

УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ КЛАССА F С НОВОЙ КОНФИГУРАЦИЕЙ СХЕМЫ СОГЛАСОВАНИЯ НАГРУЗКИ

Усилители мощности класса F обеспечивают более высокий КПД по сравнению с обычными усилителями мощности класса B. Высокая эффективность этих усилителей достигается согласованием выходного транзистора с нагрузкой и соответствующей фильтрацией сигнала. Автор предлагает согласующее звено, состоящее из элементов как с сосредоточенными, так и с распределенными параметрами. Компьютерное моделирование подтверждает возможность достижения КПД выше 80% при выходной мощности 10 Вт на частоте 500 МГц.

ВВЕДЕНИЕ

Высокочастотные усилители класса F из-за присущей им высокой эффективности находят самое широкое применение в современных портативных устройствах, а также в качестве усилителей мощности для передатчиков базовых станций мобильной связи. Если рассматривать идеальную модель, описывающую функционирование усилителя мощности класса F, то высокочастотное напряжение на стоке (или коллекторе) имеет прямоугольную форму, а ток стока (или коллектора) имеет форму синусоидальной полуволны [1, 2], как это показано на рис. 1. Перекрытия между пиками напряжения и тока стока нет, что означает отсутствие рассеиваемой мощности в транзисторе и теоретический КПД на уровне 100%. Если предполагается, что транзистор работает

в ключевом режиме, то форму сигнала на стоке можно менять, управляя гармониками напряжения и тока стока. Это управление достигается использованием в схеме согласования выхода усилителя мощности с его нагрузкой резонаторов, настроенных на гармоники тока и напряжения. Эти резонаторы, установленные непосредственно на выходе транзистора, должны представлять собой разомкнутую цепь для нечетных гармоник и короткое замыкание для четных [3]. Соответственно, напряжение на стоке транзистора выходного усилителя будет содержать только нечетные гармоники, в то время как ток стока будет содержать только лишь четные гармоники.

Форму напряжения стока, показанную на рис. 1, в целом можно описать как [4]:

$$v_D(\omega t) = V_{dc} + V_{d1} \sin(\omega t) + \sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} V_{dn} \sin(n\omega t) \quad (1)$$

где: V_{dc} — постоянное напряжение на стоке; V_{d1} — амплитуда первой гармоники напряжения стока; V_{dn} — амплитуда n -й нечетной гармоники напряжения стока.

Аналогично сигнал тока стока можно записать в виде:

$$i_D(\omega t) = I_{dc} - I_{d1} \sin(\omega t) - \sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} I_{dn} \cos(n\omega t) \quad (2)$$

где: I_{dc} — постоянный ток стока; I_{d1} — амплитуда первой гармоники тока стока; I_{dn} — амплитуда n -й четной гармоники тока стока.

Из уравнений (1) и (2) следует, что между основными составляющими напряжения на стоке и током имеется фазовый сдвиг на 180° .

Используя разложение в ряд Фурье, можно доказать, что:

$$V_{dc} = V_{dd} \quad (3)$$

$$V_{d1} = \frac{4V_{dd}}{\pi} \quad (4)$$

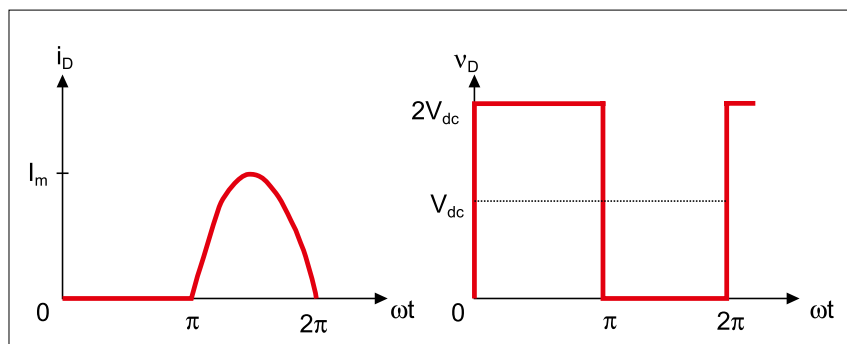


Рис. 1. Идеализированная форма тока стока и напряжения в усилителях мощности класса F

$$I_{dc} = \frac{I_m}{\pi}, \quad (5)$$

$$I_{d1} = \frac{I_m}{2}, \quad (6)$$

где: V_{dd} — напряжение питания стока; I_m — максимальный, или пиковый, ток стока транзистора.

Полное сопротивление (импеданс) стока на основной частоте может быть определено как:

$$Z_{d1} = \frac{V_{d1}}{I_{d1}}. \quad (7)$$

Подставляя уравнения (4) и (6) в уравнение (7), получим:

$$Z_{d1} = R_{opt} = \frac{8}{\pi} \cdot \frac{V_{dd}}{I_m}, \quad (8)$$

где: R_{opt} — оптимальное сопротивление линии подключения нагрузки для режима работы усилителя, соответствующего классу F.

Максимальный ток стока I_m может быть определен по техническим характеристикам транзистора, приведенным в его спецификации, или путем моделирования его выходной ВАХ, то есть зависимости тока стока от напряжения стока для постоянного тока.

Чтобы избежать искажения импульса тока стока, напряжение стока не должно опускаться ниже напряжения насыщения, поэтому уравнение (8) изменяется на уравнение, приведенное в [5]:

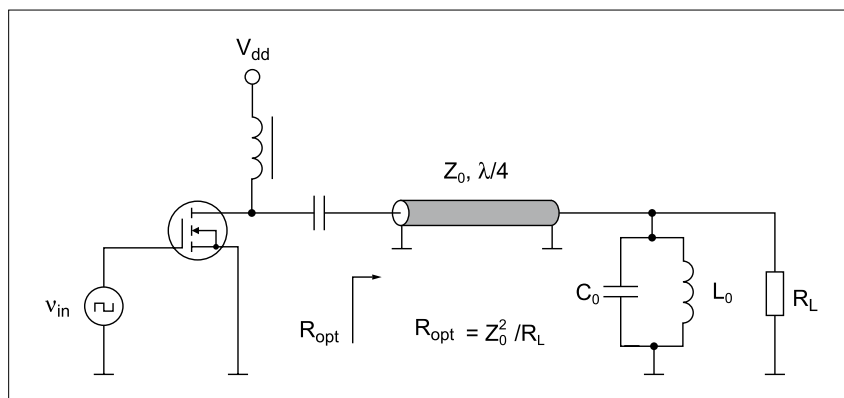
$$R_{opt} = \frac{8}{\pi} \cdot \frac{(V_{dd} - V_{sat})}{I_m}, \quad (9)$$

где: V_{sat} — напряжение насыщения выходной ВАХ транзистора.

Необходимыми условиями для достижения оптимального входного импеданса нагрузки стока выходного транзистора являются:

$$Z_d = \begin{cases} R_{opt} & \text{на первой гармонике} \\ 0 & \text{на четных гармониках} \\ \infty & \text{на нечетных гармониках} \end{cases}. \quad (10)$$

Традиционная схема усилителя мощности с выходным транзистором, работающим в режиме класса F, представлена на рис. 2 [6]. Предполагается, что входной сигнал представляет собой прямоугольный сигнал возбуждения, достаточный для последующего пере-



▲ Рис. 2. Упрощенная электрическая принципиальная схема обычного усилителя мощности класса F

ключения транзистора из выключенного состояния в область насыщения и отсечки. В этой схеме нагрузочное согласующее звено состоит из четвертьволновой линии передачи (в технической литературе известна как $\lambda/4$ линия передачи, обычно выполняется из отрезка коаксиального кабеля с учетом коэффициента укорочения) и параллельного колебательного контура, настроенного на основную частоту. Как известно, параллельный колебательный контур имеет высокий импеданс (представляет собой идеально разомкнутую цепь) на частоте резонанса и короткое замыкание на всех других гармонических частотах. Поэтому такой трансформатор линии передачи идеально работает как короткозамкнутый $\lambda/4$ -шлейф на всех гармониках, кроме первой. Таким образом, при преобразовании сопротивления нагрузки R_L в нагрузку для выходного транзистора усилителя мощности оно представляет собой повторяющееся короткое замыкание на четных гармониках и повторяющуюся разомкнутую цепь на нечетных гармониках, чем и обеспечивает оптимальное сопротивление линии подключения нагрузки для усилителя класса F на основной частоте.

