

Патраков В.Е., Лисовский Д.А.

МОЩНЫЙ ВЫСОКОЧАСТОТНЫЙ ГЕНЕРАТОР НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Аннотация. Высокочастотная (ВЧ) энергия широко применяется во многих технологических процессах. Одним из основных компонентов типичной ВЧ системы является ВЧ генератор, который подводит мощные ВЧ колебания к нагрузке. Для повышения эффективности и компактности ВЧ генераторы можно проектировать на основе транзисторов, но обычно при этом используются специализированные ВЧ транзисторные сборки, которые сильно повышают стоимость таких ВЧ генераторов. В данном исследовании было показано, что мощный ВЧ генератор с высоким КПД может быть создан на основе дешевых неспециализированных MOSFET-транзисторов. Прототип генератора с использованием транзисторов IRFB4020 был сконструирован с использованием схемы Класс D с Переключением Тока (Current Mode Class D, CMCD). Генератор обеспечивает ВЧ мощность более 200 Вт на 50-омной нагрузке, при этом КПД достигает 89%.

Ключевые слова: высокочастотный генератор, класс D с переключением тока.

Abstract. Radio frequency (RF) energy is widely used in many technological processes. One of the main components of a typical RF system is RF generator, which supplies powerful RF oscillations to the load. Transistor-based generators are efficient and compact, but usually utilize specialized RF transistor assemblies, which significantly increases the cost of the RF generator. In this study it was shown that a powerful high efficiency RF generator can be built using cheap non-specialized MOSFETs. The test generator utilizing IRFB4020 MOSFETs was built using Current Mode Class D circuit. This allowed the generator to achieve an efficiency of 89% at an output power of 200 W supplied to a 50-ohm load.

Keywords: radio frequency generator, current mode class D.

Введение

Высокочастотная (ВЧ) энергия широко применяется во многих технологических процессах, например в обработке и стерилизации поверхностей ВЧ плазмой [1]. Основной компонент типичной ВЧ системы – высокочастотный генератор, создающий мощные ВЧ колебания в нагрузке. Центральным компонентом такого генератора является высокочастотный активный элемент. Существует два основных типа таких элементов: электронные лампы и транзисторы. Генераторы на электронных лампах имеют такие преимущества, как относительная легкость создания генераторов киловаттного уровня мощности и устойчивость к ненормальным режимам работы (короткое замыкание, холостой ход). С другой стороны, неоспоримым достоинством генераторов на основе транзисторов является высокая эффективность, которая значительно снижает проблемы с отводом тепла; компактность; отсутствие высоких напряжений (единицы киловольт), присущих

генераторам на электронных лампах. Тем не менее, типичная транзисторная структура, по сравнению с современными генераторными лампами, имеет более ярко выраженные паразитные параметры, в первую очередь – паразитные емкости, усложняющие использование транзисторов в ВЧ генераторах. Стандартное решение этой проблемы – применение специализированных высокочастотных транзисторных сборок [2], которые оптимизированы для работы на высокой частоте, так как имеют меньшие или скомпенсированные значения паразитных емкостей и индуктивностей. Конечно, применение таких сборок в ВЧ генераторе значительно повышает его себестоимость.

В данной работе исследовалась возможность создания мощного ВЧ генератора на основе неспециализированных полевых (MOSFET) транзисторов общего назначения. Были теоретически проанализированы проблемы, усложняющие разработку такого устройства, после чего было предложено и реализовано подходящее схемотехническое решение.

Методика эксперимента

Работа транзисторов в ключевом режиме, который также называется класс D, обычно используется для уменьшения потерь в транзисторах и повышения эффективности устройства. Рабочая частота инверторов на основе полевых МОП-транзисторов, таких как импульсные источники питания и усилители звука класса D, находится в диапазоне от 100 кГц до 1 МГц, в то время как для работы ВЧ генератора требуется частота переключения порядка 10 МГц и выше. Верхний предел рабочей частоты полевых МОП-транзисторов общего назначения в ВЧ генераторе в основном определяется потерями в транзисторах и, как следствие, снижением эффективности генератора. Потери в МОП-транзисторах можно разделить на три основных типа: потери проводимости, потери переключения и паразитные потери. Рассмотрим три этих типа более подробно, чтобы определить, какой из них будет ограничивающим фактором увеличения частоты.

