

## Достижение максимально возможной удельной мощности при проектировании передающих модулей твердотельных АФАР 77-30569/253870

# 11, ноябрь 2011

Харьковский А. А., Крючков И. В., Нефедов С. И.

УДК 621.396.96

НИИ РЭТ МГТУ им. Н.Э. Баумана

[kryuchkov@bmstu.ru](mailto:kryuchkov@bmstu.ru)

[Leha2000@list.ru](mailto:Leha2000@list.ru)

[nefedov@bmstu.ru](mailto:nefedov@bmstu.ru)

Одной из главных проблем, стоящих перед разработчиками радиолокационной техники в настоящее время, является повышение живучести РЛС в условиях вооруженных конфликтов. Постоянное совершенствование средств информационного и огневого подавления (средств радиоэлектронной борьбы – РЭБ) значительно снижает эффективность применения РЛС, разработанных по традиционным принципам, в боевых условиях. Как правило, РЛС, содержащие в своем составе немобильные антенные посты с антенными решетками больших габаритов, оказываются неработоспособными уже в первые несколько минут конфликта в условиях плотного применения современных средств РЭБ и высокоточного оружия.

Одним из подходов к решению проблемы живучести является переход к многопозиционной радиолокации с распределенными в пространстве приемопередающими позициями. В частности, в [1] предлагается концепция построения РЛС, содержащей несколько десятков приемопередающих активных модулей, распределенных в области пространства более  $1 \text{ км}^3$ , и полностью когерентной обработкой, образующих сильно разреженную активную ФАР с большой апертурой и нежесткой конфигурацией. Аппаратура каждого модуля содержит приемопередающий радиолокационный тракт, средства связи и синхронизации. Наиболее радикальным и перспективным вариантом предложенной концепции является размещение приемопередающих модулей РЛС на малых беспилотных летательных аппаратах (БПЛА), которые совершают полет в автоматическом

режиме в заданной области пространства. Такие распределенные комплексы обладают значительной устойчивостью к применению средств РЭБ.

Создание описываемых радиолокационных комплексов требует решения ряда научно-технических проблем, среди которых важное место занимает разработка компактных и легких передающих трактов, пригодных для установки на малогабаритных БПЛА. К аппаратуре, размещаемой на борту малого БПЛА, предъявляются достаточно жесткие требования, главным образом относительно массы, габаритов и энергопотребления. Из всего состава аппаратуры приемопередающего радиолокационного модуля наиболее критичной в отношении указанных параметров является силовая часть, включающая выходные каскады передающего тракта и источники питания.

Согласно [1], средняя выходная мощность передающего тракта модуля, работающего в диапазоне метровых или дециметровых волн, должна быть не менее нескольких десятков Вт, а импульсная должна достигать сотен Вт. При этом, масса передающего тракта вместе с источниками питания и системами охлаждения не должна превышать 1 кг. Соответственно, требуемые удельные мощности в расчете на килограмм массы передатчика должны составлять до 100 Вт/кг, а в расчете на единицу объема – до 100 Вт/л. Несмотря на некоторую условность данных показателей, эти цифры являются близкими к предельно достижимым в настоящее время [2, 3].

Традиционные подходы к проектированию предполагают выделение таких основных составных частей передающего устройства, как источника вторичного электропитания (ИВП), импульсного модулятора и усилителя мощности (УМ). Каждая из перечисленных составных частей существенным образом влияет на общие массогабаритные показатели устройства в целом. Обычно данные компоненты проектируются независимо, при этом стыковка осуществляется на уровне входных и выходных электрических параметров компонентов.

Кроме того, усилительный элемент (УЭ) имеет определенную, гарантированную предприятием изготовителем, максимальную мощность. При использовании УЭ в импульсном режиме со скважностью  $Q$ , средняя мощность передающего устройства будет меньше максимально-допустимой в  $Q$  раз. Поскольку  $Q$  для РЛС обычно от нескольких единиц, до нескольких тысяч, проигрыш в средней мощности может быть очень существенен. Поэтому для получения требуемой выходной мощности применяют сложение мощностей нескольких усилительных приборов. Такие решения не позволяют получить предельно возможных массогабаритных показателей из-за наличия схем сложения.

