# ИССЛЕДОВАНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРЕДАТЧИКА С ДЕФАЗИРОВАНИЕМ

DOI: 10.36724/2072-8735-2026-20-10-15-24

**Manuscript received** 14 July 2026;
**Accepted** 17 September 2026

**Нго Куок Фунг,**
*Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия,* ***quocphung47@gmail.com***

**Варламов Олег Витальевич,**
*Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия,* ***vov@mtuci.ru***

***Ключевые слова:*** *Усилитель мощности с дефазированием; энергоэффективность; ключевой генератор; режим с переключением напряжения с фильтровой нагрузкой; полевой транзистор; GaN HEMT; эквивалентные схемы; рассогласованние нагрузки; обратные токи*

**В статье проводится исследование режима работы оконечного каскада усилителя мощности с дефазированием (УМДФ), построенного на генераторах класса D по схеме с переключением напряжения с фильтровой нагрузкой как по классической схемотехнике, так и по схемотехнике с корректирующими индуктивностями. На основе аналитических выражений, описывающих потери на сопротивлении насыщения транзисторов при протекании тока нагрузки и при протекании токов корректирующих индуктивностей, а также коммутативные потери в выходных емкостях транзисторов, оцениваются энергетические характеристики УМДФ и приводится пример оптимизации сопротивления нагрузки по критерию максимального среднего КПД для MOSFET и GaN HEMT транзисторов. Показано, что оптимальное сопротивление нагрузки не зависит от напряжения питания, что позволяет использовать его ступенчатое изменение без дополнительных переключений в высокочастотных цепях согласования. Показано, что для классической схемотехники средний КПД в динамическом режиме будет зависеть от вида усиливаемого сигнала (функции плотности вероятности амплитуды его огибающей). В этом случае сопротивление нагрузки можно оптимизировать для конкретного вида усиливаемого сигнала. Для схемотехники с корректирующими канальными индуктивностями значения КПД максимальны для всех выходных напряжений при оптимальном значении сопротивления нагрузки. Постоянство найденного значения оптимального сопротивления нагрузки УМДФ с корректирующими канальными индуктивностями делает его инвариантным к виду усиливаемого сигнала, то есть, более универсальным для любых применений. Полученные выражения для статических энергетических характеристик позволяют проводить оптимизацию порогов ступенчатого переключения напряжения питания при использовании комбинирования синтетических методов высокоэффективного усиления для различных современных сигналов с высоким значением пик-фактора.**

***Информация об авторах:***

***Нго Куок Фунг,*** *аспирант кафедры "Радиооборудование и схемотехника", Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия*

***Варламов Олег Витальевич,*** *д.т.н., профессор кафедры "Радиооборудование и схемотехника", Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия. https://orcid.org/0000-0002-3996-9156*

**Для цитирования:**
*Нго К. Ф., Варламов О.В.* Исследование энергетических характеристик передатчика с дефазированием // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2026. Том 20. №10. С. 15-24.

**For citation:**
Q. F. Ngo, O. V. Varlamov, "Outphasing transmitter energy characteristics," *T-Comm*, 2026, vol. 20, no.10, pp. 15-24. (*in Russian*)

## Введение

Базовое исследование энергетических характеристик усилителей мощности с дефазированием (УМДФ), построенных на MOSFET транзисторах, проводилось в [1, 2]. В указанных работах не учитывались дополнительные потери в ключах, вызванные протеканием тока в корректирующих индуктивностях, предложенных в [3-7], и обеспечивающих высокие качественные показатели. Также не были рассмотрены появившиеся в последние годы в коммерческой доступности более эффективные (по соотношению сопротивления насыщения и выходной емкости) транзисторы, изготовленные по технологии GaN HEMT, возможность применения которых в УМДФ была показана в [8, 9].

Как было показано в предыдущих работах [1, 10], для получения высокого КПД оконечного каскада УМДФ, работающего как на согласованную, так и на рассогласованную нагрузки, в нем наиболее целесообразно применять последовательное суммирование мощности отдельных каналов без использования развязывающих (мостовых) устройств. Причем, оконечные каскады канальных усилителей должны работать в режиме, обеспечивающем их низкое выходное сопротивление, т.е. быть генераторами напряжения и сохранять свои свойства при сильной расфазировке (до 180 градусов) складываемых сигналов.

Из известных схем генераторов с внешним возбуждением перечисленным требованиям отвечают ключевые генераторы класса D по схеме переключения напряжения с фильтровой нагрузкой (ПНФ) [11, 12] на полевых транзисторах. В статье подробно исследуется режим работы оконечного каскада УМДФ, построенного на генераторах ПНФ как по классической схемотехнике, так и по схемотехнике с корректирующими индуктивностями, оцениваются его энергетические характеристики и приводится пример оптимизации сопротивления нагрузки по критерию максимального среднего КПД. Полученные выражения для статических энергетических характеристик позволяют проводить оптимизацию порогов ступенчатого переключения напряжения питания при использовании комбинирования синтетических методов высокоэффективного усиления [13, 14] для различных современных сигналов с высоким значением пик-фактора.

## 1 Работа оконечного каскада УМДФ на согласованную нагрузку

Работу оконечного каскада УМДФ, построенного с использованием двухтактных ключевых генераторов ПНФ, будем рассматривать с допущением, принятым в [1]: фильтр гармоник представлен последовательным LC-контуром, настроенным на рабочую частоту (рис. 1). При нагруженной добротности контура Q=ρ/Rн не ниже 3...5 можно считать, что форма тока в нагрузочном сопротивлении Rн гармоническая и в нагрузке выделяется только мощность первой гармоники [11]. Кроме того, такая модель обеспечивает те же режимы работы генератора, что и сложный фильтр, т.е. обеспечивает резистивную нагрузку по первой гармонике и режим холостого хода по высшим.

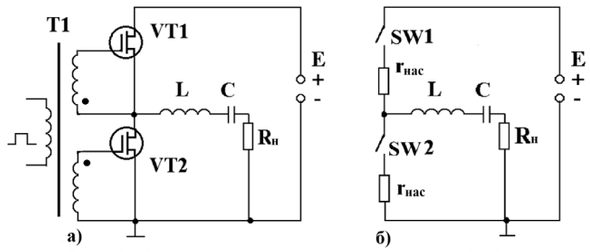



**Рис. 1.** а) двухтактный генератор по схеме ПНФ; б) упрощенная эквивалентная схема

Следующим допущением анализа, проводимого в данном разделе, является безынерционность активных элементов двухтактной схемы (т.е. отсутствие выходных емкостей) и равенство нулю длительностей этапов переключения при равных половине периода этапах насыщения и отсечки ($\tau_{НАС}=\tau_{ОТС}=\pi$).

Исходя из вышесказанного, УМДФ можно представить эквивалентной схемой рис. 2, в которой транзисторы представлены в виде ключей (попеременно замыкаемых на полпериода каждый) с последовательно включенными сопротивлениями $r_{НАС}$, отражающими резистивные потери на этапах насыщения, нулевыми выходными емкостями $C_{ВЫХ}$, и корректирующими канальными индуктивностями $L_{КК}$, подключенными параллельно выходам каждого полумоста.