Потери проводимости возникают, когда через канал открытого полевого МОП-транзистора протекает ток. Эти потери обычно характеризуются в технических характеристиках транзисторов параметром «Статическое сопротивление открытого канала» ($R_{ds(on)}$). Мощность потерь проводимости P_c может быть рассчитана по закону Джоуля-Ленца

$$P_c = I^2 \cdot R_{ds(on)}, \quad (1)$$

где I – ток, проходящий через транзистор. При фиксированном уровне выходной мощности и тока эти потери остаются неизменными с увеличением частоты, поэтому они не являются ограничивающим фактором для увеличения рабочей частоты.

Потери переключения (коммутационные потери) возникают, когда полевой МОП-транзистор переключается между полностью открытым и полностью закрытым состояниями, и транзистор проходит через линейный участок кривой усиления. При этом мощность, рассеиваемая на транзисторе, пропорциональна напряжению сток-исток и амплитуде переключаемого тока. Чтобы уменьшить потери переключения, устройство должно проходить линейную область как можно быстрее, что характеризуется в технических характеристиках параметрами « t_r » и « t_f », также известными как времена переключения, которые представляют собой время нарастания и время спада напряжения сток-исток во время переключения. Для эффективной работы они должны быть невелики по сравнению с периодом рабочей частоты. Современные полевые МОП-транзисторы общего назначения могут обеспечивать времена переключения близкие к 10 нс, в то время как период желаемой рабочей частоты (около 10 МГц) приблизительно составляет 100 нс. Следовательно, аккуратный выбор МОП-транзистора может обеспечить умеренные потери при переключении.

Наконец, паразитные потери – это потери, вызванные внутренними паразитными параметрами транзистора. В основном они определяются выходной емкостью транзистора (« C_{oss} » в технических характеристиках). Обычно эта емкость лежит в диапазоне от десятков пФ до единиц нФ. В стандартных схемах, таких как полумостовая топология или топология «пуш-пулл», эта емкость заряжается, когда полевой транзистор закрыт, и разряжается на канал транзистора, когда он открывается. Энергия, накопленная в этой емкости, рассеивается в канале транзистора один раз за каждый цикл переключения, поэтому паразитные потери прямо пропорциональны рабочей частоте. Например, при напряжении сток-исток 200 В, рабочей частоте 10 МГц и емкости C_{oss} , равной 500 пФ, потери будут равны 100 Вт на каждый транзистор даже на холостом ходу генератора.

Как можно видеть, на высоких частотах полные потери в МОП-транзисторе общего назначения в основном состоят из коммутационных потерь и паразитных потерь. Условием эффективной работы таких транзисторов на ВЧ является снижение этих потерь. Этого можно добиться путем тщательного подбора транзисторов с минимальными временами переключения и емкостью C_{oss} . Еще одной важной для данного применения характеристикой МОП-транзистора является заряд затвора « Q_g ». Драйвер транзистора должен обеспечивать быструю зарядку и разрядку затвора транзистора, поэтому заряд затвора должен быть выбран минимально возможным, чтобы снизить нагрев схемы драйвера.

С другой стороны, можно заметить, что и коммутационные, и паразитные потери сильно зависят от напряжения сток-исток транзистора перед переключением. Если спроектировать ВЧ генератор с использованием схемы, обеспечивающей условие переключения в нуле напряжения (ZVS, Zero Voltage Switching) на стоке

МОП-транзистора, напряжение в момент будет нулевым, что автоматически устраняет как потери переключения, так и паразитные потери. Описанная в работе конструкция ВЧ генератора была выполнена с учетом вышеупомянутых соображений и принципов. Рабочая частота ВЧ генератора была выбрана равной 13,56 МГц, одной из широко используемых частот международного диапазона ISM (Industry, Science and Medicine – Промышленность, Наука и Медицина).

