

СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

ЭФФЕКТИВНОСТЬ АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКИ РЕЖИМА КЛАССА А

А.ТИТОВ

Актуальность создания сверхширокополосных радиоэлектронных устройств в последние годы стремительно возрастает – как и связанные с ними проблемы. Данная работа посвящена вопросам построения сверхширокополосных усилителей СВЧ- и ОВЧ-диапазонов. Автор проводит сравнительный анализ эффективности использования автоматической регулировки напряжения питания и потребляемого тока в сверхширокополосных усилителях мощности. Представлены результаты разработки схемных решений этих усилителей, предназначенных для работы на несогласованную нагрузку в условиях перегрузки по входу.

ПРОБЛЕМЫ ПОСТРОЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

Одна из существенных проблем разработки сверхширокополосных усилителей мощности (СУМ) ОВЧ- и СВЧ-диапазонов – повышение их КПД. В СУМ традиционно используют транзисторы в режиме класса А с фиксированной рабочей точкой (ФРТ) [1, 2]. Средний КПД таких усилителей при усилении сигналов с различными амплитудами составляет 3–10 % [3].

Использование транзисторов в режимах с отсечкой для повышения выходной мощности и КПД СУМ неприемлемо. В самом деле, в диапазоне частот выше $0,01-0,05 f_T$ (f_T – граничная частота коэффициента усиления тока базы транзистора) фазовый сдвиг сигнала в транзисторе и фазовый сдвиг, обусловленный конечным временем распространения сигнала в цепи обратной связи (ОС), не позволяют создавать усилители с глубокой общей отрицательной ОС, минимизирующей искажения формы выходного сигнала [4, 5]. Глубокая же местная отрицательная ОС для минимизации искажений невозможна по двум причинам. Во-первых, слишком мал коэффициент усиления активного элемента в верхней части рабочего диапазона частот. Кроме того, в мощных усилителях значительная часть выходной мощности рассеивается на резистивных элементах цепи отрицательной обратной связи [1, 6].

Однако транзистор в режиме класса А с ФРТ используется по мощности на 55–65 % [4]. Повышение выходной мощности, отдаваемой транзисторами СУМ, возможно путем введения автоматической регулировки режима (АРР) работы активного элемента по постоянному току [4, 7]. В результате средний КПД СУМ можно увеличить за счет снижения потребляемой мощности при усилении слабых сигналов [7–9]. Кроме того, применение АРР повышает линейность амплитудной характеристики СУМ и уменьшает величину амплитудно-фазовой конверсии [10, 11].

Однако применение АРР в СУМ весьма ограничено. Прежде всего, известные схемотехнические решения СУМ с АРР не предназначены для работы на несогласованную нагрузку при перегрузке по входу. Кроме того, методы реализации АРР основаны на автоматической регулировке напряжения питания (АРН) [8, 12] и автоматической регулировке потребляемого тока (АРТ) [7, 10]. Но сравнительные оценки эффективности АРН и АРТ в СУМ отсутствуют.

АНАЛИЗ ПОДХОДОВ К РЕАЛИЗАЦИИ АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКИ РЕЖИМОВ

Как правило, СУМ предназначены для усиления трех наиболее часто встречающихся типов сигналов: высокочастотных с амплитудной модуляцией; сигналов с постоянной плотностью вероятности их амплитуд и сигналов многоканальных систем радиосвязи с распределением амплитуд группового сигнала по закону Релея.

Сравним по КПД усилительные каскады с АРН, АРТ и ФРТ при усилении названных типов сигналов. При этом будем полагать известными коэффициенты использования транзистора по току $\Psi = I_{\text{твн}}/I_{\text{к0}}$ и по напряжению $\xi = U_{\text{твн}}/U_{\text{к0}}$, где $I_{\text{твн}}$ и $U_{\text{твн}}$ – максимальное значение амплитуды выходного тока и напряжения, отдаваемого транзистором, $I_{\text{к0}}$ и $U_{\text{к0}}$ – ток и напряжение в рабочей точке транзистора. Кроме того, будем считать, что анализируется работа дроссельных каскадов, а сопротивление нагрузки R_H и максимальные значения напряжения питания $E_{n,m}$ и потребляемого тока $I_{n,m}$ выбраны из условия получения максимальной выходной мощности, то есть выполняется условие [4]

$$R_H = E_{n,m} / \Psi I_{n,m}. \quad (1)$$

Известно, что у регулируемых источников электропитания (РИЭП), используемых в системах АРН, КПД $\eta_{\text{РИЭП}}$ порядка 70–90 % [13, 14], а система АРТ практически не потребляет энергии [10, 15].

