



Устройства и системы передачи, приема и обработки сигналов

DOI: 10.18721/JCSTCS.11101

УДК 621.396.61

МОДУЛЯЦИЯ ДЕФАЗИРОВАНИЕМ В ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ СХЕМЕ С КОМПЕНСАЦИЕЙ ШИРЕКСА В КЛАССЕ EF_2

И.В. Сивчек

Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого,
Санкт-Петербург, Российская Федерация

Представлена модель оконечного каскада радиопередающего устройства для формирования сигналов с переменной амплитудой (сигналы с амплитудной, однополосной, квадратурной модуляцией), в основе которой лежит модуляция дефазированием с применением последовательной схемы сложения напряжений с компенсацией Ширекса в классе EF_2 . Показано свойство усилителя класса EF_2 сохранять высокий КПД при изменении комплексного сопротивления нагрузки в широких пределах. За счет этого в схеме дефазирования возможно добиться 15-кратного изменения выходной мощности от максимальной величины при сохранении высокого КПД. Благодаря более эффективно-му использованию активного элемента по мощности, чем в схеме модуляции дефазированием с компенсацией Ширекса в классе E , представленный оконечный каскад может найти широкое применение как в радиовещательных (амплитудная модуляция и *DRM* в КВ диапазоне), так и в связных (*WCDMA* и *LTE*) передатчиках различных уровней выходной мощности и диапазонов рабочих частот.

Ключевые слова: радиопередающее устройство; оконечный каскад; модуляция дефазированием; компенсация Ширекса; класс EF_2 .

Ссылка при цитировании: Сивчек И.В. Модуляция дефазированием в последовательной схеме с компенсацией Ширекса в классе EF_2 // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2018. Т. 11. № 1. С. 7–17. DOI: 10.18721/JCSTCS.11101

OUTPHASING MODULATION IN A SERIES CIRCUIT WITH CHIREIX COMPENSATION IN CLASS EF_2

I.V. Sivchek

Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, St. Petersburg, Russian Federation

The paper presents a model of the radio transmitter output stage for generating signals with high peak-to-average ratio waveform (AM, single-sideband modulation, QAM), based on a series outphasing modulation circuit with Chireix compensation and class EF_2 power amplifiers (PAs). The property of the class EF_2 PA to maintain high efficiency when complex load resistance varies over a wide range is shown. It allows to preserve high efficiency of amplitude modulation at 15 times power back-off. Due to a higher power output capability than in a Chireix outphasing circuit with class

E PAs, the proposed circuit can be widely used in broadcasting (short wave AM and DRM) and communication (WCDMA and LTE) transmitters with different output power levels and frequency ranges.

Keywords: transmitter output stage; outphasing modulation; Chireix compensation; power amplifier (PA); class EF_2 .

Citation: Sivchek I.V. Outphasing modulation in a series circuit with Chireix compensation in class EF_2 . St. Petersburg State Polytechnical University Journal. Computer Science. Telecommunications and Control Systems, 2018, Vol. 11, No. 1, Pp. 7–17. DOI: 10.18721/JCSTCS.11101

Введение

Использование сигналов с переменной амплитудой (например, сигналов с амплитудной или квадратурной модуляцией) ставит задачу обеспечения энергетически эффективной работы радиопередающего устройства в широком диапазоне выходных мощностей. Одним из способов достижения этой цели является использование метода дефазирования, который основывается на идее сложения моногармонических напряжений или токов с одинаковыми амплитудами и частотами, но различными фазами. При этом амплитуда суммы колебаний будет зависеть от разности фаз слагаемых. В качестве генераторов напряжений или токов в схеме дефазирования могут использоваться различные схемы усилителей: класса B [1], класса F [2], а также ключевые режимы класса D [3] и класса E [4].

Усилитель класса E [5], характеризующийся уменьшенными коммутационными потерями по сравнению с классом D , может сохранять высокий КПД в ограниченной области комплексного сопротивления нагрузки, тогда как дефазирование приводит к выходу из области высоких КПД. Для устранения этого недостатка в схеме дефазирования применяется компенсация Ширекса [6], за счет чего уменьшается область изменения комплексного сопротивления нагрузки каждого генератора.

Метод дефазирования с компенсацией Ширекса в классе E позволяет обеспечить высокую стабильность КПД при изменении выходной мощности передатчика, не требуя использования мощного модулятора, благодаря чему уменьшаются потери КПД передатчика, его массогабаритные показатели, а также стоимость. В настоящий момент

одной из основных сложностей использования данного метода является узкий поддиапазон рабочих частот, однако несмотря на это он находит применение как в радиовещательных передатчиках, формирующих сигналы с амплитудной модуляцией и DRM [7], так и в передатчиках базовых станций, используемых в системах мобильной связи стандартов $WCDMA$ и LTE [8–11].

Идея, лежащая в основе данной работы, заключается в использовании усилителя класса EF_2 [12] вместо применявшегося ранее усилителя класса E в последовательной схеме дефазирования с компенсацией Ширекса. Выбор усилителя класса E обусловлен возможностью сохранять высокий КПД при уменьшении выходной мощности от максимальной величины. Как будет показано далее, аналогичным свойством обладает и усилитель класса EF_2 , позволяя при этом более эффективно использовать активный элемент по выходной мощности [13].

