

Раздельное усиление составляющих цифрового сигнала с квадратурной амплитудной модуляцией в общем канале

А. М. Михеенко, С. Н. Лещенко, Д. В. Остернович

В работе представлены результаты исследования линейного усилительного тракта с промежуточной широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), позволившей реализовать высокоэффективный режим усиления цифровых сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией (КАМ).

Ключевые слова: широтно-импульсная модуляция, статическая модуляционная характеристика, нелинейные искажения, к.п.д. усилителя.

1. Введение

Наличие переменной амплитуды в цифровом сигнале с КАМ требует высокой степени линейности усилительного тракта. Причём требования к линейности радикально повышаются по мере увеличения кратности КАМ.

Обычно в усилителях мощности таких сигналов используется режим класса «В». Проблемы мощных линейных усилителей этого класса в основном определяются низким к.п.д., который даже при пиковых значениях усиливаемого сигнала не превышает 70–75 % [1]. При меньших значениях амплитуды к.п.д. практически линейно снижается до 0. Среднестатистическое значение к.п.д. не превышает 30–35 %.

Наиболее эффективным способом повышения энергетических показателей линейного усилителя оказался метод «раздельного» усиления составляющих сигнала [1, 2]. В этом случае фазомодулированная составляющая сигнала и его огибающая усиливаются в отдельных трактах с последующим восстановлением в выходной ступени высокочастотного тракта. Этот способ отличается высокими электроакустическими показателями и высоким к.п.д. (до 80–85 %). Однако для точного восстановления сигнала необходимо было обеспечить:

1. Высокую линейность тракта огибающей.
2. Равномерные амплитудно-частотные характеристики каждого тракта.
3. Одинаковое время прохождения до точки восстановления.

Выполнить эти условия на практике достаточно сложно. Не менее сложно обеспечить их выполнение в процессе эксплуатации.

В последние годы эффективность усиления сигналов с постоянной амплитудой удалось радикально повысить почти до 100 % уровня за счёт использования «ключевого» режима активного элемента (АЭ). Однако такой режим не может быть реализован для линейного усиления сигналов с переменной амплитудой без сопутствующей регулировки напряжения питания со всеми вытекающими последствиями.

Тем не менее усиление сигналов, модулированных по амплитуде, в ключевом режиме возможно при использовании промежуточной ШИМ. В этом случае изменение амплитуды сигнала кодируется изменением длительности импульсов прямоугольной формы с постоянной амплитудой, что и обеспечивает возможность ключевого режима. Восстановление амплитудной модуляции на выходе усилителя реализуется полосовым фильтром, настроенным на первую гармонику тактовой частоты ШИМ. Поскольку в этом случае используется один общий усилительный тракт, снимается требование по крайней мере второго и третьего условия восстановления сигнала.

Исследованию такой возможности применительно к ключевому усилителю с последовательным резонансным контуром посвящён предлагаемый материал.

2. Статическая модуляционная характеристика усилителя с ШИМ

Один из возможных вариантов схемы исследуемого усилителя представлен на рис. 1а. Схема двухтактная с возбуждением плеч в противофазе. Для обеспечения непрерывности тока в индуктивности контура L_K в паузах импульсного сигнала включены «обратные» диоды $VD1$, $VD2$. Предполагается, что сопротивление открытых диодов $VD1$, $VD2$ также равно R .