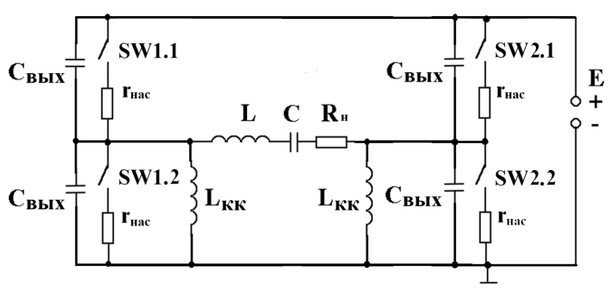



**Рис. 2.** Эквивалентная схема УМДФ

В общем случае, Zн ≠ Rн, что соответствует работе двух генераторов на комплексную нагрузку. В этом случае ток $I^*_н$ в нагрузке уже не будет совпадать по фазе с напряжением $U^*_н$. Выражение для этого тока можно записать следующим образом:

$$I^*_н = U^*_н / (|Z|e^{j\chi}),$$

где $\chi$ - фазовый сдвиг между током $I^*_н$ и напряжением $U^*_н$ нагрузки. В соответствии с [1] запишем:

$$I^*_H = \left[2U_Г \cos\varphi \bullet e^{-j\chi}\right] / |Z_н|. \quad (1)$$

Для частного случая согласованной резистивной нагрузки $Z_н=R_н$ в получаемые соотношения необходимо будет подставить $X_Н=0$ и $\chi=0$.

Постоянная составляющая импульсов тока в ключах определяется следующим образом:

$$I_{0кл} = 1/\pi \int_{-\pi/2\pm\varphi}^{\pi/2\pm\varphi} I_m \cos(\omega t + \chi) d\omega t, \quad (2)$$

где $I_m$ – амплитуда первой гармоники тока нагрузки (будет определена ниже).

После интегрирования (1) получаем искомое выражение для $I_{0КЛ}$:

$$I_{0кли} = \frac{I_m \cos(\chi \pm \varphi)}{\pi} . \quad (3)$$

Амплитуда первой гармоники, содержащейся в прямоугольном импульсе $u_{Г1}(t)$ с размахом E, определяется следующим образом:

$$U^*_{Г1i} = 1/\pi \int_{-\pi/2}^{\pi/2} u_{Гi}(t)\cos(\omega t)dt + 1/\pi \int_{-\pi/2}^{\pi/2} u_{Гi}(t)\sin(\omega t)dt , \quad (4)$$

$$U^*_{1Гi} = \frac{2E}{\pi}\left(\cos\varphi \pm j\sin\varphi\right). \quad (5)$$

Знак “плюс” в формулах (3) и (5) соответствует ключу SW1.1, а “минус” - ключу SW2.2.

Выражения для напряжения и тока в нагрузке можно получить, воспользовавшись соотношением (1). Подставив в это выражение в качестве амплитуды напряжения генераторов первую гармонику напряжения на ключе (5) и, учитывая, что ток нагрузки протекает последовательно через сопротивления насыщения двух транзисторов, получим:

$$U_H = 4\frac{E}{\pi}\cos\varphi , \quad (6)$$

$$I^*_H = \left(4E\cos\varphi \bullet e^{-j\chi}\right)/\pi\sqrt{\left[\left(R_H + 2r_{HAC}\right)^2 + X_H^2\right]}, \quad (7)$$

$$I_m = \left(4E\cos\varphi\right)/\pi\sqrt{\left[\left(R_H + 2r_{HAC}\right)^2 + X_H^2\right]}. \quad (8)$$

Зная амплитуду тока в нагрузке, можно определить выходную мощность, а также мощность активных потерь (на один транзистор) и амплитуду напряжения на сопротивлении насыщения транзистора.

$$P_H = \left(8E^2\cos^2\varphi \bullet R_H\right)/\pi^2\left[\left(R_H + 2r_{HAC}\right)^2 + X_H^2\right], \quad (9)$$

$$P_{r_{HAC}} = \left(8E^2\cos^2\varphi \bullet r_{HAC}\right)/\pi^2\left[\left(R_H + 2r_{HAC}\right)^2 + X_H^2\right], \quad (10)$$

$$U_{r_{HAC}} = \left(4E\ \cos\ \varphi \bullet r_{HAC}\right)/\pi\ \sqrt{\left[\left(R_H + 2r_{HAC}\right)^2 + X_H^2\right]}. \quad (11)$$

Теперь, подставив выражение для амплитуды тока нагрузки (8) в выражение (3), определим постоянную составляющую токов в ключах:

$$I_{0КЛ} = \left(4E\cos\varphi \bullet \cos(\chi \pm \varphi)\right)/\pi^2\sqrt{\left[\left(R_H + 2r_{HAC}\right)^2 + X_H^2\right]}. \quad (12)$$

Мощность, потребляемая оконечным каскадом УМДФ от источника питания, будет определяться выражением:

$$P_0 = 2E(I_{0КЛ1.1} + I_{0КЛ2.2}) = \\ = \left(\left(4E^2\cos\varphi\right)/\pi^2\sqrt{\left[\left(R_H + 2r_{HAC}\right)^2 + X_H^2\right]}\right)\bullet\left(\cos(\chi+\varphi) + \cos(\chi-\varphi)\right) \quad .(13)$$

Для случая резистивной нагрузки выражение (13) упрощается и может быть записано в виде:

$$P_0 = \left(8E^2\cos^2\varphi\right)/\pi^2\left(R_H + 2r_{HAC}\right). \quad (14)$$

Отсюда КПД выходного каскада УМДФ в случае $Z_H = R_H$ и отсутствия коммутативных потерь определяется из (9) и (14) как:

$$\eta = \frac{R_H}{R_H + 2r_{HAC}} = \frac{1}{\left(1 + \frac{2r_{HAC}}{R_H}\right)}. \quad (15)$$

Следует отметить, что реактивный ток, протекающий через корректирующие канальные индуктивности, не сказывается на рассмотренных выше выходных параметрах УМДФ. Однако, при протекании тока через сопротивления насыщения ключей, он создает на них падение напряжения и увеличивает мощность потерь, которая дополнительно потребляется от источника питания. При этом в первую половину периода происходит накопление энергии в индуктивности через один ключ полумоста, а во вторую половину периода – ее разряд через второй ключ полумоста. В отличие от синусоидального тока нагрузки, ток в корректирующих канальных индуктивностях при приложении к нему прямоугольного напряжения, которое присутствует на выходе полумоста, будет иметь пилообразную форму. Действующее значение переменного тока треугольной формы равно $I = I_m/\sqrt{3} \approx 0.577 I_m$.

Определим максимальное значение тока $I_m$. Ток в индуктивности при приложении к ней напряжения линейно возрастает по закону $I_L = \frac{E}{L}t$. В момент окончания положительного импульса напряжения, соответствующего половине периода рабочей частоты, ток достигнет максимального значения, равного $I_{Lm} = \frac{E}{L}0.5T = \frac{E}{L}0.5\frac{1}{f}$, где $f$ – рабочая частота.