Цель работы – повышение эффектив-

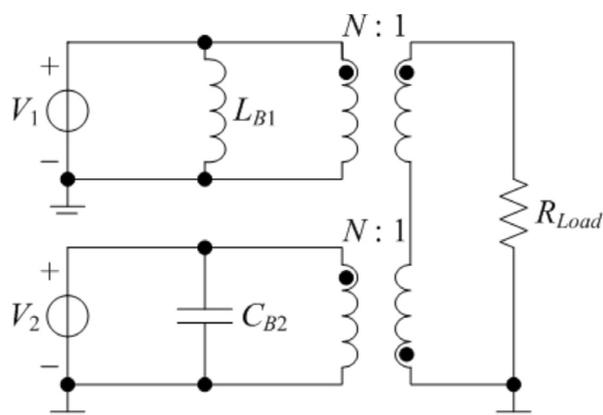


Рис. 1. Схема сложения напряжений с компенсирующими элементами

Fig. 1. Transformer-based Chireix combiner

ности использования активного элемента по выходной мощности в последовательной схеме дефазирования с компенсацией Ширекса.

Модуляция дефазированием с компенсацией Ширекса

На рис. 1 приведена схема сложения напряжений с компенсацией Ширекса, где V_1 и V_2 – генераторы моногармонических напряжений; L_{B1} и C_{B2} – компенсирующие элементы; R_{Load} – сопротивление нагрузки. В частотной области генераторы описываются выражениями

$$V_1(\psi) = V_{1m} \cdot (\cos(\psi) + i \sin(\psi)),$$

$$V_2(\psi) = V_{1m} \cdot (\cos(\pi - \psi) + i \sin(\pi - \psi)),$$

где V_{1m} – амплитуда колебания; ψ – фазовый сдвиг. Дополнительный сдвиг фазы на π в выражении для $V_2(\psi)$ не является обязательным, однако он обеспечивает прямую зависимость между фазой ψ и амплитудой суммы напряжений на нагрузке R_{Load} .

Выражения для комплексных сопротивлений нагрузки генераторов имеют следующий вид:

$$Z_1(\psi) = \frac{R_{Load Pr. \Sigma} X_{B1} \cdot (2X_{B1} \sin^2(\psi) + i \cdot (R_{Load Pr. \Sigma} - X_{B1} \sin(2\psi)))}{R_{Load Pr. \Sigma}^2 - 2R_{Load Pr. \Sigma} X_{B1} \sin(2\psi) + 4X_{B1}^2 \sin^2(\psi)},$$

$$X_{B1} = \omega L_{B1},$$

$$Z_2(\psi) = \frac{R_{Load Pr. \Sigma} X_{B2} \cdot (2X_{B2} \sin^2(\psi) + i \cdot (R_{Load Pr. \Sigma} + X_{B2} \sin(2\psi)))}{R_{Load Pr. \Sigma}^2 + 2R_{Load Pr. \Sigma} X_{B2} \sin(2\psi) + 4X_{B2}^2 \sin^2(\psi)},$$

$$X_{B2} = -\frac{1}{\omega C_{B2}}, \quad R_{Load Pr. \Sigma} = N^2 R_{Load},$$

где ω – рабочая угловая частота; X_{B1} и X_{B2} – реактивные сопротивления компенсирующих элементов; N – коэффициент трансформации.

На рис. 2 показаны графики модулей комплексных сопротивлений и фаз на выходах генераторов. Применение компенсирующих элементов позволяет ограничить

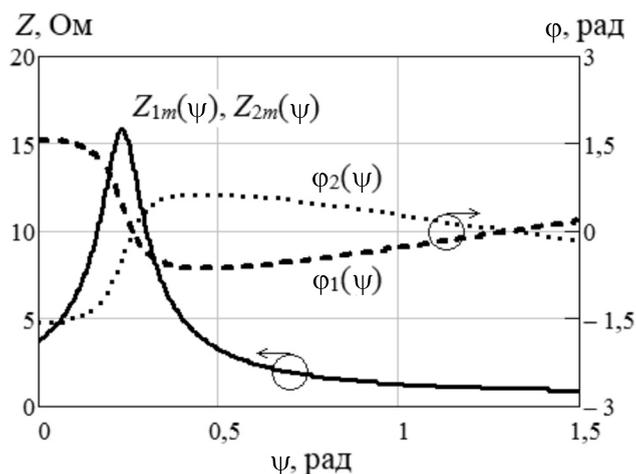


Рис. 2. Модули комплексных сопротивлений и фазы на выходах генераторов
 $R_{Load} = 1,866; X_{B1} = -X_{B2} = 3,732; N = 1$

Fig. 2. Output complex impedances of the generators
 $R_{Load} = 1,866; X_{B1} = -X_{B2} = 3,732; N = 1$

максимальные модули фаз по сравнению со схемой, в которой компенсирующие элементы отсутствуют. Обратим внимание на то, что нулевые фазы сопротивлений соответствуют не $\psi = \pi / 2$, а некоторым другим величинам ψ , зависящим от отношений величин реактивных сопротивлений компенсирующих элементов к сопротивлению нагрузки. Значения R_{Load} , X_{B1} , X_{B2} и N , выбранные в приведенном примере, будут использованы далее. Отметим, что при них действительная часть комплексных сопротивлений нагрузок $Re(Z_1(\psi)) = Re(Z_2(\psi)) = 1$, тогда как комплексная часть $Im(Z_1(\psi)) = Im(Z_2(\psi)) = 0$ при $\psi = 1,309$ рад.

