

ОСОБЕННОСТИ СХЕМОТЕХНИКИ НЕПОСРЕДСТВЕННОГО СУММИРОВАНИЯ КЛЮЧЕВЫХ ГЕНЕРАТОРОВ В ПЕРЕДАТЧИКАХ С ДЕФАЗИРОВАНИЕМ

DOI: 10.36724/2072-8735-2025-19-2-4-14

Нго Куок Фунг,*Московский технический университет связи и информатики,
Москва, Россия, quocphung47@gmail.com***Бекушев Николай Сергеевич,***Московский технический университет связи и информатики,
Россия, Москва, mnikolaysk@mail.ru***Громорушкин Виктор Николаевич,***Московский технический университет связи и информатики,
Россия, Москва, grom@mtuci.ru***Варламов Олег Витальевич,***Московский технический университет связи и информатики,
Россия, Москва, vov@mtuci.ru***Manuscript received** 15 December 2024;**Accepted** 20 January 2025**Ключевые слова:** ВЧ усилитель мощности, метод дефазирования, ключевой режим работы, класс D, непосредственное суммирование

Рассмотрена возможность реализации радиочастотного усилителя мощности по методу дефазирования (УМДФ) с непосредственным суммированием мощностей ключевых канальных генераторов, выполненных по схеме с переключением напряжения с фильтровой нагрузкой. Показано, что одной из причин искажений формируемого выходного сигнала является паразитная амплитудно-фазовая конверсия (АФК), возникающая при возбуждении оконечного каскада импульсами с длительностью менее полупериода рабочей частоты ($\tau_{\text{вх}} < \pi$). Выявлены физические причины возникновения АФК канальных сигналов, к которым относятся фильтровая нагрузка и диоды подложки полевых транзисторов. Предложен метод снижения искажений в УМДФ путем установки параллельно канальным нагрузкам дополнительных корректирующих индуктивностей, снижающих девиацию паразитной АФК. Показано, что алгоритм формирования канальных сигналов УМДФ оказывает существенное влияние на требуемую величину корректирующих канальных индуктивностей и, соответственно, на энергетические характеристики УМДФ в целом. Для практического применения рекомендован алгоритм знакопостоянной фазовой модуляции канальных сигналов.

Информация об авторах:*Нго Куок Фунг, аспирант кафедры "Радиооборудование и схемотехника", Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия**Бекушев Николай Сергеевич, аспирант кафедры "Радиооборудование и схемотехника", Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия**Громорушкин Виктор Николаевич, к.т.н., с.н.с., 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***Для цитирования:***Нго К. Ф., Бекушев Н. С., Громорушкин В. Н., Варламов О. В. Особенности схемотехники непосредственного суммирования ключевых генераторов в передатчиках с дефазированием // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2025. Том 19. №2. С. 4-14.***For citation:***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. (in Russian)*

Введение

Возможность осуществления управления амплитудой усиливаемого радиочастотного сигнала (модуляции) на высоком уровне мощности методом дефазирования [1] известна с 30-х годов прошлого века. Однако, несмотря на потенциальные преимущества усилителя мощности с дефазированием (УМДФ) в области обеспечения высокого КПД и потенциально широкой полосы модулирующих частот, до настоящего времени массового практического применения этот метод не получил. Известно только его применение в радиовещательных передатчиках диапазона СЧ [2, 3]. Основным фактором, сдерживающим распространение метода дефазирования, является проблема суммирования канальных сигналов без существенных потерь мощности. Действительно, при сложении мощностей в мостовом устройстве, средний КПД сумматора составит 50% [4], что сразу лишает УМДФ энергетических преимуществ перед линейным усилителем класса В. Предложения о рекуперации энергии из балластной нагрузки обратно в источник питания [5] сложны к применению на высоких частотах при больших уровнях мощности и идеологически не безупречны. Действительно, сначала авторы генерируют ВЧ колебания с переменной амплитудой (с потерями), потом выпрямляют половину из них (также с потерями), и далее преобразуют в постоянное напряжение источника питания (опять с потерями). По этим причинам большее распространение (в соответствии с методикой выявления [6, 7]) в сетях радиовещания различных стандартов и диапазонов частот [8-11] получил метод раздельного усиления составляющих [12]. Качественные характеристики необходимого для его построения высокочастотного [13-15] и модуляционного [16] трактов, в том числе с многофазной ШИМ [17], хорошо изучены [18].

Вместе с тем, потенциальная возможность эффективного использования метода дефазирования была обоснована авторами данной статьи в [19, 20] при анализе непосредственного сложения мощностей ключевых генераторов (КГ) с переключением напряжения. Проведенный с тех пор ряд работ [21, 22] позволил сформулировать требования на допустимые погрешности формирования канальных сигналов, но особенности схемотехники и режимов работы ключевых генераторов при таком построении УМДФ до настоящего времени в литературе не описывались.

Следует отметить, что происходящие процессы в КГ с переключением напряжения с фильтровой нагрузкой (ПНФ) при использовании их в оконечном каскаде УМДФ, могут отличаться для компонентной базы, реализованной по различным технологиям – MOSFET и GaN HEMT. В частности, если в MOSFET транзисторах обратный ток протекает через технологически не устранимый паразитный диод подложки с большим накапливаемым зарядом, то в GaN HEMT обратная проводимость осуществляется через "тело" структуры [23]. Эти отличия будут оговариваться отдельно при сохранении общности проводимого анализа.

Кроме исследованных в [22] причин нелинейных искажений имеются дополнительные факторы, которые могут существенно повлиять как на качественные, так и на энергетические характеристики передатчика. Они связаны со взаимным влиянием канальных усилителей друг на друга и изменением режимов их работы при непосредственном сложении фазомодулированных (ФМ) колебаний в общей нагрузке.

С целью выяснения происходящих процессов на предварительных этапах исследования был создан лабораторный макет модели оконечного каскада УМДФ, позволивший экспериментально провести оценку влияния процесса суммирования мощностей канальных сигналов на энергетические и качественные характеристики однополосного передатчика. Полученные в результате экспериментального исследования лабораторного макета модели УМДФ характеристики подтвердили возможность создания в настоящее время на современной элементной базе усилителя мощности, построенного по методу дефазирования, с высокими энергетическими и качественными характеристиками. Вместе с тем, был выявлен ряд проблем теоретического и практического характера, связанных с влиянием на итоговые характеристики УМДФ как структурных особенностей его построения, так и параметров и режимов работы применяемой элементной базы.

Проведенные на предварительных этапах исследования показали, что при практической реализации УМДФ оконечные канальные генераторы необходимо строить на полевых транзисторах по схеме ПНФ (ключевой генератор с переключением напряжения и фильтровой нагрузкой) с последовательным питанием. При этом оба канальных генератора образуют 4-х ключевой генератор (H-мост), нагруженный на общую фильтровую нагрузку. В такой схеме происходит непосредственное сложение по напряжению двух фазомодулированных канальных сигналов, что обеспечивает высокоэффективное формирование выходного сигнала с амплитудно-фазовой модуляцией (АФМ). Фильтровая нагрузка обеспечивает гармоническую форму тока и прямоугольную форму напряжения на выходах канальных генераторов. В этом режиме мощность высших гармоник не генерируется, что позволяет достичь весьма высокой энергетической эффективности.

Как известно, характерной особенностью режима работы канальных генераторов в УМДФ с непосредственным суммированием по напряжению является значительное изменение приводимой к ним нагрузки, что в свою очередь приводит к существенному изменению глубины насыщения активных элементов. По этой причине в оконечных каскадах УМДФ было рекомендовано применение полевых транзисторов, отличающихся меньшей инерционностью по сравнению с биполярными транзисторами.