Учитывая рекомендованные в [4] для получения высоких качественных показателей значения величин проводимости корректирующих канальных индуктивностей в полтора раза больше проводимости нагрузки ($X_L = \omega L = 2R_H/3$, откуда $L = R_H/3\pi f$ и $I_{Lm} = 1.5\pi E/R_H$) и установку их в обоих полумостах, что позволяет не заботиться о фазировке формирователя канальных сигналов [15, 16], получим величину дополнительных потерь, определяемую как:

$$P_{Lkk} = 2r_{HAC}(I_{Lm}/\sqrt{3})^2 = 1.5\pi^2 E^2 r_{HAC}/R_H^2. \quad (16)$$

Подчеркнем, что это не потери в канальных индуктивностях (их собственными потерями при типичной добротности 100 можно на данном этапе анализа пренебречь), а потери на сопротивлении насыщения ключей, вызванные протеканием тока в корректирующих катушках. При установке корректирующих канальных индуктивностей потребляемая оконечным каскадом мощность определяется суммой выражений (14) и (16):

$$P_{0L} = P_0 + P_{Lkk} = \left[8E^2\cos^2(\varphi)/\pi^2(R_H + 2r_{HAC})\right] + \left[1.5\pi^2 E^2 r_{HAC}/R_H^2\right]. \quad (17)$$

В этом случае КПД, с учетом (9) и (17) соответственно, будет равен:

$$\eta_L = \frac{8R_H\cos^2(\varphi)/\pi^2(R_H + 2r_{HAC})^2}{\left[8\cos^2(\varphi)/\pi^2(R_H + 2r_{HAC})\right] + \left[1.5\pi^2 r_{HAC}/R_H^2\right]}. \quad (18)$$

Или, после преобразований,

$$\eta_L = \frac{8R_H^3 \cos^2(\varphi)}{(R_H + 2r_{HAC})\left[8R_H^2 \cos^2(\varphi) + 1.5\pi^4 r_{HAC}(R_H + 2r_{HAC})\right]}. \quad (19)$$

Как видно из (19), при наличии корректирующих канальных индуктивностей, КПД, в отличии от выражения (15), зависит от уровня выходного сигнала. Это объясняется тем, что потери на сопротивлении насыщения ключей, вызванных протеканием тока нагрузки, пропорциональны выходной мощности, а потери, вызванные протеканием тока через корректирующие индуктивности, постоянны.

## 2 Коммутативные потери в оконечном каскаде УМДФ

Коммутативные потери [11, 17] возникают вследствие перезаряда выходных емкостей транзисторов $C_{вых}$ при их переключении. На эквивалентной схеме рис. 2 это можно отразить, включив параллельно каждому транзистору (последовательное соединение ключа и сопротивления $r_{нас}$) конденсатор $C_{вых}$. В этом случае токи перезаряда емкостей протекают в моменты переключения транзисторов (перехода из состояния отсечки в состояние насыщения и наоборот). Будем по-прежнему полагать отсутствие активных этапов работы (т.е. считаем, что само переключение транзисторов происходит мгновенно). Однако, фронт и спад напряжения на ключах будет не мгновенным, а иметь экспоненциальный вид с постоянной времени $\tau = r_{нас} \cdot C_{вых}$, согласно законам коммутации при переходных процессах. Соответственно, у импульсов напряжения появляются фронты длительностью $t_ф = 2.3\tau$.

Заряд выходной ёмкости разомкнутого транзистора происходит током, протекающим от источника питания через сопротивление $r_{нас}$ противоположного (замкнутого) ключа. К моменту окончания заряда на емкости (и ключе) устанавливается напряжение U, а в выходной емкости транзистора запасается энергия электрического поля:

$$W_{ЭЛ} = 0.5 \cdot C_{ВЫХ} \cdot U^2 \cdot$$

При этом, как показано в [11], в резисторе $r_{нас}$, через который заряжался конденсатор, рассеивается тепловая энергия той же величины (не зависимо от величины $r_{нас}$ и времени заряда). Таким образом процесс заряда линейной емкости через резистор происходит с КПД = 50% не зависимо от параметров RC цепи.

Процесс разряда емкости (от напряжения U до нуля) происходит через сопротивление $r_{нас}$ собственного ключа, когда он замкнут. При этом вся накопленная в ней энергия выделяется в этом сопротивлении в виде тепла.

За период рабочей частоты в выходной емкости каждого транзистора происходит процесс заряда и разряда, каждый из которых сопровождается выделением тепла в транзисторе. В этом случае мощность коммутативных потерь во всех 4-х транзисторах будет определяться выражением:

$$P_{КОМ} = 4 \cdot C_{ВЫХ} \cdot E^2 \cdot f_P \ , \quad (20)$$

где $f_P$ – рабочая частота.

Выражение (20) в общем случае является приближенным, поскольку не учитывает нелинейный характер выходной емкости транзистора. Кроме того, некоторая (незначительная) часть тока заряда емкости может протекать через нагрузку, обеспечивая вклад в генерацию выходной (полезной) мощности усилителя. Однако, как показано в [11], для реальных соотношений $r_{нас}/R_н < 0{,}1$ ошибка в определении мощности коммутативных потерь не превышает 15...20%, что вполне приемлемо для практических расчетов.

Потребляемую генераторами мощность с учетом коммутативных потерь можно представить в следующем виде:

$$P_{ПОТР} = P_0 + P_{КОМ} = P_Н + 4P_{r_{НАС}} + P_{КОМ}. \quad (21)$$

Определим КПД с учетом коммутативных потерь:

$$\eta = \frac{P_Н}{P_Н + P_{r_{НАС}} + P_{КОМ}}. \quad (22)$$

При наличии в схеме корректирующих канальных индуктивностей, при вычислении потерь на сопротивлениях $r_{нас}$ необходимо учитывать протекающий по ним ток индуктивностей в соответствии с (16). Несмотря на приближенный характер формул (20)-(22), они могут быть использованы для оценки энергетических характеристик оконечного каскада УМДФ.

## 3 Оптимизация энергетических характеристик оконечного каскада УМДФ

### *3.1 Классическая схемотехника*

Как было показано в предыдущих разделах, основными причинами потерь мощности в «классическом» (без корректирующих канальных индуктивностей) 4-х ключевом генераторе с фильтровой нагрузкой (генераторе класса D) являются коммутативные потери Pк, связанные с перезарядом выходных емкостей транзисторов:

$$P_K = 4 f C E^2, \quad (23)$$

и резистивные потери Pr, обусловленные протеканием рабочих токов (тока нагрузки) через сопротивления насыщения замкнутых ключей:

$$P_r = I_H^2 2 r_{HAC} \cdot \quad (24)$$

В рассматриваемом генераторе с фильтром на выходе, ток нагрузки $I$н имеет гармоническую форму и в каждый момент времени протекает через последовательно включенные нагрузку и пару замкнутых ключей с сопротивлениями $r_{НАС}$. Таким образом, (в случае согласованной нагрузки) выходную мощность первой гармоники P1 и мощность резистивных потерь Pr с учетом (24) можем записать в виде:

$$P_1 = I_H^2 R_H, \quad (25)$$

$$P_r = P_1 2 r_{HAC} / R_H. \quad (26)$$

Основным критерием энергетической эффективности любого усилителя мощности является его КПД. Однако при весьма высоких значениях КПД ($\eta > 0{,}9...0{,}95$) удобнее пользоваться другим показателем энергетической эффективности – коэффициентом удельных потерь $\xi = P_{потерь}/P_{вых}$. Отметим, что коэффициент удельных потерь однозначно связан с КПД: $\xi = (1-\eta)/\eta$ (и соответственно $\eta = 1/(\xi+1)$), и является

более чувствительной характеристикой, описывающей энергетическую эффективность устройства, когда его КПД>0,9. Запишем для рассматриваемого генератора величину удельных потерь:

$$\xi = \left(P_K + P_r\right) / P_1,$$

или, используя (26):

$$\xi = (P_K + P_1 \cdot 2\, r_{HAC} / R_H) / P_1 \qquad (27)$$

Из (27) следует, что удельные резистивные потери (второе слагаемое в (27)), связанные с протеканием тока нагрузки через $r_{HAC}$ ключей, при фиксированном напряжении питания E обратно пропорциональны величине нагрузки генератора Rн.

Из рассмотрения поведения удельных коммутативных потерь ($P_K/P_1$, первое слагаемое в (27) с учетом (25)), видно, что они практически прямо пропорциональны сопротивлению нагрузки Rн, поскольку выходная мощность $P_1$, линейно (при допущении, что $2r_{HAC}/R_H << 1$) снижается с ростом Rн.

