электронное научно-техническое издание
НАУКА и ОБРАЗОВАНИЕ
Эл № ФС 77 - 30569. Государственная регистрация №0421100025. ISSN 1994-0408

Управление формой огибающей импульсов в передающем устройстве РЛС

77-30569/253626

11, ноябрь 2011

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

УДК 621.396

НИИ РЭТ МГТУ им. Н.Э. Баумана
kryuchkov@bmstu.ru
Leha2000@list.ru
nefedov@bmstu.ru

Задача повышения энергетической эффективности оказывается в ряде случаев весьма актуальной при разработке радиолокационных систем и комплексов различного назначения. Под энергетической эффективностью РЛС здесь понимается совокупность параметров, характеризующих затраты потребляемой энергии от первичных источников питания по сравнению с теоретически минимально необходимыми для решения конкретной задачи обнаружения, сопровождения и измерения параметров движения целей.

При проектировании активных твердотельных фазированных антенных решеток большой мощности стремятся повысить энергетическую эффективность, что связано с ограниченными возможностями отвода тепла от усилительных приборов. К повышению энергетической эффективности следует стремиться также в РЛС, размещаемых на борту малогабаритных воздушных или космических носителей. В качестве примера можно указать модульную когерентную распределенную РЛС с размещением активных приемопередающих модулей на малогабаритных беспилотных летательных аппаратах (БПЛА) [1].

Одним из факторов, определяющих энергетическую эффективность РЛС в целом, является КПД передающих устройств РЛС. На передающие тракты приходится, как правило, значительная часть общей потребляемой энергии РЛС. Достигнутый в современных передающих устройствах уровень КПД определяется в основном элементной базой и будет изменяться в пределах от 70 % для декаметрового диапазона до 30% для сантиметрового диапазонов рабочих длин волн. Приведенные цифры характеризуют современный уровень технологии и вряд ли могут быть существенно

улучшены в ближайшее время. Другие пути повышения энергетической эффективности связаны со снижением разного рода потерь при формировании и обработке радиолокационных сигналов.

Одним из перспективных подходов представляется переход к импульсным сигналам с непрямоугольной огибающей (СНО). Применение сигналов с непостоянной амплитудой в радиолокации всегда сдерживалось тем обстоятельством, что КПД и использование по мощности выходных каскадов передатчиков РЛС обычно получалось хуже, чем для сигналов с постоянной амплитудой. В настоящее время появляется возможность реализовать схемные решения, позволяющие преодолеть данные недостатки. В первую очередь представляет интерес внедрение режима СНО в импульсных модуляторах передающих систем.

В состав твердотельного передающего устройства импульсной РЛС обычно входят: источник вторичного электропитания (ИВЭП), модулятор и усилительный элемент УЭ (рис. 1). Известно, что в отличие от электровакуумных приборов, в полупроводниковых усилительных приборах максимально допустимые импульсные мощности обычно сравнимы с максимально допустимыми мощностями в непрерывном режиме. Часто импульсная допустимая мощность превышает мощность в непрерывном режиме не более чем в 2-3 раза. Поэтому для более полного использования усилительных приборов по мощности в радиолокаторах с твердотельными передатчиками стремятся применять сигналы с небольшой скважностью. Скважность обычно находится в пределах 2…20.

Таким образом, импульсная мощность, потребляемая выходным усилительным каскадом, может в 10 и более раз превышать среднюю мощность. Поэтому для ограничения импульсных нагрузок на первичные источники питания в модуляторах применяются накопители, запасающие энергию на время одного импульса. При этом накопитель обеспечивает питание усилительного прибора в течение импульса за счет запасенной энергии.