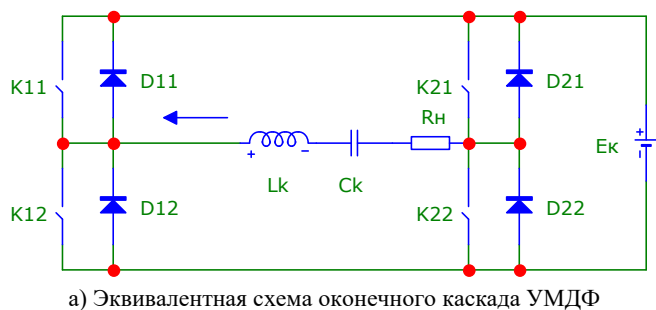
Также были рекомендованы режимы работы канальных генераторов с прямоугольной формой колебаний типа меандр (время замкнутого состояния ключей $\tau_{\text{нас}} = 180^\circ$) или с недокрытием ($\tau_{\text{нас}} < 180^\circ$), так как в режиме с перекрытием (при $\tau_{\text{нас}} > 180^\circ$) появляются сквозные токи и резко снижается КПД [18].

В настоящей работе проводится исследование влияния режима недокрытия канальных генераторов на качественные и энергетические характеристики УМДФ, конечной целью которого явилось выявление механизма возникновения искажений и разработка предложений по обеспечению требуемой линейности при высоких энергетических показателях.

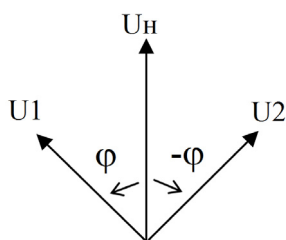
1 Качественный анализ особенностей работы ключевого генератора ПНФ в оконечном каскаде УМДФ

Для проведения качественного анализа особенностей работы ключевого генератора ПНФ в оконечном каскаде

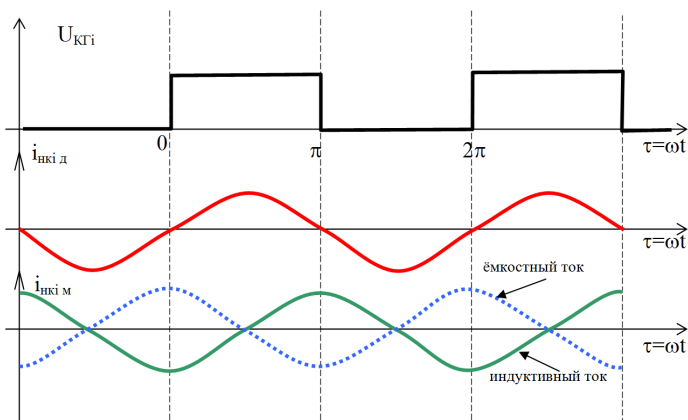
УМДФ и выявления физических причин возникновения искажений формируемых колебаний рассмотрим приведенную на рис. 1,а эквивалентную схему оконечного каскада, используя в качестве модели транзистора идеальный ключ с параллельно включенным диодом (диод подложки реального полевого транзистора). В качестве фильтра гармоник будем использовать последовательный колебательный контур, настроенный на рабочую частоту.



а) Эквивалентная схема оконечного каскада УМДФ



б) Векторная диаграмма напряжений в УМДФ



в) Эпюры напряжений и токов канального генератора УМДФ

Рис. 1. Эквивалентная схема, векторная диаграмма и эпюры, поясняющие работу УМДФ

1.1 Работа ключевого генератора с $\tau_{нас} = 180^\circ$

Рассмотрим вначале особенности работы схемы (рис. 1а) при условии, что каналные генераторы работают с $\tau_{нас} = 180^\circ$. Каждый каналный генератор генерирует при этом прямоугольную последовательность импульсов напряжения типа меандр. Будем полагать, что амплитуды напряжений первых гармоник, содержащихся в каналных сигналах, равны $U_1 = U_2 = U$. При дефазировании первые гармоники каналных напряжений сдвинуты по фазе в соответствии с требуемой мгновенной амплитудой выходного сигнала, соответственно, на величины $+\varphi$ и $-\varphi$.

Канальные напряжения в комплексной форме, соответственно, имеют вид: $U_1 \cdot e^{+j\varphi}$ и $U_2 \cdot e^{-j\varphi}$ (см. векторную диаграмму рис. 1б). Геометрическая (векторная) сумма канальных напряжений $U_H = 2U \cdot \cos(\varphi) \cdot e^{j0}$ прикладывается к общей нагрузке R_H , в результате чего в нагрузке и контуре протекает гармонический ток, выражение которого в комплексной форме имеет вид:

$$I_H = 2U \cdot G_H \cdot \cos(\varphi) \cdot e^{j0},$$

где $G_H = 1/R_H$ – проводимость общей нагрузки УМДФ.

Проводимости нагрузок $Y_{к1}$, $Y_{к2}$, приводимых к каждому каналу (на частоте 1-ой гармоники), можно определить поделив ток нагрузки (общий для обоих каналов) на соответствующее каналное напряжение:

$$Y_{к1} = \frac{2U \cdot G_H \cdot \cos \varphi}{U \cdot e^{+j\varphi}} = 2 \cdot G_H \cdot \cos \varphi \cdot e^{-j\varphi}, \quad (1)$$

$$Y_{к2} = \frac{2U \cdot G_H \cdot \cos \varphi}{U \cdot e^{-j\varphi}} = 2 \cdot G_H \cdot \cos \varphi \cdot e^{+j\varphi}. \quad (2)$$

Фаза проводимости каналной нагрузки φ в выражениях (1) и (2) определена относительно напряжения первой гармоники соответствующего каналного генератора.

Перейдя от показательной формы записи комплексной проводимости к алгебраической форме с помощью формулы Эйлера, получим:

$$Y_{к1} = G_H \cdot \{(1 + \cos 2\varphi) - j \sin 2\varphi\} = G_{нк1} - jB_{нк1}, \quad (1a)$$

$$Y_{к2} = G_H \cdot \{(1 + \cos 2\varphi) + j \sin 2\varphi\} = G_{нк2} + jB_{нк2}. \quad (2a)$$

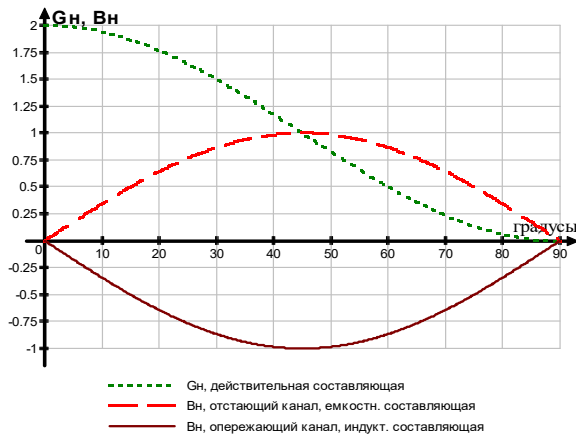
где φ – фазовый сдвиг ($0 \dots 90^\circ$) между одним из каналных сигналов и суммарным сигналом (см. рис.1,б), G_H – общая проводимость нагрузки УМДФ, $G_{нк1}$, $G_{нк2}$ – активные составляющие проводимости нагрузки соответственно в 1 и 2-ом каналах, $B_{нк1}$, $B_{нк2}$ – реактивные составляющие проводимости нагрузки в 1 и 2-ом каналах.