Свойства усилителя класса EF_2

В качестве генераторов V_1 и V_2 в данной работе используются усилители класса EF_2 . Схема усилителя представлена на рис. 3, где E – источник питания; S_{AE} – активный элемент (АЭ), характеризующийся сопротивлением в проводящем состоянии r_{AE} ; L_b и C_b – разделительная индуктивность и емкость; L_{f1} и C_{f1} – элементы формирующего контура; L_{f2} и C_{f2} – элементы формирующего контура – фильтра второй гармоники рабочей частоты; $Z_c = R_c + iX_c$ – комплексное сопротивление нагрузки, которое отлично от нуля только на рабочей частоте усилителя. Такое сопротивление нагрузки означает, что на нагрузке генератора будет наблюдаться моногармоническое напряже-

ние – это условие применимости данного усилителя в качестве генератора напряжения в последовательной схеме дефазирования.

Для математического описания усилителя использовался метод гармонического баланса в матричной форме [14], позволяющий проводить расчет характеристик устройства в режиме установившихся колебаний. Математическая модель здесь получается аналогичной модели усилителя класса E [15], а выражение для вектора отсчетов напряжения на АЭ в режиме установившихся колебаний имеет схожий вид: $v_{AE} = \Gamma^{-1} \cdot (Y_{11} + \Gamma g_{AE} \Gamma^{-1})^{-1} (-Y_{12} V_2)$, где Γ и Γ^{-1} – матрицы прямого и обратного дискретного преобразования Фурье; Y_{11} и Y_{12} – матрицы, состоящие из Y -параметров пассивного линейного четырехполюсника; V_2 – вектор, описывающий источник питающего напряжения в частотной области; g_{AE} – диагональная матрица проводимостей активного элемента в течение периода колебаний. Количество элементов в векторах v_{AE} и V_2 равно $S = 2K - 1$, где S – число отсчетов за период колебаний, K – число гармоник. Матрицы Γ , Γ^{-1} , Y_{11} , Y_{12} и g_{AE} обладают размерностью $S \times S$. Развернутое описание математической модели здесь не приводится ввиду его объема и того, что оно не является целью данной работы.

Исследуем свойства усилителя класса EF_2 с некоторым набором параметров. Идеальный усилитель класса E обладает свой-

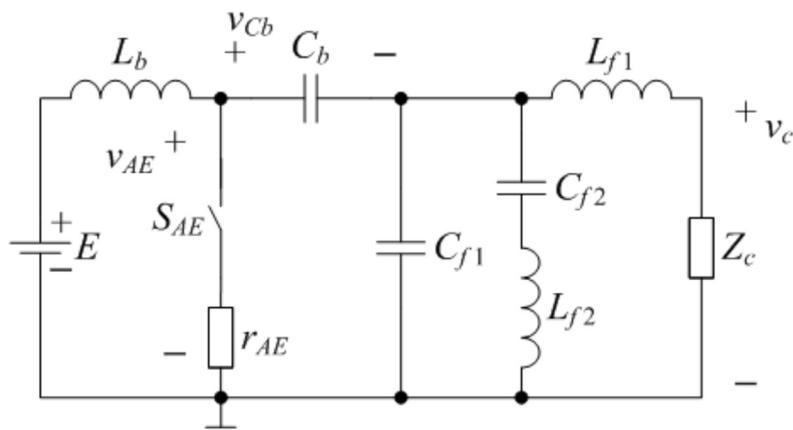


Рис. 3. Схема усилителя класса EF_2

Fig. 3. Circuit of the class EF_2 PA

ством отсутствия коммутационных потерь при 10-кратном изменении сопротивления нагрузки в случае, если реактивное сопротивление индуктивности в цепи питания L_b является величиной, соизмеримой с активным сопротивлением нагрузки. При этом в схеме дефазирования с компенсацией Ширекса, несмотря на наличие реактивной составляющей сопротивления нагрузки, усилители класса E позволяют сохранять высокий КПД при 10-кратном изменении выходной мощности.

Ввиду схожести схем и режимов работы, целесообразно проверить наличие такого свойства у усилителя класса EF_2 . Набор параметров следующий: период колебаний рабочей частоты $T = 2\pi$ с; нормированная к периоду рабочей частоты длительность проводящего состояния АЭ $t_{pn} = 0,354$; фазовый сдвиг между первыми гармониками напряжения и тока нагрузки настроенного усилителя $\varphi_{VI} = 0$ рад; напряжение питания $E = 1$ В; сопротивление АЭ в проводящем состоянии $r_{AE} = 0,04$ Ом; активное сопротивление нагрузки настроенного усилителя $R_c = 1$ Ом; реактивное сопротивление индуктивности в цепи питания $X_{Lb} = 0,9$ Ом; реактивное сопротивление разделительной

емкости $X_{Cb} = 0,01$ Ом; реактивное сопротивление индуктивности 1 формирующего контура $X_{Lf1} = 0,314$ Ом; реактивное сопротивление емкости 1 формирующего контура $X_{Cf1} = 1,304$ Ом; реактивное сопротивление индуктивности 2 формирующего контура $X_{Lf2} = 1,303$ Ом; реактивное сопротивление емкости 2 формирующего контура $X_{Cf2} = 4X_{Lf2}$. Расчетный КПД составляет 92 %.

