

ДИНАМИЧЕСКИЕ РЕЖИМЫ И РАБОТА НА РАССОГЛАСОВАННУЮ НАГРУЗКУ ПРИ НЕПОСРЕДСТВЕННОМ СУММИРОВАНИИ КЛЮЧЕВЫХ ГЕНЕРАТОРОВ В ПЕРЕДАТЧИКАХ С ДЕФАЗИРОВАНИЕМ

DOI: 10.36724/2072-8735-2025-19-3-13-23

Нго Куок Фунг,*Московский технический университет связи и информатики,
Москва, Россия, quocphung47@gmail.com***Громорушкин Виктор Николаевич,***Московский технический университет связи и информатики,
Москва, Россия, grom@mtuci.ru***Варламов Олег Витальевич,***Московский технический университет связи и информатики,
Москва, Россия, vov@mtuci.ru***Manuscript received** 20 January 2025;**Accepted** 18 February 2025**Ключевые слова:** ВЧ усилитель мощности, метод дефазирования, ключевой режим работы, класс D, непосредственное суммирование

В статье проводится анализ динамических режимов работы при непосредственном суммировании ключевых генераторов в передатчиках с дефазированием с учетом паразитных емкостей, в частности, выходных, имеющихся у реальных MOSFET и GaN HEMT транзисторов. На основании проведенного компьютерного анализа показано, что с помощью канальных корректирующих индуктивностей можно снизить уровень комбинационных искажений усилителя мощности с дефазированием (УМДФ), вызванных паразитной амплитудно-фазовой конверсией, на 25...40 дБ, доведя общий уровень искажений до величины минус 52...57 дБ. Показано, что выходные емкости транзисторов оконечного каскада вызывают ухудшение качественных характеристик УМДФ, что требует увеличения проводимостей корректирующих канальных индуктивностей. Предложенная методика расчета позволяет определить их величину в зависимости от выходных емкостей выбранных транзисторов и рабочей частоты с учетом диапазонной работы. Проведенный анализ влияния рассогласования общей нагрузки УМДФ показал, что ёмкостное рассогласование нагрузки приводит к значительному ухудшению энергетических и качественных характеристик. На основании выявленных закономерностей предложен метод компенсации ёмкостного рассогласования с помощью параллельной компенсирующей индуктивности на входе фильтра гармоник. Разработана графо-аналитическая методика расчета компенсирующей индуктивности, обеспечивающая отсутствие ёмкостной проводимости при заданном КСВ нагрузки.

Информация об авторах:**Нго Куок Фунг**, 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., Громорушкин В.Н., Варламов О.В. Динамические режимы и работа на рассогласованную нагрузку при непосредственном суммировании ключевых генераторов в передатчиках с дефазированием // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2025. Том 19. №3. С. 13-23.

For citation: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. (in Russian)

Введение

Статья продолжает ряд исследований, начатых авторами в [1] по анализу работы ключевых генераторов (КГ) [2, 3] при их непосредственном суммировании [4, 5] в передатчиках с дефазированием [6-9]. Как показал наукометрический анализ, выполненный по методикам [10, 11], данная тематика не рассмотрена в научно-технической литературе. Вместе с тем, как показано в [12], метод дефазирования, в отличие от метода раздельного усиления составляющих, не имеет принципиальных ограничений на полосу модулирующих частот, ограниченную модуляционным трактом [13-18]. Он также имеет наибольший потенциал при комбинировании синтетических методов высокоэффективного усиления [19] для применения в передающих устройствах перспективных сетей связи и вещания [20-23].

Особенности работы ключевых генераторов не совсем привычны для разработчиков, традиционно использующих режимы А, АВ, В или С, а также проектировщиков аппаратуры СВЧ, где условие передачи максимальной мощности – это согласование сопротивлений источника и нагрузки. КГ с переключением напряжения (ПН) представляет собой генератор напряжения с низким выходным сопротивлением. И установка параллельно его выходу индуктивности, как предложено в [1], в усилителе с дефазированием немного ухудшает КПД и увеличивает пик-фактор по току, но спасает от увеличения искажений и резкого ухудшения параметров при рассогласовании канальных усилителей, свойственной структуре с непосредственным сложением мощностей.