В качестве активного элемента были выбраны транзисторы модели IRFB4020 фирмы Infineon. Эта модель представляет собой N-канальный силовой полевой МОП-транзистор в корпусе TO-220AB и предназначена для использования в усилителях звука класса D, поэтому предполагаемая частота переключения составляет до 1-2 МГц. В таблице 1 указаны справочные характеристики транзисторов IRFB4020.

Таблица 1 – Сравнение параметров некоторых МОП-транзисторов общего назначения

Параметр	IRFB4020	IRF640N	IRFP240
Напряжение сток-исток V_{DS}	200 В	200 В	200 В
Постоянный ток стока I_D	18 А	18 А	20 А
Задержка включения $t_{d(on)}$	7.8 нс	10 нс	14 нс
Время нарастания t_r	12 нс	19 нс	51 нс
Задержка выключения $t_{d(off)}$	16 нс	23 нс	45 нс
Время спада t_f	6.3 нс	5.5 нс	36 нс
Полный заряд затвора Q_g при $V_{GS} = 15$ В	25 нКл	60 нКл	65 нКл
Выходная емкость C_{oss} при $V_{DS} = 25$ В	110 пФ	185 пФ	400 пФ

Значения характеристик данного транзистора уже дают ему преимущество в рабочей частоте по сравнению с большинством других полевых МОП-транзисторов общего назначения, таких как IRF640N (200 В, 18 А), IRFP240 (200 В, 20 А), с которыми IRFB4020 сравнивается в таблице 1. Следует отметить, что хотя транзистор IRFB4020 оптимизирован для работы в классе D, он все же может считаться полевым МОП-транзистором общего назначения, что проявляется как в его стандартном корпусе TO-220, так и в его цене, которая находится на уровне упомянутых IRF640N, IRFP240, и намного меньше, чем у специализированных ВЧ транзисторных сборок, таких как ARF460BG от Microsemi.

Схема ВЧ генератора была выбрана, чтобы удовлетворять условию ZVS, упомянутому ранее. Довольно популярной схемой для проектирования ВЧ генераторов является Current Mode Class D (CMCD, Класс D с Переключением Тока) [3], которая показана на рисунке 1. Эта схема представляет собой вариацию Пуш-Пулл инвертора, в котором транзисторы переключаются в противофазе и обеспечивают на нагрузке прямоугольный сигнал. Однако, схема CMCD имеет

отличается наличием настроенного LC-контура, включенного параллельно выходу, который подавляет высшие гармоники прямоугольного сигнала, оставляя на выходе синусоидальный сигнал. Это позволяет транзисторам переключаться в моменты, когда синусоидальное напряжение на выходе пересекает ноль, тем самым обеспечивая выполнение условия ZVS. Дополнительным преимуществом такой схемы является то, что она позволяет включать выходную емкость транзистора в емкость LC-контура, что позволяет почти идеально настроить схему, несмотря на влияние паразитных параметров транзисторов.