Благодаря выбору такого набора параметров, все напряжения в усилителе оказываются нормированными к напряжению питания, а все сопротивления нормированы к активному сопротивлению нагрузки настроенного усилителя. Разделительная емкость выбрана такой величины, что напряжение на ней в течение периода колебаний можно считать практически постоянным. Поскольку диапазоны изменения реактивных сопротивлений нагрузок в двух плечах схемы дефазирования с компенсацией Ширекса различны, исследование проводилось для обоих случаев. На рис. 4 представлены результаты расчетов. Как видно, при таком наборе параметров оба усилителя работают со сравнительно стабильным КПД в широком диапазоне выходных мощностей, что

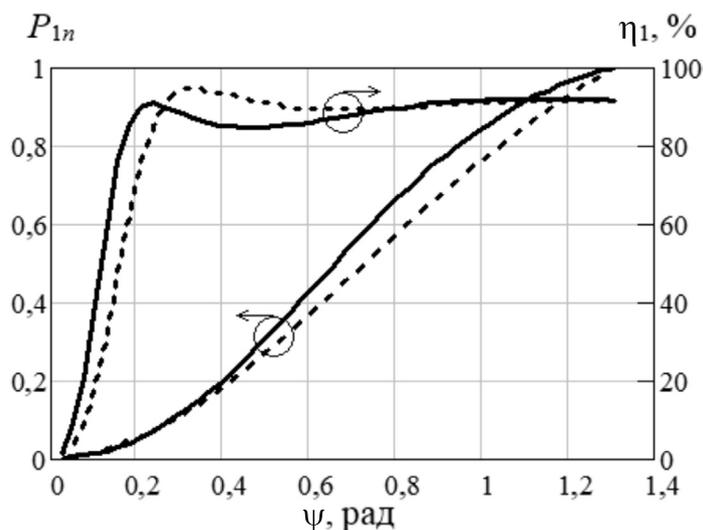


Рис. 4. Зависимость нормированной выходной мощности и КПД от фазового сдвига при дефазировании (—) — плечо 1, (---) — плечо 2

Fig. 4. Normalized output power and efficiency vs. drive phase difference (—) — PA 1, (---) — PA 2

позволяет рассчитывать на соответствующие результаты при моделировании схемы дефазирования.

Отметим, что коэффициент использования АЭ по мощности в данном настроенном усилителе равен 0,120, тогда как для аналогичного усилителя класса E , пригодного для работы в схеме дефазирования, он составит лишь 0,077.

Модуляция дефазированием в классе EF_2

Теперь приведем методику расчета схемы дефазирования с компенсацией Ширекса в классе EF_2 , изображенной на рис. 5, после чего исследуем ее свойства с помощью компьютерного моделирования. На выходе каждого плеча здесь установлен параллельный колебательный контур, который обеспечивает фильтрацию выходного напряжения, за счет чего приближенно выполняется условие его моногармоничности, необходимое для того, чтобы рассмотрен-

ные выше математические модели схемы дефазирования (см. рис. 1) и усилителя класса EF_2 (см. рис. 3) можно было применить для описания объединяющего их устройства. Отметим также, что параллельный контур позволил добиться лучших, чем П-контур, результатов при работе в полосе частот. Компенсация Ширекса осуществляется за счет уменьшения и увеличения емкостей этих контуров. Функцию согласования схемы дефазирования с нагрузкой здесь выполняет трансформатор. Параллельно каждому АЭ установлен диод обратного тока, что имитирует случай использования *MOSFET*.

Методика расчета. Все нормированные сопротивления нормированы к активному сопротивлению на выходе плеча настроенного усилителя. Все нормированные напряжения нормированы к напряжению питания.