Для решения задачи максимального уменьшения массогабаритных показателей передающих устройств предлагается объединение процесса проектирования цепочки ИВП-модулятор-УМ как единого функционально законченного устройства и проведение сквозной многопараметрической оптимизации. В результате такого подхода, можно получить оптимальное решение в пространстве параметров компонентов, которое не может быть найдено при оптимизации параметров составных частей устройства по отдельности.

Один из примеров, иллюстрирующий описываемый подход, приведен в [4], где рассматривается работа импульсного модулятора в режиме глубокого разряда накопительной емкости. Установка дополнительного стабилизатора напряжения в модуляторе позволяет допустить спад напряжения на накопителе до 50 %, что существенно снижает габариты и массу всего передающего тракта ценой усложнения схемы и незначительного снижения КПД.

Дополнительным резервом повышения удельных показателей может служить переход к работе усилительных элементов в импульсных режимах с существенным превышением импульсной мощности над средней. При этом во время импульса происходит нагрев кристалла усилительного элемента, а во время паузы между импульсами отведение тепловой энергии кристалла в корпус УЭ. Такой режим является пригодным к использованию в приложениях, где допустимо некоторое снижение срока службы передатчика.

Простейшая оценка тепловых режимов УМ показывает, насколько импульсная мощность УМ может превышать допустимый уровень средней мощности [5, 6]. В соответствии с термо-электрической аналогией теории подобия [7], эквивалентная тепловая схема УЭ, показана на рис. 1. Чтобы использовать УЭ с перегрузкой, необходимо убедиться, что во время импульса температура кристалла не превышает допустимую.

Благодаря большой теплоемкости корпуса, а тем более радиатора, импульсными тепловыми процессами в корпусе и радиаторе можно пренебречь. Таким образом, импульсные тепловые процессы происходят только в кристалле.

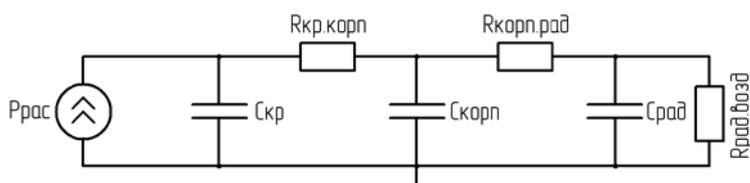


Рис. 1. Эквивалентная тепловая схема усилителя

$P_{pac}$  — источник тепловой мощности (нагревательный элемент) мощностью, равной рассеиваемой на кристалле  $P_{рас}$ .

$C_{кр}$  — теплоемкость кристалла

$R_{кр.корп}$  — тепловое сопротивление кристалл-корпус

$C_{корп}$  — теплоемкость корпуса

$R_{корп.рад}$  — тепловое сопротивление корпус-радиатор

$C_{рад}$  — теплоемкость радиатора

$R_{рад.возд}$  — тепловое сопротивление корпус-окружающая среда (воздух)

Предположим, что мы обеспечиваем охлаждение корпуса УЭ до заданной температуры. Тогда эквивалентная тепловая схема примет вид, изображенный на рис. 2.

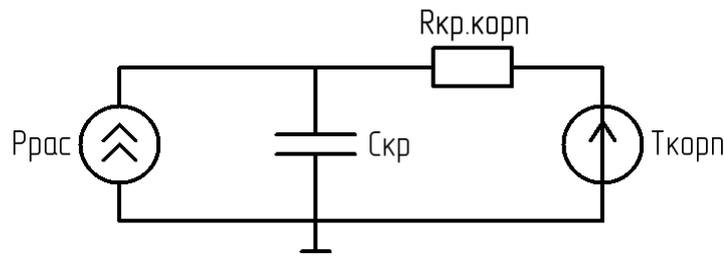


Рис. 2. Эквивалентная тепловая схема УЭ

Максимальная температура кристалла, в процессе нагрева (во время усиления радиоимпульса) определяется из выражения (1):

$$T_{кр.маx} = \frac{\left( P_{pac} - \frac{T_{кр.маx} - T_{корп}}{R_{кр.корп}} \right) \cdot \tau_{imp}}{C_{кр}} + T_{кр.нач} \quad (1)$$

где  $T_{кр.нач}$  — температура кристалла в начале усиления импульса,  $\tau_{imp}$  — длительность действующего в УЭ радиоимпульса,  $T_{корп}$  — температура корпуса УЭ.