Общепринятый в настоящее время метод проектирования согласующих каскадов для усилителей мощности класса F основан на использовании элементов с сосредоточенными параметрами, как это показано в [7]. В этой методике каскад сопряжения транзистора усилителя мощности с нагрузкой синтезируются как схема, обеспечивающая бесконечное полное сопротивление на основной частоте и ее третьей гармонике, а также низкий импеданс на второй гармонике. Аналогичный подход был также описан и с новыми вариантами реализации схемы сопряжения усилителей мощности класса F с нагрузкой, в которых используются одновременно как элементы с сосредоточенными параметрами (дискретные катушки индуктивности и конденсаторы), так и элементы с распре-

ленными параметрами (микрополосковые линии или отрезки коаксиальных кабелей) [8]. В этой публикации в явной форме были получены выражения для оценки влияния каждого элемента схемы в цепи формирования сопряжения с нагрузкой. Однако, для того чтобы иметь надлежащий импеданс нагрузки транзистора на основной частоте, в этих схемах должно быть добавлено еще и отдельное согласующее звено. Кроме того, рассмотренные выше варианты реализации усилителей ориентированы в основном на узкополосные усилители мощности класса F.

Имеется еще один вариант возможной реализации рассматриваемого режима работы. Решение заключается в использовании встроенных фильтров нижних частот [9]. В этом методе индуктивность и выходная емкость высокочастотного транзистора являются частью схемы сопряжения с нагрузкой. Недостаток этого подхода заключается в том, что здесь трудно определить аналитически номиналы элементов согласующего звена, и следовательно, такое решение требует компьютерной оптимизации. Для одновременного согласования и гармонической настройки, необходимой для согласования с нагрузкой, используются полосовые фильтры Чебышева [10]. К сожалению, последний метод достаточно сложен и требует крайне трудоемких вычислений.

ПРЕДЛАГАЕМАЯ ТОПОЛОГИЯ НАГРУЗОЧНОГО СОГЛАСУЮЩЕГО ЗВЕНА

Согласующее звено нагрузки для традиционного усилителя мощности класса F должно представлять собой разомкнутую цепь для нечетных гармоник основной частоты и короткое замыкание для четных гармоник. При всем этом необходимо еще и обеспечивать требуемое согласование импеданса при подключении нагрузки на основной частоте, то есть ее первой гармонике. На рис. 3 показана обобщенная блок-схема решения, которое предлага-

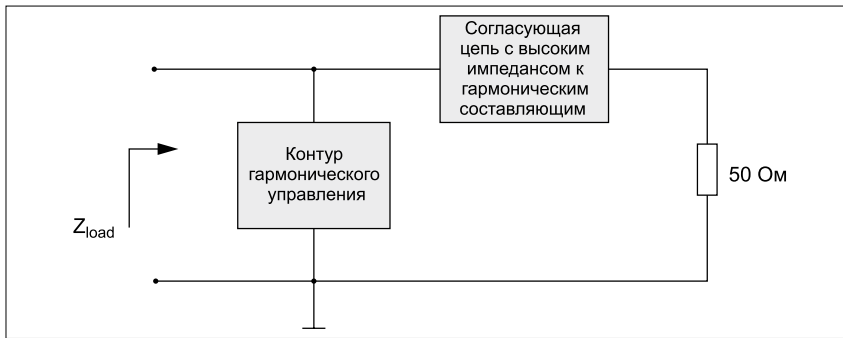


Рис. 3. Общая топология решения для подключения нагрузки

гается для использования в качестве нагрузки усилителя мощности класса F.

Входной импеданс нагрузочной сети Z_{load} должен удовлетворять условиям Z_{ϕ} указанным в уравнении (10). Контур гармонического управления, иногда называемый схемой компенсации пиков импеданса, предназначен для подавления частоты второй гармоники и для максимизации уровня нечетных гармоник выходного напряжения. Согласующая схема предназначена также для преобразования сопротивления нагрузки, которое обычно равно 50 Ом, в требуемое для работы транзистора в оптимальном режиме сопротивление. Это обеспечивает реализацию класса F на основной частоте и гарантирует высокий импеданс для всех других гармонических составляющих основной частоты. Такой высокий импеданс согласующей цепи необходим для того, чтобы избежать паразитной нагрузки на схему управления на гармонических частотах, которая в противном случае может вызывать смещение частотной характеристики этой цепи. Полоса пропускания схемы согласования зависит от ее добротности, которая может выступать в качестве одного из важных параметров в процессе синтеза согласующего звена.

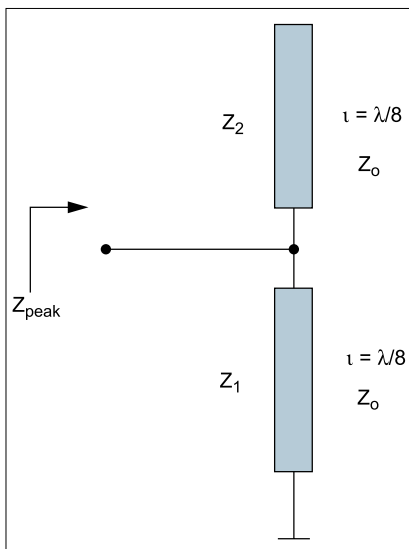


Рис. 4. Предлагаемое решение цепи для получения пиков импеданса

В обычных усилителях класса F для управления гармониками на стоке транзистора усилителя мощности используется короткозамкнутый четвертьволновый шлейф. В данной работе приводится новое решение в части получения пиков импеданса. Оно представлено на рис. 4 и состоит из двух параллельных $\lambda/8$ шлейфов, разомкнутого и короткозамкнутого, имеющих одинаковое характеристическое сопротивление Z_0 .

Входной импеданс закороченной линии передачи может быть выражен как [11]:

$$Z_1 = jZ_0 \operatorname{tg}(\theta). \quad (11)$$

Входной импеданс открытого шлейфа представляется как:

$$Z_2 = -jZ_0 \operatorname{ctg}(\theta), \quad (12)$$

где θ — электрическая длина обеих линий передачи.

Входной импеданс такого звена Z_{peak} представляет собой параллельное включение импедансов Z_1 и Z_2 :

$$Z_{peak} = \frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{jZ_0}{\operatorname{ctg}\theta - \operatorname{tg}\theta}. \quad (13)$$

После небольшого математического преобразования уравнения (13) получаем:

$$Z_{peak} = \frac{jZ_0 \operatorname{tg}\theta}{1 - \operatorname{tg}^2\theta}. \quad (14)$$

Учитывая, что:

$$\operatorname{tg}(2\alpha) = \frac{2\operatorname{tg}\alpha}{1 - \operatorname{tg}^2\alpha}, \quad (15)$$

уравнение (14) можно упростить:

$$Z_{peak} = \frac{1}{2} jZ_0 \operatorname{tg}(2\theta). \quad (16)$$

Импеданс Z_{peak} может быть выражен как функция от частоты. Это выполняется подстановкой значения $\theta = \beta l$, где β — это фазовая постоянная, которая задается как $2\pi/\lambda$, а $l = \lambda_0/8$. Здесь λ_0 представляет собой длину волны первой гармоники основной частоты. Основываясь на этих соображениях, формулы для импеданса Z_{peak} можно записать так:

$$Z_{peak}(f) = \frac{1}{2} jZ_0 \operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{f}{f_0}\right), \quad (17)$$

где f_0 — основная рабочая частота радиосигнала.

