

УДК 621.396.61

ЭНЕРГЕТИКА УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ ЦИФРОВОГО ОБЧ РАДИОВЕЩАНИЯ С ЛИНЕЙНОЙ И НЕЛИНЕЙНОЙ АРР ПО ПИТАЮЩЕМУ НАПРЯЖЕНИЮ

И. В. Дулов

Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ)

Получена 20 марта 2012 г.

Аннотация. Рассматривается вопрос повышения энергетических характеристик усилителя мощности цифрового радиовещания с помощью АРР по питающему напряжению. Проведено сравнение АРР с линейным и нелинейным законом регулирования, показаны преимущества и недостатки обоих вариантов. Приводится статистика сигнала цифрового радиовещания. Оценено пороговое значение питающего напряжения.

Ключевые слова: усилитель мощности, цифровое радиовещание, автоматическая регулировка режима.

Abstract. The paper covers an issue of increasing of the efficiency of a digital broadcasting amplifier using envelope tracking. Linear and nonlinear envelope tracking is researched; advantages and disadvantages of both types of the envelope tracking are discussed. Statistics of the digital broadcasting signal is shown. Threshold voltage of the envelope tracking is evaluated.

Keywords: power amplifier, digital broadcasting, envelope tracking.

Введение

Внедрение цифровых стандартов в ОБЧ радиовещании взамен аналоговых позволяет существенно повысить качество услуг, предоставляемых радиослушателям, обеспечить значительно более экономное использование радиочастотного спектра, увеличить зону покрытия передатчика [1]. Однако, с другой стороны, переход на цифровое вещание приводит к ужесточению

требований, предъявляемых к вещательному оборудованию. Дело в том, что при аналоговом вещании в диапазоне ОВЧ используются ЧМ сигналы с постоянной амплитудой, это позволяет при построении трактов усиления мощности применять нелинейные режимы работы усилительных приборов, эффективные с точки зрения энергетики. В цифровом вещании приходится иметь дело с COFDM сигналами [2, 3], в которых используется частотное мультиплексирование. COFDM сигналы характеризуются высоким значением пик-фактора, а потому для их усиления требуется высокая линейность амплитудной и равномерность фазоамплитудной характеристик усилительного тракта передатчика. Это влечет за собой следующие сложности:

1. необходимость использования высоколинейных усилительных приборов,
2. высоколинейные режимы работы усилительных каскадов передатчика существенно менее эффективны по энергетике, чем нелинейные.

Известен целый ряд методов, направленных на повышение энергетической эффективности радиопередатчиков сигналов с переменной огибающей, требующими линейного усиления [4]. Одним из наиболее эффективных методов, применительно к построению радиовещательных передатчиков ОВЧ диапазона, является автоматическая регулировка режима по питающему напряжению (АРР по питанию).

Принцип действия АРР

Принцип работы метода АРР заключается в поддержании неизменным граничного режима работы каскадов мощного усиления при любых изменениях амплитуды усиливаемого сигнала.

При АРР по питанию это достигается путем авторегулировки напряжения источника питания усилительных каскадов (см. рис. 1), для чего на выходе источника питания устанавливается высокоэффективный ключевой регулятор, управляемый ШИМ последовательностью.

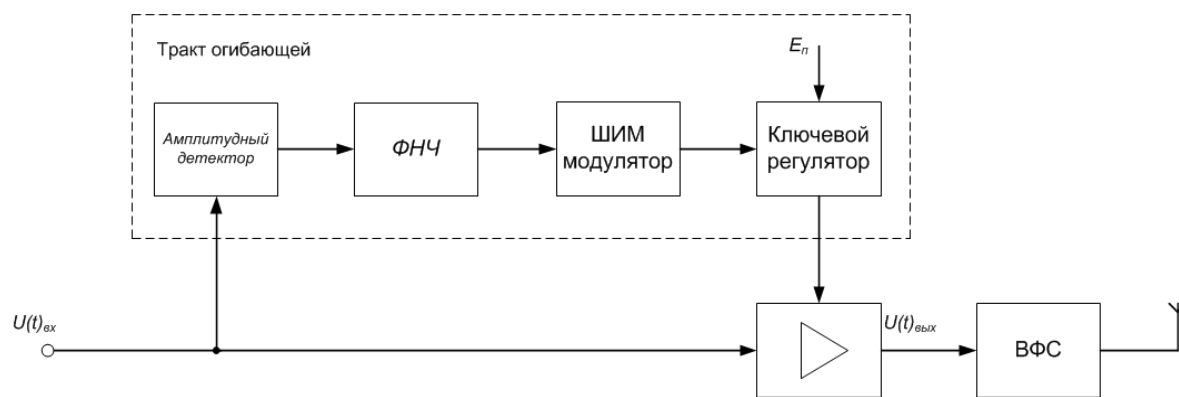


Рис. 1. Структурная схема усилителя мощности, построенного по методу APP.