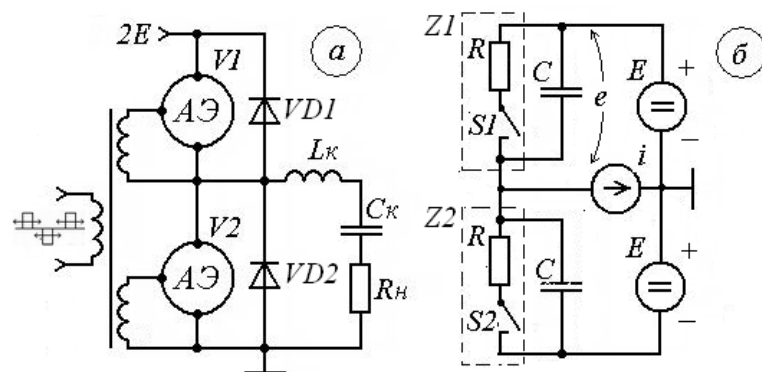


Рис. 1. Схема усилителя

В ключевом режиме $AЭ$ можно представить эквивалентным коммутатором с внутренним сопротивлением R и междуэлектродной ёмкостью C . В установившемся режиме при достаточно высокой добротности контур можно представить эквивалентным генератором тока $i = I \cos \omega t$ (рис. 1б).

Для математического описания ключей представим их в виде $Z1$, $Z2$:

$$Z1 = \frac{2R}{1 - f(\omega t)} ; Z2 = \frac{2R}{1 + f(\omega t)} , \quad (1)$$

где

$$f(\omega t) = 1 \dots \dots \dots 2\pi n - \theta < \omega t < 2\pi n + \theta,$$

$$f(\omega t) = 0 \dots \dots \dots 2\pi n + \theta < \omega t < 2\pi n - \theta,$$

или

$$f(\omega t) = \frac{\theta}{\pi} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\theta}{n} \cos n\omega t.$$

В результате эквивалентную схему (рис. 1б) применительно к верхнему плечу можно описать неоднородным дифференциальным уравнением следующего вида:

$$\frac{de}{dt} + \frac{e}{2RC} = \frac{E}{2RC} \left(\frac{2\theta}{\pi} + \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\theta}{n} \cos n\omega t \right) - I \frac{\cos(\omega t)}{2C}.$$

Используя методику, предложенную в [4], найдём частное периодическое решение этого уравнения для установившегося режима в форме гармонического ряда:

$$e = E \left[\frac{2\theta}{\pi} + \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\theta \cos(n\omega t - \varphi_n)}{n\sqrt{1 + (2n\omega RC)^2}} \right] - \frac{IR \cos(\omega t - \varphi_1)}{\sqrt{1 + (2\omega RC)^2}},$$

где $\varphi_n = \arctg 2n\omega RC$.

Нагрузочный контур выделяет напряжение первой гармоники частоты ω :

$$u(t) = \frac{4E \sin \theta \cos(\omega t - \varphi_1)}{\pi \sqrt{1 + (2\omega RC)^2}} - \frac{IR \cos(\omega t - \varphi_1)}{\sqrt{1 + (2\omega RC)^2}}$$

с амплитудой

$$U_1 = \frac{4E \sin \theta - I\pi R}{\pi \sqrt{1 + (2\omega RC)^2}}. \quad (2)$$

Поскольку $I = U_1/R_n$, искомую статическую модуляционную характеристику получим приведением подобных членов в (2):

$$I = \frac{4E \sin \theta}{\pi R_n \left[\frac{R}{R_n} + \sqrt{1 + (2\omega RC)^2} \right]} = \frac{4E \sin \theta}{\pi R \left[1 + \frac{R_n}{R} \sqrt{1 + (2\omega RC)^2} \right]}. \quad (3)$$

Из (3) следует, что модуляционная характеристика усилителя существенно нелинейна, так как на интервале $\theta = 0 \div \pi/2$ ($0 \div 90^\circ$) представляет собой отрезок синусоиды. Для уменьшения нелинейного участка синусоиды ограничим рабочий интервал θ значением

$$\theta_{\max} = 1.4 \text{ рад } (80^\circ).$$

Введём следующие обозначения: $\theta/\theta_{\max} = x$; $R_n/R = \alpha$ и потребуем, чтобы

$$\sin \theta = x \sin \theta_{\max} = \sin[\theta_{\max} y(x)], \quad (4)$$

где $y(x)$ – корректирующая функция, компенсирующая нелинейность модуляционной характеристики. На основании (4):

$$y(x) = \frac{\arcsin(x \sin \theta_{\max})}{\theta_{\max}} = \frac{\arcsin(0,985x)}{1,4}. \quad (5)$$