Таким образом удельные потери, описываемые двумя слагаемыми, одно из которых монотонно растет, а другое падает с увеличением Rн, должны иметь минимальное значение при некотором значении Rно, которое будем называть оптимальным при заданном напряжении питания E, рабочей частоте f и для конкретных используемых транзисторов (характеризующихся параметрами сопротивления насыщения во включенном состоянии $r_{HAC}$ и выходной емкостью C, которая, кстати, может существенно зависеть от E). Использование оптимального значения сопротивления нагрузки Rно при проектировании рассматриваемого генератора позволит обеспечить минимальные удельные потери мощности и максимальный КПД.

Для обеспечения возможности сравнения полученных результатов с [1], рассмотрим особенности анализируемого генератора при синтезе на его выходе сигнала с амплитудной модуляцией гармоническим напряжением с произвольным индексом модуляции m ($0<m<1$). Известно, что максимальное выходное напряжение и мощность достигаются в пике 100% модуляции, при этом выходные напряжения канальных усилителей (обоих половин 4-х ключевого генератора рис. 2) складываются в фазе ($2\varphi=0$), и напряжение на входе фильтра гармоник имеет форму симметричного меандра с максимальным значением E (размахом 2E).

Максимальная амплитуда первой гармоники, содержащейся в таком сигнале и прикладываемая к последовательно соединенным сопротивлениям пары ключей и резистивной нагрузке через фильтр, составляет: $U^*_{MH} = (4/\pi)E$, при этом амплитуда тока первой гармоники, протекающего через нагрузку:

$$I_{MH} = (4/\pi)E / (2r_{HAC} + R_H), \qquad (28)$$

соответственно, пиковая мощность определяется как

$$P_{1M} = 0.5 R_H \left((4/\pi)E / (2r_{HAC} + R_H)\right)^2. \qquad (29)$$

Мощность в телефонной точке (мощность несущей), исходя из теории АМ, составляет четверть от пиковой:

$$P_{1T} = 0.25 \cdot 0.5 R_H \left((4/\pi)E / (2r_{HAC} + R_H)\right)^2. \qquad (30)$$

Средняя мощность (усредненная на периоде модулирующей частоты) при произвольном индексе амплитудной модуляции – $m$ выше мощности в телефонной точке в $(1+0.5\cdot m^2)$ раз, т.е:

$$P_{1cp} = 0.25\left(1 + 0.5m^2\right) 0.5 R_H \left\{(4/\pi)E / (2r_{HAC} + R_H)\right\}^2 \qquad (31)$$

Подставив в выражение для удельных потерь мощности (27) выражение для коммутативных потерь (23) и средней мощности первой гармоники (31), получим:

$$\xi = \left\{\pi\omega C R_H (1 + 2r_{HAC}/R_H)^2 / \left(1 + 0.5m^2\right)\right\} + 2r_{HAC}/R_H. \qquad (32)$$

Для пиковой точки это будет

$$\xi = \left\{\pi\omega C R_H (1 + 2r_{HAC}/R_H)^2 / 4\right\} + 2r_{HAC}/R_H. \qquad (32^{**})$$

Сомножитель $(1+2r_{HAC}/R_H)^2$ в выражении (32) в практических случаях (при допущении, что $2r_{HAC}/R_H << 1$) мало отличается от 1. Для упрощения дальнейших выкладок и получения результата в компактной форме заменим указанный сомножитель на 1 (позже мы оценим погрешность, вызванную этим допущением) и получим:

$$\xi = \left\{\pi\omega C R_H / \left(1 + 0.5m^2\right)\right\} + 2r_{HAC}/R_H. \qquad (32a)$$

В пиковой точке:

$$\xi = \left\{\pi\omega C R_H / 4\right\} + 2r_{HAC}/R_H. \qquad (32^{**}a)$$

Продифференцируем полученное выражение (32a) по Rн,

$$\frac{\partial}{\partial r}(\xi) = \frac{\partial}{\partial r}\left[\left\{\pi\omega C R_H / \left(1 + 0.5m^2\right)\right\} + 2r_{HAC}/R_H\right] = \frac{\pi\omega C}{1 + 0.5m^2} - \frac{2r_{HAC}}{R_H^2}$$

приравняем дифференциал к нулю и разрешив полученное уравнение относительно Rн, найдем оптимальное значение Rно, обеспечивающее минимальные удельные потери и максимальный КПД в рамках поставленной задачи:

$$R_{HO} = \left\{2r_{HAC}\left(1 + 0.5m^2\right) / (\pi\omega C)\right\}^{1/2}, \qquad (33)$$

при этом для пиковой мощности $R_{HO} = \left\{8r_{HAC} / (\pi\omega C)\right\}^{1/2}$.

Из выражения (33) следует важный вывод о независимости величины оптимального сопротивления нагрузки от напряжения питания, что позволяет использовать ступенчатое изменение напряжения питания без дополнительных переключений в высокочастотных цепях согласования.

Для практической оценки полученного выражения подставим в (33) значения параметров, соответствующих MOSFET транзистору IRFP244 ($r_{HAC}$ = 0.28 Ом, C =320 пФ) и GaN транзистору EPC2016 ($r_{HAC}$ = 0.016 Ом, C =225 пФ) при напряжении на стоке E=50 В, при различных значениях индекса амплитудной модуляции m на рабочей частоте f=1 МГц.

Рассчитанные значения оптимальных нагрузочных сопротивлений для 4-х ключевого генератора с дефазированием приведены на рис. 3.

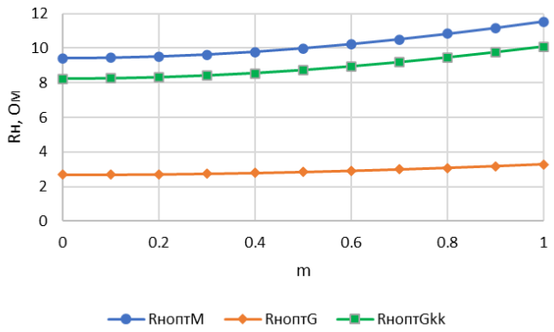



**Рис. 3.** Оптимальные сопротивления нагрузки при различных индексах АМ

Как следует из рис. 3, оптимальное сопротивление нагрузки имеет некоторую, хотя и слабо выраженную зависимость от глубины модуляции m для обоих типов транзисторов. Для пиковой точки (точки максимальной мощности, соответствующей телеграфному режиму), значения оптимального сопротивления нагрузки составят 18,83 Ом и 5,37 Ом, соответственно.

Следует отметить, что при значениях сопротивления нагрузки, более высоких, чем оптимальное, потери возрастают достаточно плавно, что позволяет подобрать необходимое для обеспечения заданной выходной мощности, и схемотехнически комфортное для обеспечения требуемого коэффициента трансформации, сопротивление нагрузки.