Представляем автора статьи

ТИТОВ Александр Анатольевич – кандидат технических наук, доцент кафедры радиоэлектроники и защиты информации Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР). Выпускник этого вуза 1973 года. Область научных интересов – разработка широкополосных и полосовых усилителей мощности, методов их проектирования и расчета в линейном и нелинейном режимах. Автор 162 работ, имеет шесть авторских свидетельств. E-mail: titov_aa@rk.tusur.ru



С учетом сказанного найдем, что при усилении сигналов с амплитудной модуляцией КПД каскадов с АРН η_H , с АРТ η_T и с ФРТ η_Φ равны:

$$\begin{aligned} \eta_H &= \eta_{\text{риэп}} \xi \Psi / 2; \\ \eta_T &= \xi \Psi (1 + m^2/2) / [2(1 + m)]; \\ \eta_\Phi &= \xi \Psi (1 + m^2/2) / [2(1 + m)^2], \end{aligned} \quad (2)$$

где m – глубина модуляции.

При усилении сигналов с постоянной плотностью вероятности их амплитуд КПД каскадов равны:

$$\begin{aligned} \eta_H &= \eta_{\text{риэп}} \xi \Psi / 2; \\ \eta_T &= \xi \Psi / 3; \\ \eta_\Phi &= \xi \Psi / 6. \end{aligned} \quad (3)$$

При усилении сигналов многоканальных систем радиосвязи КПД каскадов равны:

$$\begin{aligned} \eta_H &= \eta_{\text{риэп}} \xi \Psi / 2; \\ \eta_T &= \frac{\xi \Psi 2 \sigma_x^2 [1 - (1 + 1/2 \sigma_x^2) \exp(-1/2 \sigma_x^2)]}{2/\sqrt{2} \sigma_x \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n (1/\sqrt{2} \sigma_x) 2^{n+1}}{n(2n+1)} - e^{-1/2 \sigma_x^2}}; \end{aligned} \quad (4)$$

$$\eta_\Phi = \xi \Psi \sigma_x^2 [1 - (1 + 1/2 \sigma_x^2) \exp(-1/2 \sigma_x^2)],$$

где σ_x^2 – дисперсия безразмерной амплитуды X эквивалентного группового сигнала [16].

Примем, что сигналы во всех каналах многоканальной системы связи равны, а число каналов – пять. В этом случае в соответствии с [16] $\sigma_x^2 = 0,1$ и $\eta_T = \xi \Psi / 4$; $\eta_\Phi = \xi \Psi / 10$.

Регулируемые источники электропитания, входящие в систему АРН, занимают значительную часть объема и массы аппаратуры, в которой они используются [14, 17]. В составе этих источников, как правило, – трансформатор, фильтр, задающий генератор, широтно-импульсный модулятор, усилитель постоянного тока, формирователи выходных сигналов управления каскадами импульсных преобразователей, сами импульсные преобразователи [13, 14]. Кроме того, регулируемые источники электропитания излучают радиопомехи [18] и потому требуют тщательной экранировки. В усилителе же с АРТ вся система регулирования состоит из детектора и управляющего транзистора. Эти элементы практически не увеличивают объем и массу устройства.

Быстродействие системы регулирования усилителя с АРТ определяется детектором и может составлять сотни мегагерц [19]. В случае АРН быстродействие зависит от инерционности регулируемого источника электропитания и составляет десятки килогерц [14, 20].