В случае, когда  $P_{pac} = \frac{T_{кр} - T_{корп}}{R_{кр.корп}}$ ,

$$T_{кр.маx} = \frac{\tau_{imp} \cdot P_{pac}}{C_{кр}} + T_{кр.нач} \quad (2)$$

Начальная температура кристалла определяется эффективностью процесса отведения тепла после генерации импульса (во время паузы), т. е. в отсутствии подводимой в виде тепла мощности рассеяния УЭ.

Процесс отведения тепла от кристалла, в соответствии с термоэлектрической аналогией, эквивалентен разряду емкости:

$$T_{кр.nach} = (T_{кр.max} - T_{корп}) \cdot e^{\frac{T - \tau_{imp}}{C_{кр} R_{кр.корп}}} + T_{корп} \quad (3)$$

где  $T$  — период между радиоимпульсами.

Рассеиваемую мощность можно определить как:

$$P_{pac} = \frac{P_{vix}}{\eta} - P_{vix} + P_{vx} \quad (4)$$

где  $\eta$  - КПД усилителя,  $P_{vix}$  — выходная мощность усилителя,  $P_{vx}$  — входная мощность усилителя, а максимальная импульсная мощность УМ определяется формулой (5).

$$P_{vix} = \frac{(T_{кр.max} - T_{кр.nach}) \cdot C_{кр}}{\left(\frac{1}{\eta} + \frac{1}{K_y} - 1\right) \cdot \tau_{imp}} \quad (5)$$

где  $K_y$  — коэффициент усиления усилителя.

Для реального УЭ метрового диапазона (интегральный усилитель мощности RA60H1317M1A), выходная непрерывная мощность которого 80 Вт,  $K_y = 40$  дБ, КПД не менее 45%, объем кристалла выходного транзистора  $1 \text{ мм}^3$ , максимальная температура кристалла при достижении которой кристалл выходит из строя равна  $175^\circ\text{C}$  [8]. Т. е. реальная температура кристалла, при непрерывной работе не должна превышать некоторого меньшего значения. В соответствии с эквивалентной схемой (рис. 2):

$$T_{кр} = P_{vix} \cdot \left(\frac{1}{\eta} + \frac{1}{K_y} - 1\right) \cdot R_{кр.корп} + T_{корп} \quad (6)$$

В соответствии с (6) температура кристалла УЭ на RA60H1317M1A при мощности в 80 Вт и температуре корпуса  $100^\circ\text{C}$  составляет  $148,9^\circ\text{C}$ .

При импульсе в 100 мкс, скважности 20, температуре корпуса  $100^\circ\text{C}$  расчетная максимальная импульсная выходная мощность, при которой температура кристалла не превышает максимальную для непрерывной работы ( $148,9^\circ\text{C}$ ), составила 1163 Вт, а при

импульсе длительностью 10 мкс, скважности 20 допустимая импульсная мощность составляет 1478 Вт. Средняя мощность при этом составит 58 Вт и 73 Вт соответственно. Данные цифры показывают, средняя мощность УЭ, работающего в импульсном режиме, несколько меньше, чем в непрерывном. Импульсная мощность может превышать максимальную среднюю почти в «скважность» раз.

Эти теоретические расчеты косвенно подтверждаются производителями силовых ключей. Силовые ключевые транзисторы МОП-структуры имеют строение и свойства, схожие с УЭ на МОП транзисторах, разве что области применения у них различны. На рис. 3 показаны характеристики максимальных параметров использования транзистора IRF3711, имеющего МОП структуру [9]. Графики импульсных мощностей, изображенные на рисунке, допустимы для одиночного импульса, при температуре корпуса 25 °С и температуре перехода (кристалла) равной 150 °С. При этом производитель не допускает превышения максимально-допустимого тока или максимально-допустимого напряжения (даже импульсных значений).