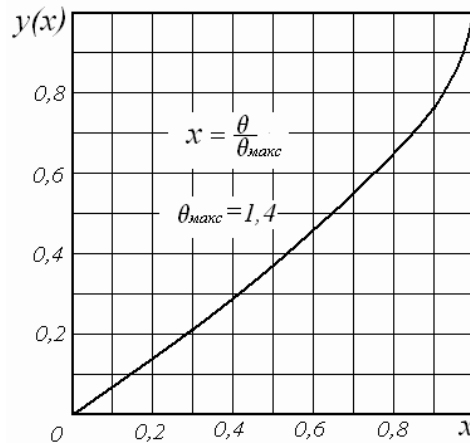


Рис. 2. Корректирующая функция

С учётом (4) и (5) получим

$$I = \frac{4Ex \sin \theta_{\max}}{\pi R (1 + \alpha \sqrt{1 + \varphi_1^2})}. \quad (6)$$

3. Энергетические показатели усилителя

Выходная мощность усилителя на основании (6) равна:

$$P_1 = 0,5I^2R_H = \frac{8E^2}{\pi^2R} \frac{\alpha x^2 \sin^2 \theta_{\max}}{(1 + \alpha \sqrt{1 + \varphi_1^2})^2}. \quad (7)$$

Мощность потерь на АЭ и обратных диодах от протекания нагрузочного тока:

$$P_{п1} = 0,5I^2R = \frac{8E^2 \sin^2 \theta}{\pi^2R(1 + \alpha \sqrt{1 + \varphi_1^2})^2}. \quad (8)$$

Мощность коммутативных потерь ($P_{к1}$), обусловленных перезарядом ёмкостей C через сопротивления R , можно определить следующим образом. Энергия, накапливаемая ёмкостью C за время закрытого состояния ключа: $W=0.5(2E)^2C$. При замыкании ключа эта энергия выделяется на сопротивлении R в виде тепла, величина которого пропорциональна числу зарядов и разрядов ёмкости, т.е. частоте $f=\omega/2\pi$. Таким образом:

$$P_{к1} = 2E^2Cf = \frac{E^2\omega C}{\pi}. \quad (9)$$

Заряд и разряд каждой ёмкости C происходит через внутреннее сопротивление ключей и диодов, поэтому общая мощность коммутативных потерь в усилителе составит:

$$P_{кп} = 4P_{к1} = 4 \frac{E^2\omega C}{\pi} = \frac{8E^2}{\pi^2R} \cdot \frac{\pi}{4} \varphi_1. \quad (10)$$

Полная мощность потерь в усилителе:

$$P_k = P_{п1} + P_{кп} = \frac{8E^2}{\pi^2R} \left\{ \left[\frac{\sin^2 \theta}{(1 + \alpha \sqrt{1 + \varphi_1^2})^2} \right] + \frac{\pi}{4} \varphi_1 \right\}. \quad (11)$$

Мощность, потребляемая от источника питания:

$$P_0 = P_1 + P_k = \frac{8E^2}{\pi^2R} \left[\frac{(1 + \alpha)x^2 \sin^2 \theta_{\max}}{(1 + \alpha \sqrt{1 + \varphi_1^2})^2} + \frac{\pi}{4} \varphi_1 \right]. \quad (12)$$

С учётом (7) и (12) электронный к.п.д. усилителя составит:

$$\eta = \frac{\alpha x^2 \sin^2 \theta_{\max}}{(1 + \alpha)x^2 \sin^2 \theta_{\max} + \frac{\pi}{4} \varphi_1 (1 + \alpha \sqrt{1 + \varphi_1^2})^2}. \quad (13)$$

Два примера расчёта к.п.д. усилителя в зависимости от нагрузки (α) и частоты (φ_1) представлены на рис. 3а и 3б.