Если выполняется условие (1), нетрудно получить, что максимальные значения выходной мощности каскада с ФРТ ($P_{\text{вых.Ф}}$), каскадов с инерционной ($P_{\text{вых.И}}$) и с безынерционной ($P_{\text{вых.Б}}$) системами АРН равны соответственно:

$$\begin{aligned} P_{\text{вых.Ф}} &= \xi \Psi P_{\text{к.доп}} / 2; \\ P_{\text{вых.И}} &= \xi \Psi P_{\text{к.доп}} / [2(1 - 1,5 \xi \Psi / 8)]; \\ P_{\text{вых.Б}} &= \xi \Psi P_{\text{к.доп}} / (2 - \xi \Psi), \end{aligned} \quad (5)$$

где $P_{\text{к.доп}}$ – максимально допустимая постоянная рассеиваемая мощность на транзисторе.

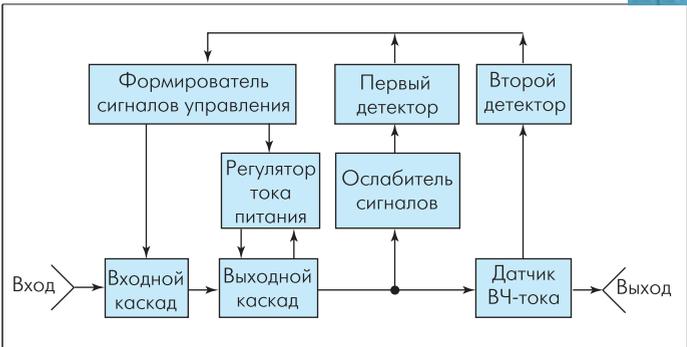


Рис. 1. Функциональная схема сверхширокополосного усилителя мощности с совмещенной системой регулирования и защиты

Полагая $\xi = \Psi = 1$, найдем, что максимальное значение выходной мощности, отдаваемой усилительным каскадом с безынерционной системой АРН, может в 1,6 раза превосходить выходную мощность каскада с инерционной системой АРН.

Из анализа соотношений (2)–(4) следует, что средний КПД усилителей мощности с АРТ на 25–35 % меньше КПД усилителей мощности с АРН, однако быстродействие их каналов управления в 10^3 – 10^4 больше, а КПД каскадов с АРТ в среднем вдвое превышает КПД каскадов с ФРТ. Кроме того, СУМ с АРТ выигрывают по массогабаритным показателям, простоте реализации и поэтому более перспективны.

ПОСТРОЕНИЕ СУМ И ЕГО ХАРАКТЕРИСТИКИ

В нестабилизированном усилительном каскаде с ФРТ эффект детектирования [21], обусловленный нелинейностью входной цепи активного элемента, приводит к потерям до 40 % выходной мощности. В усилительном каскаде с АРТ этот эффект изменяет закон регулирования и влечет аналогичные потери выходной мощности [22]. Поэтому для компенсации влияния эффекта детектирования на работу усилительного каскада с АРТ предложено осуществлять управление током потребления усилительного каскада с АРТ через систему термостабилизации тока покоя усилительного каскада с ФРТ [23]. В работе [24] приведены два варианта схемных решений систем регулирования усилителей с АРТ, предназначенных для работы на несогласованную нагрузку. В статье [25] описан усилитель с защитой от перегрузки по входу.

Объединив названные схемные решения, получим функциональную схему СУМ с совмещенной системой регулирования и защиты (рис. 1). Электрическая принципиальная схема одного из вариантов его реализации приведена на рис. 2. Такой СУМ работает следующим образом. В режиме молчания ток, потребляемый выходным

