечивает выходную мощность в рабочей полосе 8–10 ГГц более 1 Вт (рис. 16) с коэффициентом полезного действия не менее 60% (рис. 17) и с коэффициентом усиления более 8,5 дБ.

РАЗРАБОТКА МИС СВЧ-УСИЛИТЕЛЕЙ F-КЛАССА 4 Вт И 12 Вт В X-ДИАПАЗОНЕ

Выше представленный подход к проектированию мощных высокоэффективных усилителей был применен при

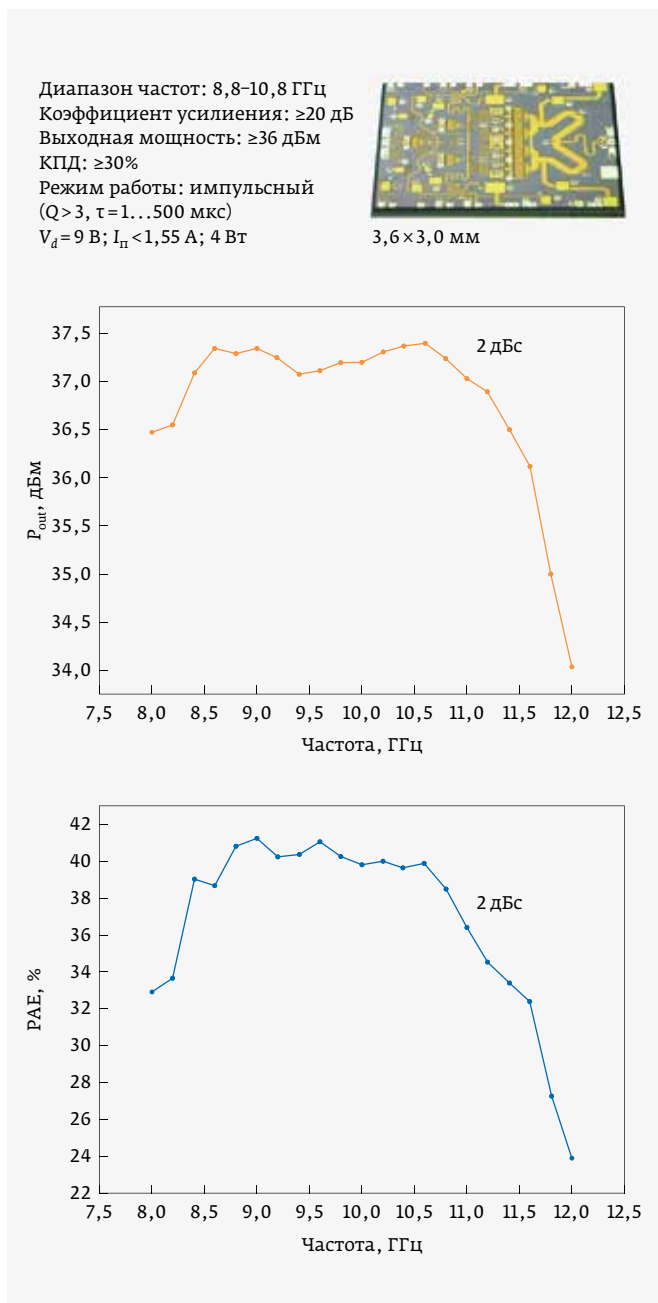


Рис. 18. Результаты измерений МИС СВЧ мощного усилителя 4 Вт

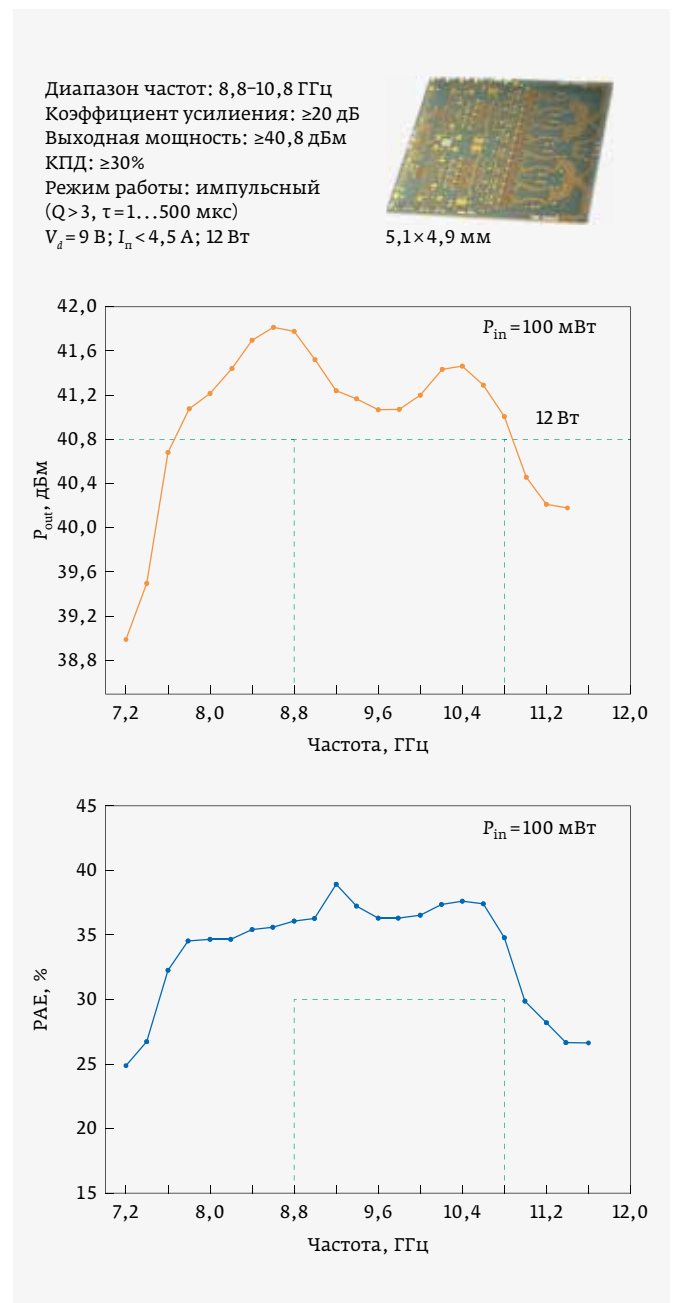


Рис. 19. Результаты измерений МИС СВЧ мощного усилителя 12 Вт

разработке усилителей 4 и 12 Вт в X-диапазоне. Усилители были изготовлены на основе технологического процесса РНЕМТ на GaAs с нормой 0,25 мкм в АО «НПП „Исток“ им. Шокина». Результаты измерения представлены на рис. 18 и 19.

* * *

Рассмотрена методика проектирования СВЧ монолитных усилителей F-класса в X-диапазоне. Помимо выбора выходного транзистора, обоснован также выбор его оптимального режима по току, выходного сопротивления и добротности каждого контура в выходной цепи усилителя. На основе этой методики проектирования СВЧ монолитных усилителей F-класса разработаны МИС СВЧ-усилители с использованием отечественного технологического процесса РНЕМТ на GaAs с нормой 0,25 мкм. Реализованные МИС СВЧ-усилители обеспечивают выходную мощность 4 Вт и 12 Вт в X-диапазоне.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Meissner A.** The Development of Tube Transmitters by the Telefunken Company // Proceedings of the Institute of Radio Engineers. V. 10. PP. 3–23. Feb. 1922.
2. **Zenneck J., Rukop H.** Lehrbuch der Drahtlosen Telegraphie // 2 teil, Germany: Stuttgart, 1925.
3. **Фомичев И. Н.** Новый способ повышения КПД и увеличение мощности передатчиков. М.: Электросвязь, 1938. № 6. С. 55–66.
4. **Колесников А. А.** Новый метод повышения КПД и увеличение мощности радиопередатчиков // Мастер связи – Москва. 1940. № 6. С. 5–7.