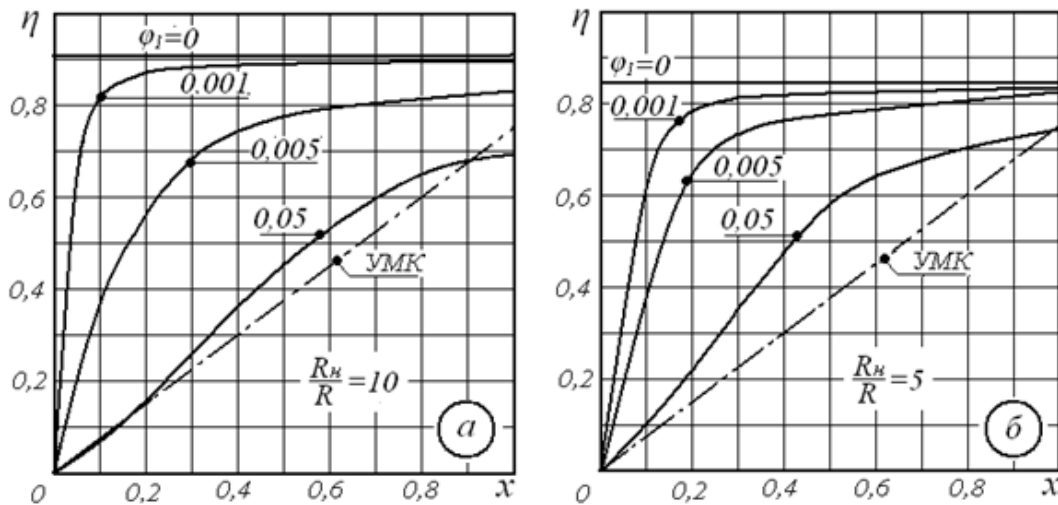


Рис. 3. Электронный к.п.д. усилителя с промежуточной ШИМ

На этих же рисунках штрихпунктирной линией показана идеализированная зависимость к.п.д. усилителя класса «В». Преимущество усилителя с промежуточной ШИМ очевидно.

4. Заключение

1. Статическая модуляционная характеристика усилителя с промежуточной ШИМ требует нелинейной коррекции.
2. На умеренно высоких частотах усилитель рассмотренного класса обеспечивает дву-, трехкратное преимущество по энергетической эффективности по сравнению с усилителем класса «В».
3. Недостатки усилителя – это недостатки ключевого режима, обусловленные частотной зависимостью коммутативных потерь.

Литература

1. Артым А. Д., Бахмутский А. Е., Козин Е. В. и др. Повышение эффективности мощных радиопередающих устройств. М.: Радио и связь, 1987. 170 с.
2. Шахгильдян В. В., Козырев В. Б., Ляховкин А. А. и др. Радиопередающие устройства. 3-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1996. 560 с.

Статья поступила в редакцию 05.07.2016

Михеенко Анатолий Михайлович

к.т.н., доцент кафедры радиотехнических устройств СибГУТИ (630102, Новосибирск, ул. Кирова, 86), тел.(383) 2-698-265.

Лещенко Сергей Николаевич

аспирант кафедры радиотехнических устройств СибГУТИ (630102, Новосибирск, ул. Кирова, 86), тел.(383) 2-698-265.

Остернович Денис Вячеславович

магистрант кафедры радиотехнических устройств СибГУТИ (630102, Новосибирск, ул. Кирова, 86), тел.(383) 2-698-265, e-mail: oster.denis.mzk@gmail.com

Separate amplification of the digital signal components QAM on a common channel

A. M. Mikheenko, S. N. Leschenko, D. V. Osternovitch

In this paper, investigation findings of linear amplification path with intermediate pulse width modulation (PWM) mode are presented. It allowed us to implement a highly efficient amplification of digital signals with QAM.

Keywords: pulse width modulation, static modulation characteristic, harmonic distortion, efficiency amplifier.