В настоящее время большинство модуляторов выполняются по схеме с частичным разрядом накопителя. При этом накопитель энергии представляет собой конденсатор большой емкости. В течение импульса происходит разряд конденсатора и падение напряжения на нем. Из-за этого импульс, формируемый в нагрузке, имеет некоторый спад плоской вершины. Требования к величине спада обычно высокие (не более единиц процентов), поэтому емкость накопительного конденсатора выбирают достаточно большой. Соответственно, он имеет большие габариты и массу, а запасенная в нем энергия используется в каждом импульсе не более чем на 5-10 %.

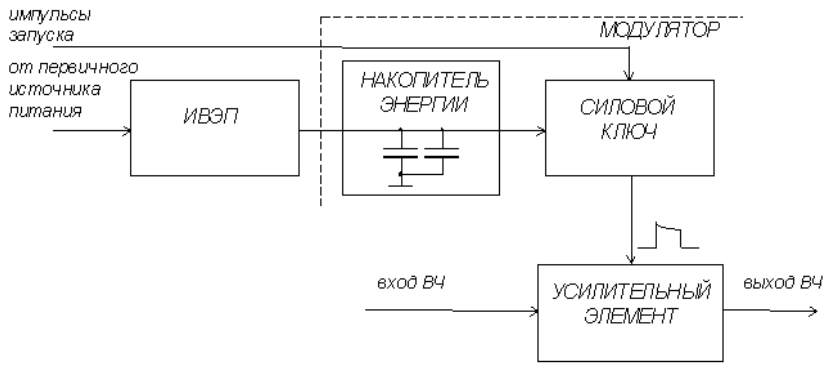


Рис. 1. Функциональная схема передающего устройства импульсной РЛС

В [2] предложен улучшенный вариант построения модулятора, который можно назвать модулятором с глубоким разрядом накопителя. На рис. 2 показан несколько усовершенствованный вариант предложенной схемы. В модуляторе на выходе вместо простого ключа установлен быстродействующий импульсный регулятор напряжения с высоким КПД. Этот регулятор поддерживает постоянное напряжение на нагрузке модулятора в течение формируемого импульса, при этом требования к спаду напряжения на емкостном накопителе гораздо менее жесткие. Например, допуская спад напряжения 50%, можно использовать до 75% запасенной в накопителе энергии. При той же мощности это позволяет применить конденсатор меньших размеров. При этом форма выходного импульса определяется только динамическими свойствами регулятора и теоретически может иметь почти плоскую вершину.

По сравнению со схемой на рис. 1, требования к свойствам ИВЭП в данной схеме несколько изменяются. При глубоком разряде накопительного конденсатора ИВЭП работает при непостоянном выходном напряжении и должен быть управляемым регулятором тока. Устройство управления модулятором, показанное на схеме, обеспечивает наиболее выгодный режим постоянной потребляемой мощности от первичного источника или режим постоянного тока заряда.

Быстродействующий регулятор напряжения на выходе модулятора может работать не только в режиме стабилизации выходного напряжения, но и в режиме формирования заданной формы выходного напряжения в течение импульса. Если использовать комбинированную модуляцию по коллекторной (стоковой) и базовой (затворной) цепям усилительного прибора, то можно сохранить оптимальный режим работы усилителя в широком диапазоне выходных мощностей. При этом будет сохраняться высокий КПД усилительного каскада. Таким образом, мы получаем возможность формирования импульсов с непрямоугольной огибающей.