Для задания требуемого закона регулировки напряжения питания (т. е. в соответствии с изменением амплитуды усиливаемого сигнала), производится детектирование огибающей сигнала, поступающего на вход тракта усиления мощности, амплитудным детектором с последующим частичным ограничением ее спектра (критерии ограничения будут рассмотрены ниже). Таким образом, при изменении амплитуды входного сигнала напряжение питания усилителя изменяется так, что усилитель всегда находится в энергетически эффективном граничном режиме. Следует отметить, что в настоящее время при построении усилителя по методу APP выделение огибающей осуществляется цифровым способом из квадратурных компонент.

APP питающего напряжения по линейному и нелинейному законам

Для оценки выигрыша в КПД от применения системы APP в программе AWR MWO было проведено моделирование работы системы APP совместно с усилителем мощности сигнала стандарта DRM+.

На первом этапе проводилось моделирование работы усилителя мощности с классической APP [4, 5], т.е. с APP при которой изменение напряжение питания усилителя мощности прямо пропорционально амплитуде сигнала на входе усилителя мощности.

По результатам моделирования были получены зависимости КПД от

полезной мощности $\eta(P_{out})$ без использования АРР и с использованием АРР, они представлены на рис. 3, которые наглядно показали повышение КПД усилителя мощности, однако, его прирост не очень значительный. В области средних и высоких выходных мощностей (100 – 300 Вт) выигрыш от использования АРР очень не существенен. Это происходит по причине того, что из-за неидеальности характеристик транзистора при линейном изменении напряжения питания не всегда выдерживается граничный режим. Исходя из этого, целесообразно исследовать систему АРР, в которой применяется нелинейная зависимость напряжения питания усилителя от амплитуды входного сигнала.

Идея нелинейного регулирования состоит в том, что для каждого значения входного напряжения подбирается напряжение питания таким образом, чтобы усилитель всегда оставался в граничном режиме.

В результате моделирования и последующего анализа был получен требуемый закон регулирования $E_c = f(U_{вх})$, который изображен на рис. 2.

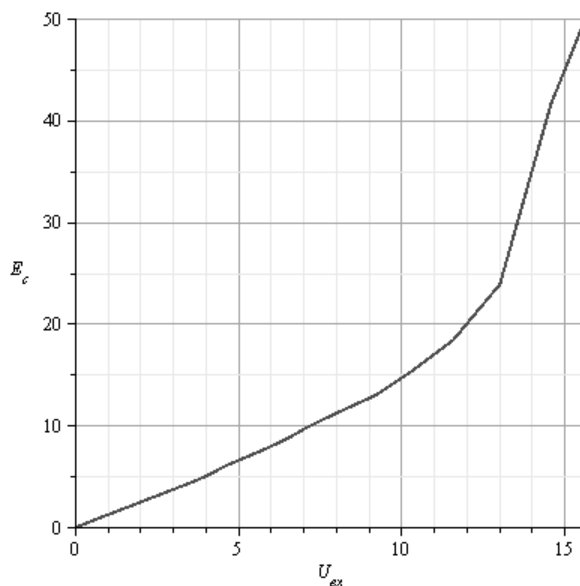


Рис. 2. Закон регулирования напряжения питания (напряжения стока)

$E_c(U_{вх})$ усилителя мощности.

Далее было проведено моделирование работы усилителя мощности с нелинейной АРР, при которой регулировка напряжения питания усилителя

осуществляется по нелинейному закону (см.рис.3).