### *3.2 Схемотехника с корректирующими канальными индуктивностями*

Проведем аналогичные предыдущему пункту расчеты оптимального сопротивления нагрузки для четырехключевого генератора, как выходного каскада УМДФ, с корректирующими канальными индуктивностями. Опуская текстовое описание, аналогичное пункту 3.1, запишем соответствующие выражения для АМ сигнала:

$$\begin{aligned} &P_K = 4fCE^2, \\ &P_r = I_H^2 2r_{HAC} = P_1 2r_{HAC}/R_H, \\ &P_{Lkk} = 1.5\pi^2 E^2 r_{HAC}/R_H^2, \\ &\xi_{kk} = (P_K + P_r + P_{Lkk})/P_1, \\ &P_{1cp} = 0.25(1+0.5m^2)0.5R_H\left\{(4/\pi)E/(2r_{HAC}+R_H)\right\}^2. \end{aligned} \quad (34)$$

Аналогично считая $(1+2r_{HAC}/R_H)^2 \approx 1$ получим:

$$\xi_{kk} = \left\{\pi\omega CR_H/(1+0.5m^2)\right\} + 2r_{HAC}/R_H + 3r_{HAC}\pi^4/4R_H. \quad (35)$$

Дифференцируя:

$$\frac{\partial}{\partial r}(\xi_{kk}) = \frac{\pi\omega C}{1+0.5m^2} - \frac{2r_{HAC}}{R_H^2} - \frac{3\pi^4 r_{HAC}}{4R_H^2}.$$

Приравнивая к нулю и решая, найдем оптимальное сопротивление нагрузки для схемотехники с корректирующими канальными индуктивностями:

$$R_{HOkk} = 0.25\left\{r_{HAC}(1+0.5m^2)(8+3\pi^4)/(\pi\omega C)\right\}^{1/2}. \quad (36)$$

Для пиковой мощности:

$$R_{HOkk} = 0.5\left\{r_{HAC}(8+3\pi^4)/(\pi\omega C)\right\}^{1/2}.$$

Рассчитанные для рассмотренного выше примера для GaN транзистора EPC2016 оптимальные сопротивления нагрузки при различных индексах АМ приведены на Рис. 3 (кривая RноптGkk). Они существенно выше, чем при использовании классической схемотехники, что делает целесообразным применение корректирующих канальных индуктивностей в схемах на GaN транзисторах с низким сопротивлением насыщения или в высоковольтных приложениях, где протекающие через ключи токи невелики. Для пиковой точки (точки максимальной мощности, соответствующей телеграфному режиму), значения оптимального сопротивления нагрузки составят 57,68 Ом и 16,44 Ом, соответственно.

Подставив выражение для оптимального сопротивления нагрузки (33) в выражение удельных потерь (32), получим минимальное значение удельных потерь ξmin, которое может быть достигнуто при использовании классической схемотехники и конкретного транзистора, характеризующегося основными параметрами $r_{HAC}$ и C:

$$\xi_{\min} = \left\{8\pi\omega Cr_{HAC}/(1+0.5m^2)\right\}^{1/2}. \quad (37)$$

Как следует из (36), минимальные удельные потери в рассматриваемом генераторе пропорциональны произведению рабочей частоты, $r_{HAC}$ и C в степени 1/2, что определяет частотную зависимость энергетических характеристик не такую резкую, как у коммутативных потерь, которые зависят от рабочей частоты и **C** прямо пропорционально (25).

Для схемотехники с корректирующими канальными индуктивностями, подставляя (36) в (35), получим минимальное значение удельных потерь $\xi_{\min kk}$ как:

$$\begin{aligned} &\xi_{\min kk} = \frac{10+3.75\pi^4}{\sqrt{8+3\pi^4}}\left\{\pi\omega Cr_{HAC}/(1+0.5m^2)\right\}^{1/2} \approx \\ &\approx 21.66\left\{\pi\omega Cr_{HAC}/(1+0.5m^2)\right\}^{1/2} \end{aligned} \quad (38)$$

Применение корректирующих канальных индуктивностей, как показано в [4, 6], позволяет обеспечить требуемые высокие качественные показатели [18] передатчиков цифрового радиовещания [19, 20]. Однако, минимальное значение удельных потерь в этом случае в 7.65 раз выше, чем при классической схемотехнике, что требует использования более совершенной элементной базы. Такому условию, в частности, удовлетворяют GaN HEMT транзисторы, «коэффициент качества» которых (FOM, figure of merit, как произведение выходной емкости на сопротивление насыщения) на порядок лучше (т.е. меньше), чем у MOSFET транзисторов [9, 21].

Оценим погрешность полученных результатов, вызванную введенным допущением при переходе от выражения (32) к (32a), для чего выполним преобразование $(1+2r_{HAC}/Rн)^2 = 1+4r_{HAC}/Rн+(2r_{HAC}/Rн)^2$. Подставив характерные для GaN HEMT транзисторов значения $r_{HAC}$ = 0.016 Ом и Rн = 3 или 14 Ом (для классической или с корректирующими канальными индуктивностями схемотехники), увидим, что второе слагаемое правой части рассматриваемого

равенства составляет величину порядка 2.1% (или 0.46%) от единицы, а третье слагаемое 0.01% (или 0.0005%). При операции дифференцирования выражений (32) или (35), при нахождении экстремума удельных потерь, второе слагаемое из отброшенного сомножителя никак не изменяет производную и таким образом погрешность при определении величины Rно в рассмотренном примере не превышает погрешности третьего слагаемого в отброшенном сомножителе, т.е. 0.01%.

При вычислении самой величины удельных потерь **ξ** по выражению (32) ошибка не может превысить 2.1%, а определение ξmin (36) при оптимальном Rно имеет ошибку не более 1.05%, поскольку при оптимальной нагрузке оба слагаемых в выражении (32) равны и относительная погрешность первого из них – 2.1%. Очевидно, что с ростом отношения $2r_{НАС}/Rно$ погрешность полученных выражений будет возрастать. Однако для всех $2r_{НАС}/Rно<0.05$, что охватывает все разумные с практической точки зрения случаи (КПД не менее 90%), погрешность определения Rно не превышает 0.25%, а погрешность определения ξmin не превышает 5%. Для практики такая точность вполне приемлема.

### 4 Статические энергетические характеристики

Весьма интересным моментом является анализ статической зависимости КПД, под которой будем понимать зависимость КПД от нормированного напряжения первой гармоники u, которое изменяется от 0 до 1 при работе выходного каскада в статическом режиме (без АМ). Выразим выходную мощность P1 через выходное напряжение:

$$P_1 = U_{ВЫХ}^2 / R_H = (U_{МН} \bullet u)^2 / (2R_H), \quad (39)$$

где: Uмн - максимальная амплитуда первой гармоники (из (28)):

$$U_{МН} = (4/\pi) E R_H / (2r_{НАС} + R_H),$$

*u* – нормированное напряжение первой гармоники ( 0<u<1).

Подставив (39) в (27) и в (34), и используя известное соотношение $\eta = 1/(\xi + 1)$, получим зависимости КПД от нормированного выходного напряжения в статическом режиме для классической схемотехники:

$$\eta = \left\{1 + \pi\omega C(2r_{НАС} + R_H)^2 / 4R_H u^2 + 2r_{НАС} / R_H\right\}^{-1}, \quad (40)$$

и для схемотехники с корректирующими канальными индуктивностями:

$$\eta_{kk} = \left\{1 + \frac{\pi\omega C(2r_{НАС} + R_H)^2}{4R_H u^2} + \frac{3\pi^4 (r_{НАС} / R_H)(2r_{НАС} + R_H)^2}{16R_H^2 u^2} + \frac{2r_{НАС}}{R_H}\right\}^{-1}. \quad (41)$$

На рис. 4 приведены примеры статических зависимостей КПД для рассматриваемых транзисторов на частоте 1 МГц для классической схемотехники. Сопротивления нагрузки соответствуют оптимальным значениям для точек максимального выходного напряжения - кривые с индексом «1.0»; в пять раз больше оптимального (индекс «5»); и в пять раз меньше оптимального, что соответствует 20% напряжения (4% мощности) – кривые с индексом «0.2».