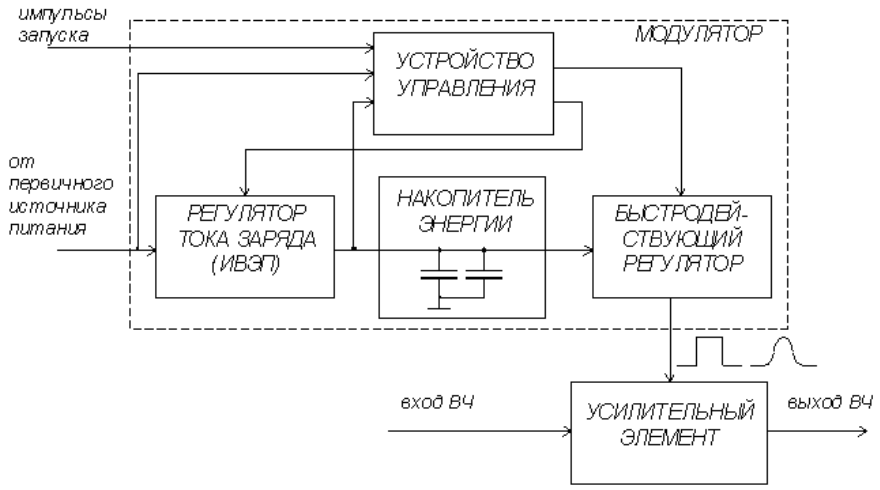


Рис. 2. Усовершенствованная схема передающего устройства

Рассмотрим, какие преимущества может дать режим СНО при различных вариантах применения.

Простой радиоимпульс

Основная цель применения СНО в данном случае – контроль спектра излучаемого сигнала. Известно, что импульсы с прямоугольной огибающей теоретически имеют неограниченную ширину спектра. В связи с этим, приемник, согласованный с прямоугольными сигналами также должен иметь неограниченную ширину полосы пропускания. На практике ширина спектра импульсных сигналов ограничивается как в передатчике, так и в приемнике. Ограничение полосы в передатчике связано с техническими факторами (конечная полоса пропускания выходных усилительных каскадов, время нарастания и спада импульса на выходе модулятора) и организационными факторами (регламентированное использование радиочастотного спектра, электромагнитная совместимость и т.п.).

В приемном устройстве ширина полосы ограничена обычно быстродействием устройств цифровой обработки. Для упрощения приемной части прибегают к квазиоптимальной обработке и сужению полосы пропускания. Из-за этого возникают некоторые потери. Рассмотрим их.

Частотная характеристика фильтра, согласованного с идеальным прямоугольным импульсом, как известно, имеет вид

$$H_c(f) = \frac{\sin(\pi\tau_i f)}{\pi f},\ f \in (-\infty, \infty),$$

где τ_i – длительность импульса, f – частота. При аппроксимации $H_c(f)$, например,

фильтром с прямоугольной частотной характеристикой:

$$H_y(f) = \begin{cases} 1, |f| \geq F \\ 0, |f| > F \end{cases},$$

оптимальная полоса фильтра F выбирается исходя из соотношения

$$F = \frac{1{,}37}{\tau_i},$$

известного, как формула Сифорова. Такая аппроксимация приводит к потерям отношения сигнал/шум около 0,84 дБ по сравнению с согласованной фильтрацией, однако фильтр с прямоугольной частотной характеристикой также является некоторой идеализацией.

Более рациональным подходом является усечение $H_c(f)$ до некоторой полосы F:

$$H_y(f) = \begin{cases} H_c(f), |f| \geq F \\ 0, |f| > F \end{cases},$$

Энергетические потери при использовании фильтра $H_y(f)$ иллюстрируются рис. 3. При полосе обработки $F = 2/\tau_i$ потери не превышают 0,23 дБ. Из графика видно также, что увеличивать полосу свыше $3/\tau_i$ уже малоэффективно.

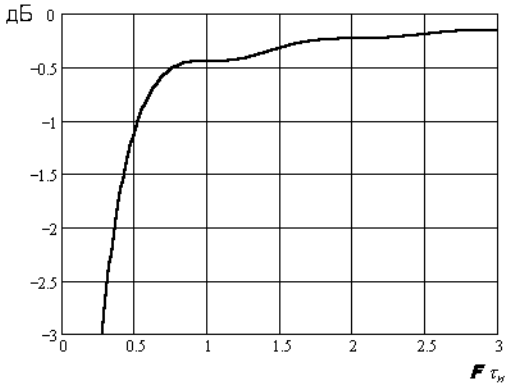


Рис. 3. Потери отношения сигнал/шум при использовании фильтра с частотной характеристикой $H_У(f)$ (по сравнению с согласованной фильтрацией)

Если имеется возможность формирования импульсов с непрямоугольной огибающей, можно попытаться сократить ширину спектра излучаемого сигнала, сконцентрировав большую часть его энергии в полосе частот приемного тракта РЛС. Для этого применяются обычно импульсы с формой огибающей типа гауссовой кривой, «косинус на пьедестале» (Хемминга) и т.п. Ясно, что потенциальный выигрыш такого подхода не превосходит значений, указанных на рис. 3, а на практике может быть еще меньше.