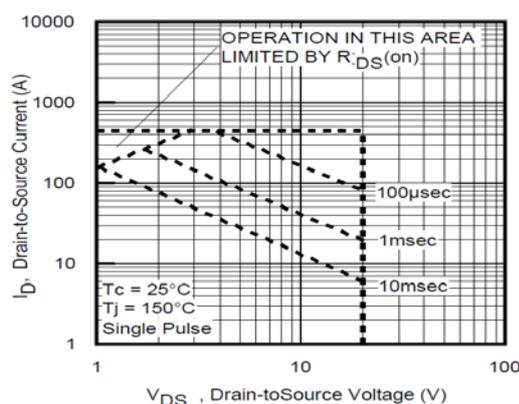


Рис. 3. Зависимость действующих на транзистор напряжения и тока от длительности импульса воздействия

Однако повышение напряжения на выходе усилительного элемента, необходимо для достижения импульсной мощности, превышающей среднюю при той же нагрузке. Так при одном и том же сопротивлении нагрузки, импульсная мощность пропорциональна квадрату выходного напряжения или квадрату выходного тока УЭ. Превышение предельно допустимого напряжения приводит к возникновению лавинного пробоя и как следствие необратимых явлений в полупроводнике, сопровождающийся выходом УЭ из строя. Однако, с учетом того, что динамическое напряжение пробоя увеличивается с уменьшением длительности действующего импульса [10], в диапазоне длительностей импульсов 1..100 мкс области безопасной работы по напряжению можно расширить.

Проведенные экспериментальные исследования нескольких образцов УЭ метрового диапазона подтвердили возможность существенного превышения максимально допустимых параметров в импульсном режиме по сравнению с допустимыми параметрами непрерывной работы УЭ. Результаты экспериментов для длительностей импульсов 10 мкс и 100 мкс и скважности 20 приведены на рис. 4.

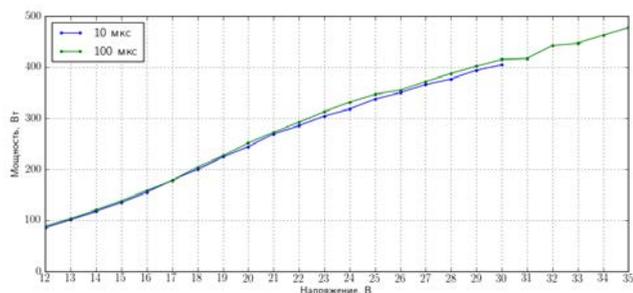


Рис. 4. Работа УЭ в режиме с импульсной перегрузкой

Импульсные режимы с превышением максимально-допустимых значений средней мощности характеризуются импульсным действием температуры на кристалл, что приводит к его периодической деформации (при нагреве расширение, при остывании, сжатия) с частотой следования импульсов. Такое механическое воздействие может негативно сказаться на сроке службы прибора. Это воздействие тем больше, чем больше разность температур кристалла в начале и в конце импульса  $T_{кр. max} - T_{кр. нач}$ . А разность температур экспоненциально зависит от периода повторения. Т. е. чем больше период повторения тем сильнее действие температурно-механических явлений в кристалле. Однако нельзя забывать, что при наличии режима остывания кристалла, если температура перехода не превышает допустимую для непрерывного режима, средняя температура кристалла значительно ниже максимального значения, что должно благотворно сказываться работе УЭ. Средняя температура кристалла в случае импульсного режима имеет обратную экспоненциальную зависимость от периода повторения импульсов. Поэтому нельзя однозначно говорить о пагубности влияния импульсного режима на срок службы УЭ. Для определения сроков службы необходимо проведение дополнительного статистического исследования.

Список использованных источников:

1. Возможности и особенности построения нового поколения информационных систем на основе принципов когерентной малобазовой радиолокации / И.Б. Федоров [и др.] // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2009, С.28-40.