Уравнение (17) показывает, что эквивалентный импеданс звена управления гармониками аналогичен эквиваленту обычного четвертьволнового короткозамкнутого шлейфа, но с коэффициентом 0,5.

На рис. 5 дано сравнение частотных характеристик в части входного импеданса схемы подавления гармонических составляющих по отношению к поведению импеданса короткозамкнутого четвертьволнового шлейфа. Данные

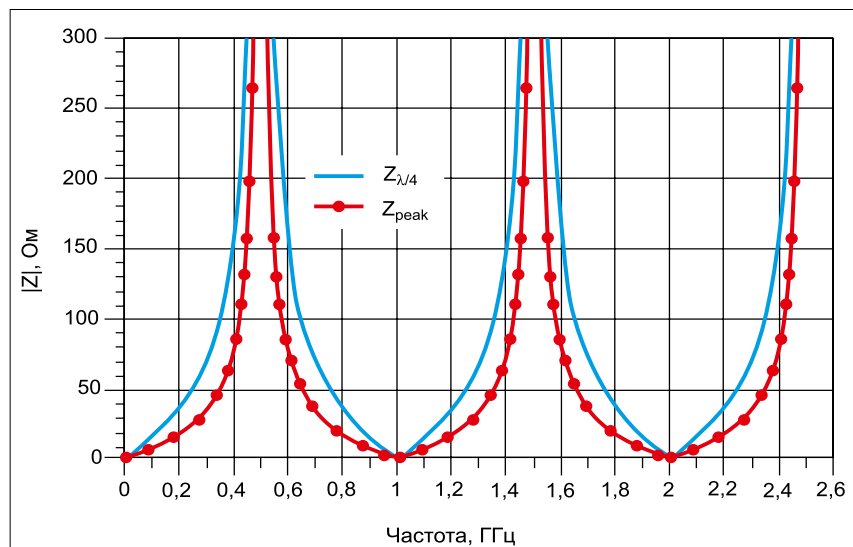


Рис. 5. Сравнение частотных характеристик входного импеданса схемы подавления гармонических составляющих и короткозамкнутого четвертьволнового шлейфа

приведены для частот от 0 до 2,6 ГГц при основной частоте $f_0 = 500$ МГц. Как ясно видно из приведенного рисунка, отклик импеданса предлагаемой схемы на нечетных гармониках основной частоты является более резко выраженным. Это даст дополнительное уменьшение сигналов на частотах, расположенных рядом с первой гармоникой рабочей частоты.

Согласующая цепь с высоким импедансом по отношению к гармоническим составляющим, представленная на рис. 3, может быть легко синтезирована для преобразования импеданса нагрузки усилителя 50 Ом на основной рабочей частоте в оптимальное сопротивление нагрузки линии R_{opt} . Она, как это отмечалось выше, должна иметь высокий импеданс на гармонических составляющих основной частоты. Это необходимо для того, чтобы не нагружать гармонический контур на этих частотах. Добротность этой схемы согласования также может управлять полосой пропускания схемы всего усилителя. Основываясь на этих соображениях, для выполнения желаемых требований здесь может быть использовано обычное для этой области техники Т-образное согласующее звено, показанное на рис. 6, выполняющее роль трансформатора сопротивлений. Высокий реактивный импеданс на гармонических частотах обеспечивают две катушки индуктивности L_1 и L_2 .

Значения элементов схемы согласования после выбора требуемой добротности могут быть определены следующим образом [12]:

$$A = \sqrt{\frac{R_{opt}}{R_L} (1 + Q^2)} - 1, \quad (18)$$

$$L_1 = \frac{Q \cdot R_{opt}}{2\pi f_0}, \quad (19)$$

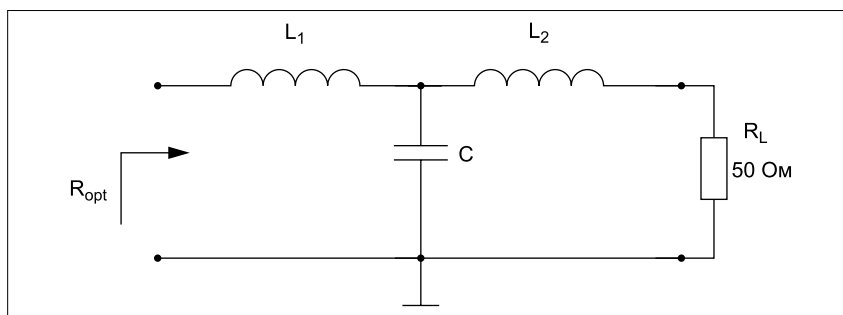
$$L_2 = \frac{A \cdot R_L}{2\pi f_0}, \quad (20)$$

$$C = \frac{Q + A}{2\pi f_0 \cdot R_{opt} (1 + Q^2)}, \quad (21)$$

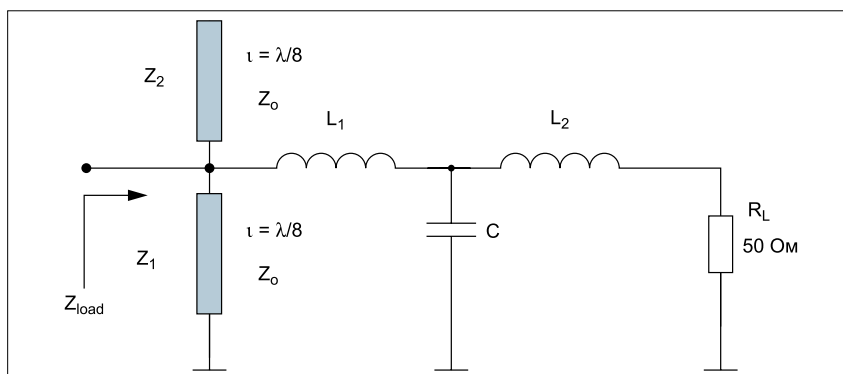
где f_0 — основная рабочая частота; A — вычисленная постоянная; R_L — сопротивление нагрузки 50 Ом.

В качестве альтернативного подхода значения элементов схемы согласования могут быть определены графически по круговой диаграмме импедансов (диаграмма Смита или круговая диаграмма полных сопротивлений) с помощью постоянной Q -окружности. Полная топология согласующего звена нагрузки представлена на рис. 7.

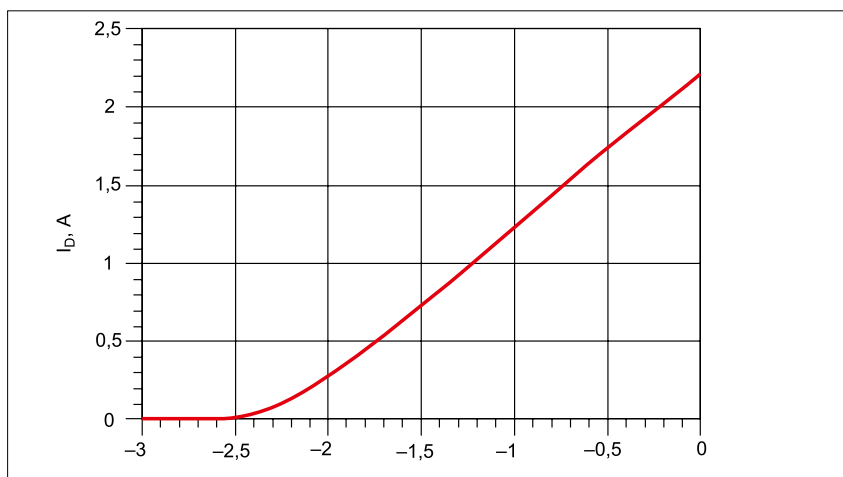
Схема согласования на основе Т-образного LC-звена может нагру-