Таким образом, с точки зрения энергетических потерь, применение импульсов со сглаженной огибающей может давать ощутимый эффект только при очень жестких ограничениях на полосу приемного тракта. Переход к СНО для простых импульсов целесообразен лишь для контроля спектра и снижения уровня внеполосных излучений.

ЛЧМ сигнал

При обработке ЛЧМ-сигналов весовые «оконные» функции часто применяются для снижения боковых лепестков функции неопределенности в сечении по дальности. Из-за особых свойств ЛЧМ-сигнала весовая обработка может применяться как в частотной области, так и во временной области [3]. Обычно выбор функции окна является компромиссом между снижением разрешения и уровнем боковых лепестков.

Известно, что применение оконной весовой функции при обработке ЛЧМ-импульсов с прямоугольной огибающей приводит к некоторым потерям выходного отношения сигнал/шум по сравнению с согласованной фильтрацией. Несложно показать, что для произвольной функции окна $w(t)$ эти потери A составляют:

$$A = 10\lg\left(\frac{\left(\int w(t)dt\right)^2}{T\int w^2(t)dt}\right), \text{ дБ.}$$

Для большинства типов окон $w(t)$, применяемых на практике, величина проигрыша находится в пределах 1..3 дБ. Применение рассматриваемого модулятора с непрямоугольной огибающей позволяет применять при излучении и приеме сигналов одинаковые оконные функции:

$$w_T(t) = w_R(t) = \sqrt{w(t)},$$

где $w_T(t)$ – огибающая излучаемого сигнала, $w_R(t)$ – весовая функция на приеме. Теперь согласованный фильтр приемника настроен на излучаемый сигнал, поэтому снижения отношения сигнал/шум не происходит. Данный факт можно рассматривать как энергетический выигрыш, равный *A*. На практике эту величину следует уменьшить на 0,2 .. 0,4 дБ, обусловленные потерями в быстродействующем регуляторе.

При одинаковой энергии прямоугольный и непрямоугольный импульсы отличаются максимальным значением мгновенной мощности, которая в случае непрямоугольного импульса всегда выше. Работа усилительных элементов в импульсном режиме отличается от их работы в непрерывном режиме, т.к. усилительный элемент рассеивает мощность и нагревается только в момент импульса, а в отсутствие импульса охлаждается из-за отведения тепла в окружающую среду. Таким образом, имеет место явно нестационарный

тепловой режим. Для анализа динамических тепловых режимов силовых полупроводниковых приборов в [4, 5] предложена методика, основанная на термо-электрической аналогии. Расчеты, выполненные в соответствии с этой методикой, показывают, что ресурс работы усилительного элемента в режиме непрямоугольной огибающей может оказаться меньше, чем при работе в условиях прямоугольного импульса.

Расчеты срока службы усилительного прибора, выполненные в соответствии с моделью Аррениуса показаны на рис. 4. в виде зависимости K_P от максимальной температуры кристалла УЭ в процессе работы. Из рисунка следует, что проигрыш в среднем времени безотказной работы, связанный с переходом к непрямоугольным импульсам, может составлять до 1,6 раз и сильно зависит от тепловой нагрузки. Для того, чтобы среднее время безотказной работы усилительного прибора в режиме СНО было равно среднему времени безотказной работы в режиме прямоугольной огибающей, выходную мощность необходимо снизить на 0,2..0,4 дБ, что можно рассматривать как недоиспользование усилительного прибора по максимальной мощности.