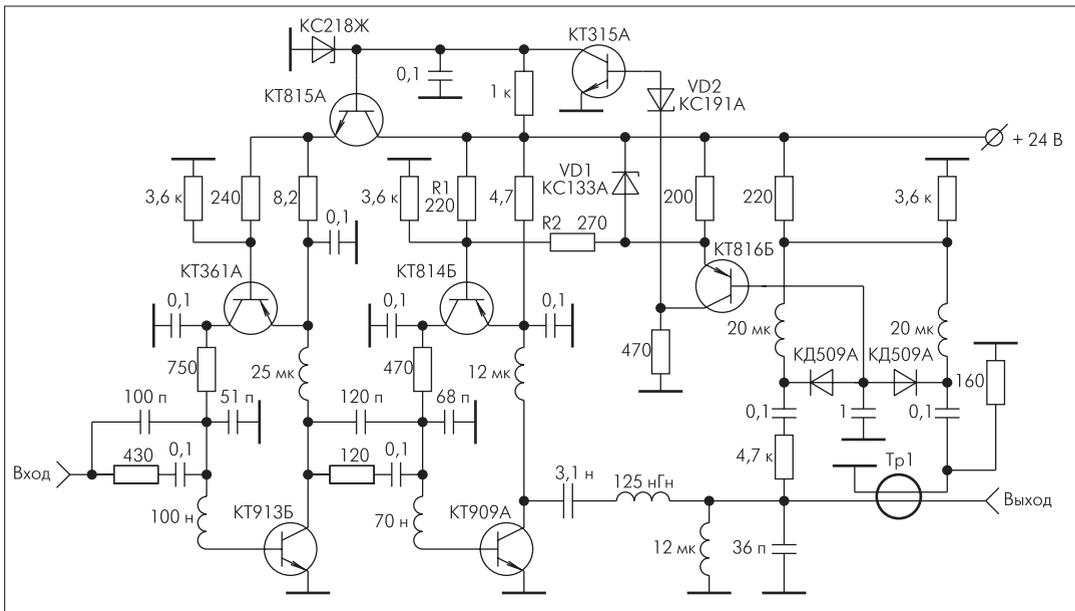


Рис.2. Принципиальная схема сверхширокополосного усилителя мощности с совмещенной системой регулирования и защиты

каскадом, минимален [4, 7]. Сигнал, поступающий на вход СУМ, усиливается входным и выходным каскадами и через датчик ВЧ-тока поступает на выход устройства. Часть усиленного сигнала через ослабитель сигналов поступает на вход первого детектора, на выходе которого формируется постоянное напряжение, пропорциональное амплитуде выходного напряжения СУМ. На вход второго детектора поступает сигнал с датчика ВЧ-тока, и на его выходе формируется постоянное напряжение, пропорциональное амплитуде выходного тока СУМ. При работе на согласованную нагрузку 50 Ом напряжения на выходах первого и второго детекторов оказываются равными и пропорциональными уровню выходного сигнала.

Напряжения с выходов детекторов поступают на вход формирователя сигналов управления. Сигнал на его первом выходе пропорционален напряжению на входе. Он подается на вход регулятора тока питания выходного каскада. На другой вход этого регулятора поступает сигнал цепи ОС выходного каскада, пропорциональный току потребления этого каскада. При несовпадении уровней сигналов на входах регулятора ток, потребляемый выходным каскадом, изменяется и устанавливается пропорциональным уровню выходного сигнала. При таком способе управления исключается влияние эффекта детектирования на уровень выходной мощности и одновременно происходит термостабилизация рабочей точки активного элемента выходного каскада в режиме постоянной выходной мощности [22].

При работе на нагрузку более 50 Ом напряжение на выходе первого детектора превышает напряжение на выходе второго детектора. В этом случае ток, потребляемый выходным каскадом, пропорционален выходному напряжению. Если нагрузка менее 50 Ом, ток потребления выходного каскада пропорционален выходному току.

При работе рассматриваемого СУМ на нагрузку 50 Ом при выходном напряжении, не превышающем номинального значения, сигнал управления на втором выходе формирователя сигналов управления отсутствует. При увеличении выходного напряжения на втором выходе формирователя сигналов управления появляется сигнал, и коэффициент усиления входного каскада начинает уменьшаться, препятствуя дальнейшему росту амплитуды выходного напряжения, вызванному возрастанием уровня входного сигнала. Номинальный уровень выходного сигнала, при котором появляется

сигнал управления на втором выходе формирователя сигналов управления, зависит от типа стабилизатора VD2 (рис.2).

Экспериментальные исследования показывают, что при неизменном входном воздействии сигнал управления, формируемый датчиками выходного напряжения и выходного тока, минимален при сопротивлении нагрузки 50 Ом и возрастает как при уменьшении, так и при увеличении ее величины. Поэтому при работе на высокоомную нагрузку максимальное выходное напряжение СУМ равно максимальному напряжению, развиваемо-

му им на нагрузке 50 Ом. При работе на низкоомную нагрузку максимальный ток в нагрузке равен максимальному току, развиваемому СУМ на нагрузке 50 Ом. Для ограничения области регулирования потребляемого тока в схему введен стабилизатор VD1, ограничивающий неконтролируемое увеличение сигнала управления.