Из выражений (1а) и (2а) следует, что проводимости нагрузок, приводимые к каждому каналному генератору УМДФ, являются комплексно-сопряженными и изменяются в соответствии с фазовым сдвигом каналных сигналов φ . Здесь понятия комплексных величин определяются относительно напряжения соответствующего генератора.

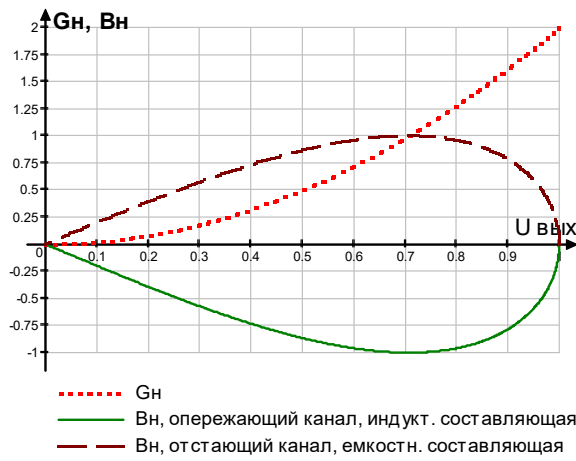
Графики зависимостей нормированных канальных проводимостей от величины фазового сдвига и величины результирующего выходного напряжения приведены на рис. 2а,б.

Реактивные составляющие проводимостей нагрузок обоих каналов равны между собой. В процессе дефазирования они синхронно изменяются от максимальной величины $2G_H$ (при синфазной работе генераторов: $\varphi=0$, выходное напряжение максимально) до нуля (при противофазной работе генераторов: $\varphi=90^\circ$, выходное напряжение равно нулю). Мнимые составляющие проводимостей имеют противоположные знаки, причем «опережающий» генератор имеет индуктивную составляющую проводимости, а «отстающий» генератор – емкостную составляющую проводимости. Из выражений (1а) и (2а) и рисунка 2 нетрудно видеть, что модуль мнимой составляющей проводимости каналной нагрузки $|B_{нк}|$ принимает максимальное значение $|B_{нк}| = G_H$

при $\varphi = 45^\circ$ и равен нулю при $\varphi = 0$ (синфазная работа) и $\varphi = 90^\circ$ (противофазная работа).



а) от фазового сдвига φ ;



б) от нормированного выходного напряжения $U_{\text{вых}} = \cos \varphi$

Рис. 2. Зависимости нормированных канальных проводимостей УМДФ

Ток, отдаваемый каждым генератором в его канальную нагрузку, определяется произведением первой гармоники его напряжения и комплексной проводимости канальной нагрузки и также имеет комплексный характер:

$$I_{\text{нк1}} = U \cdot G_n \cdot \{(1 + \cos 2\phi) - j \sin 2\phi\} = I_{\text{нк1д}} - j \cdot I_{\text{нк1м}}, \quad (3a)$$

$$I_{\text{нк2}} = U \cdot G_n \cdot \{(1 + \cos 2\phi) + j \sin 2\phi\} = I_{\text{нк2д}} + j \cdot I_{\text{нк2м}}. \quad (3б)$$

Из приведенных выражений следует, что канальные токи имеют действительные составляющие $I_{\text{нк1д}} = I_{\text{нк2д}}$, которые совпадают по фазе с напряжениями генераторов, и мнимые составляющие $(-j \cdot I_{\text{нк1м}}, j \cdot I_{\text{нк2м}})$, которые равны по модулю и имеют противоположные знаки (индуктивный ток в 1-ом, опережающем канале и емкостный ток во 2-ом, отстающем канале). На рисунке 1 в приведены эпюры выходного мгновенного напряжения канального генератора КГ1 и его мгновенного выходного тока – отдельно действительной $I_{\text{нк1д}}$ и мнимой составляющих $I_{\text{нк1м}}$ (приведенные эпюры справедливы для обоих канальных генераторов).

Действительная составляющая тока совпадает по фазе с первой гармоникой выходного напряжения канального генератора, и в моменты переключений транзисторов – переход прямоугольного напряжения генератора из «0» в «1» (при $\tau=0$) и из «1» в «0» (при $\tau=\pi$) – принимает нулевые значения. Мнимая составляющая тока, напротив, в моменты переключений принимает свое максимальное значение. Напомним, что на приведенных эпюрах, также как в выражениях (1а) и (2а), фаза токов и понятия комплексных величин определяются по отношению к выходному напряжению соответствующего канального генератора. Поэтому эпюры, приведенные на рис. 1в, справедливы для обоих генераторов, за исключением мнимой составляющей тока – в опережающем генераторе она носит индуктивный характер, а в отстающем – емкостный.

Отметим, что при работе канальных генераторов в режиме с меандрами ($\tau_{\text{нас}}=180^\circ$) к контуру и нагрузке R_n через два замкнутых ключа подключается источник питающего напряжения E_k (в той или иной полярности), либо в случае $\varphi \neq 0$ фильтровая нагрузка в течение части ВЧ периода закорачивается парой (верхних или нижних) ключей обоих генераторов. Таким образом, источником сигнала для фильтровой нагрузки является генератор напряжения с постоянно малым выходным сопротивлением $2 \cdot r_{\text{нас}}$.

1.2 Работа ключевого генератора с $\tau_{\text{нас}} < 180^\circ$

Рассмотрим теперь работу генератора по схеме рис. 1,а при $\tau_{\text{нас}} < 180^\circ$, т.е. когда возбуждающие напряжения на затворах транзисторов каждого генератора противофазны, а длительность отпирающих импульсов на затворах менее 180° . В этом режиме появляются этапы недокрытия – интервалы времени, в течение которых оба ключа генератора ПН разомкнуты. На периоде рабочей частоты имеются два интервала недокрытия – в окрестностях точек $\tau=0$ и $\tau=\pi$ (см. рис. 1,в), когда мгновенное значение действительной составляющей канального тока близко к нулю, а мгновенное значение мнимой составляющей – максимально.

Рассмотрим два возможных случая: **А** и **В**:

А – выходное напряжение канального генератора КГ1 (ключи К11, К12 на рис. 1а) опережает по фазе напряжение канального генератора КГ2 (ключи К21, К22 на рис. 1а). В этом случае общий ток нагрузки отстает по фазе от напряжения канального генератора КГ1, и проводимость канальной нагрузки $Y_{к1}$ и его канальный ток носят индуктивный характер.

В – выходное напряжение канального генератора КГ1 отстает по фазе от напряжения канального генератора КГ2. В этом случае общий ток нагрузки опережает по фазе напряжение канального генератора КГ1, и проводимость канальной нагрузки $Y_{к1}$ и канальный ток носят емкостный характер.

Проанализируем случай А, когда проводимость канальной нагрузки имеет индуктивный характер.

Сначала исследуем интервал недокрытия в окрестностях точки $\tau=0$. Непосредственно перед этим интервалом ключ К12 был замкнут, обеспечивая нулевое напряжение на выходе генератора КГ1, а ключ К11 соответственно был разомкнут (см. эпюры рис. 1в). Как отмечалось ранее, при $\tau \approx 0$ действительная составляющая тока канальной нагрузки рав-

на нулю, и ток определяется мнимой составляющей, мгновенное значение которой в рассматриваемом случае положительно (см. рис. 1в). Таким образом, мгновенный ток нагрузки i_n протекает в направлении стрелки на рис. 1а. На этапе недокрытия ключ K12 уже разомкнулся (окончился отпирающий импульс на затворе), а ключ K11 еще не замкнулся (отпирающий импульс на затворе еще не появился). Разомкнутые ключи прерывают путь для протекания тока нагрузки, и, в соответствии с законами коммутации, на индуктивности контура развивается ЭДС самоиндукции, которая открывает диод подложки D11. При этом ток нагрузки i_n потечет через открывшийся диод. Это эквивалентно тому, что ключ K11 замкнут: напряжение на нем близко к нулю и по нему протекает ток нагрузки. Таким образом, транзистор (комбинация: ключ K11 + диод D11) замыкается в момент размыкания ключа K12, т.е. раньше, чем появляется отпирающее напряжение на затворе этого транзистора.