Нормированные величины: нормиро-

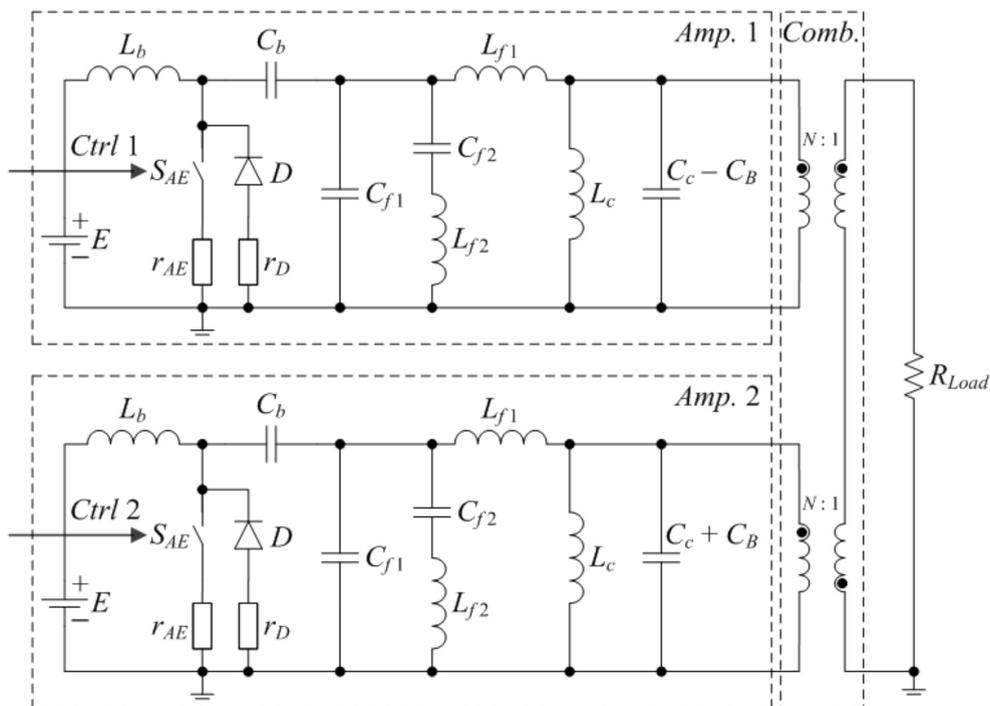


Рис. 5. Схема окончного каскада для модуляции дефазированием с компенсацией Ширекса в классе EF_2

Amp. 1 – усилитель 1; *Amp. 2* – усилитель 2; *Comb.* – устройство сложения мощностей;
Ctrl 1 – управляющее колебание 1; *Ctrl 2* – управляющее колебание 2

Fig. 5. Circuit of the transformer-based Chireix combiner with the class EF_2 PAs
Amp. 1 – PA 1, *Amp. 2* – PA 2, *Comb.* – power combiner, *Ctrl 1* – control waveform 1, *Ctrl 2* – control waveform 2

ванная к периоду рабочей частоты длительность проводящего состояния АЭ $t_{pn} = 0,354$; нормированное сопротивление АЭ в проводящем состоянии $r_{AE_n} = 0,04$; нормированное сопротивление диода в проводящем состоянии $r_{D_n} = 0,04$; нормированное реактивное сопротивление индуктивности в цепи питания $X_{Lb_n} = 0,9$; нормированное реактивное сопротивление разделительной емкости $X_{Cb_n} = 0,01$; нормированное реактивное сопротивление индуктивности 1 формирующего контура $X_{Lf1_n} = 0,314$; нормированное реактивное сопротивление емкости 1 формирующего контура $X_{Cf1_n} = 1,304$; нормированное реактивное сопротивление индуктивности 2 формирующего контура $X_{Lf2_n} = 1,303$; нормированная амплитуда первой гармоники напряжения на выходе плеча настроенного усилителя $V_{clm_n} = 1,106$; угол дефазирования, соответствующий настроенным режимам работы усилителей при нулевых реактивных сопротивлениях нагрузок, $\psi_m = 1,309$ рад; нормированное сопротивление нагрузки $R_{Load_n} = 1,866$; модуль реактивного сопротивления компенсирующего элемента $X_{B_n} = 3,732$; добротность параллельных контуров $Q_c \approx 10$.

Исходные данные для расчета: частота настройки f_0 ; рабочая частота f ; напряжение питания E ; первая гармоника максимальной выходной мощности в нагрузке P_{Load1} ; добротность выходных параллельных контуров Q_c ; фазовый сдвиг ψ ; коэффициент трансформации N .

Расчет:

Угловая частота настройки $\omega_0 = 2\pi f_0$.

Период колебаний на рабочей частоте $T = 1/f$.

Длительность проводящего состояния АЭ $t_p = t_{pn} T$.

Задержка отпирающего АЭ импульса при дефазировании $t_d = T\psi / (2\pi)$.

Первая гармоника максимальной мощности на выходе одного плеча $P_{c1} = P_{Load1} / 2$.

Амплитуда первой гармоники напряжения (и максимальное напряжение) на выходе одного плеча в режиме максимальной выходной мощности $V_{clm} = V_{clm_n} E$.

Активное сопротивление на выходе одного плеча в режиме максимальной вы-

ходной мощности $R_c = V_{clm}^2 / (2P_{c1})$.

Сопротивление АЭ в проводящем состоянии $r_{AE} = r_{AE_n} R_c$.

Сопротивление диода в проводящем состоянии $r_D = r_{D_n} R_c$.

Индуктивность в цепи питания $L_{b_n} = X_{Lb_n} R_c / \omega_0$.

Разделительная емкость $C_{b_n} = 1 / (\omega_0 X_{Cb_n} R_c)$.

Индуктивность 1 формирующего контура $L_{f1} = X_{Lf1_n} R_c / \omega_0$.

Емкость 1 формирующего контура $C_{f1} = 1 / (\omega_0 X_{Cf1_n} R_c)$.

Индуктивность 2 формирующего контура $L_{f2} = X_{Lf2_n} R_c / \omega_0$.

Емкость 2 формирующего контура $C_{f2} = 1 / (4 \omega_0 X_{Lf2_n} R_c)$.

Индуктивность параллельного контура $L_c = R_c / (Q_c \omega_0)$.

Емкость параллельного контура $C_c = Q_c / (\omega_0 R_c)$.

Сопротивление нагрузки $R_{Load} = R_{Load_n} R_c / N^2$.