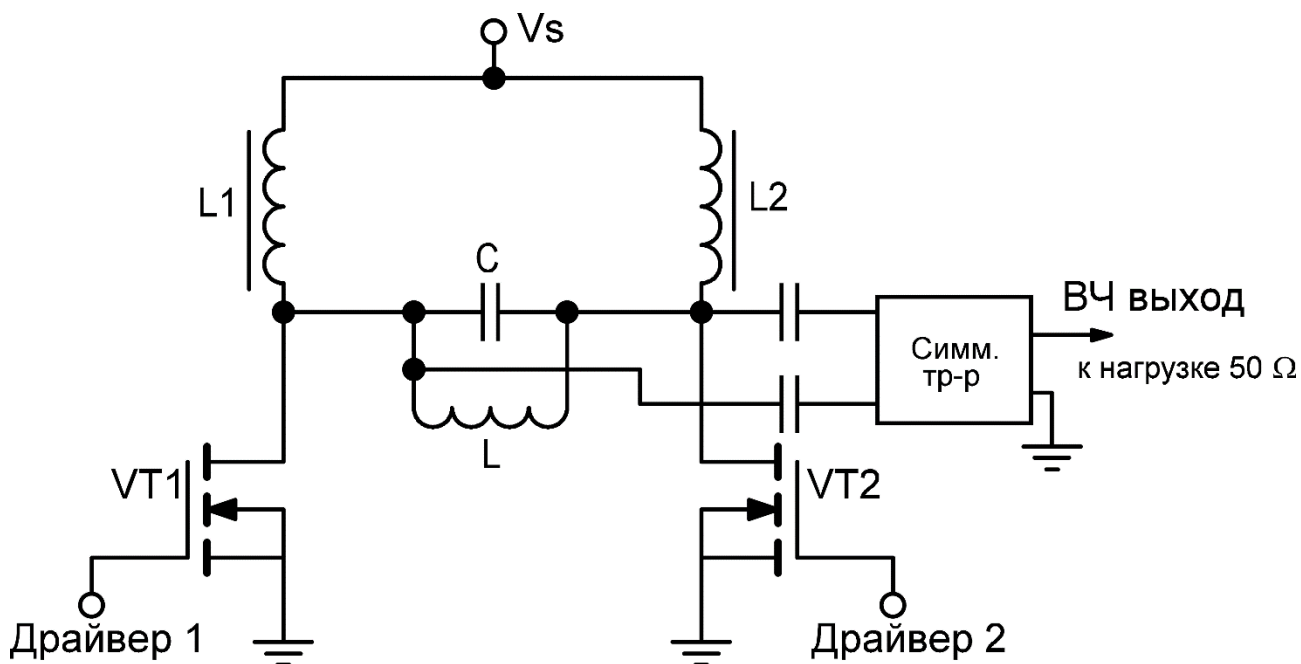


Рисунок 1 – Схема Current Mode Class D, использованная в данной работе; симм. тр-р – симметрирующий трансформатор

Генератор был спроектирован для работы на стандартную нагрузку 50 Ом, предпочтительно несимметричную. Это позволит использовать стандартные коаксиальные кабели для передачи ВЧ энергии в нагрузку. Поскольку схема CMCD является симметричной, между генератором и нагрузкой должен быть установлен симметрирующий трансформатор. Такой трансформатор можно легко сконструировать для работы в желаемой полосе частот, используя отрезки коаксиального кабеля. Этот тип конструкции известен как трансформатор на длинных линиях (ТДЛ) [4-6].

Для переключения полевых МОП-транзисторов на высоких частотах требуется, чтобы схема драйвера обеспечивала достаточно высокие импульсные токи. Анализ доступных микросхем-драйверов затвора на показал, что для минимального времени переключения можно использовать драйверы семейства UCC2752х. Эти драйверы могут обеспечивать времена нарастания и спада 7 нс и 6 нс

соответственно. При этом возникают сомнения в надежности работы схемы, учитывая, что драйверы будут работать на частотах, намного превышающих предполагаемые производителем. Основная проблема заключается в отводе тепла от микросхем: мощность управления можно оценить примерно в 5 Вт на транзистор, а микросхемы UCC2752х выпускаются в небольшом корпусе SOIC-8 без особых возможностей охлаждения. Для облегчения теплового режима схемы драйвера было решено подключить несколько микросхем UCC2752х параллельно и реализовать активное охлаждение модуля драйвера. Поскольку общее количество мощности, рассеиваемой драйверами, относительно невелико (около 10 Вт), система охлаждения драйвера не должна быть большой: один вентилятор или несколько небольших радиаторов, установленных на микросхемы, смогут обеспечить необходимое охлаждение.

Напряжение питания для генератора V_S было выбрано равным 48 В. Учитывая, что транзистор IRFB4020 рассчитан на 200 В напряжения сток-исток, и что LC-контур схемы CMCD обеспечивает повышение напряжения в π раз [2], напряжение питания должно быть ниже 200 В примерно в 4 раза, чтобы обеспечить необходимый запас. Стандартное значение 48 В обеспечит около 220 Вт ВЧ мощности P в 50-Омной нагрузке, что следует из формулы

$$P = \frac{\pi^2 \cdot V_S^2}{(\sqrt{2})^2 \cdot Z_{load}} = \frac{3.14^2 \cdot 48^2}{2 \cdot 50} = 227 \text{ Вт.} \quad (2)$$

где Z_{load} – импеданс нагрузки генератора, равный 50 Ом.