Затем на затвор транзистора K11 приходит отпирающий импульс, который замыкает ключ K11 и удерживает его в замкнутом состоянии в течение примерно полупериода – до своего окончания в окрестностях точки $\tau=\pi$ (см. рис. 1в). В результате время нахождения транзистора (ключ K11 + диод D11) в замкнутом состоянии $\tau_{нас}$ увеличивается до полупериода рабочей частоты $\tau_{нас}\approx\pi$.

Теперь рассмотрим интервал недокрытия в окрестностях точки $\tau=\pi$.

Через половину периода рабочей частоты, в окрестностях точки $\tau=\pi$, мгновенное значение мнимой составляющей тока нагрузки сменит полярность (см. рис. 1в). Непосредственно перед этим интервалом ключ K11 был замкнут, обеспечивая напряжение $+E_k$ на выходе генератора КГ1, а ключ K12 соответственно был разомкнут. На интервале недокрытия ключ K11 уже разомкнулся (окончился отпирающий импульс на затворе), а ключ K12 еще не замкнулся (отпирающий импульс на затворе еще не появился). Разомкнутые ключи прерывают путь для протекания тока нагрузки, мгновенное значение которого теперь направлено против стрелки на рисунке 1а.

На этом интервале недокрытия ЭДС самоиндукции открывает нижний диод D12, что эквивалентно замыканию ключа K12, который будет оставаться замкнутым в течение полупериода, т.е. до тех пор, пока не окончится отпирающий импульс на его затворе.

Таким образом, несмотря на то что в рассматриваемом режиме недокрытия отпирающие импульсы напряжения на затворах транзисторов имеют длительность менее полупериода, выходное напряжение генератора имеет форму меандра, моменты переключения которого совпадают с задними фронтами отпирающих импульсов на затворах транзисторов.

Вследствие этого первая гармоника выходного напряжения КГ1 (меандр) опережает по фазе возбуждающее колебание (первую гармонику возбуждающих импульсов) на половину этапа недокрытия.

Проанализируем случай В, когда проводимость канальной нагрузки имеет емкостный характер.

Рассмотрим сначала интервал недокрытия в окрестностях точки $\tau=0$. Непосредственно перед этим интервалом ключ K12 был замкнут, обеспечивая нулевое напряжение на выходе генератора КГ1, а ключ K11 соответственно был разомкнут.

В случае емкостного характера проводимости нагрузки в окрестностях точки $\tau=0$ мгновенное значение тока отрицательно (см. эпюры рис. 1,в). Ток нагрузки протекает в направлении противоположном стрелке (см. рис. 1,а). В этом случае на этапе недокрытия за счет ЭДС самоиндукции откроется нижний диод D12. Это эквивалентно тому, что ключ K12 продолжает оставаться замкнутым, несмотря на то что отпирающий импульс на его затворе уже окончился. По окончании интервала недокрытия (с приходом отпирающего импульса на затвор верхнего ключа), ключ K11 замыкается и перехватывает ток нагрузки. Обесточенный диод D11 восстанавливается, что эквивалентно размыканию ключа K12.

Таким образом процесс переключения транзисторов генератора КГ1 происходит синхронно в момент переднего фронта возбуждающих импульсов на затворе верхнего ключа K11.

Теперь рассмотрим интервал недокрытия в окрестностях точки $\tau=\pi$.

Через половину периода рабочей частоты на следующем этапе недокрытия ток нагрузки сменит полярность и откроется верхний диод D11. Открывание диода снова происходит в самом начале интервала недокрытия. Транзисторы переключаются опять синхронно и переключение происходит на переднем фронте возбуждающих импульсов на затворе нижнего ключа K12.

В результате транзисторы (ключи + диоды) будут находиться в состоянии насыщения ровно половину периода ($\tau_{нас}=180^\circ$), и выходное напряжение генератора будет иметь форму меандра. Моменты фронтов выходного напряжения соответствуют передним фронтам отпирающих импульсов на затворах транзисторов. Вследствие этого первая гармоника выходного напряжения будет отставать по фазе от возбуждающего колебания на половину этапа недокрытия.

Как было показано выше, при дефазировании двух генераторов в УМДФ каждый из них работает на комплексно-сопряженную нагрузку, т.е. один на индуктивную (случай А), второй на емкостную (случай В). Отсюда следует, что суммарный фазовый сдвиг канальных сигналов (напряжений U_1 и U_2) равен полной величине этапа недокрытия, определяемого формой возбуждающего сигнала.

Как было показано в [16], наличие фазового сдвига канальных сигналов приводит к появлению нелинейных искажений выходного сигнала УМДФ. Так, например, для обеспечения уровня комбинационных искажений не более $-26\dots-30$ дБ паразитный фазовый сдвиг канальных сигналов не должен превышать $5^\circ\dots9^\circ$. Отсюда следует, что этап недокрытия канальных генераторов также не должен превышать величины $5^\circ\dots9^\circ$, а длительность возбуждающих импульсов $\tau_{вх}$, соответственно, должна находиться в пределах: $180^\circ > \tau_{вх} > 175\dots171^\circ$. Очевидно, что удерживать значение длительности возбуждающих импульсов $\tau_{вх}$ в таких жестких рамках в реальных условиях эксплуатации весьма сложно.

Подводя итог проведенному исследованию особенностей работы ключевых генераторов ПНФ в оконечном каскаде УМДФ, где эти генераторы работают на комплексную согласованную нагрузку, можно сделать вывод, что в случае возбуждения генераторов прямоугольными импульсами с недокрытием ($\tau_{вх} < \pi$) возникают нелинейные искажения выходного однополосного сигнала за счет появляющегося паразитного фазового сдвига канальных сигналов.

В случае, когда один из канальных сигналов всегда опережает (или отстает) второй канальный сигнал – фазовый сдвиг носит постоянный характер. Если канальные сигналы попеременно являются отстающими и опережающими – фазовый сдвиг становится переменным и представляет собой паразитную амплитудно-фазовую манипуляцию.

Выявлены две физические причины возникновения паразитного фазового сдвига канальных сигналов при недокрытии.

Первой причиной является энергоемкий фильтр гармоник, обеспечивающий гармонический ток в нагрузке, и, в частности, его продольная индуктивность. Напомним, что любой фильтр гармоник для генератора ПНФ должен начинаться с подобной индуктивности [18]. Второй причиной является наличие диода подложки полевого транзистора, который является неотъемлемой технологической особенностью любого прибора этого класса.

Совокупность этих элементов (индуктивности фильтровой нагрузки и диода подложки) приводит к тому, что состояние ключевых элементов (замкнут / разомкнут) определяется не только входным управляющим сигналом, но и током нагрузки.

В следующем разделе будут рассмотрены возможные способы устранения паразитных фазовых сдвигов канальных сигналов.

2 Способы снижения паразитных фазовых сдвигов

Одним из способов снижения паразитных фазовых сдвигов – постоянных сдвигов или фазовой манипуляции – является использование различных видов фазовых корректоров или обратной связи, соответственно.