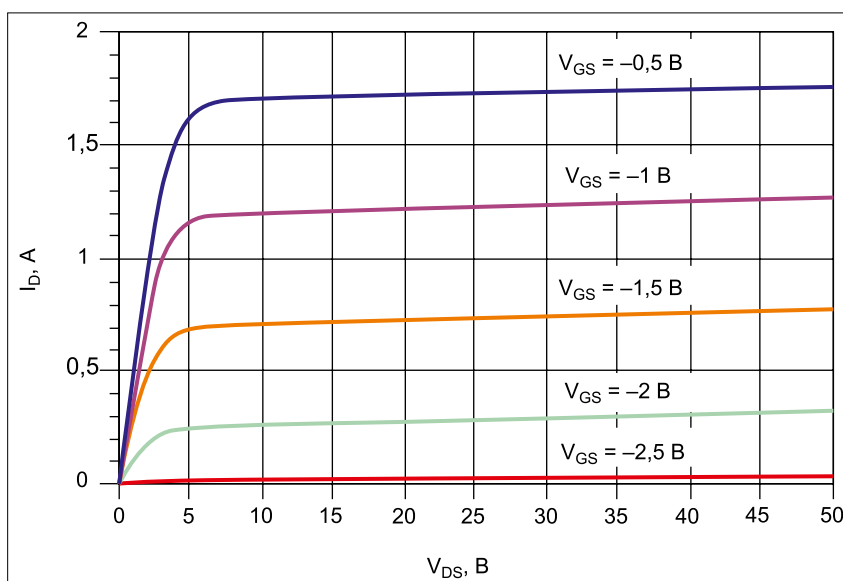
▲ Рис. 6. Т-образное согласующее звено



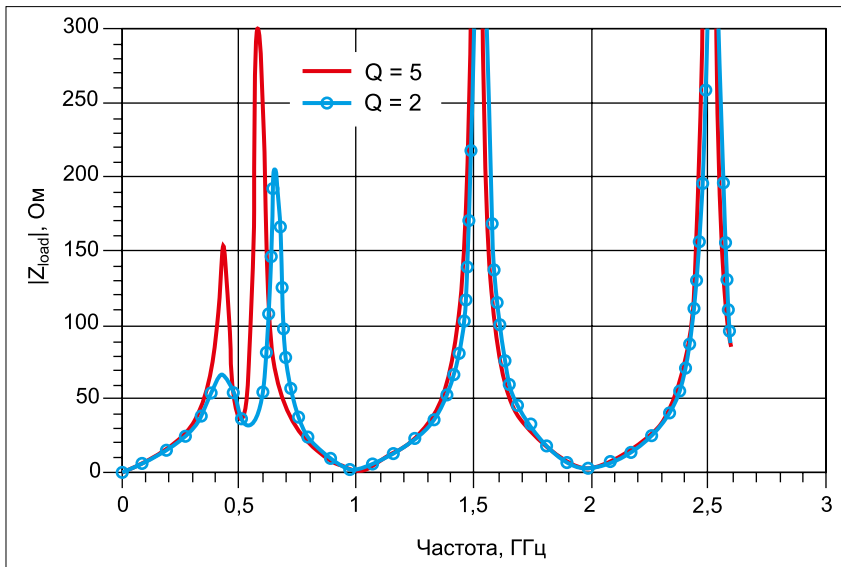
▲ Рис. 7. Предлагаемая конфигурация согласующего звена усилителя класса F



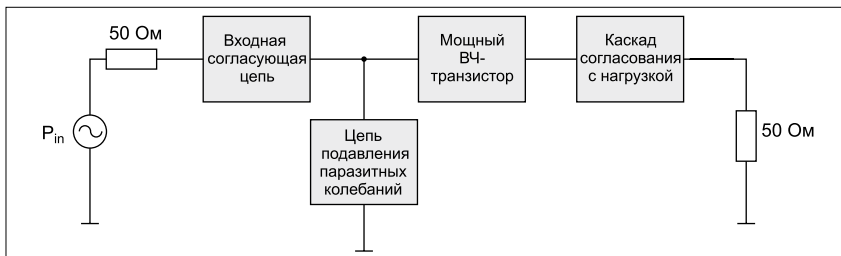
▲ Рис. 8. Зависимость тока стока от напряжения затвора для GaN HEMT транзистора CGH40010



▲ Рис. 9. Зависимость тока стока от напряжения сток-исток для GaN HEMT транзистора CGH40010



▲ Рис. 10. Зависимость импеданса согласующего звена нагрузки для двух значений добротности



▲ Рис. 11. Блок-схема высокочастотного усилителя мощности

жать гармонический пиковый контур на нечетных гармониках, что, в свою очередь, может привести к незначительному сдвигу в точках максимума импеданса вокруг этих частот. Этот сдвиг частоты в основном зависит от добротности Q согласующей цепи. Чем выше Q , тем меньше смещение максимумов подавления гармонических частот.

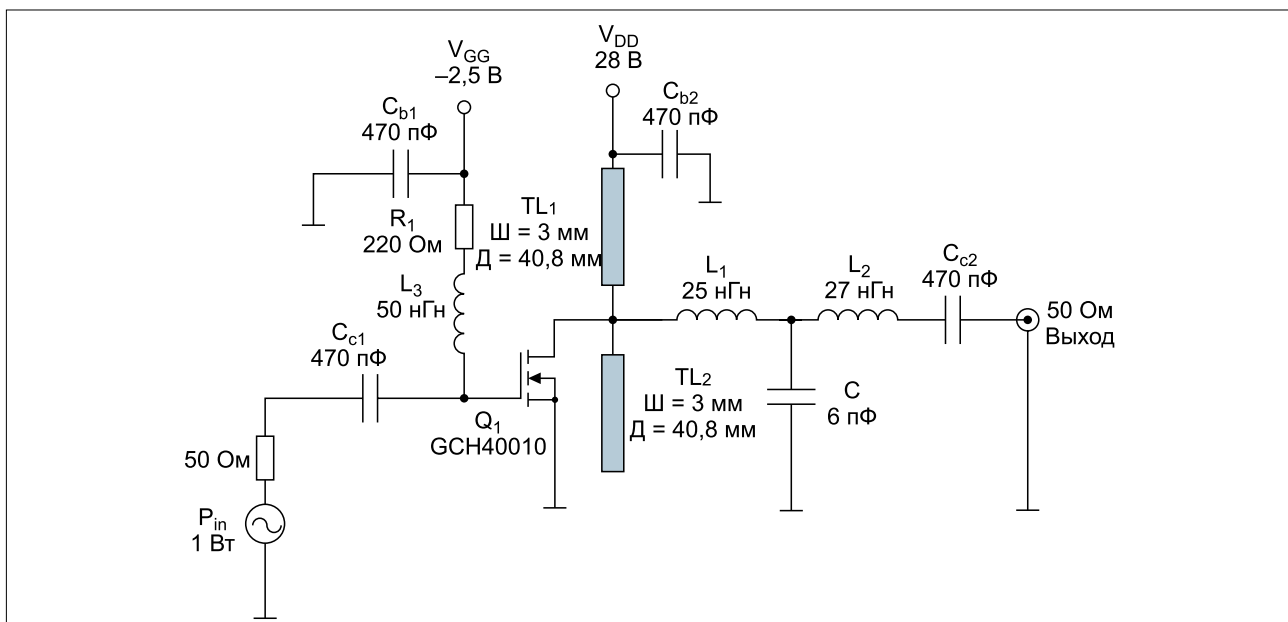
ПРОЕКТИРОВАНИЕ СХЕМЫ ВЫСОКЧАСТОТНОГО УСИЛИТЕЛЯ (УНЧ) МОЩНОСТЬЮ 10 Вт

Для того чтобы подтвердить обоснованность и реализуемость предлагаемого согласования нагрузки, автором статьи была разработана схема усилителя мощности класса F с основной рабочей частотой 500 МГц. В этой конструкции был использован современный мощный

высокочастотный транзистор CGH40010 [15] класса HEMT, выполненный на базе нитрида галлия (GaN). Транзистор при напряжении питания 28 В постоянного тока может обеспечить мощность более 10 Вт на частотах до 4 ГГц. Этот транзистор также обеспечивает высокое усиление мощности в широкой полосе частот. Высокое рабочее напряжение полупроводниковой технологии GaN HEMT обусловлено ее относительно высокой энергией запрещенной зоны и соответствующей этому возможностью выдерживать высокую напряженность электрического поля до пробоя. Кроме того, высокая плотность мощности, предлагаемая GaN-технологией, позволяет создавать миллиметровые по размерам кристалла устройства с выходной мощностью в несколько ватт [13].