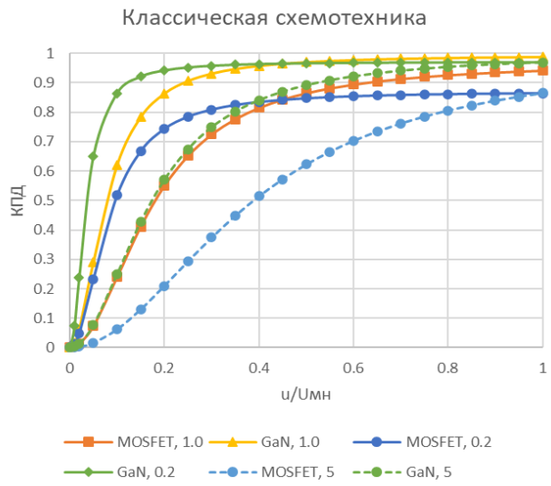



**Рис. 4.** Статические энергетические характеристики для классической схемотехники при различных сопротивлениях нагрузки

Как видно из рис. 4, GaN транзисторы обладают существенно более высоким КПД, особенно в начале статической характеристики (u < 0,2...0,4).

При Rн > Rно, возрастает доля коммутативных потерь, снижается доля активных потерь, и КПД при малых **u** становится ниже, чем при оптимальной нагрузке. Очевидно, что в динамическом режиме средний КПД упадет по отношению к оптимальному режиму.

При Rн < Rно, наоборот, возрастает доля резистивных потерь и снижается доля коммутативных потерь. КПД при малых **u** становится выше, чем при оптимальной нагрузке, но зато при близких к 1 значениях **u** значения КПД получаются ниже, чем при оптимальной нагрузке. Средний КПД в динамическом режиме будет зависеть от вида усиливаемого сигнала (функции плотности вероятности амплитуды его огибающей). В этом случае сопротивление нагрузки можно оптимизировать, как это было сделано выше на примере сигнала с АМ.

Для схемотехники с корректирующими канальными индуктивностями (рис. 5, обозначения аналогичны используемым на рис. 4) статические энергетические характеристики ведут себя иным образом. Значения КПД максимальны для всех выходных напряжений при оптимальном значении сопротивления нагрузки и уменьшаются при отклонении сопротивления нагрузки от оптимального значения как в большую, так и в меньшую сторону.

Выявленные отличия в поведении статических энергетических характеристик двух рассматриваемых вариантов схемотехнического построения оконечного каскада УМДФ обусловлены наличием второй, относительно большой компоненты потерь, не зависящих от уровня выходного напряжения – потерь на сопротивлении насыщения транзисторов от реактивных токов, протекающих через корректирующие канальные индуктивности.

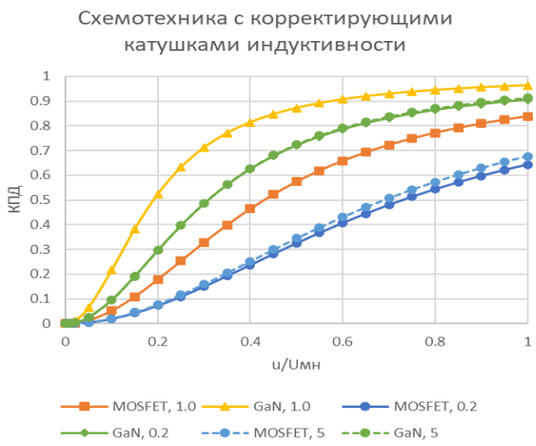



**Рис. 5.** Статические энергетические характеристики для схемотехники с корректирующими канальными индуктивностями при различных сопротивлениях нагрузки

Они практически на порядок превышают потери на сопротивлении насыщения транзисторов от токов нагрузки в точке максимальной мощности и это соотношение растет с уменьшением выходного напряжения. В этой ситуации найденное оптимальное значение потерь в точке пиковой мощности как равенство потерь на сопротивлении насыщения и коммутативных потерь при перезаряде выходных емкостей транзисторов сохраняется при всех уровнях выходного напряжения.

Данное обстоятельство позволяет считать, что постоянство найденного значения оптимального сопротивления нагрузки УМДФ с корректирующими канальными индуктивностями делает его инвариантным к виду усиливаемого сигнала (функции плотности вероятности амплитуды его огибающей), то есть, более универсальным для любых применений.

## Заключение

Таким образом, рассмотрение энергетических характеристик выходного ключевого каскада УМДФ позволяет отметить следующие его особенности. Так, в отличие от известных линейных усилителей мощности, использующих ключевые режимы работы транзисторов [11, 22] (по методу Кана, УМЦПО [14, 23, 24]), где мощность потерь снижается при снижении выходной мощности, в УМДФ мощность коммутативных потерь и потерь на сопротивлении насыщения транзисторов от протекания тока корректирующих канальных индуктивностей постоянна и не зависит от уровня синтезируемого сигнала. В связи с этим подход к оптимизации энергетических характеристик УМДФ отличается от других ключевых усилителей. В [11] приведены результаты подобной оптимизации для усилителя Кана. Там же показано, что поскольку резистивные и коммутативные потери, а также выходная мощность изменяются синхронно по статической модуляционной характеристике, то и оптимальный режим сохраняется на всем протяжении СМХ и, следовательно, для любых видов сигналов. В УМДФ оптимальный режим не сохраняется на всем протяжении СМХ, и поэтому необходимо проводить оптимизацию его режима в динамике, используя понятия средней выходной мощности и средних потерь мощности для определенного вида сигнала, аналогично тому, как это было сделано в [25, 26].

Ток нагрузки, фаза которого фиксируется корректирующими канальными индуктивностями, с уменьшением уровня выходного сигнала также уменьшается, поэтому достаточно меньшего тока через индуктивности, что дает возможность применить ступенчатое изменение напряжения питания пропорционально уровню огибающей усиливаемого сигнала. Коммутативные потери при этом также существенно снизятся. Оптимизация числа уровней и порогов квантования напряжения питания для сигнала OFDM, как наиболее распространенного в настоящее время в телекоммуникационных приложениях, будет проведена на следующих этапах работы.

## Благодарности

Авторы выражают благодарность безвременно ушедшему из жизни с.н.с. МТУСИ Виктору Николаевичу Громорушкину за многолетнее совместное творчество в области разработки высокоэффективных усилителей мощности.

## Литература

1. *Иванюшкин Р. Ю.* Исследование и разработка высокочастотного тракта радиовещательного СЧ передатчика, построенного по методу дефазирования: специальность 05.12.13 "Системы, сети и устройства телекоммуникаций": диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Иванюшкин Роман Юрьевич. Москва, 2001. 173 с. EDN QDNZKH.

2. *Ngo Q. F., Varlamov O. V.* Outphasing power amplifier efficiency // Synchroinfo Journal. 2026, vol. 12, no. 4, pp.19-31. DOI: 10.36724/2664-066X-2026-12-4-19-31.

3. *Нго К. Ф., Бекушев Н. С., Громорушкин В. Н., Варламов О. В.* Особенности схемотехники непосредственного суммирования ключевых генераторов в передатчиках с дефазированием // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2025. Т. 19, № 2. С. 4-14. DOI 10.36724/2072-8735-2025-19-2-4-14. EDN GZDBMJ.

4. *Нго К. Ф., Громорушкин В. Н., Варламов О. В.* Динамические режимы и работа на рассогласованную нагрузку при непосредственном суммировании ключевых генераторов в передатчиках с дефазированием // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2025. Т. 19, № 3. С. 13-23. DOI 10.36724/2072-8735-2025-19-3-13-23. EDN GRAXPV.