В тоже время, как следует из предыдущего раздела, основной причиной появления фазовых сдвигов является реактивное рассогласование разных знаков в нагрузках канальных генераторов. В связи с этим предлагается установить дополнительную реактивную проводимость (нагрузку) на выходе одного из канальных генераторов, такую, чтобы оба канала имели реактивную проводимость нагрузки одного знака. В этом случае канальные напряжения будут синхронно опережать либо отставать по фазе от возбуждающих канальных сигналов, но фазовой асимметрии не будет. Соответственно, не будет и искажений выходного сигнала УМДФ. Известно [25], что емкостная проводимость нагрузки ключевого генератора ПНФ резко снижает его КПД, из-за сквозных токов, связанных с инерционностью диода подложки. Поэтому предпочтительнее обеспечить в обоих каналах индуктивный характер проводимости нагрузки.

Как было показано выше (см. рис. 2 и выражения (1а) и (2а)), отстающий генератор имеет емкостную составляющую проводимости нагрузки с максимальным значением, равным $B_{нк} = +j \cdot G_n$. Чтобы обеспечить в отстающем канале реактивную проводимость нагрузки того же знака, как в опережающем канале, необходимо к его выходу подключить дополнительную индуктивность L_{kk} с проводимостью, не менее $-j \cdot G_n$. В этом случае дополнительная индуктивная проводимость скомпенсирует емкостную проводимость нагрузки отстающего канала (см. рис. 2). При этом в обоих каналах реактивная проводимость нагрузки будет иметь индуктивный характер с максимальным (по модулю) значением G_n и минимальным значением равным нулю.

Отметим, что при нулевой реактивной проводимости канальной нагрузки процессы переключения транзисторов на этапах недокрытий становятся неопределенными. Действительно, оба транзистора канального генератора разомкнуты, и ток нагрузки практически нулевой. В связи с этим, как будет показано ниже, проводимость корректирующей индуктивности L_{kk} должна быть несколько больше, чем G_n .

Формирователь канальных сигналов (ФКС) может формировать сигналы по двум алгоритмам [26]. В первом алгоритме один из канальных сигналов всегда опережает второй. В этом случае фазовый сдвиг одного сигнала имеет только положительные значения, а второго сигнала – только отрицательные (см. рис. 1б). Будем называть такой алгоритм работы ФКС «знакопостоянная фазовая модуляция канальных сигналов». В этом случае для устранения паразитного фазового сдвига канальных сигналов, достаточно установить корректирующую индуктивность L_{kk} только на выходе отстающего канала, который имеет емкостную проводимость нагрузки.

Во втором алгоритме, предложенном в [26], канальные сигналы имеют относительно друг друга попеременно положительные и отрицательные фазовые сдвиги. Будем называть такой алгоритм работы ФКС «знакопеременная фазовая модуляция канальных сигналов». В этом случае проводимости нагрузки каждого канального генератора имеют попеременно индуктивный и емкостный характер. При этом для устранения паразитного фазового сдвига необходимо в каждом канальном генераторе установить корректирующую индуктивность L_{kk} с проводимостью не менее $-j \cdot G_n$. Однако обеспечить равенство максимальных реактивных проводимостей нагрузки в каналах все равно не удастся. В отстающем канале максимальная по модулю суммарная реактивная проводимость нагрузки с учетом (1а), (1б) составит: $j \cdot G_n - j \cdot G_n = 0$, а в опережающем канале $-j \cdot G_n - j \cdot G_n = -2 \cdot j \cdot G_n$. Таким образом, в опережающем канале реактивная проводимость нагрузки будет значительно превышать необходимое значение, что при проектировании приведет к необходимости выбора транзисторов с увеличенными предельно допустимыми токами.

Из выше сказанного следует, что наиболее предпочтительным алгоритмом работы ФКС является знакопостоянная фазовая модуляция канальных сигналов.

Оценить эффективность предлагаемого способа снижения паразитного фазового сдвига канальных сигналов с помощью рассмотренной выше эквивалентной схемы (рис. 1а) не представляется возможным. В связи с этим далее проводится компьютерное моделирование оконечного каскада УМДФ в программной среде «Micro-Cap 12» с использованием более сложных адекватных моделей элементов схемы.

3 Моделирование процессов в схеме с непосредственным суммированием ключевых генераторов в УМДФ

Анализ режима работы оконечного каскада УМДФ будем проводить в соответствии со схемой, приведенной на рисунке 3. Здесь одно плечо оконечного каскада реализовано на MOSFET транзисторах (для примера используется IRFP 244). В качестве второго плеча оконечного каскада (второго канального генератора) в рассматриваемой модели

применяется генератор синусоидального напряжения (V4). Адекватность такой модели рассмотренной ранее схеме (рис. 1а) будет показана ниже.

Нагрузкой обоих каналовных генераторов является резистор R1, подключенный к их выходам через колебательный контур L6, C1, настроенный на рабочую частоту $f_p=500$ кГц и имеющий нагруженную добротность $Q_n \approx 3$. Этот контур (фильтр гармоник) обеспечивает фильтровую нагрузку для каждого каналного генератора, т.е. высокое реактивное сопротивление по высшим гармоникам. В результате контур развязывает каналные генераторы друг от друга по высшим гармоникам и взаимное влияние генераторов может быть только по первой гармонике. На этом основании при анализе режима работы одного из генераторов второй можно заменить синусоидальным генератором (первой гармоники), как это показано на рисунке 3.

При этом амплитуда напряжения гармонического генератора V4 выбрана равной амплитуде первой гармоники ключевого генератора при $\tau_{нас}=180^\circ$. Цепи затворов ключевого генератора, реализованного на транзисторах IRFP244, возбуждаются противофазными прямоугольными двуполярными импульсами напряжения от генераторов E1 и E2 (см. рис. 3). При анализе относительная длительность $\tau_{вх}$ отпирающих импульсов может быть задана в пределах $0 < \tau_{вх} < \pi$. Во входной цепи каждого транзистора установлены последовательные RL цепочки (см. рис. 3), моделирующие элементы практически используемой схемотехники.

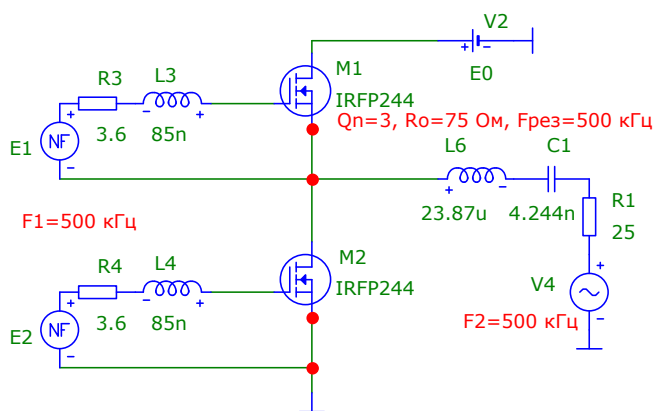


Рис. 3. Схема анализируемой модели УМДФ в статическом режиме

4 Статический режим работы УМДФ

Вначале был проведен анализ схемы рис. 3 в статическом режиме при длительности отпирающих импульсов $\tau_{вх}=135^\circ$. Этот режим аналогичен тому, что был рассмотрен на упрощенной модели в предыдущем разделе. Оба канала возбуждались сигналами с частотой 500 кГц, соответствующей резонансной частоте фильтрующего контура L6, C1 и различными начальными фазами. Результаты анализа приведены на рисунке 4 в виде эпюр токов и напряжений, действующих в схеме рисунка 3. Эпюры приведены для двух случаев:

а) напряжение каналного генератора V4 отстает по фазе от напряжения возбуждения транзисторного каналного генератора на 30° ; при этом проводимость нагрузки транзисторного генератора носит индуктивный характер;

б) напряжение каналного генератора V4 опережает по фазе напряжение возбуждения транзисторного каналного

генератора на 30° ; при этом проводимость нагрузки транзисторного генератора носит емкостный характер. Напомним, что режиму максимальной выходной мощности в схеме рисунка 3. соответствует нулевой фазовый сдвиг $\varphi=0$.