Ток, потребляемый транзистором KT909A в режиме молчания, задается резистором R1. Заданное приращение тока, потребляемого этим транзистором, при заданном увеличении сигнала управления устанавливается с помощью резистора R2.

Усилитель, схема которого приведена на рис.2, имеет следующие характеристики: коэффициент усиления 16 дБ; полоса пропускания 10–50 МГц; неравномерность амплитудно-частотной характеристики ±0,5 дБ; номинальный уровень выходной мощности – 4,2 Вт; ток потребления в режиме молчания – 0,15 А, в режиме номинальной выходной мощности – 0,55 А; сопротивление генератора и нагрузки 50 Ом. Усилитель сохраняет работоспособность при изменении нагрузки от холостого хода до короткого замыкания, допускает десятикратное превышение номинального значения входной мощности.

Таким образом, в результате сравнительного анализа показаны преимущества использования автоматической регулировки потребляемого тока в СУМ, работающих в режиме класса А. Решена проблема создания таких усилителей, предназначенных для работы на несогласованную нагрузку в условиях перегрузки по входу, что позволяет значительно расширить область их применения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рэд Э. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике: Схемы, блоки, 50-омная техника: Пер. с нем. – М.: Мир, 1990.
2. Ежов Ю.А. Справочник по схемотехнике усилителей. – 2-е изд. – М.: ИП РадиоСофт, 2002. – 272 с.
3. Мамонкин И.Г. Усилительные устройства. – М.: Связь, 1977.
4. Алексеев О.В., Головкин А.А., Полевой В.В., Соловьев А.А. Широкополосные радиопередающие устройства. – М.: Связь, 1978.



5. **Богданович Б.М.** Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах. – М.: Связь, 1980.
6. **Мелихов С.В., Колесов И.А.** Влияние нагружающих обратных связей на уровень выходного сигнала усилительных каскадов. – Сб. Широкополосные усилители / Под ред. А.А. Кузьмина. – Томск: Изд-во ТГУ, 1975, вып. 4, с.102–110.
7. **Титов А.А.** Повышение выходной мощности транзисторных усилителей в режиме А. – Радиотехника, 1985, № 3, с.81–83.
8. **Догадин Н.Б., Ногин В.Н.** КПД усилителей со ступенчатым управлением. – Радиотехника, 1996, № 3, с. 13–14.
9. **Youn K.J., Kim B., Lee C.S., Maeng S.J., Lee J.J., Pyun K.E., Park H.M.** Low dissipation power and high linearity PCS power amplifier with adaptive gate bias control circuit. – Electron. Lett., 1996, Vol. 32, № 17, p. 1533–1535.
10. **Окснер Э.С.** Мощные полевые транзисторы и их применение. – М.: Радио и связь, 1985.
11. **Титов А.А.** Нелинейные искажения в мощной широкополосной усилительной ступени с автоматической регулировкой потребляемого тока. – Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника, 2001, № 11, с. 71–77.
12. **Литовченко С.С., Сорокин В.И.** Сравнительная оценка схем усилителей мощности с регулируемым электропитанием. – Техника средств связи. Сер. Техника проводной связи, 1981, вып. 7, с. 81–84.
13. **Кобакин В.М.** Основы ключевых методов усиления. – М.: Энергия, 1980.
14. **Кобзев А.В., Михальченко Г.Я., Музыченко Н.М.** Модуляционные источники питания РЭА. – Томск: Радио и связь, Томский отдел, 1990.
15. **Титов А.А.** Широкополосный усилитель мощности с автоматической регулировкой потребляемого тока. – Приборы и техника эксперимента, 1988, № 3, с. 126–127.
16. **Левин Б.Р.** Теоретические основы статистической радиотехники. Т. 1. – М.: Сов. радио, 1974.
17. **Глебов Б.А.** Магнитно-транзисторные преобразователи напряжения для питания РЭА. – М.: Радио и связь, 1981.
18. **Мотовилов Н.И.** Бестрансформаторные источники питания. – Зарубежная радиоэлектроника, 1983, № 1, с. 61–69.
19. Радиоприемные устройства / Под общ. ред. В.И. Сифорова. – М.: Сов. радио, 1974.
20. **Лисин А.И., Кирков В.И., Селиванов А.И., Хортов А.В.** К вопросу миниатюризации маломощных унифицированных источников вторичного электропитания. – Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи, 1985, № 3, с. 43–50.
21. **Богданович Б.М.** Радиоприемные устройства с большим динамическим диапазоном. – М.: Радио и связь, 1984.
22. **Титов А.А.** Компенсация влияния детекторного эффекта в усилителе с автоматической регулировкой потребляемого тока. – Радиотехника, 1987, № 8, с. 10–13.
23. **Ангелов И., Стоев И., Уршев Л.** Широкополосный маломощный усилитель диапазона 0,7 – 2 ГГц. – Приборы и техника эксперимента, 1985, № 3, с. 129–131.
24. **Титов А.А.** Расчет схемы активной коллекторной термостабилизации и ее использование в усилителях с автоматической регулировкой потребляемого тока. – Электронная техника. Сер. СВЧ-техника, 2001, № 2, с. 42–46.
25. **Титов А.А., Мелихов С.В.** Широкополосный усилитель мощности с системой защиты. – Приборы и техника эксперимента, 1993, № 2, с. 105–107