Компенсирующая емкость $C_B = 1 / (\omega_0 X_{B_n} R_c)$.

Параметры управляющего колебания 1: период T , длительность отпирающего импульса t_p , задержка отпирающего импульса $t_{d1} = T / 2 - t_d$.

Параметры управляющего колебания 2: период T , длительность отпирающего импульса t_p , задержка отпирающего импульса $t_{d2} = T / 2 + t_d$.

Моделирование. Рассмотрим абстрактный пример, не привязываясь к конкретной модели АЭ и области применения конечного каскада. Исходные данные для расчета: частота настройки $f_0 = 1$ Гц; рабочая частота $f = 0,95 f_0, 1,00 f_0, 1,05 f_0$; напряжение питания $E = 1$ В; первая гармоника максимальной выходной мощности в нагрузке $P_{Load1} = 1$ Вт; добротность выходного параллельного контура $Q_c = 10$; фазовый сдвиг $\psi = 0 \dots 1,309$ рад; коэффициент трансформации $N = 1$.

На рис. 6 приведены данные моделирования схемы дефазирования на трех рабочих частотах. Из результатов видно, что на частоте настройки устройство сохраняет КПД около 90 % при 15-кратном изменении выходной мощности. Хорошие

результаты видны для случая ниже частоты настройки: КПД свыше 90 % обеспечивается при 7-кратном уменьшении выходной мощности относительно максимальной величины. При частоте выше частоты настройки результаты несколько хуже: КПД свыше 90 % получается лишь при 2-кратном уменьшении выходной мощности относительно максимальной величины. Таким образом, полученные результаты показывают возможность работы данного устройства с коэффициентом перекрытия поддиапазона частот 1,05 ... 1,10. Отметим также, что во всех установившихся режимах колебаний, которые были получены для построения приведенных зависимостей, максимальное напряжение на АЭ не превышает 2,7 от величины напряжения питания, тогда как в

случае использования усилителей класса *E* при тех же исходных данных для расчета, оно превышает 4,2.

Оценка максимальных величин токов АЭ в данном случае малопоказательна, поскольку пиковые значения, наблюдаемые при скачкообразном изменении напряжения на АЭ в момент его перехода в проводящее состояние, в реальном устройстве будут существенно зависеть от паразитных индуктивностей силовых выводов АЭ. Кроме того, если применяются *MOSFET*, то, с учетом их перегрузочной способности, целесообразно использовать среднеквадратическое значение тока за период колебаний, а для оценки эффективности использования АЭ по мощности – модифицированный коэффициент мощности [13].

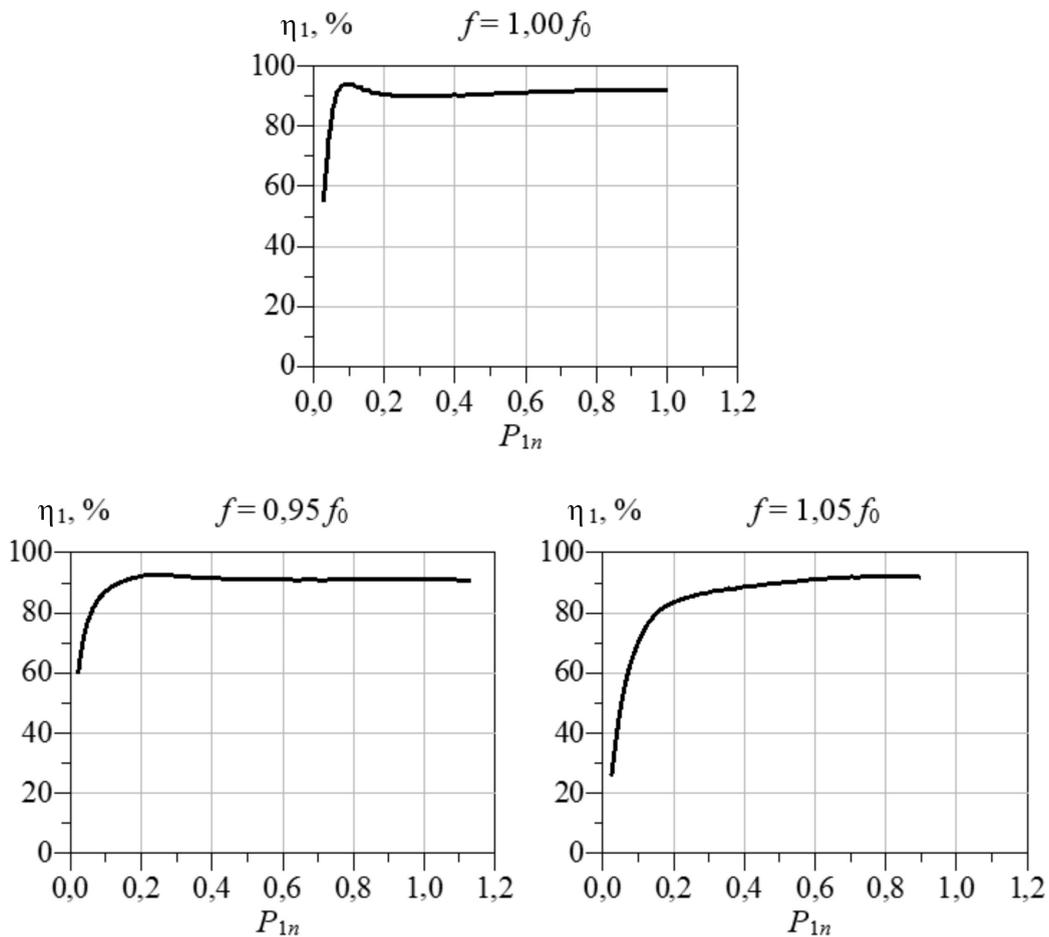


Рис. 6. Зависимость КПД по первой гармонике от нормированной первой гармонике выходной мощности на различных частотах