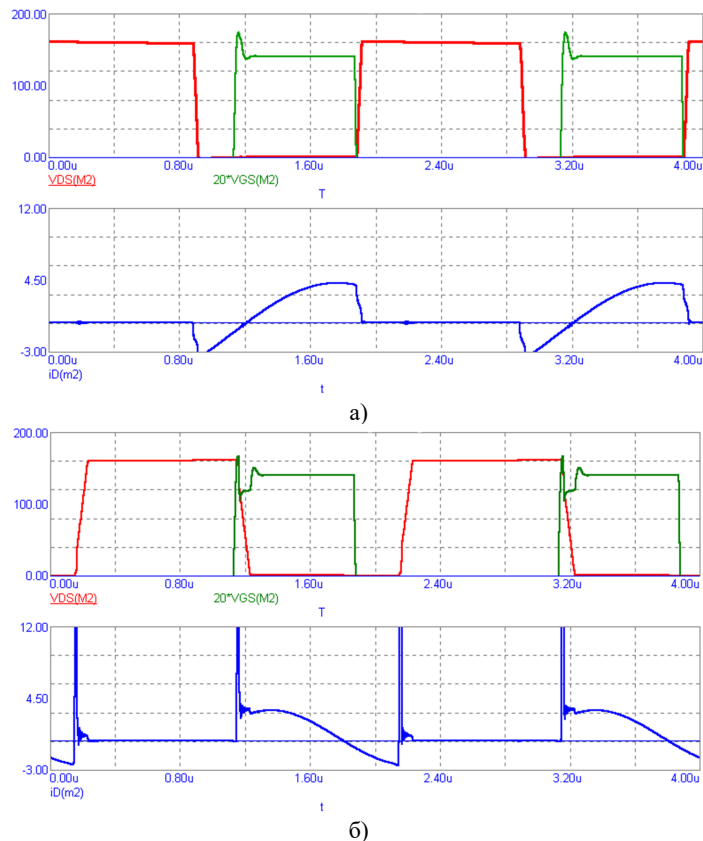


Рис. 4. Эпюры напряжения на стоке (VDS(M2)), затворе (VGS(M2)) и тока стока (iD(m2)) транзистора M2 при $\tau_{вх}=135^\circ$ в статическом режиме, рабочая частота 500 кГц, фазовый сдвиг правого каналного генератора V4: а) -30° ; б) $+30^\circ$

На верхних эпюрах (рис. 4а,б) красным цветом приведено напряжение сток-исток транзистора M2 (оно же является выходным напряжением левого канала УМДФ), а зеленым цветом – напряжение возбуждения (затвор-исток) транзистора M2 (увеличенное для наглядности в 20 раз). При этом на эпюрах показаны только положительные (отпирающие) полуволны возбуждающего напряжения. На нижних эпюрах (рис. 4а,б) синим цветом приведены эпюры тока стока транзистора M2.

Анализ приведенных на рисунке 4а эпюр тока и напряжения показывает, что нагрузка каналного генератора носит индуктивный характер - ток стока отстает от выходного напряжения, причем, ток стока принимает отрицательные значения в начале этапа проводимости транзистора M2. Этот отрицательный ток течет через диод подложки, поскольку на этом этапе ($t = 0,9 \dots 1,1$ мкс) напряжение на затворе отрицательное и транзистор по затвору должен быть заперт. Затем напряжение на затворе становится положительным (при $t > 1,1$ мкс), транзистор отпирается по входу и пропускает как отрицательные, так и положительные токи. С окончанием отпирающего импульса на затворе ($t = 1,9$ мкс) транзистор размыкается и ток через него не течет, протекание тока нагрузки обеспечивает второй транзистор – M1.

Важно отметить, что на приведенных эюрах (рис. 4а) транзистор находится в проводящем состоянии половину периода рабочей частоты, в то время как отпирающее напряжение на затворе имеет меньшую длительность ($\tau_{вх} = 135^\circ$). Выходное напряжение имеет форму меандра и опережает по фазе напряжение возбуждения. При этом замыкается транзистор синхронно с задним фронтом отпирающего импульса на затворе (напряжение на стоке нарастает от 0 до $E_0 = 160$ В), а замыкается раньше, чем появляется отпирающее напряжение на затворе.

Обратимся к эюрам, приведенным на рисунке 4б. Здесь нагрузка канального генератора носит емкостный характер - ток стока опережает выходное напряжение, причем, ток стока принимает отрицательные значения в конце этапа проводимости транзистора М2. Транзистор отпирается синхронно с фронтом отпирающего импульса на затворе. В конце этапа проводимости открывается диод подложки и транзистор находится в открытом состоянии, несмотря на то что к затвору приложено запирающее напряжение. Здесь также транзистор находится в проводящем состоянии половину периода рабочей частоты и выходное напряжение близко к меандру. Однако выходное напряжение отстает от напряжения возбуждения.

Как видно из приведенных на рисунке 4а,б эюров, компьютерное моделирование подтвердило результаты анализа режима работы окончечных канальных генераторов ПНФ при недокрытии, полученные в предыдущем разделе при анализе упрощенной эквивалентной схемы.

Рассмотрим теперь, как влияет на режим работы окончечного каскада УМДФ установка на выходе канального генератора рекомендованной в предыдущем разделе корректирующей индуктивности L_{kk} . Модель окончечного каскада с корректирующей индуктивностью $L_{kk} = 3,98$ мкГн приведена на рисунке 5.

Величина индуктивности выбрана в соответствии с разработанными ранее рекомендациями такой, чтобы ее проводимость на рабочей частоте 500 кГц равнялась удвоенной проводимости общей нагрузки УМДФ $|B_{L_{kk}}| = 2/25 \text{ Ом}^{-1}$. В качестве разделительной емкости в схеме рис.5 используется источник постоянного напряжения V5 с номинальным напряжением $E_0/2$ равным половине напряжения питания окончечного каскада. Такое решение позволяет существенно сократить время переходных процессов и время анализа при компьютерном моделировании. Остальные элементы и параметры возбуждения аналогичны предыдущей схеме (рис. 3).

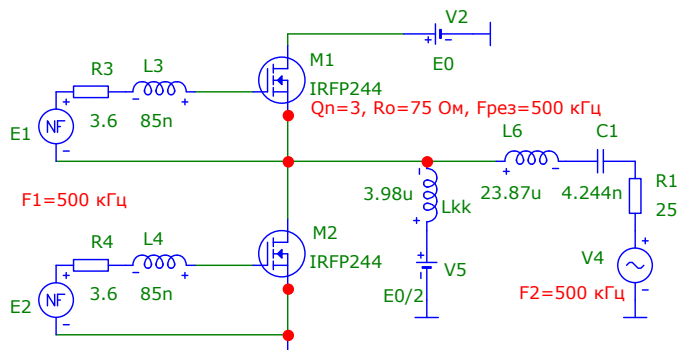


Рис. 5. Модель окончечного каскада УМДФ с корректирующей индуктивностью L_{kk}

Результаты анализа схемы с корректирующей индуктивностью (рис. 5) в виде эюров приведены на рис. 6,а,б, для двух вариантов фазового сдвига возбуждающего напряжения правого по схеме генератора V4, соответственно, $\varphi = -30^\circ$ и $\varphi = +30^\circ$. Как видно из приведенных эюров, выходное напряжение ключевого канального генератора имеет форму меандра и всегда опережает напряжение возбуждения независимо от знака фазового сдвига между канальными генераторами. Отсюда следует, что паразитный фазовый сдвиг не возникает.