2. Васильев А. Интегрированная элементная база СВЧ, силовой и фотоэлектроники ФГУП НПП «Пульсар» в борьбе за рынок высоких технологий // Электроника: наука, технология, бизнес. 2008. №3. С. 70-75.
3. Канащенко А.И., Копылов В.В., Рогов В.Я. Электронные СВЧ-компоненты – база настоящих и будущих радиолокационных систем // Электроника: наука, технология, бизнес. 2003. №7. С. 26-29.
4. Кушнерев Н.А. Устройство электропитания импульсного твердотельного передатчика с высокими удельными показателями. // Радиотехника. 2009. №5. С. 75-78.
5. Колпаков А. И. Автоматизация теплового расчета оконечных каскадов на IGBT транзисторах // Экспресс-Электроника. 1998. №5–6. С. 48-56.
6. Колпаков А.И. Особенности теплового расчета импульсных силовых каскадов// Компоненты и Технологии. 2002. №1. С. 39-48.
7. Дульнев Г.Н. Тепло и массообмен в радиоэлектронной аппаратуре: Учебник для вузов по спец. «Конструир. и произв. радиоаппаратуры». М.: Высш. шк., 1984. 247 с., ил.
8. MITSUBISHI RF MOSFET MODULE RA60H1317M1A RoHS Compliance, 136-174MHz 60W 12.5V, 2 Stage Amp. For MOBILE RADIO // Mitsubishi electric. 2008.
9. 20V Single N-Channel HEXFET® Power MOSFET Transistor// International Rectifier. 2004.
10. Импульсный пробой диодов Шоттки на основе 4H-SiC с охранным рп-переходом, изготовленным имплантацией бора / П.А. Иванов [и др.] // Физика и техника полупроводников. 2008. Т. 42, вып. 7. С. 878-881.

## Maximum possible unit power when designing transmitting module of solid-state ASEA

**77-30569/253870**

**# 11, November 2011**

**Har'kovskii A.A., Kryuchkov I.V., Nefedov S.I.**

Bauman Moscow State Technical University

[kryuchkov@bmstu.ru](mailto:kryuchkov@bmstu.ru)

[Leha2000@list.ru](mailto:Leha2000@list.ru)

[nefedov@bmstu.ru](mailto:nefedov@bmstu.ru)

Approach to the design of solid-state transmitting devices with high unit power, based on continuous optimization of transmission path's units in order to achieve the maximum possible mass-dimensional attributes, was considered in this article.

Ability to increase pulse power from one semiconductor device was demonstrated. The results of experimental research of very high frequency amplifiers were presented.

---

Publications with keywords: [design](#), [solid-state](#)

Publications with words: [design](#), [solid-state](#)

---

### Reference:

1. I.B. Fedorov, et al., Vestnik MGTU im. N.E. Baumana. Ser. Priborostroenie - Bulletin of BMSTU. Ser. Instrumentation (2009) 28-40.
2. Vasil'ev A., Elektronika: nauka, tekhnologiya, biznes 3 (2008) 70-75.
3. Kanashchenkov A.I., Kopylov V.V., Rogov V.Ia., Elektronika: nauka, tekhnologiya, biznes 7 (2003) 26-29.
4. Kushnerev N.A., Radiotekhnika 5 (2009) 75-78.
5. Kolpakov A. I., Ekspress-Elektronika 5-6 (1998) 48-56.
6. Kolpakov A.I., Komponenty i Tekhnologii 1 (2002) 39-48.
7. Dul'nev G.N., Heat and mass transfer in electronic equipment, Moscow, Vyssh. shk., 1984, 247 p.

8. MITSUBISHI RF MOSFET MODULE RA60H1317M1A RoHS Compliance, 136-174MHz 60W 12.5V, 2 Stage Amp. For MOBILE RADIO, Mitsubishi electric, 2008.
9. 20V Single N-Channel HEXFET® Power MOSFET Transistor, International Rectifier, 2004.
10. P.A. Ivanov, et al., Fizika i tekhnika poluprovodnikov 42 (7) (2008) 878-881.