Полученная в результате моделирования передаточная характеристика высокочастотного GaN HEMT транзистора CGH40010 представлена на рис. 8. Для этого использовалась SPICE-модель транзистора CGH40010 для режима большого сигнала. Приведенная характеристика показывает, что значение порогового напряжения затвористок для данного транзистора равно примерно $-2,5$ В. Это значение V_{GS} принимается за рабочую точку режима работы класса F.

На рис. 9 представлена выходная ВАХ транзистора CGH40010. Как следует из рис. 9, напряжение насыщения сток-исток (или точка излома его выходной ВАХ) является относительно высоким и составляет порядка 4 В. Максимально допустимый ток стока для этого транзистора, указанный изготовителем в технической спецификации [15], составляет 1,5 А. Следовательно, оптимальное



▲ Рис. 12. Электрическая принципиальная схема усилителя мощности без входной согласующей цепи

сопротивление нагрузки стока на основной рабочей частоте R_{opt} полученное из уравнения (9), для данного типа транзистора равно 40 Ом.

Для проектирования схемы сопряжения с нагрузкой сначала необходимо определить добротность согласующей цепи. Фактически она зависит от требуемой полосы пропускания схемы усилителя мощности и может быть определена как:

$$Q = \frac{f_0}{BW} \cdot (22)$$

Поскольку основная рабочая частота схемы f_0 составляет 500 МГц, то для желаемой полосы пропускания BW в 100 МГц добротность Q получается равной 5. Исходя из практических соображений, для того чтобы учесть влияние остальных элементов схемы, что может уменьшить общую полосу пропускания, добротность необходимо выбирать меньше ее расчетного значения. Элементы схемы согласования для преобразования импеданса нагрузки 50 Ом в значение R_{opt} , которое на основной частоте и для данной добротности, как это было определено выше, равно 40 Ом, рассчитываются по уравнениям (18–21). Для $Q = 2$ значения элементов схемы согласования равны: $L_1 = 25$ нГн, $L_2 = 27$ нГн и $C = 6$ пФ.

На рис. 10 приведен график зависимости импеданса согласующего звена нагрузки для двух значений добротности Q . Несмотря на то, что обе схемы имеют одинаковый импеданс (40 Ом) на основной частоте, здесь имеется небольшой сдвиг в отклике на частоте третьей гармоники (1,5 ГГц). При $Q = 5$ схема со-

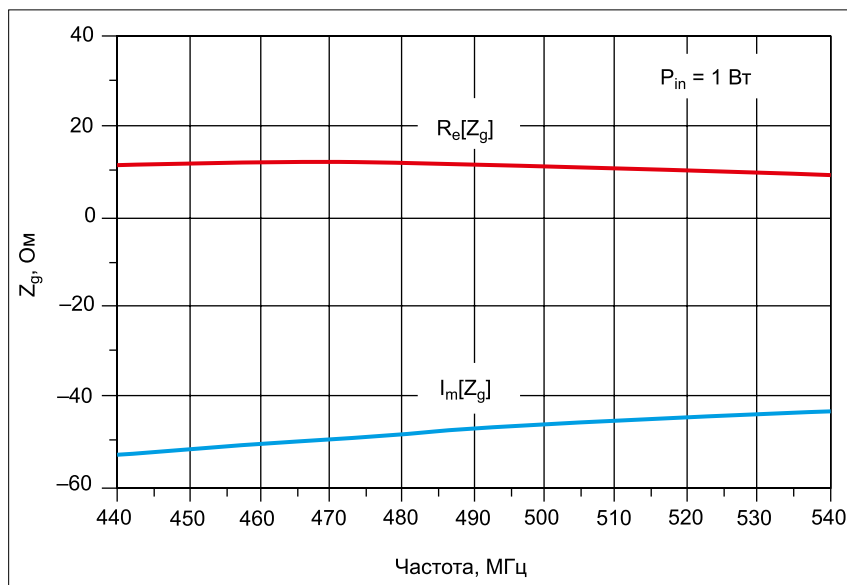


Рис. 13. Зависимость входного импеданса от частоты, полученная в результате моделирования

гласования с нагрузкой имеет импеданс на третьей гармонике 556 Ом, но при $Q = 2$ она уменьшается до 216 Ом. Однако при такой добротности обеспечивается и более широкая полоса пропускания. Так что здесь требуется некий компромисс.

Блок-схема усилителя мощности класса F показана на рис. 11. Входная согласующая цепь спроектирована так, чтобы обеспечить высокий входной импеданс для сигнала на затворе НЕМТ от источника с импедансом 50 Ом. Для обеспечения стабильности входная схема представляет собой резистивную (с потерями) схему, используемую для предотвращения возникновения паразитных колебаний и увеличения, таким образом, устойчивости усилителя в целом [14].

Для проектирования согласующей входной цепи входное сопротивление мощного НЕМТ должно быть оценено по требуемой ширине полосы с учетом схемы согласования с нагрузкой и элементами обеспечения стабильности. На рис. 12 представлена электрическая принципиальная схема усилителя мощности без входной согласующей цепи. Выход усилителя нагружен на две микрополосковые линии, которые выполнены непосредственно на подложке стеклотекстолита марки FR-4 с диэлектрической постоянной 4,5 и толщиной 1,6 мм. Напряжение питания стока подается на НЕМТ через короткозамкнутый шлейф цепи нагрузки, который, в свою очередь, подключается к ВЧ-заземлению через блокировочный конденсатор емкостью 470 пФ.