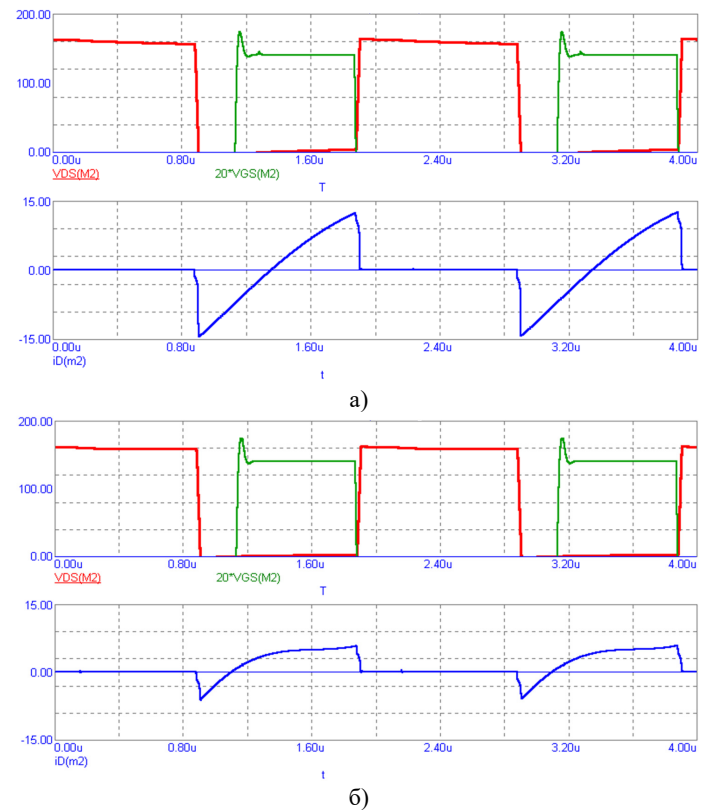


Рис. 6. Эюры напряжения на стоке (VDS(M2)), затворе (VGS(M2)) и тока стока (iD(m2)) транзистора М2 при включении L_{kk} , $\tau_{вх} = 135^\circ$ в статическом режиме, рабочая частота 500 кГц, фазовый сдвиг правого канального генератора V4: а) -30° ; б) $+30^\circ$

Таким образом, компьютерное моделирование подтвердило результаты анализа режима работы окончечного каскада УМДФ с корректирующей индуктивностью L_{kk} , полученные в предыдущем разделе при анализе упрощенной эквивалентной схемы.

К дополнительным положительным свойствам схемы канального генератора с корректирующей индуктивностью следует отнести снижение коммутативных потерь. Действительно, на этапе недокрытия в генераторе разомкнуты оба транзистора, и их выходные емкости перезаряжаются током корректирующей индуктивности, аналогично тому, как это происходит в ключевых генераторах класса Е с формирующим контуром [25]. При этом, в отличие от класса Е, здесь не нужно точно согласовывать величины корректирующей индуктивности, выходных емкостей и нагрузки, поскольку избыток реактивной энергии корректирующих индуктивностей возвращается в источник питания посредством протекания тока через открывающиеся диоды подложки полевых

транзисторов. Рассматриваемый генератор с корректирующей индуктивностью (рис. 5) объединяет достоинства генераторов класса D – низкие выходные сопротивление и пикфактор напряжения на транзисторах, и достоинства генераторов класса E – отсутствие коммутативных потерь. В связи с этим логично обозначать предложенный режим работы канального генератора с дополнительной индуктивностью $L_{\text{кк}}$ классом DE, аналогично [27].

К недостаткам предлагаемого способа устранения паразитных фазовых сдвигов следует отнести увеличение максимальных токов, протекающих через транзисторы. Действительно, приняв максимальную активную проводимость нагрузки канального генератора за единицу (при $\varphi=0$), добавив к ней параллельно такую же реактивную проводимость корректирующей индуктивности $-j1$ и, приняв во внимание, что при дефазировании комплексная часть проводимости канальной нагрузки при $\varphi=0$ равна 0 (рис. 2), модуль суммарной проводимости будет составлять $[1^2 + 1^2]^{1/2} = 1,41$. Очевидно, что при возросшей на 41% проводимости нагрузки на такую же величину возрастет максимальный выходной ток канального генератора, что следует учитывать при его проектировании. Ток корректирующей индуктивности носит реактивный характер и, протекая через сопротивление насыщения транзисторов, создает в них дополнительные потери.

Заключение

Проведенный анализ работы УМДФ показал, что одной из причин искажений формируемого выходного сигнала является паразитная АФК, возникающая при возбуждении оконечного каскада импульсами с длительностью менее полупериода рабочей частоты ($\tau_{\text{вх}} < \pi$).

Выявлены физические причины возникновения АФК канальных сигналов, к которым относятся фильтровая нагрузка и диоды подложки полевых транзисторов.

Предложен метод снижения искажений в УМДФ путем установки параллельно канальным нагрузкам дополнительных корректирующих индуктивностей, снижающих девиацию паразитной АФК.

Показано, что алгоритм формирования канальных сигналов УМДФ оказывает существенное влияние на требуемую величину корректирующих канальных индуктивностей и, соответственно, на энергетические характеристики УМДФ в целом. Для практического применения рекомендован алгоритм знакопостоянной фазовой модуляции канальных сигналов.

Литература

1. Chireix H. High power outphasing modulation // Proc. IRE 1935, pp. 1370-1392.
2. S7HP NEO. Medium wave radio transmitter / Product brochure - S7HP Neo. URL: https://thomsonbroadcast.tv/wp-content/uploads/2021/10/S7HP-NEOEN_RVB-compresse.pdf, дата обращения 25.10.2024.
3. Westberg J., Richard H. 4M Modulation / Broadcast Electronics, 2004. URL: https://www.fredsforum.nl/pdf/4MX_White_Paper_4M_Modulation_VCEWHP.pdf, дата обращения 25.10.2024.
4. 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.
5. Лосев А.А. Разработка и анализ технических решений усилителя мощности спутникового ретранслятора, построенного методом дефазирования // диссертация на соискание ученой

степени кандидата технических наук / Московский технический университет связи и информатики. Москва, 2017.

6. Дымкова С.С. Разработка информационной системы для продвижения результатов научных исследований // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Т. 11. № 7. С. 38-41. EDN: ZBQMBT.

7. Dymkova S.S. Methods of indicators analysing for universities publication activity by discipline "radio engineering" // 2022 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, SOSG 2022 – Conference Proceedings. 2022. DOI: 10.1109/IEEECONF53456.2022.9744312.

8. 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.

9. 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.

10. Dolgopyatova A.V., Varlamov O.V. Analysis of long-range VHF radio waves propagation to specify protection ratios between coexisting DRM+, RAVIS and IBOC systems // 2021 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2021 - Conference Proceedings. 2021. С. 9488392.

11. Pastukh A., Tikhvinskiy V., Dymkova S.S., Varlamov O.V. Challenges of using the L-band and S-band for direct-to-cellular satellite 5G-6G NTN systems // Technologies. 2023. Т. 11. № 4. С. 110. DOI: 10.3390/technologies11040110.

12. Нгуен Д.К., Варламов О.В. Имитационная модель для исследования работы ключевых ВЧ-усилителей мощности с раздельным усилением составляющих на узкополосную нагрузку // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2022. Т. 14. № 2. С. 10-18.

13. 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.