Конструкция

Общий вид сконструированного ВЧ генератора показан на рисунке 2. Основой для силовой части служит радиатор размером 100x90x25 мм, на который установлены транзисторы. Между транзисторами и радиатором установлены изолирующие теплопроводящие подложки из оксида алюминия толщиной 0,6 мм и нанесена термопаста КПТ-8.

Модуль драйвера и LC-контур были установлены прямо на транзисторах, для снижения длины всех соединительных проводников и минимизации паразитных индуктивностей. LC-контур между стоками полевых транзисторов должен иметь максимально достижимую добротность для более эффективного выделения основной частоты. Добротность нагруженного параллельного LC-контура Q обратно пропорциональна ее характеристическому сопротивлению Z_{LC} :

$$Q = \frac{Z_{load}}{Z_{LC}} = Z_{load} \cdot \frac{\sqrt{C}}{\sqrt{L}}, \quad (3)$$

где L – индуктивность катушки контура, C – емкость конденсатора контура.

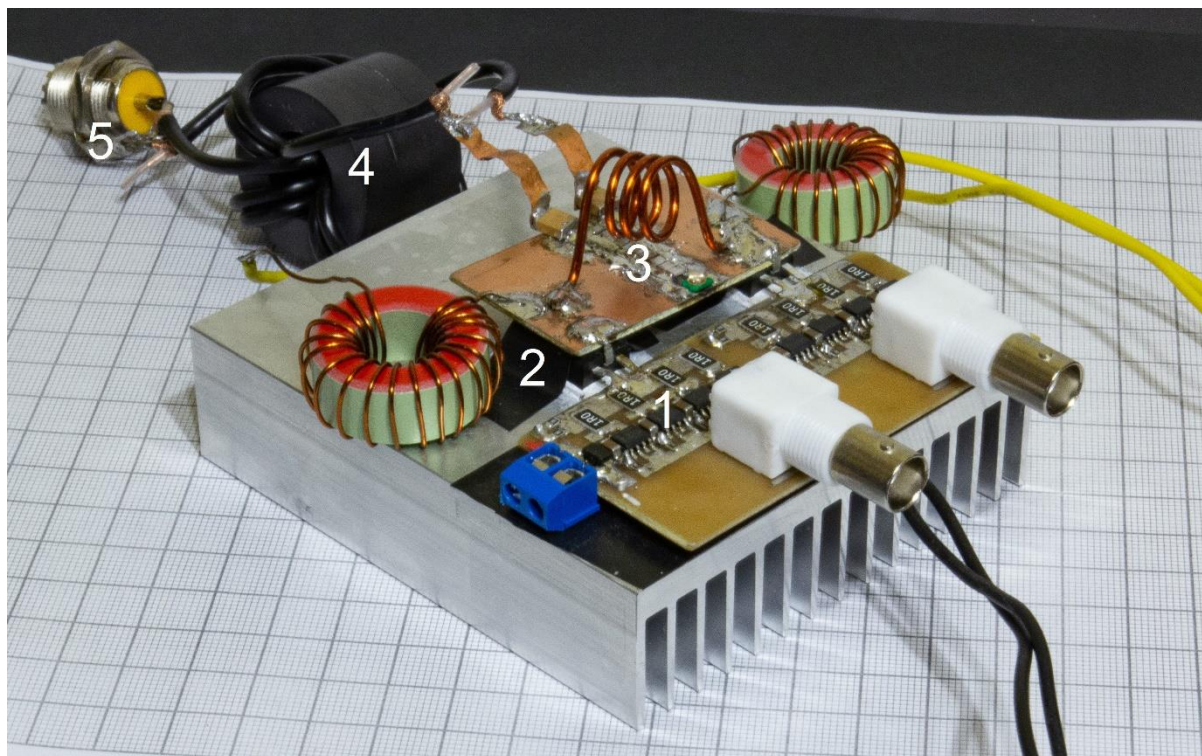


Рисунок 2 – Общий вид сконструированного генератора; 1 – модуль драйвера, 2 – силовая часть, 3 – LC-контур, 4 – симметрирующий трансформатор, 5 – выходной разъем UHF