Fig. 6. Efficiency vs. normalized output power for different frequencies

В данном случае, при работе в полосе частот будем считать его по формуле $c_{pmr} = P_{load1\ mm} / (2v_{AE\ max} i_{AE\ rms})$, где $P_{load1\ mm}$ — минимальная из максимальных выходных мощностей в полосе частот; $v_{AE\ max}$ — максимальное напряжение на АЭ из всех режимов на всех частотах; $i_{AE\ rms}$ — максимальный среднеквадратичный ток АЭ из всех режимов на всех частотах. Для рассмотренного оконечного каскада $c_{pmr} = 0,157$. В случае использования усилителей класса E данный коэффициент уменьшится до 0,111. Таким образом, по показателю модифицированного коэффициента мощности при работе в полосе частот, предложенная схема позволяет на 40 % эффективнее использовать АЭ.

Заключение

Предложенные в работе схема и расчетные данные могут использоваться при разработке радиопередающих устройств различного назначения, от которых требуется обеспечивать формирование сигнала с переменной амплитудой в узкой полосе рабочих частот. В частности, могут приме-

няться в радиовещательных передатчиках с амплитудной модуляцией и DRM , а также в передатчиках систем мобильной связи стандартов $WCDMA$ и LTE с учетом адаптации схемы под соответствующий диапазон частот. Это представляет практический интерес, учитывая на 40 % более высокую эффективность использования АЭ по мощности и в полтора раза больший диапазон выходных мощностей при стабильно высоком КПД по сравнению с аналогичной схемой на основе усилителей класса E , которая, в свою очередь, уже нашла применение на практике.

Дальнейшая работа по данной схеме может быть направлена на поиск параметров усилителя класса EF_2 и его нагрузочной цепи, обеспечивающих более широкую полосу рабочих частот. При практической реализации потребуется решение задачи обеспечения линейности модуляции с учетом работы в полосе частот. Кроме того, представляет интерес исследование параллельной схемы (схемы сложения токов) дефазирования с компенсацией Ширекса в классе EF_2 .

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Hakala I., Choi D.K., Gharavi L., Kajakine N., Koskela J., Kaunisto R.** A 2.14-GHz Chireix outphasing transmitter // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. June 2005. Vol. 53. Iss. 6. Pp. 2129–2138. DOI: 10.1109/TMTT.2005.848770
2. **Hwang T., Azadet K., Wilson R.S., Lin J.** Nonlinearity modeling of a Chireix outphasing power amplifier // *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*. Dec. 2015. Vol. 62. Iss. 12. Pp. 2898–2907. DOI: 10.1109/TCSI.2015.2485718
3. **Lee S., Nam S.** A CMOS outphasing power amplifier with integrated single-ended Chireix combiner // *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*. June 2010. Vol. 57. Iss. 6. Pp. 411–415. DOI: 10.1109/TCSII.2010.2048353
4. **Ghahremani A., Annema A.-J., Nauta B.** A 20 dBm outphasing class E PA with high efficiency at power back-off in 65nm CMOS technology // *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp. Honolulu, HI, USA*. June 2017. Pp. 340–343. DOI: 10.1109/RFIC.2017.7969087
5. **Sokal N.O., Sokal A.D.** Class E — a new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. June 1975. Vol. 10. Iss. 3. Pp. 168–176. DOI: 10.1109/JSSC.1975.1050582
6. **Chireix H.** High power outphasing modulation // *Proc. of the Institute of Radio Engineers*. Nov. 1935. Vol. 23. No. 11. Pp. 1370–1392. DOI: 10.1109/JRPROC.1935.227299
7. Ampegon. Solid-State Shortwave Transmitter Line // URL: http://ampegon.com/download/20160727_leaflet_solid-state_shortwave_transmitter_1.pdf (Дата обращения: 31.01.2018).
8. **Heijden M.P. van der, Acar M., Vromans J.S., Calvillo-Cortes D.A.** A 19W high-efficiency wide-band CMOS-GaN class-E Chireix RF outphasing power amplifier // *IEEE MTT-S Internat. Microwave Symp. Digest*. Baltimore, MD, USA. June 2011. Pp. 1–4. DOI: 10.1109/MWSYM.2011.5972564
9. **Calvillo-Cortes D.A., et al.** A package-integrated Chireix outphasing RF switch-mode high-power amplifier // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. Oct. 2013. Vol. 61. Iss. 10. Pp. 3721–3732. DOI: 10.1109/TMTT.2013.2279372
10. **Banerjee A., Hezar R., Ding L. Haroun B.**

A 29.5 dBm class-E outphasing RF power amplifier with efficiency and output power enhancement circuits in 45nm CMOS // *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, Aug. 2017, Vol. 64, Iss. 8, Pp. 1977–1988. DOI: 10.1109/TCSI.2017.2695243

11. **Du S., Zhu X.** A low-power CMOS class-E Chireix RF outphasing power amplifier for WLAN applications // *Wireless Personal Communications*, Oct. 2016, Vol. 90, Iss. 3, Pp. 1547–1561.