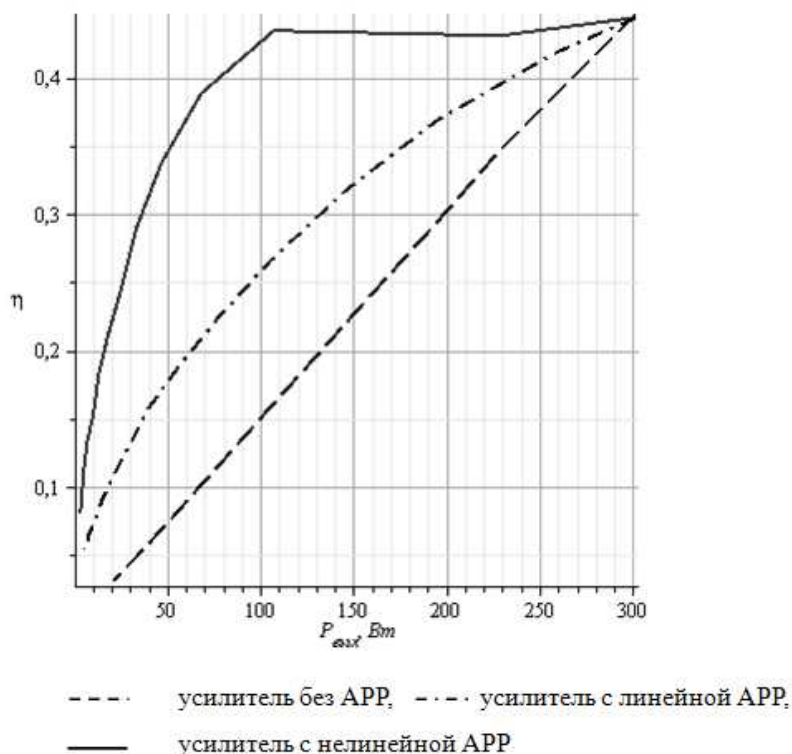


Рис. 3. Оценка эффективности усилителя мощности.

Рис. 3 наглядно показывает, что КПД усилителя с нелинейной АРР значительно превосходит КПД усилителя без АРР, а также и усилителя с линейной АРР. Это дает основания утверждать, что в УМ цифрового радиовещания целесообразно использовать АРР именно с нелинейным законом регулирования питающего напряжения.

Закон распределения амплитуд огибающей сигнала цифрового радиовещания

Для более точной оценки выигрыша от использования системы АРР, а также для оценки порога регулирования питающего напряжения, необходимо выяснить, как распределена огибающая сигнала по мощностям – т.е. определить закон распределения амплитуд сигнала огибающей. Поскольку значение амплитуды огибающей сигнала цифрового радиовещания является случайной величиной, для ее анализа необходимо пользоваться методами математической

статистики. На созданной в программе VSS AWR модели формирования сигнала цифрового радиовещания DRM+ [6] была получена некоторая выборка мощностей огибающей сигнала. Анализ полученной выборки показал, что распределение амплитуд огибающей сигнала цифрового радиовещания относится к гамма-распределению.

$$p(x) = \frac{l^a}{\Gamma(a)} \cdot (x_{\max} - x)^{a-1} \cdot e^{-l \cdot (x_{\max} - x)} \quad (1)$$

Где x_{\max} – элемент выборки с максимальным значением.

Параметры распределения: параметр формы $a = 4.69$, параметр масштаба $l = 0.4$.

Полученная выборочная функция плотности распределения вероятности показана на рис.4. Для ориентировочной оценки энергетической эффективности от использования АРР, на одной координатной плоскости с графиком функции плотности распределения показана зависимость КПД усилителя мощности с нелинейной АРР от величины входной мощности.