Из формулы видно, что значение емкости конденсатора C должно быть выбрано как можно более высоким, а значение индуктивности катушки L – как можно более низким. Когда значение L настолько мало, что становится сопоставимым с паразитными индуктивностями схемы, система перестает работать в необходимом режиме. Это ограничивает минимально возможное значение L и максимально возможное значение нагруженной добротности. Как правило, реализуется нагруженная добротность, равная 3. В этом исследовании стабильная работа устройства была достигнута при значении индуктивности, равном 125 нГн, что соответствует нагруженной добротности контура, равной 4,6, и значению емкости конденсатора C 1080 пФ. Выходные емкости полевых МОП-транзисторов, которые составляют порядка нескольких десятков пФ, входят в суммарную емкость LC-контура. Основная часть емкости контура состоит из десяти параллельных керамических SMD-конденсаторов емкостью 100 пФ в корпусе 1206 с диэлектриком NP0 с низкими потерями. Поскольку выходная емкость полевого транзистора зависит от напряжения сток-исток, LC-контур должен быть настроен при полном рабочем напряжении питания 48 В. Изменение напряжения питания требует небольшой перестройки контура, чего можно добиться, изменяя расстояние между витками резонансной индуктивности. Поскольку по этой индуктивности будет протекать резонансный ток около 9,8 А (среднеквадратичное значение), она должна быть

изготовлена из относительно толстого провода. Был использован медный лакированный провод диаметром 1,6 мм. Катушка состоит из 4 витков с диаметром витка 11 мм и шагом намотки 3 мм. Точная геометрия была подобрана экспериментально в процессе настройки.

Схема драйвера транзисторов была построена с использованием 8 микросхем UCC27524, подключенных по 4 параллельно на каждый полевой транзистор. Выход каждой микросхемы подключен к затвору соответствующего транзистора через резистор сопротивлением 1 Ом, чтобы предотвратить протекание больших сквозных токов между выходами микросхем. Два отдельных тактовых сигнала, поступающие на входы микросхем, генерировались внешним генератором прямоугольных импульсов. Входной прямоугольный сигнал должен иметь тщательно отрегулированный коэффициент заполнения для учета задержек в микросхемах драйвера и задержки включения МОП-транзисторов. Однако, экспериментально было установлено, что коэффициент заполнения входного сигнала 50% является оптимальным для работы данного устройства. На модуль драйвера подавалось напряжение питания 15 В, а во время работы потреблялся постоянный ток 1,1 А. Это означает, что в системе управления рассеивается мощность около 15 Вт. Эта мощность распределяется между транзисторами и микросхемами драйвера. Для отвода тепла над микросхемами был установлен охлаждающий вентилятор диаметром 50 мм. Основного радиатора, на котором установлены транзисторы, более чем достаточно для рассеивания выделяющегося на них дополнительного тепла.

Симметрирующий трансформатор был изготовлен с использованием двух отрезков коаксиального кабеля RG-174, соединённых по трехпроводной схеме Рутроффа [5, 7]. Кабель был намотан на сердечник, состоящий из трех ферритовых тороидов из феррита квадратного сечения, каждый из которых имел внешний диаметр 32 мм, внутренний диаметр 16 мм и высоту 8 мм. Выбранный ферритовый материал М50ВН от фирмы Ферроприбор способен работать на частотах до 100 МГц и имеет начальную магнитную проницаемость, равную 50. Каждым кабелем было намотано на сердечник 4 витка. В результате индуктивный импеданс кабеля составил около 400 Ом с учетом магнитной связи между кабелями.

Спроектированный ВЧ генератор имеет в своей конструкции несколько ВЧ дросселей. ВЧ-дроссели между стоком каждого полевого транзистора и источником постоянного тока, а также катушка индуктивности входного П-фильтра, были намотаны 20 витками на сердечниках Т106 из порошкового железа (материал №18 по зарубежной классификации), при этом значения индуктивности составили 28 мкГн. Емкости в П-фильтре состояли из трех параллельных SMD-конденсаторов каждая. Конденсаторы обладали емкостью 0,22 мкФ, максимальным допустимым напряжением 630 В, с диэлектриком Х7R в корпусе 2220. Такие же конденсаторы использовались между транзисторами и симметрирующим трансформатором, чтобы

развязать выход генератора по постоянному току. Все сигнальные линии и подводящие провода постоянного тока, идущие к генератору, были оснащены дросселями синфазного сигнала, изготовленными из ферритовых фильтров-защелок различных размеров.