5. *Ngo Q. F., Varlamov O. V.* Outphasing Transmitter Circuit with Switching Generators Direct Summation: Static Mode Analysis // Wave Electronics and Its Application in Information and Telecommunication Systems. 2025. Vol. 8, No. 1. P. 304-312. DOI 10.1109/WECONF65186.2025.11017168. EDN ZMLSRI.

6. *Gromorushkin V. N., Varlamov O. V.* Dynamic Operation Modes of Outphasing Transmitters with Switching Generators Direct Summation // Wave Electronics and Its Application in Information and Telecommunication Systems. 2025. Vol. 8, No. 1. P. 101-107. DOI 10.1109/WECONF65186.2025.11017153. EDN TWETBL.

7. *Varlamov O. V., Gromorushkin V. N.* Mismatched Load Operation of Outphasing Transmitters with Switching Generators Direct Summation // Wave Electronics and Its Application in Information and Telecommunication Systems. 2025. Vol. 8, No. 1. P. 391-395. DOI 10.1109/WECONF65186.2025.11017139. EDN TMMIJZ.

8. *Ngo Q. F., Varlamov O. V.* GaN HEMT Transistors Application Features in Outphasing Transmitters // Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems. 2026. Vol. 9, No. 1. DOI: 10.1109/WECONF69969.2026.11553787.

9. *Нго К. Ф.* Особенности применения GAN HEMT транзисторов в передатчиках с дефазированием // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2025. Т. 16, № 6. С. 58-65. EDN EWEKKK.

10. *Варламов О. В*. Технология создания сети цифрового радиовещания стандарта DRM для Российской Федерации // диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук. Московский технический университет связи и информатики. Москва, 2017. EDN: ZQMQAF.

11. *Козырев В. Б., Лаврушенков В. Г., Леонов В. П., Новиков Г. В., Петяшин Н. Б., Попов И. А., Харитонов А. В., Громорушкин В. Н.* Транзисторные генераторы гармонических колебаний в ключевом режиме. Москва, 1985. EDN: UHQIKD.

12. *Varlamov O. V., Gromorushkin V. N., Kozyrev V. B., Melanin A. V.* Addition of the power outputs from push-pull voltage-switching oscillators having a resistive load // Radioelectronics and Communications Systems. 1989. Vol. 32, No. 7. P. 30-35. EDN KNLLOC.

13. *Варламов О. В., Нгуен Д. К., Грычкин С. Е*. Комбинирование синтетических методов высокоэффективного высокочастотного усиления // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Т. 15. № 9. С. 11-16. DOI: 10.36724/2072-8735-2021-15-9-11-16. EDN: MJNCUK

14. *Varlamov O. V., Goncharov I. A., Lavrushenkov V. G*. High-power HF digital-analog converter for SSB signal power amplifiers // Telecommunications and Radio Engineering. 1989. Т. 44. № 8. С. 49-53. EDN: ZGKWFA

15. *Нго К. Ф., Бекушев Н. С., Варамов О. В*. Исследование способов построения прототипа возбудителя для лабораторного макета передатчика, построенного по методу дефазирования // Наукоемкие технологии в космических исследованиях Земли. 2026. Т. 18. № 1. С. 20-29. doi: 10.36724/2409-5419-2026-18-1-20-29.

16. *Bekushev N. S., Ngo Q. F., Varlamov O. V.* Design Methods of Outphasing Transmitter Exciter for Lab Prototyping // Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, 2026, doi: 10.1109/IEEECONF68869.2026.11461172.

17. *Грычкин С. Е., Захаров А. М., Варламов О. В.* Методика расчета КПД ШИМ модулятора на GaN FET транзисторах // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Том 17. №9. С. 19-27. DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-9-19-27.

18. *Варламов О. В.* Research of influence of DRM broadcast transmitter nonlinearities onto the output signal parameters // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2014. № 2. С. 59-60. EDN: SARICJ.

19. *Варламов О. В.* Организация одночастотных сетей цифрового радиовещания стандарта DRM. Особенности и результаты практических испытаний // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Т. 12. № 11. С. 4-20. EDN: YQNCWT.

20. *Варламов О. В., Варламов В. О., Долгопятова А. В.* Международная сеть DRM вещания для создания информационного поля в Арктике // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2019. Т. 13. № 9. С. 9-16. DOI: 10.24411/2072-8735-2018-10304.

21. *Varlamov O. V., Chugunov I. V*. Modeling of efficiency UHF class-D power amplifier with bandpass sigma-delta modulation // 2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SINKHROINFO 2017, Kazan, 03-04 июля 2017 года. Kazan, 2017. P. 7997508. DOI 10.1109/SINKHROINFO.2017.7997508. EDN XOTGCX.

22. *Варламов О. В*. Интермодуляционные искажения в ключевых генераторах класса D с резистивной нагрузкой в режиме переключения напряжения // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Т. 16. № 10. С. 4-11. DOI: 10.36724/2072-8735-2022-16-10-4-11. EDN: GAHBPS.

23. *Громорушкин В. Н., Варламов О. В.* Разработка компьютерной модели высокочастотного тракта усилителя с раздельным усилением составляющих и исследование причин его специфических искажений // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2025. Т. 19. № 9. С. 23-34. DOI: 10.36724/2072-8735-2025-19-9-23-34. EDN: CKKLOE.

24. *Громорушкин В. Н., Варламов О. В*. Разработка требований к характеристикам отдельных узлов высокоэффективного передатчика, построенного по методу раздельного усиления составляющих однополосных колебаний // Наукоемкие технологии в космических исследованиях Земли. 2025. Т. 17, № 4. С. 28-34. DOI 10.36724/2409-5419-2025-17-4-28-34. EDN WFABSZ.

25. *Varlamov O., Nguyen D.C., Grebennikov A*. Broadband and efficient envelope amplifier for envelope elimination and restoration/envelope tracking higher-efficiency power amplifiers // Sensors. 2022. Т. 22. № 23. С. 9173. DOI: 10.3390/s22239173. EDN: BRCSHZ.

26. *Варламов О. В*. Построение мощных широкополосных усилителей постоянного тока модуляционного тракта передатчиков с раздельным усилением составляющих // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Т. 16. № 11. С. 4-14. DOI: 10.36724/2072-8735-2022-16-11-4-14. EDN: MWFYUG,

## OUTPHASING TRANSMITTER ENERGY CHARACTERISTICS

***Ngo Quoc Fung,*** *Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia,* ***quocphung47@gmail.com***
***Oleg V. Varlamov,*** *Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia,* ***vov@mtuci.ru***

**Abstract**
This article examines the outphasing power amplifier (OPA) output stage operating mode, built on class-D oscillators using a voltage-switching circuit with a filter load, using both classical circuit designs and circuit designs with correcting inductors. Using analytical expressions describing the losses in the transistor saturation resistance during the load current and during the correcting inductor currents, as well as the commutation losses in the transistor output capacitances, the OPA energy characteristics are estimated and an example of load resistance optimization based on the criterion of maximum average efficiency for MOSFET and GaN HEMT transistors is presented. It is shown that the optimal load resistance is independent of the supply voltage, enabling its stepwise change without additional switching in high-frequency matching circuits. It is also shown that for classical circuit designs, the average efficiency in dynamic mode will depend on the type of the amplified signal (the probability density function of its envelope amplitude). In this case, the load resistance can be optimized for the specific type of signal being amplified. For circuit designs with correcting channel inductors, the efficiency values are maximized for all output voltages at the optimal load resistance value. The constancy of the determined optimal load resistance value for a OPA with correcting channel inductors makes it invariant to the type of signal being amplified, making it more versatile for all applications. The resulting expressions for the static power characteristics enable optimization of step-switching thresholds for supply voltages using a combination of synthetic high-efficiency amplification methods for various modern signals with high crest factors.