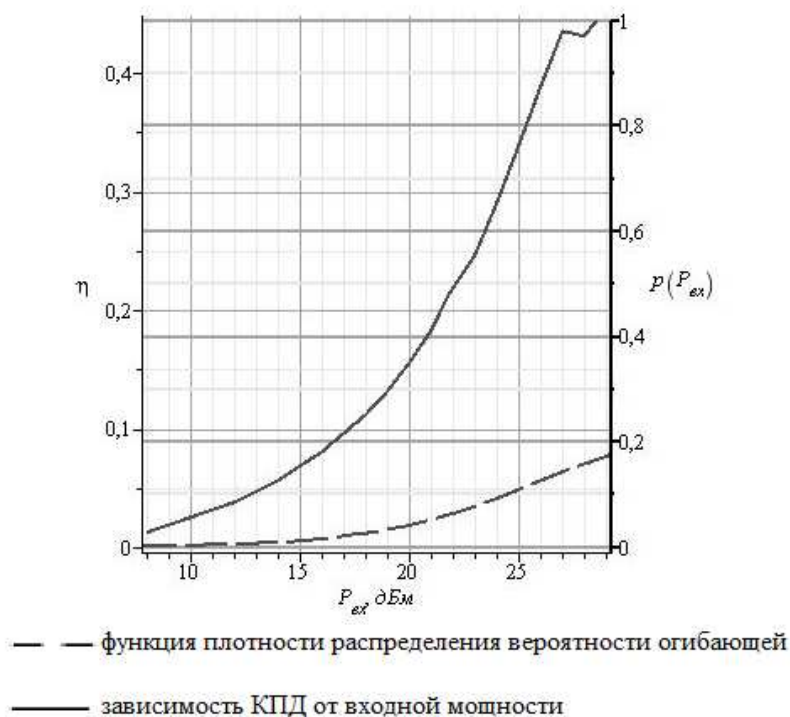


Рис.4. Выборочная функция плотности распределения вероятности огибающей сигнала.

Из графика на рис. 4 видно, что амплитуда входного сигнала наиболее вероятно принимает значения в области, соответствующей максимальным значениям КПД. Это указывает на целесообразность применения нелинейной АРР для получения максимального выигрыша по КПД.

Оценка порога регулирования питающего напряжения

Применяется АРР как с порогом регулирования питающего напряжения, так и без него [5]. Для радиовещательных передатчиков диапазона ОВЧ, построенных по методу АРР, целесообразнее использовать вариант с порогом регулирования, что позволяет снизить требования к точности регулирования, ценой незначительного уменьшения выигрыша по КПД.

Фильтрация огибающей при АРР необходима, поскольку основная часть информации расположена в сравнительно небольшой полосе частот и, следовательно, пропускать всю огибающую в тракт управления АРР не имеет смысла. Кроме того, увеличение полосы частот огибающей приводит к повышению тактовой частоты ШИМ-регулятора, что в свою очередь, ведет к снижению КПД, а на высоких частотах – к невозможности реализовать ШИМ-регулятор на практике из-за ограничений, накладываемых на частоту переключения транзистора.

При ограничении полосы частот огибающей, амплитуда напряжения на входе ШИМ-модулятора становится меньше, чем реальная амплитуда усиливаемого сигнала на входе УМ. Если использовать вариант АРР без начального порога регулирования, то при малой амплитуде сигнала на входе усилителя мощности, ШИМ-модулятор на это напряжение не отреагирует (из-за фильтрации огибающей), напряжение питания усилителя не изменится, и усилитель перейдет в перенапряженный режим, что чревато недопустимыми нелинейными искажениями и расширением спектра выходного сигнала передатчика.

Спектр мощности огибающей сигнала DRM+, полученный на

компьютерной модели, показан на рис. 5.

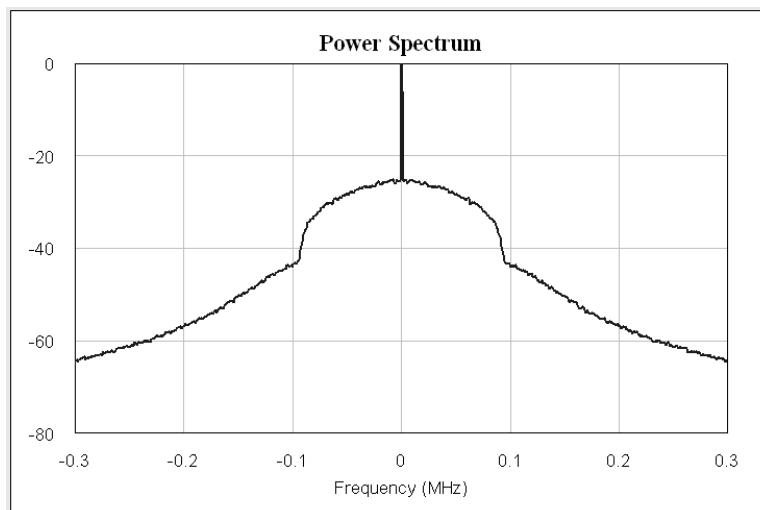


Рис. 5. Спектр мощности огибающей сигнала DRM+, нормированный относительно максимального значения.