Беспилотные самолеты – планы расширения их роли

По планам МО США, беспилотные летательные аппараты (БЛА) со временем будут выполнять все больше и больше рутинной, однообразной и опасной работы, в том числе боевой. Когда на самолете нет экипажа, выполнение рискованных маневров для него не сложно. Помимо 3 млрд.долл., израсходованных МО в течение последних 10 лет на разработку БЛА, к 2010 году оно, по-видимому, ассигнует на эти цели еще 10 млрд. К тому времени число БЛА, находящихся в эксплуатации, возрастет в четыре раза (сегодня их 90). Одновременно с разработкой боевых БЛА, предназначенных для подавления ПВО противника, электронной атаки и решения других задач, МО выдвигает еще 10 задач в области совершенствования БЛА, включая разработку двигателей, методов оценки стоимости программы БЛА, демонстрацию возможностей телевидения высокой четкости и точного целеуказания в реальном времени на БЛА, использование обычных совместимых с каналом передачи форматов для коммуникации.

Проводимые исследования включают испытания БЛА не только на возможность бомбить позиции противника, но и работать синхронно с другими БЛА для сбора информации, обеспечения коммуникации и наведения на цель. Испытания показывают возможность успешной интеграции автономно управляемых БЛА с самолетами, управляемыми экипажем. В феврале DARPA и ВВС США завершили первый раунд испытаний БЛА Boeing X-45A, экспериментальные образцы которого ВВС планируют получить в распоряжение к 2008 году. Испытания представляли

собой полеты на высоте свыше 10 км со скоростью до 0,75 М.

БЛА X-45A способен работать не только автономно в соответствии с программой или под управлением оператора с земли или воздуха, но и совершать совместный полет с другими X-45A. Кроме того, при возникновении угрозы БЛА сразу реагирует на нее.

В конце марта МВФ США заключило с фирмой DRS Technologies контракт на создание нескольких систем морских БЛА Neptune. Каждая система содержит три БЛА, операторскую станцию, видеотерминал с дистанционным управлением, полезную нагрузку, контейнер с пусковой установкой/транспортером и комплект вспомогательных деталей.

Длина БЛА Neptune – 1,5 м, размах крыльев – 2 м. Его полезная нагрузка состоит из цветной ТВ-камеры или ИК-блока формирования изображения, но могут быть интегрированы и другие полезные нагрузки. Их масса – до 10 кг. Neptune рассчитан на запуск с поверхности моря и может летать на высоте свыше 2 км в течение четырех часов.

Новый интегрированный цифровой автопилот, составляющий сердцевину авионики, сопряжен с модулем управления полезной нагрузки, модулем с датчиками окружающей среды и модулем связи. Электронные и сенсорные системы защищены от проникновения воды.