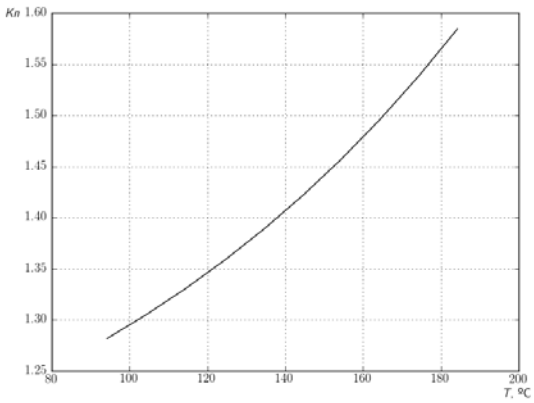


Рис. 4. Зависимость коэффициента K_P от температуры кристалла

Таким образом, рассмотрены возможности повышения энергетической эффективности РЛС при использовании в передающих устройствах импульсных модуляторов с глубоким разрядом накопителя. Помимо улучшенных массо-габаритных характеристик, такие модуляторы позволяют эффективно применять радиолокационные сигналы с непрямоугольной огибающей.

Основным применением СНО является контроль спектра излучаемого сигнала, что может оказаться важным при жестких требования электромагнитной совместимости. В РЛС с простыми сигналами энергетический эффект от применения СНО минимален. В РЛС с ЛЧМ сигналами и весовой обработкой применение СНО может дать ощутимый

энергетический выигрыш, составляющий для разного типа весовых окон от 1,2 дБ до 2,5 дБ. Применение ЛЧМ СНО приводит также к незначительному недоиспользованию усилительных приборов по мощности.

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. Кушнерев Н.А. Устройство электропитания импульсного твердотельного передатчика с высокими удельными показателями. // Радиотехника. 2009. №5. С. 75-78.

3. Трухачев А.А. Радиолокационные сигналы и их применения. М.: Воениздат, 2005. 320 с.: ил.

4. Колпаков А.И. Автоматизация теплового расчета оконечных каскадов на IGBT транзисторах // Экспресс-Электроника. 1998. № 5–6. С. 48-56.

5. Колпаков А.И. Особенности теплового расчета импульсных силовых каскадов // Компоненты и Технологии. 2002. № 1. С. 39-48.

electronic scientific and technical periodical
SCIENCE and EDUCATION
EL № FS 77 - 30569. №0421100025. ISSN 1994-0408

Control of the pulse envelope form in the transmitting radar device

77-30569/253626

 # 11, November 2011

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

Bauman Moscow State Technical University
kryuchkov@bmstu.ru
Leha2000@list.ru
nefedov@bmstu.ru

This article is devoted to the method for increasing of radar energy efficiency at the expense of using the pulse envelope with non-rectangle form. Construction schemes of solid-state pulse transmitting radar devices were presented; they provide forming of pulse envelope with non-rectangle form, keeping high energy efficiency. The aspects of thermal conditions and the problems of output cascade reliability were considered. The analysis of energy saved during the radar operation with different types of radio signals was presented.

Publications with keywords: pulse envelope, solid-state, form, device
Publications with words: pulse envelope, solid-state, form, device

Reference:

1.I.B. Fedorov, et al., Vestnik MGTU im. N.E. Baumana. Ser. Priborostroenie - Bulletin of BMSTU. Ser. Instrumentation Special issue (2009) 28-40.

2. Kushnerev N.A., Radiotekhnika 5 (2009) 75-78.

3. Trukhachev A.A., Radar signals and their application, Moscow, Voenizdat, 2005, 320 p.

4. Kolpakov A.I., Ekspress-Elektronika 5-6 (1998) 48-56.

5. Kolpakov A.I., Komponenty i Tekhnologii 1 (2002) 39-48.