Из рис. 5 видно, что большая часть мощности сосредоточена в очень узкой полосе частот. На рис 6 тот же самый спектр показан в укрупненном масштабе.

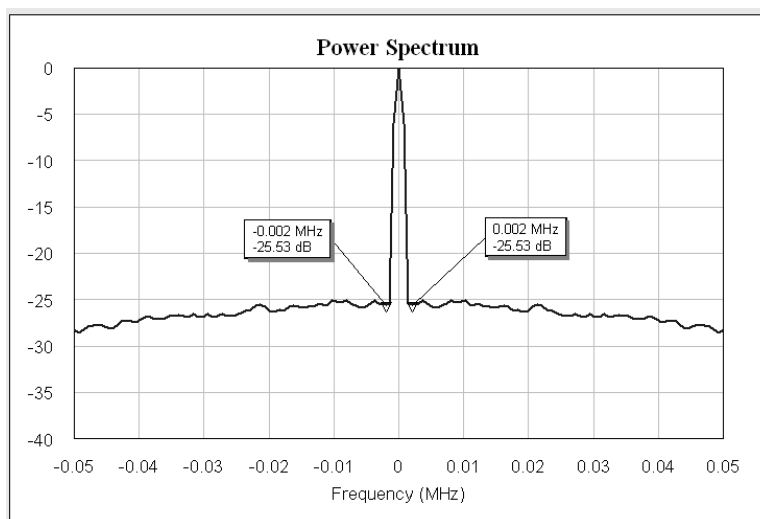


Рис. 6. Спектр мощности огибающей сигнала DRM+, нормированный относительно максимального значения (укрупненный масштаб).

На рис. 6 можно видеть, что основная часть энергии сигнала расположена в полосе от 0 до 2 кГц, т.е. в области постоянной составляющей. Когда выполняется фильтрация огибающей в системе АРР с порогом, информация о мгновенной амплитуде огибающей становится неточной (теряется часть амплитуды), соответственно напряжение питания, пропорциональное этой амплитуде, в случае регулирования без начального порога, окажется меньше требуемого на величину отрицательного остатка.

С помощью компьютерной модели, построенной в программе VSS, была получена зависимость величины порогового значения амплитуды входного сигнала, нормированного относительно максимального значения амплитуды входного сигнала, от ширины полосы частот огибающей $U_{вх}/U_{вхМАХ}$ ($f_{огиб}$), а также аналогичная зависимость для напряжения питания: $E_{пит}/E_{питМАХ}$ ($f_{огиб}$). Для наглядности обе зависимости изображены вместе на рис. 7.