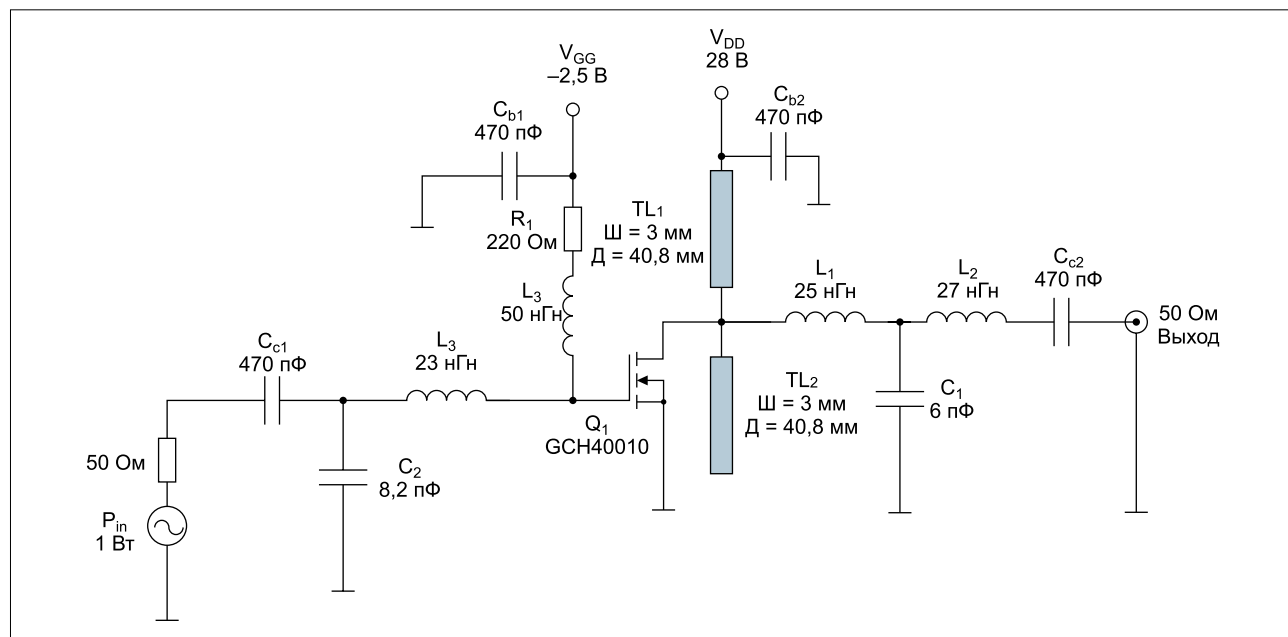
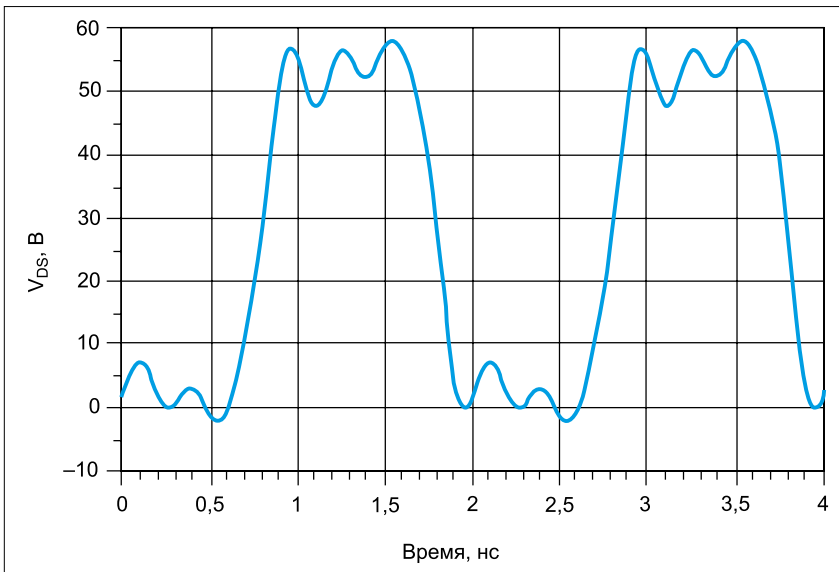
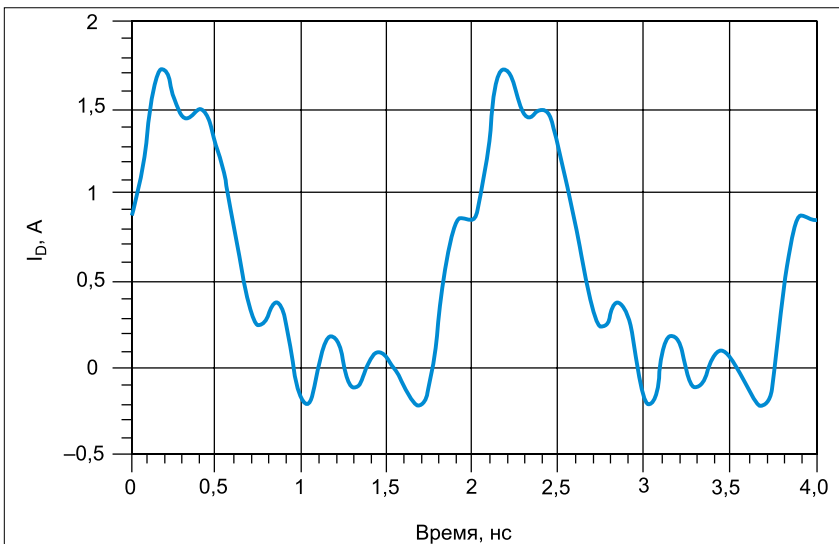


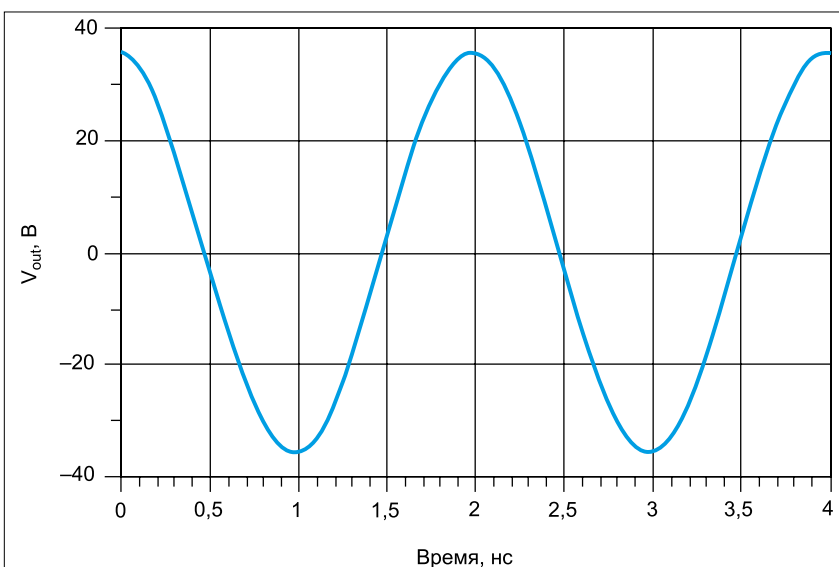
Рис. 14. Электрическая принципиальная схема усилителя мощности



▲ **Рис. 15.** Форма напряжения на стоке транзистора на частоте 500 МГц, полученная в результате компьютерного моделирования



▲ **Рис. 16.** Форма тока стока транзистора на частоте 500 МГц, полученная в результате компьютерного моделирования



▲ **Рис. 17.** Выходной сигнал усилителя мощности на частоте 500 МГц, полученный в результате компьютерного моделирования

Резистор R_1 и катушка индуктивности L_3 представляют собой стабилизирующую сеть, обеспечивающую нормальное функционирование усилителя во всем желаемом диапазоне частот. Значения R_1 и L_3 были оптимизированы с использованием возможностей моделирования симулятора ADS. Для оценки входного импеданса по затвору транзистора в полосе частот от 440 до 540 МГц при входной мощности 1 Вт схема была проанализирована с использованием алгоритма гармонического баланса.

Входной импеданс затвора НЕМТ в полосе частот представлен на рис. 13. Этот график показывает, что на частоте, близкой к 500 МГц, сопротивление затвора носит емкостной характер со значением $Z_g = 11 - j46$ Ом.

Для минимизации КСВН всей схемы усилителя мощности применена схема согласования из последовательно включенной катушки индуктивностью 23 нГн и конденсатора емкостью 8,2 пФ. Полная электрическая принципиальная схема усилителя мощности представлена на рис. 14.

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Представленная на рис. 14 схема усилителя мощности была промоделирована с помощью симулятора гармонического баланса из пакета программного обеспечения ADS. На рис. 15 представлена форма напряжения на стоке НЕМТ, а на рис. 16 показана форма его тока на частоте 500 МГц при уровне входной мощности 1 Вт. Эти формы в дополнение к нелинейной выходной емкости и индуктивности выводов силового ВЧ-транзистора формируются еще и за счет отражения сигнала от схемы согласования с нагрузкой. Ток стока представляет собой аппроксимацию полуволновых синусоидальных импульсов и находится в противофазе с напряжением на стоке, что уменьшает мощность рассеивания на стоке НЕМТ и тем самым увеличивает КПД усилителя мощности.