***Keywords:*** *image anomalies, oil product spills, feature vectors, recognizable image classes, histograms of image brightness distributio*

## References

[1] R.Yu. Ivanyushkin, "Research and development of a high-frequency path of a radio broadcasting MF transmitter built using the outphasing method," Ph.D. Thesis / Moscow Technical University of Communications and Informatics. Moscow, 2001.

[2] Q.F. Ngo, O.V. Varlamov, "Outphasing power amplifier efficiency," *Synchroinfo Journal.* 2026, vol. 12, no. 4, pp.19-31. DOI: 10.36724/2664-066X-2026-12-4-19-31.

[3] Q. F. Ngo, N. S. Bekushev, V. N. Gromorushkin, O. V. Varlamov, "Outphasing transmitter circuit with switching generators direct summation design features", *T-Comm*, 2025, vol. 19, no. 2, pp. 4-14. DOI: 10.36724/2072-8735-2025-19-2-4-14.

[4] Q.F. Ngo, V.N. Gromorushkin, O.V. Varlamov, "Outphasing transmitters with switching generators direct summation: dynamic modes and mismatched load operation", *T-Comm*, 2025, vol. 19, no. 3, pp. 13-23. DOI: 10.36724/2072-8735-2025-19-3-13-23.

[5] Q. F. Ngo and O. V. Varlamov, "Outphasing Transmitter Circuit with Switching Generators Direct Summation: Static Mode Analysis", *2025 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF)*, St. Petersburg, Russian Federation, 2025, pp. 1-9, doi: 10.1109/WECONF65186.2025.11017168.

[6] V. N. Gromorushkin and O. V. Varlamov, "Dynamic Operation Modes of Outphasing Transmitters with Switching Generators Direct Summation," *2025 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF)*, St. Petersburg, Russian Federation, 2025, pp. 1-7, doi: 10.1109/WECONF65186.2025.11017153.

[7] O. V. Varlamov and V. N. Gromorushkin, "Mismatched Load Operation of Outphasing Transmitters with Switching Generators Direct Summation," *2025 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF)*, St. Petersburg, Russian Federation, 2025, pp. 1-5, doi: 10.1109/WECONF65186.2025.11017139.

[8] Q. F. Ngo and O. V. Varlamov, "GaN HEMT Transistors Application Features in Outphasing Transmitters," *2026 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF)*, St. Petersburg, Russian Federation, 2026, pp. 1-6, doi: 10.1109/WECONF69969.2026.11553787.

[9] Q. F. Ngo, "Features of using GaN HEMT transistors in outphasing transmitters," *Synchronization, Signal Generation, and Processing Systems*. 2025. Vol. 16. No. 6. pp. 58-65.

[10] O.V. Varlamov, "The Technology of Creating a Digital Broadcasting Network of the DRM Standard for the Russian Federation", D.Sc. Thesis, MTUCI, Moscow, Russia, 2017.

[11] V.B. Kozyrev, V.G. Lavrushenkov, V.P. Leonov, G.V. Novikov, N.B. Petyashin, I.A. Popov, A.V. Kharitonov, V.N. Gromorushkin, "Transistor Harmonic Oscillators in Switch Mode", Moscow: Radio and Communication, 1985.

[12] O.V. Varlamov, V.N. Gromorushkin, V.B. Kozyrev, A.V. Melanin, "Addition of the power outputs from push-pull voltage-switching oscillators having a resistive load", *Radioelectronics and Communications Systems*. 1989, vol. 32. no 7, pp. 30-35.

[13] O.V. Varlamov, D.C. Nguyen, S.E. Grychkin, "Combination of synthetic high-performance RF amplification techniques", *T-Comm*. 2021. vol. 15, no.9, pp. 11-16. DOI: 10.36724/2072-8735-2021-15-9-11-16.

[14] O. V. Varlamov, I. A. Goncharov and V.G. Lavrushenkov, "High-power HF digital-analog converter for SSB signal power amplifiers", *Telecommunications and Radio Engineering* (English translation of Elektrosvyaz and Radiotekhnika), vol. 44, no. 8, pp. 49, 1989.

[15] Q. F. Ngo, N. S. Bekushev, O. V. Varamov, "Research constructing methods for a laborator outphasing transmitter exciter prototype," *H&ES Research*. 2026. Vol. 18. No. 1, pp. 20-29. doi: 10.36724/2409-5419-2026-18-1-20-29.

[16] N. S. Bekushev, Q. F. Ngo and O. V. Varlamov, "Design Methods of Outphasing Transmitter Exciter for Lab Prototyping," *2026 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications*, Moscow, Russian Federation, 2026, pp. 1-8, doi: 10.1109/IEEECONF68869.2026.11461172.

[17] S.E. Grychkin, A.M. Zakharov, O.V. Varlamov, "Method for calculating the efficiency of a PWM modulator based on GaN FET transistors," *T-Comm*, 2023. vol. 17, no.9, pp. 19-27. DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-9-19-27.

[18] O. Varlamov, "Research of influence of DRM broadcast transmitter nonlinearities onto the output signal parameters", *T-Comm*. 2014. Vol. 8. No. 2, pp. 59-60.

[19] O.V. Varlamov, "Organization of single frequency DRM digital radio broadcasting networks. Features and results of practical tests", *T-Comm*. 2018. vol. 12, no.11, pp. 4-20.

[20] O.V. Varlamov, V.O. Varlamov, A.V. Dolgopyatova, "DRM broadcasting international network to create an information field in the Arctic region", *T-Comm*. 2019. vol. 13, no.9, pp. 9-16.

[21] O. V. Varlamov and I. V. Chugunov, "Modeling of efficiency UHF class-D power amplifier with bandpass sigma-delta modulation," *2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINKHROINFO)*, Kazan, 2017, pp. 1-3. DOI: 10.1109/SINKHROINFO.2017.7997508.

[22] O.V. Varlamov, "Intermodulation distortion in voltage mode class D switching amplifiers with resistive load", *T-Comm*, vol. 16, no. 10, pp. 4-11, 2022. DOI: 10.36724/2072-8735-2022-16-10-4-11.

[23] V. N. Gromorushkin, O. V. Varlamov, "Amplifier with separate components amplification high-frequency path computer model development and its specific distortions causes study", *T-Comm*, 2025, vol. 19, no.9, pp. 23-34. DOI: 10.36724/2072-8735-2025-19-9-23-34.

[24] V. N. Gromorushkin, O. V. Varlamov, "Development of requirements to the individual units characteristics of a high-efficiency transmitter with separate amplification of single-sideband signals", *H&ES Research*. 2025. Vol. 17. No 4. DOI 10.36724/2409-5419-2025-17-4-28-34.

[25] O. Varlamov, D. C. Nguyen, and A. Grebennikov, "Broadband and Efficient Envelope Amplifier for Envelope Elimination and Restoration/Envelope Tracking Higher-Efficiency Power Amplifiers", *Sensors*, vol. 22, no. 23, p. 9173, Nov. 2022, Doi: 10.3390/s22239173.

[26] O.V. Varlamov, "Powerful broadband DC amplifiers for modulation path of transmitters with separate amplification", *T-Comm*. 2022. vol. 16, no.11, pp. 4-14. DOI: 10.36724/2072-8735-2022-16-11-4-14.

**Information about authors:**

***Ngo Quoc Fung,*** *post-graduate student of the Department "Radio Equipment and Circuitry", Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia*

***Oleg V. Varlamov,*** *Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department "Radio Equipment and Circuitry", Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia. https://orcid.org/0000-0002-3996-9156*