Экспериментальные результаты

При напряжении питания 48 В сконструированный генератор при обеспечивает непрерывную мощность 196 Вт на частоте 13,56 МГц на нагрузке 50 Ом. Коэффициент гармонических искажений (КГИ) выходного сигнала равен 2,5%. Потребляемая мощность постоянного тока составляет 221 Вт, следовательно, КПД генератора составляет 89%, при этом 25 Вт расходуется на нагрев. На рисунке 3 показана зависимость выходной мощности и КПД генератора от напряжения питания. Основными источниками потерь являются катушка LC-контура, которая при работе нагревается до 105 градусов, и симметрирующий трансформатор, который нагревается до 65 градусов. Было установлено, что потери в симметрирующем трансформаторе вызваны в основном потерями в кабеле RG-174. Намотка симметрирующего трансформатора кабелем более высокого качества, например RG-316, приведет к снижению потерь и повышению общей эффективности.

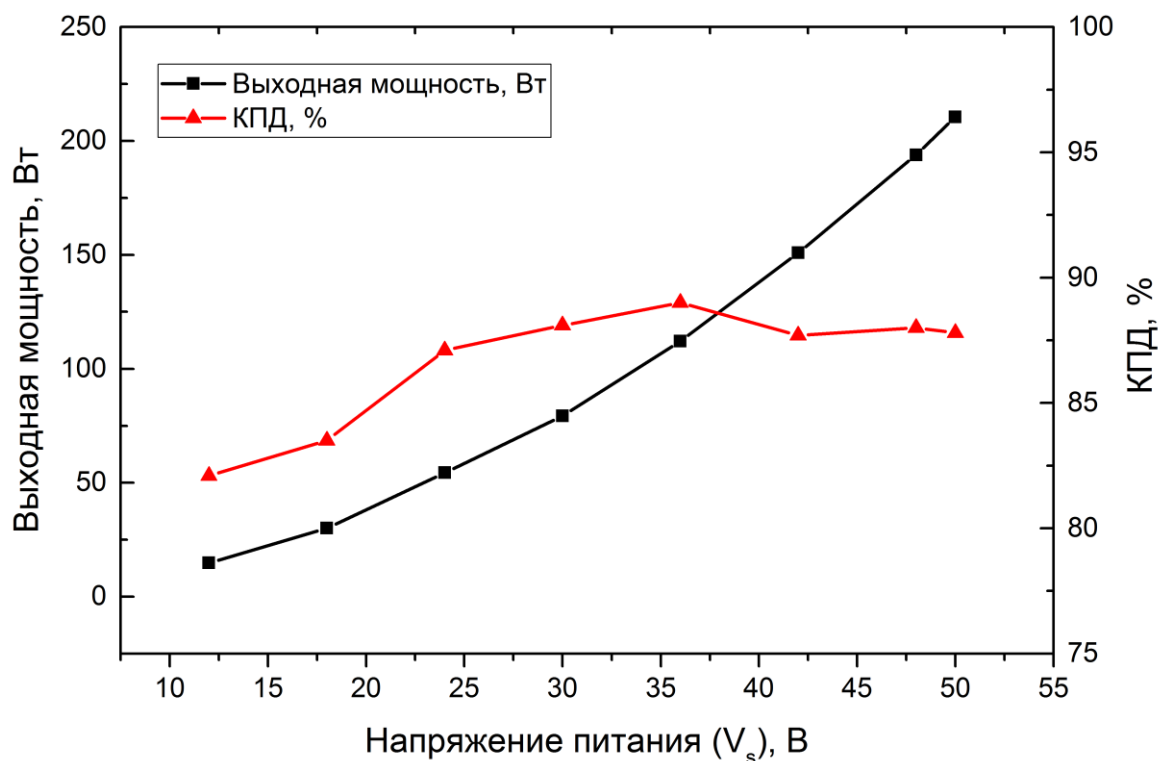


Рисунок 3 — Зависимость выходной ВЧ мощности и КПД генератора от величины питающего напряжения V_s