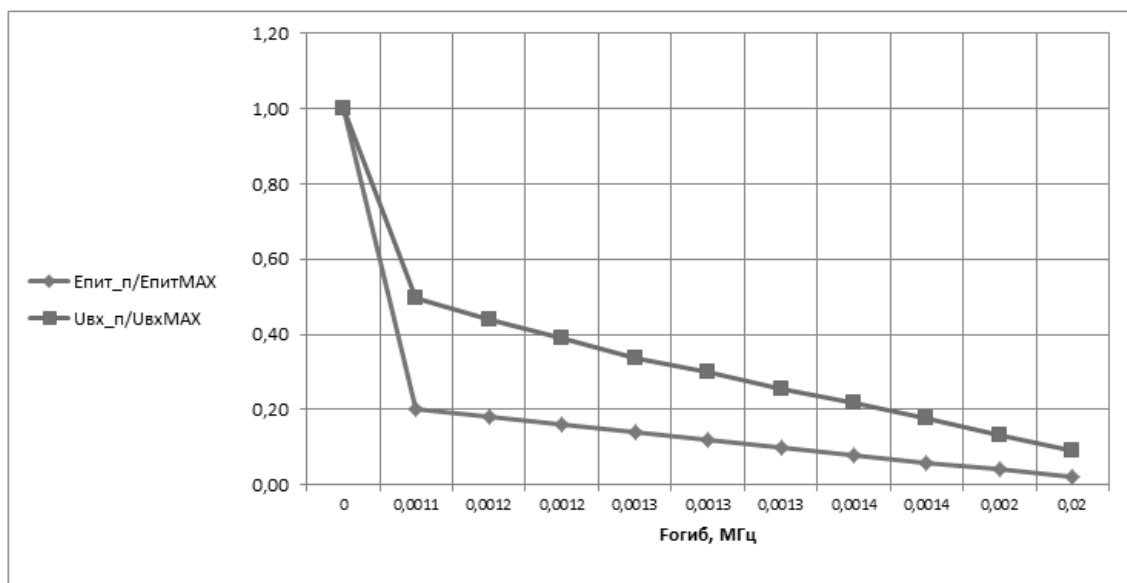


Рис. 7. Зависимости нормированных значений амплитуды входного сигнала и напряжения питания усилителя мощности от ширины полосы огибающей.

Анализируя кривые, приведенные на рис. 7 можно сделать вывод о том, что увеличение ширины полосы частот огибающей, поступающей в тракт

оггибающей АРР, приводит к уменьшению величины требуемого порога регулирования питающего напряжения.

При выборе величины порогового напряжения следует руководствоваться следующими характеристиками:

- зависимостью КПД($P_{вх}$) (или КПД($P_{вых}$)) при заданном значении порогового напряжения и, соответственно, тактовой частоты на которой работает ШИМ-регулятор;

- законом распределения амплитуд сигнала (см. выше).

На рис 8 показана зависимость КПД усилителя мощности от значений выходного напряжения для системы АРР с нелинейным законом регулирования напряжения питания для случаев отсутствия начального порога регулирования питающего напряжения и для случаев АРР с порогом регулирования (при разной величине порога).

Также на одной координатной плоскости с этими графиками изображен закон распределения плотности вероятности оггибающей входного сигнала усилителя мощности.

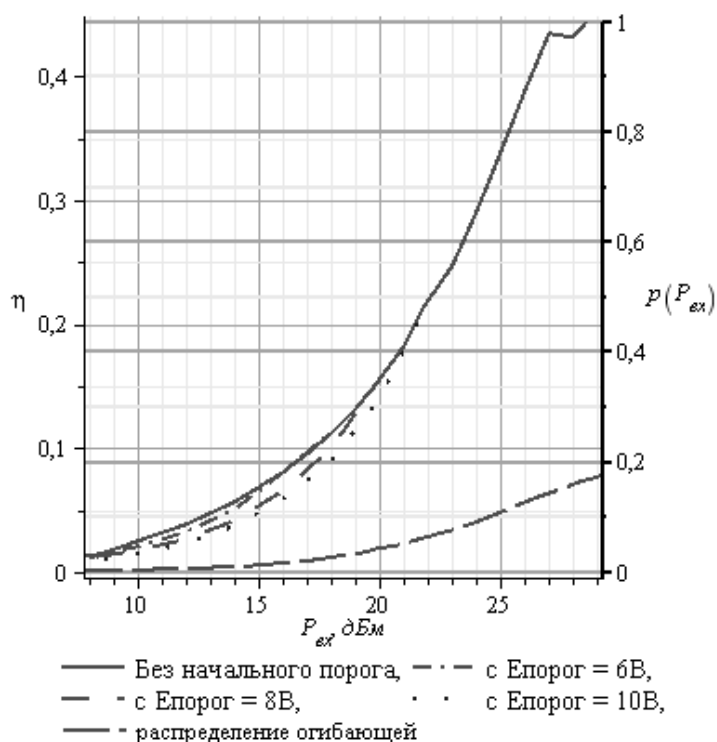


Рис. 8. Зависимость КПД усилителя мощности от величины входной мощности.

Анализируя графики зависимости на рис. 8 можно сказать следующее: при пороговом напряжении питания $E_{\text{порог}} \leq 6\text{В}$ КПД усилителя мощности практически не ухудшается. При $E_{\text{порог}} > 6\text{В}$ ухудшение КПД усилителя мощности уже довольно значительно. Кроме того, вид функции распределения огибающей позволяет сказать о том, что в диапазоне входной мощности от 0 до 15 дБм учет КПД усилителя не столь важен, поскольку наиболее вероятно огибающая входного сигнала принимает значения начиная от $P_{\text{вх}} = 15$ дБм.

Используя полученную ранее зависимость (см. рис. 7) можно определить минимальную тактовую частоту ШИМ-регулятора системы АРР, соответствующую значению $E_{\text{порог}} = 6\text{В}$.