5. **Schmelzerand D., Long S. I.** A GaN HEMT Class F Amplifier at 2 GHz with > 80% PAE // IEEE J. Solid-State Circuits. V. SC-42. PP. 2130–2136. Oct. 2007.
6. **Azalas M.** High efficiency class-F MIMIC power amplifiers at Ku-band // Published 6 April 2005. The 2005 IEEE Annual Conference Wireless and Microwave Technology, 2005.

КНИГИ ИЗДАТЕЛЬСТВА «ТЕХНОСФЕРА»



Цена 975 руб.

МОЩНЫЕ ТВЕРДОТЕЛЬНЫЕ СВЧ-УСИЛИТЕЛИ

Сечи Ф., Буджатти М.

При поддержке АО «НПП «Исток» им. Шокина»

Перевод с англ. под ред. д. т. н. А. А. Борисова

М.: ТЕХНОСФЕРА, 2018. – 416 с., ISBN 978-5-94836-415-5

В книге рассмотрены все традиционные вопросы, связанные с разработкой усилителей мощности, начиная от получения моделей приборов на большом сигнале и заканчивая обсуждением сумматоров мощности и методов проектирования.

Большое внимание в издании уделено рассмотрению физических основ приборов, фазовых шумов, схем смещения и тепловому проектированию. В книге особое внимание уделяется рассмотрению фундаментальных принципов. Это единственный способ борьбы с быстрым устареванием знаний в отрасли, которая находится в состоянии постоянного развития. Рассматривая логику и принципы, которые стоят за различными методами проектирования, стараемся подтолкнуть читателя к их использованию в будущих проектах. Издание затрагивает необычайно большое количество областей, связанных с физикой полупроводников и активных устройств.

Книга представляет интерес для специалистов, которые занимаются разработкой усилителей мощности для базовых станций сотовой связи. В особенности это относится к рассмотрению моделей на больших сигналах, проблем, связанных с фазовыми шумами, методов проектирования усилителей мощности, специальных конструкций усилителей мощности и теплового проектирования. Также данная книга может послужить в качестве справочного пособия при углубленном изучении СВЧ-устройств.

КАК ЗАКАЗАТЬ НАШИ КНИГИ?

☎ 125319, Москва, а/я 91; ☎ +7 495 234-0110; ☎ +7 495 956-3346; ✉ knigi@technosphera.ru, sales@technosphera.ru