Полные потери в МОП-транзисторах были оценены на уровне 15 Вт, включая 10 Вт рабочих потерь и 5 Вт потерь на управление. Долговременный тест работы генератора на полной мощности в течение 30 минут показал, что тепловое равновесие достигается довольно быстро и температура радиатора не поднимается выше 45 градусов, поэтому не было применено активного охлаждения радиатора.

Охлаждение модуля драйвера оказалось очень важным для надежной работы всего генератора. Без активного охлаждения микросхемы драйвера быстро перегревались выше максимально допустимой температуры в 120 градусов, что вынуждало вводить паузы на их охлаждение в работу генератора. Добавление вентилятора диаметром 50 мм, непосредственно обдувающего микросхемы, позволило им достигнуть теплового равновесия при приемлемом значении температуры в 75 градусов, после чего генератор может работать неограниченно долго без перегрева.

Заключение

В ходе проведенного исследования было установлено, что высокочастотный генератор с высоким КПД может быть построен с использованием неспециализированных полевых МОП-транзисторов общего назначения путем тщательного подбора активного элемента и подходящих схемотехнических решений. Прототип генератора с рабочей частотой 13,56 МГц был разработан и построен с использованием полевых МОП-транзисторов IRFB4020 и схемы Класс D с Переключением Тока (CMCD, Current Mode Class D), которая обеспечивает переключение полевых МОП-транзисторов в нуле напряжения. При напряжении питания 48 В и выше генератор может обеспечивать ВЧ мощность более 200 Вт с КПД 89% на стандартной нагрузке 50 Ом. Потери мощности, непосредственно вызванные полевыми МОП-транзисторами, оцениваются в диапазоне 10-15 Вт, в то время как оставшиеся 15 Вт потерь вызваны другими элементами схемы, в основном симметрирующим трансформатором и резонансным контуром. Это позволяет оценить идеальную эффективность преобразования постоянного тока в ВЧ энергию для используемых полевых транзисторов на уровне около 95%. Результаты, достигнутые в данном исследовании, дают основания полагать, что предлагаемая идеология построения ВЧ генераторов имеет потенциал для технологических применений более высокой мощности. Большой интерес представляет исследование применения данной идеологии к построению генераторов суб-киловаттного и киловаттного уровней мощности.

Библиографический список

1. Plasma sterilization using glow discharge at atmospheric pressure / T. Akitsu, H. Okawa, M. Tsuji, H. Kimura // Surface and Coatings Technology. – 2005. – Vol. 193, Iss. 1/3. –

P. 29–34.

2. A 13.56 MHz high power and high efficiency RF source / A. Gupta, Y. Arondekar, S. V. G. Ravindranath [et al.] // Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International 2013 Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2013. – Vol. 1. – P. 1–4.
3. Kobayashi H. Current-mode class-D power amplifiers for high-efficiency RF applications / H. Kobayashi, J. Hinrichs, P. M. Asbeck // Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International 2001 Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2001. – Vol. 49, Iss. 12. – P. 2480–2485.
4. Радиопередающие устройства : учеб. для вузов / под ред. В. В. Шахгильдяна. – 3-е изд., перераб. и доп. – Москва : Радио и связь, 2003. – 560 с. – ISBN 5-25-601-2-371.
5. Шахгильдян В. В. Проектирование радиопередатчиков : учеб пособие для вузов / В. В. Шахгильдян, М. С. Шумилин, В. Б. Козырев. – 4-е изд., перераб. и доп. – Москва : Радио и связь, 2000. – 656 с. – ISBN 5-256-01-3785.
6. Rotholz E. Transmission-Line Transformers / E. Rotholz // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1981. – Vol. 29, Iss. 4. – P. 327–331.
7. Ruthroff C. L. Some Broad-Band Transformers / C. L. Ruthroff // Proceedings of the IRE. – 1959. – P. 1337–1342.