Максимальное значение напряжения питания УМ $E_{\text{питМАХ}}=50\text{В}$, Определим нормированное значение $E_{\text{порог_норм}} = \frac{6}{50} = 0,12$. По графику зависимости можно определить, что $E_{\text{порог_норм}}=0,12$ соответствует ширина полосы огибающей равная $F_{\text{огиб}} = 1,3$ кГц. Эта частота будет являться частотой среза фильтра низких частот системы АРР.

Поскольку, согласно [7]

$$f_{\text{T}} = 5 \div 7 F_{\text{огиб}}, \quad (2)$$

можно вычислить тактовую частоту работы ШИМ-регулятора тракта огибающей усилителя с АРР, что $f_{\text{T}} = 6,5 \div 9,1$ кГц. Безусловно, необходимо обеспечить некоторый запас регулирования питающего напряжения, а следовательно, и по полосе огибающей. Таким образом, целесообразно будет принять $F_{\text{огиб}} = f_{\text{срезаФНЧ}} = 2$ кГц, соответственно тактовая частота преобразователя будет равна $f_{\text{T}} = 12$ кГц. Следует отметить, что на такой низкой тактовой частоте в выходном фильтре ключевого регулятора необходимо использовать катушки индуктивности с большой индуктивностью, а данные катушки обладают большими потерями. Соответственно из-за применения таких катушек, общий КПД ключевого регулятора снизится. Вместе с тем, чрезмерное повышение тактовой частоты также нежелательно, поскольку это приведет к необходимости применения высокоскоростных транзисторов и

драйверов, которые существенно дороже обычных. Потому можно сказать, что существует некий оптимум значения тактовой частоты ШИМ-регулятора, которого и следует придерживаться. В данной работе проведена минимальная тактовая частота ключевого регулятора. Как показывают исследования [8], максимальная частота работы ключевого регулятора может быть равна 1 МГц и выше – применение современной элементной базы позволяет обеспечить высокие энергетические показатели на таких частотах. Вопрос об оптимальной тактовой частоте работы ключевого регулятора требует отдельной проработки.

Вывод

Результаты проведенного моделирования и анализа показывают, что с точки зрения энергетики нелинейная АРР имеет явные преимущества над АРР, работающей по линейному закону. Найденный закон распределения огибающей сигнала цифрового радиовещания позволил более полно оценить энергетический выигрыш от использования АРР. Также с помощью закона распределения питающего напряжения было уточнено пороговое значение регулировки питающего напряжения. Полученные результаты позволяют говорить о том, что АРР с нелинейным законом регулирования питающего напряжения является достаточно эффективным методом улучшения энергетических показателей усилителя мощности цифрового ОВЧ радиовещания.

Литература

1. Дулов И.В., Обзор современных стандартов цифрового радиовещания, перспективных для внедрения в России, 12-я Международная конференция и выставка «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA 2010», Москва, Россия, доклады. стр. 286 - 287.
2. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: Учеб. пособие. - М.: Эко-

Трендз, 2005. - 392 с., стр 322 – 333.

3. Stott J.H., The how and why of COFDM, EBU Technical Review – Winter 1998.
4. Иванюшкин Р.Ю. Методы повышения энергетической эффективности линейных усилителей мощности. Учебное пособие (для специальности 201100). МТУСИ – М., 2006. – 28с.
5. Повышение эффективности мощных радиопередающих устройств / А.Д. Артым, А.Е. Бахмутский, Е.В. Козин и др.; Под ред. А.Д. Артыма. – М.: Радио и связь, 1987. – 176 с, стр 158-159.
6. ETSI ES 201 980 V3.1.1 (2009-08): Digital Radio Mondiale (DRM); System Specification.
7. Проектирование радиопередатчиков: Учеб. пособие для вузов/В.В. Шахгильдян, М.С. Шумилин, В.Б. Козырев и др.; Под ред. В.В. Шахгильдяна. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 2000. – 656с, стр. 421.
8. Дулов И.В., Иванюшкин Р.Ю., Моделирование тракта огибающей системы АРР вещательного передатчика. Перспективные технологии в средствах передачи информации: Материалы 9-й международной научно-технической конференции/ Владим. гос. Университет; редкол.: А.Г. Самойлов (и др). - Владимир: ВлГУ, т.2. - 2011, стр. 138-141