На рис. 17 приведена форма выходного напряжения схемы усилителя мощности. Чисто синусоидальный характер этого сигнала обусловлен эффективной фильтрацией в выходном каскаде согласования.

На рис. 18 показан график выходной мощности относительно уровня входной мощности в значениях дБм при частоте моделирования 500 МГц. Усилитель обеспечивает выходную мощность более 40 дБм (10 Вт) при уровне входной мощности 30 дБм (1 Вт). ВЧ-транзистор находится в глубоком насыщении на этом уровне мощности. Коэффициент усиления по мощности усилителя представлен на рис. 19 и составляет около 11 дБ при уровне входной мощности 30 дБм. Точка

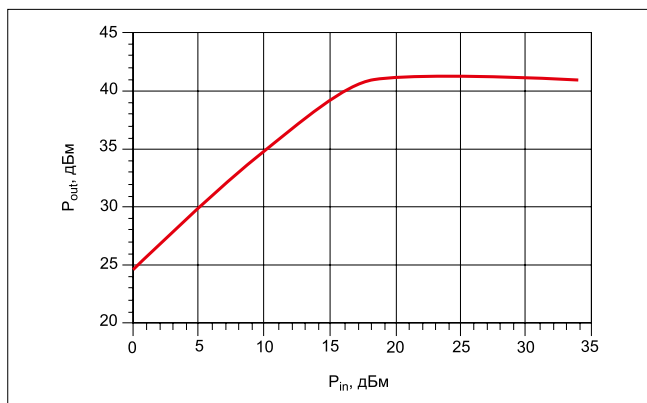


Рис. 18. Зависимость выходной мощности от входной мощности

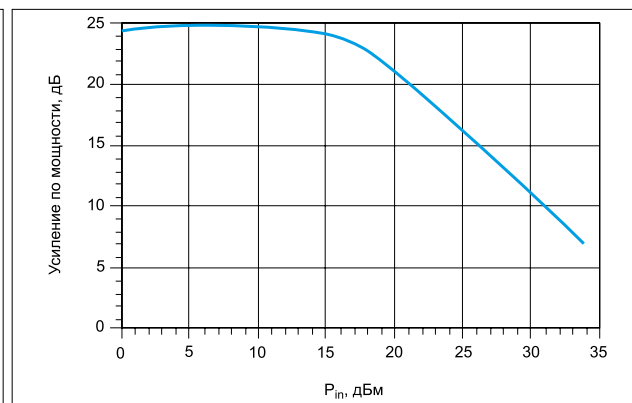


Рис. 19. Зависимость усиления по мощности от входной мощности усилителя

компрессии 1 дБ достигается при входной мощности 15 дБм, при этом, как мы видим, коэффициент усиления по мощности быстро падает.

КПД по стоку усилителя (Drain Efficiency) в зависимости от мощности приведен на рис. 20 вместе с коэффициентом PAE* (КПД с добавленной мощностью). При уровне входной мощности 1 Вт усилитель имеет КПД по стоку 84,8% и КПД с добавленной мощностью 78,2%.

Эффективность по стоку рассчитывается по формуле:

$$\eta_d = \frac{P_{out}}{P_{dc}} \cdot 100\%, \quad (23)$$

где: P_{out} — выходная мощность по ВЧ; P_{dc} — мощность, потребляемая от источника питания постоянного тока, определяемая как:

$$P_{dc} = V_{dd} \cdot I_{dc}. \quad (24)$$

Здесь V_{dd} представляет напряжение питания стока, а I_{dc} — постоянная составляющая тока стока (ток потребления).

Коэффициент PAE рассчитывается как:

$$КПД = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{dc}} \cdot 100\%. \quad (25)$$

После завершения первого этапа компьютерного моделирования, выполненного на основной рабочей частоте, было проведено компьютерное моделирование в полосе рабочих частот 440–540 МГц при входной мощности, поддерживаемой постоянной на уровне 1 Вт.

На рис. 21 представлена зависимость усиления по мощности от частоты. Коэффициент усиления мощности составляет около (10 ± 1) дБ во всей полосе. На рис. 22 показана зависимость выходной мощности от рабочей частоты, а рис. 23 отображает КПД стока и PAE схемы. В рабочей полосе частот усили-

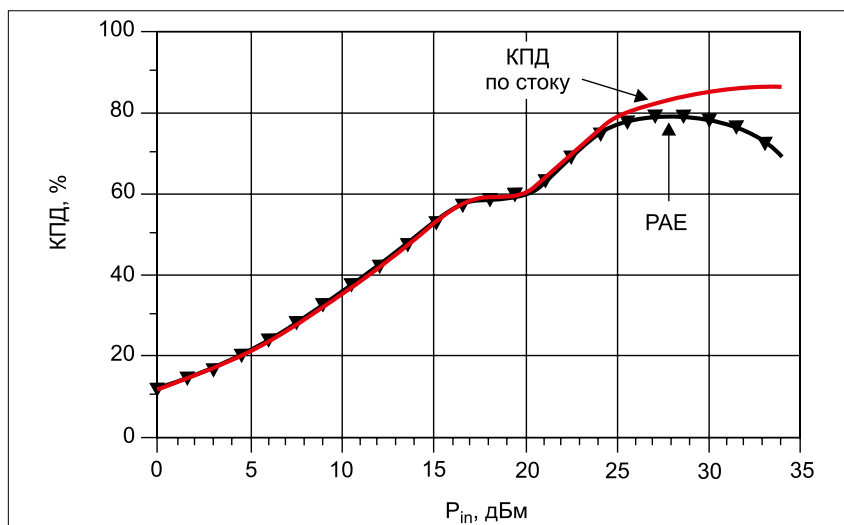


Рис. 20. Зависимость эффективности от входной мощности

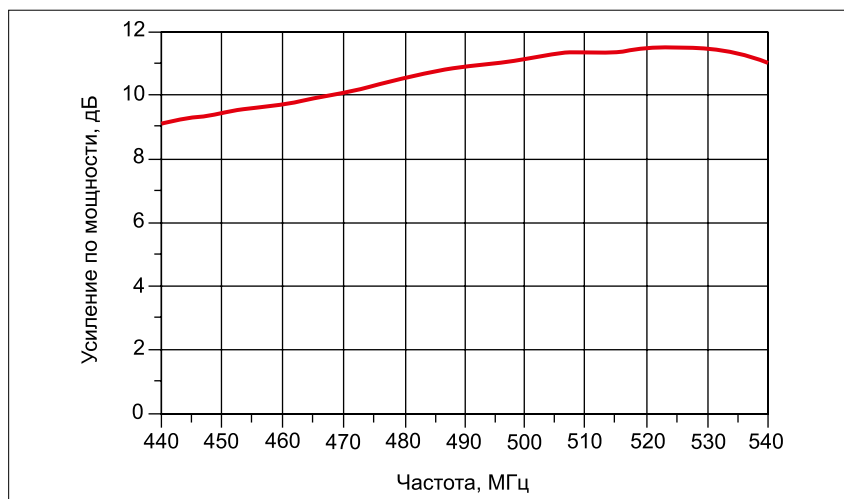


Рис. 21. Зависимость усиления по мощности от частоты

тель имеет КПД более 80%, а КПД усилителя с добавленной мощностью PAE составляет более 75%. Возвратные потери, приведенные на рис. 24, показывают достаточно приемлемое согласование в области рабочих частот.