12. **Kee S.D., Aoki I., Hajimiri A., Rutledge D.** The class-E/F family of ZVS switching amplifiers // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, June 2003, Vol. 51, Iss. 6,

Pp. 1677–1690. DOI: 10.1109/TMTT.2003.812564

13. **Kaczmarczyk Z.** High-efficiency class E, EF_2 , and E/F_3 inverters // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Oct. 2006, Vol. 53, No. 5, Pp. 1584–1593. DOI: 10.1109/TIE.2006.882011

14. **Maas S.A.** *Nonlinear Microwave and RF Circuits*, 2nd ed. Artech House, 2003, 608 p.

15. **Sivchek I.V.** Mathematical model of class E amplifier based on the harmonic balance method // *Internat. Conf. on Actual Problems of Electron Devices Engineering*, Saratov, Russia, Sept. 2016, Vol. 1, Pp. 135–139. DOI: 10.1109/APEDE.2016.7878867

Статья поступила в редакцию 09.02.2018.

REFERENCES

1. **Hakala I., Choi D.K., Gharavi L., Kajakine N., Koskela J., Kaunisto R.** A 2.14-GHz Chireix outphasing transmitter. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, June 2005, Vol. 53, Iss. 6, Pp. 2129–2138. DOI: 10.1109/TMTT.2005.848770

2. **Hwang T., Azadet K., Wilson R.S., Lin J.** Nonlinearity Modeling of a Chireix Outphasing Power Amplifier. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, Dec. 2015, Vol. 62, Iss. 12, Pp. 2898–2907. DOI: 10.1109/TCSI.2015.2485718

3. **Lee S., Nam S.** A CMOS outphasing power amplifier with integrated single-ended Chireix combiner. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, June 2010, Vol. 57, Iss. 6, Pp. 411–415. DOI: 10.1109/TCSII.2010.2048353

4. **Ghahremani A., Annema A.-J., Nauta B.** A 20 dBm outphasing class E PA with high efficiency at power back-off in 65nm CMOS technology. *2017 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, Honolulu, HI, USA, June 2017, Pp. 340–343. DOI: 10.1109/RFIC.2017.7969087

5. **Sokal N.O., Sokal A.D.** Class E – a new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, June 1975, Vol. 10, Iss. 3, Pp. 168–176. DOI: 10.1109/JSSC.1975.1050582

6. **Chireix H.** High power outphasing modulation. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, Nov. 1935, Vol. 23, No. 11, Pp. 1370–1392. DOI: 10.1109/JRPROC.1935.227299

7. Ampegon. Solid-State Shortwave Transmitter Line. Available: http://ampegon.com/download/20160727_leaflet_solid-state_shortwave_transmitter_1.pdf (Accessed: 31.01.2018).

8. **Heijden M.P. van der, Acar M., Vromans J.S., Calvillo-Cortes D.A.** A 19W high-efficiency wide-band CMOS-GaN class-E

Chireix RF outphasing power amplifier. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Baltimore, MD, USA, June 2011, Pp. 1–4. DOI: 10.1109/MWSYM.2011.5972564

9. **Calvillo-Cortes D.A., et al.** A package-integrated Chireix outphasing RF switch-mode high-power amplifier. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Oct. 2013, Vol. 61, Iss. 10, Pp. 3721–3732. DOI: 10.1109/TMTT.2013.2279372

10. **Banerjee A., Hezar R., Ding L., Haroun B.** A 29.5 dBm class-E outphasing RF power amplifier with efficiency and output power enhancement circuits in 45nm CMOS. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, Aug. 2017, Vol. 64, Iss. 8, Pp. 1977–1988. DOI: 10.1109/TCSI.2017.2695243

11. **Du S., Zhu X.** A low-power CMOS class-E Chireix RF outphasing power amplifier for WLAN applications. *Wireless Personal Communications*, Oct. 2016, Vol. 90, Iss. 3, Pp. 1547–1561.

12. **Kee S.D., Aoki I., Hajimiri A., Rutledge D.** The class-E/F family of ZVS switching amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, June 2003, Vol. 51, Iss. 6, Pp. 1677–1690. DOI: 10.1109/TMTT.2003.812564

13. **Kaczmarczyk Z.** High-efficiency class E, EF_2 , and E/F_3 inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Oct. 2006, Vol. 53, No. 5, Pp. 1584–1593. DOI: 10.1109/TIE.2006.882011

14. **Maas S.A.** *Nonlinear Microwave and RF Circuits*, 2nd ed., Artech House, 2003, 608 p.

15. **Sivchek I.V.** Mathematical model of class E amplifier based on the harmonic balance method. *International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering*, Saratov, Russia, Sept. 2016, Vol. 1, Pp. 135–139. DOI: 10.1109/APEDE.2016.7878867

Received 09.02.2018.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ / THE AUTHORS

Сивчек Игорь Владимирович
Sivchek Igor V.
E-mail: cotgreat@gmail.com