14. Varlamov O.V. Theoretical approach to calculating reverse intermodulation distortion in voltage mode class D RF power amplifiers // В сборнике: 2022 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, SOSG 2022 - Conference Proceedings. 2022. DOI: 10.1109/IEEECONF53456.2022.9744320.

15. Громорушкин В.Н. Разработка фильтра гармоник для коротковолнового ключевого передатчика // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2014. Т. 8. № 10. С. 20-23. EDN: SZZOQV

16. 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.

17. Varlamov O.V. Multiphase PWM characteristics in the EER transmitter envelope path // В сборнике: 2021 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology, EMCTECH 2021 - Proceedings. 2021. С. 9619166. DOI: 10.1109/EMCTECH53459.2021.9619166.

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. 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. Т. 32. № 7. С. 30-35. EDN: KNLLOC

20. 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

21. *Иванюшкин Р.Ю.* Исследование и разработка высокочастотного тракта радиовещательного СЧ передатчика, построенного по методу дефазирования // диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Московский технический университет связи и информатики. Москва, 2001.

22. *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

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

24. *Козырев В.Б., Лаврушенко В.Г., Леонов В.П. и др.* Транзисторные генераторы гармонических колебаний в ключевом режиме. Под ред. Попова И.А. М.: Радио и связь, 1985.

25. *Cripe D.W.* Improving the efficiency and reliability of AM broadcast transmitters through class-E power / Broadcast Electronics, URL: <https://bh.hallikainen.org/uploads/BeAmClassE.pdf>, дата обращения 25.10.2024.

26. *Hetzel S.A., Bateman A., McGeehan J.P.* Linc transmitter // Electronics letters. 9th May 1991. Т. 27. № 10. С. 133-137.

27. *Алунов А.С.* Исследование и разработка ключевых усилителей мощности для высокоэффективного СЧ передатчика цифрового радиовещания // диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Московский технический университет связи и информатики. Москва, 2006.

OUTPHASING TRANSMITTER CIRCUIT WITH SWITCHING GENERATORS DIRECT SUMMATION DESIGN FEATURES

Ngo Quoc Fung, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia, quocphung47@gmail.com

Nikolay S. Bekushev, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia, mnikolaysk@mail.ru

Viktor N. Gromorushkin, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia, grom@mtuci.ru

Oleg V. Varlamov, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia, vov@mtuci.ru

Abstract

The paper considers the possibility of implementing a radio-frequency power amplifier (PA) using the outphasing method with direct summation of switching generators powers implemented as voltage mode class D with a filter load. It is shown that one of the causes of generated output signal distortions is parasitic amplitude-phase conversion (APC), which occurs when the output stage is excited by pulses with a duration of less than a half-period of the operating frequency ($\tau_{in} < \pi$). The physical causes of channel signals APC, which include the filter load and field-effect transistors body diode, are revealed. A method is proposed for reducing distortions in the outphasing PA by installing additional correcting inductances in parallel with the channel loads, which reduce the parasitic APC deviation. It is shown that the algorithm for generating outphasing PA channel signals has a significant effect on the required value of the correcting channel inductances and, accordingly, on the PA energy characteristics as a whole. For practical application, the algorithm of constant-sign phase modulation of channel signals is recommended.

Keywords: RF power amplifier, outphasing method, switching operating mode, class D, direct summation

References

- [1] H. Chireix, "High power outphasing modulation," *Proc. IRE*. 1935, no. 23, pp. 1370-1392.
- [2] S7HP NEO. Medium wave radio transmitter / Product brochure - S7HP Neo. URL: https://thomsonbroadcast.tv/wp-content/uploads/2021/10/S7HP-NEOEN_RVB-compresse.pdf, Date of access: 25.10.2024.
- [3] J. Westberg, H. Richard, "4M Modulation / Broadcast Electronics," 2004. URL: https://www.fredsforum.nl/pdf/4MX_White_Paper_4M_Modulation_BCE-WHP.pdf, Date of access: 25.10.2024.
- [4] 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.
- [5] A.A. Losev, "Development and analysis of technical solutions for a satellite repeater power amplifier built using the outphasing method," Ph.D. Thesis / Moscow Technical University of Communications and Informatics. Moscow, 2017.
- [6] S.S. Dymkova, "Development of information system for promotion of scientific research results," *T-Comm*, vol. 11, no.7, 2017, pp. 38-41.
- [7] S.S. Dymkova, "Methods of indicators analysing for universities publication activity by discipline "radio engineering"," 2022 *Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, SOSG 2022 - Conference Proceedings*. 2022. DOI: 10.1109/IEEECONF53456.2022.9744312.
- [8] 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.
- [9] 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.

- [10] A.V. Dolgopyatova, O.V. Varlamov, "Analysis of long-range VHF radio waves propagation to specify protection ratios between coexisting DRM+, RAVIS and IBOC systems," *2021 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2021 - Conference Proceedings*. 2021. P. 9488392. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO51390.2021.9488392.
- [11] A. Pastukh, V. Tikhvinskiy, S.S. Dymkova, O.V. Varlamov, "Challenges of using the L-band and S-band for direct-to-cellular satellite 5G-6G NTN systems," *Technologies*. 2023. Vol. 11. No. 4, pp. 110. DOI: 10.3390/technologies11040110.
- [12] D.C. Nguyen, O.V. Varlamov, "Simulation model for studying the operation of switching mode envelope elimination and restoration RF power amplifiers for a narrow-band load," *H&ES Research*. 2022. Vol. 14. No 2, pp. 10-18. doi: 10.36724/2409-5419-2022-14-2-10-18.
- [13] O.V. Varlamov, "Intermodulation distortion in voltage mode class D switching amplifiers with resistive load," *T-Comm*, 2022. vol. 16, no.10, pp. 4-11. DOI: 10.36724/2072-8735-2022-16-10-4-11.
- [14] O.V. Varlamov, "Theoretical approach to calculating reverse intermodulation distortion in voltage mode class D RF power amplifiers," *2022 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, SOSG 2022 - Conference Proceedings*. 2022. DOI: 10.1109/IEEECONF53456.2022.9744320.
- [15] V.N. Gromorushkin, "Developing a harmonic filter for short-wave switching transmitter," *T-Comm*, 2014, vol. 8, no. 10, pp. 20-23.
- [16] 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.
- [17] O.V. Varlamov, "Multiphase PWM characteristics in the EER transmitter envelope path," *2021 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology, EMCTECH 2021 - Proceedings*. 2021. P. 9619166. DOI: 10.1109/EMCTECH53459.2021.9619166.
- [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, 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. .
- [20] O.V. Varlamov, I.A. Goncharov, 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.
- [21] 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.
- [22] 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.
- [23] 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.
- [24] V.B. Kozyrev, V.G. Lavrushenkov, V.P. Leonov, "Transistor generators of harmonic oscillations in the switching mode," Moscow: Radio and communication, 1985.
- [25] D.W. Cripe, "Improving the efficiency and reliability of AM broadcast transmitters through class-E power / Broadcast Electronics," URL: <https://bh.hallikainen.org/uploads/BeAmClassE.pdf>, Date of access: 25.10.2024.
- [26] S.A. Hetzel, A. Bateman, J.P. McGeehan, "Linc transmitter," *Electronics letters*. 9th May 1991. Vol. 27, no. 10, pp. 133-137.
- [27] A.S. Alipov, "Research and development of switching power amplifiers for a high-efficiency MF transmitter of digital radio broadcasting," Ph.D. Thesis / Moscow Technical University of Communications and Informatics. Moscow, 2006.

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

Nikolay S. Bekushev, post-graduate student of the Department "Radio Equipment and Circuitry", Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia

Viktor N. Gromorushkin, PhD, Senior Researcher, 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