Выводы

В данной статье предложена и детально проанализирована топология сопряжения нагрузки для выходных каскадов

высокочастотных усилителей мощности класса F. Основными особенностями схемы согласования являются простота ее конструкции, управляемая пропускная способность и предсказуемое поведение. Предложенное решение было проверено в ходе проектирования усилителя мощности класса F с выходной мощностью 10 Вт, работающего в полосе частот 440–540 МГц, который был выполнен с использованием современного высоко-

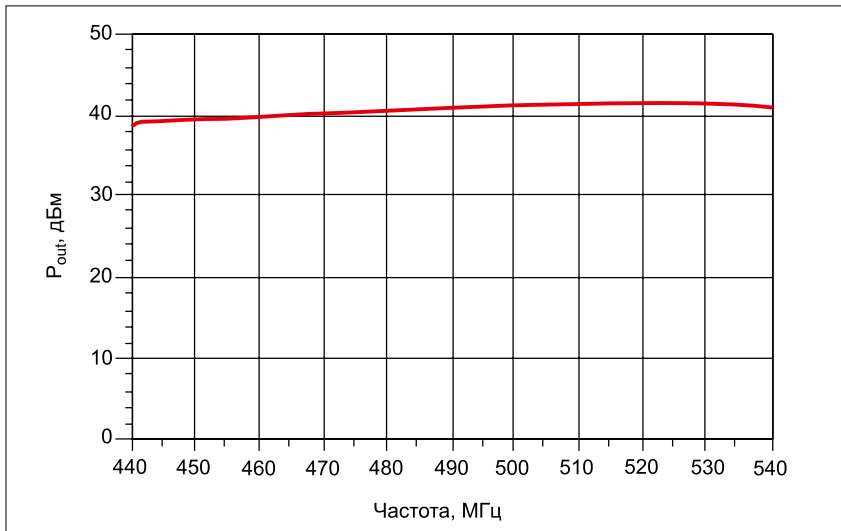


Рис. 22. Зависимость выходной мощности усилителя от частоты

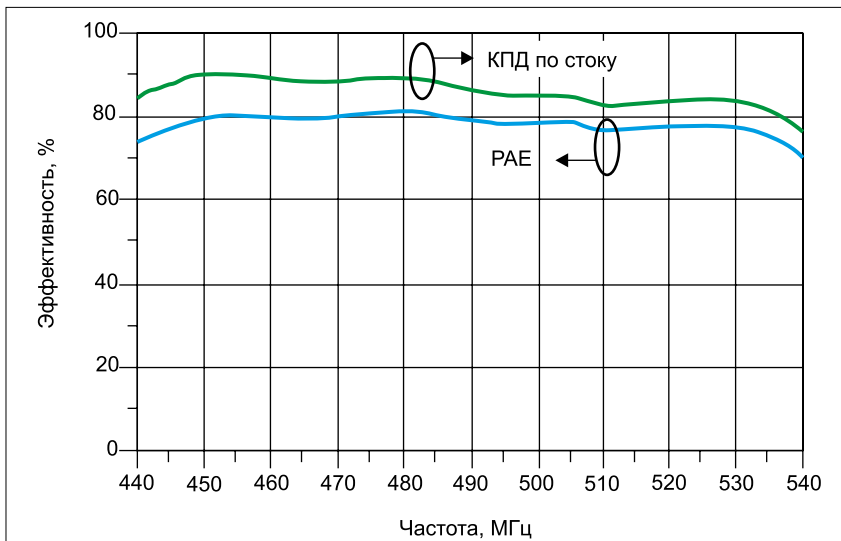


Рис. 23. Зависимость КПД усилителя от частоты

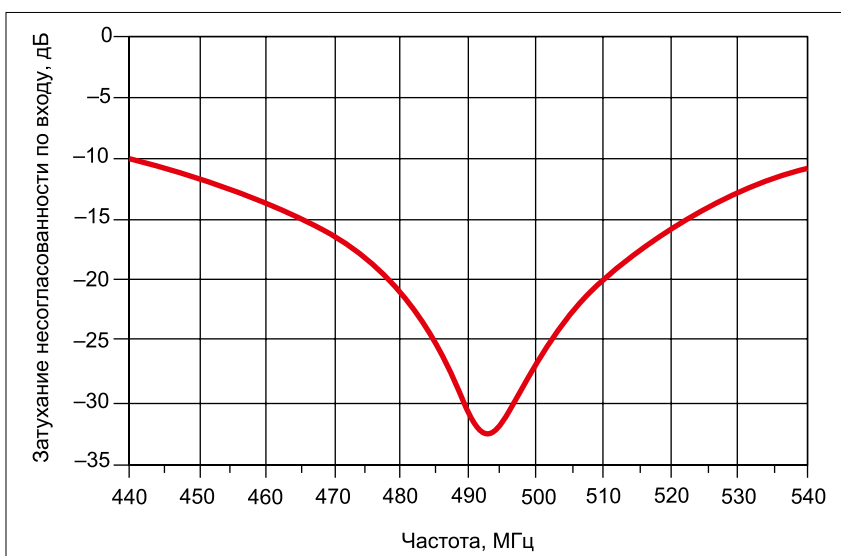


Рис. 24. Зависимость обратных потерь от частоты

частотного мощного НЕМТ. Результаты моделирования показывают, что КПД по стоку такого усилителя на частоте 500 МГц составил более 84% при коэф-

фициенте усиления 11 дБ на номинальном уровне выходной мощности. Хотя схема сочетает в себе элементы как с сосредоточенными, так и с распределенными

параметрами, ее можно модифицировать заменой Т-образной схемы согласования импедансов на эквивалентную схему на отрезках линий передачи. Это может увеличить рабочую частоту схемы до диапазона гигагерц. При тщательной разработке с использованием предлагаемой топологии согласования может быть получена достаточно плоская АЧХ усилителя мощности в приемлемом диапазоне частот. ■

ЛИТЕРАТУРА

1. H. L. Krauss, C. W. Bostian, and F. H. Raab. *Solid State Radio Engineering*. New York: Wiley, 1980.
2. F. H. Raab. *An Introduction to Class-F Power Amplifiers*. RF Design, Vol. 19. 1996, № 5.
3. M. K. Kazimierczuk. *RF Power Amplifiers*. John Wiley & Sons, 2008.
4. A. Grebennikov, N. Sokal, and M. Franco. *Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers*. 2nd edition, Elsevier, 2012.
5. S. Cripps. *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. 2nd edition, Artech House, 2006.
6. F. H. Raab. FET Power Amplifier Boosts Transmitter Efficiency. *Electronics*, Vol. 49. 1976, № 6.
7. C. Trask. Class-F amplifier loading networks: a unified design approach. *Proceedings of the 1999 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Anaheim, CA. 1999, June.
8. A. Grebennikov. Load network design for high-efficiency class-F power amplifiers. *Proceedings of the 2000 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Vol. 2, Boston, MA, 2000, June.
9. R. A. Beltran. Class-F and inverse class-F power amplifier loading networks design based upon transmission zeros. *2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, Tampa, FL. 2014, June.
10. Q. Wu and X. Liu. A 3.4–3.6-GHz high efficiency Gallium Nitride power amplifier using bandpass output matching network. *Proceedings of the 2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, Phoenix, AZ. 2015, May.
11. R. Ludwig and G. Bogdanov. *RF Circuit Design: Theory and Applications*. 2nd Edition, Upper Saddle River, NJ: Pearson Educations, 2009.
12. B. Becciolini. *Impedance Matching Networks Applied to RF Power Transistors*. Application Note AN721, Freescale Semiconductor, 2005.
13. S. Rezaei, L. Belostotski, and F. M. Ghannouchi. 1.6 GHz — 3 GHz, 10W, 60% Efficiency Class-J PA for Cognitive Radio Applications. *Proceedings of the 2013 56th IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems*. 2013, August.
14. A. Grebennikov. Load Network Design Technique for Class F and Inverse Class F Pas. *High Frequency Electronics*, Vol. 10, № 5. 2011, May.
15. CGH40010 10 W, DC — 6 GHz, RF Power GaN HEMT, Rev.4.0 — May 2015, Cree Inc. <http://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/317/product/117/cgh40010.pdf>