В данной статье проводится анализ динамических режимов работы с учетом паразитных емкостей, в частности, выходных, имеющихся у реальных MOSFET и GaN HEMT транзисторов. Кроме того, весьма важным представляется проведенное исследование режимов работы усилителя мощности с дефазированием (УМДФ) при рассогласовании общей нагрузки, что также определяет дополнительные требования на параметры активных элементов и применяемые схемотехнические решения.

1 Динамический режим работы УМДФ

Для получения количественных оценок влияния величины корректирующей индуктивности L_{kk} на уровень комбинационных искажений в УМДФ были проведены исследования модели (рис. 1) в динамическом режиме – при формировании двухтонового сигнала. В качестве канальных сигналов использовались два моногармонических синусоидальных напряжения с частотами 525 и 475 кГц. Такая модель канальных сигналов существенно отличается от реальных широкополосных сигналов и не выявляет искажений, возникающих в УМДФ вследствие амплитудной и фазовой асимметрии канальных сигналов. Однако влияние взаимодействия канальных генераторов при их работе на общую нагрузку, что, как было показано в [1], выражается в появлении паразитной амплитудно-фазовой конверсии (АФК), такая модель отражает в полной мере.

В рассматриваемом случае левое плечо оконечного каскада УМДФ (рис. 1) возбуждалось прямоугольными импульсами с частотой 525 кГц и выбранной величиной $\tau_{вх}$, а правое плечо – с частотой 475 кГц. Эти импульсы сформированы программным способом в среде «Micro-Cap 12» из

исходного синусоидального напряжения. При этом колебательный контур оставался настроенным на центральную частоту 500 кГц.

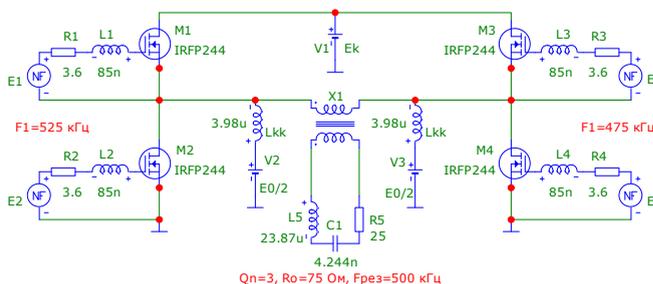


Рис. 1. Модель оконечного каскада УМДФ с корректирующими индуктивностями L_{kk}

Отметим, что в этой модели канальная нагрузка каждого генератора на одном полупериоде двухтонового сигнала имеет емкостный характер, а на другом – индуктивный.

По вычисленному спектру сигнала в нагрузке определялся уровень комбинационных искажений по отношению к одному из тонов. Результаты компьютерного моделирования приведены в таблице 1.

Таблица 1

Уровень комбинационных искажений при различных корректирующих индуктивностях

L_{kk} , мкГн	2	3	3.98	5	6	8	9.1	11.4	16	отсутствует
X_{Lkk} , Ом	6.25	9.42	12.5	15.7	18.85	25	28.6	36	50	бесконечно
$ B_{Lkk} /G_n$	4	2.652	2	1.592	1.326	1	0.874	0.694	0.5	0
$\tau_{вх} = 135^\circ$										
K_{Σ} , дБ	-57.5	-54	-52.5	-49	-43	-19	-16	-13	-11	-7
$\tau_{вх} = 175^\circ$										
K_{Σ} , дБ	-56	-52.5	-52.6	-51	-44	-34	-30.5	-26	-22	-20
$\tau_{вх} = 180^\circ$										
K_{Σ} , дБ	-56	-53	-52	-50	-43	-34	-31	-28	-26	-25
$\tau_{вх} = 183^\circ$										
K_{Σ} , дБ	-57	-52.5	-53	-51	-46	-37	-35	-33	-31.5	-30

Графические зависимости уровня комбинационных искажений K_{Σ} от величины нормированной проводимости корректирующей индуктивности $|B_{Lkk}|/G_n$ при различных значениях $\tau_{вх}$ возбуждающих импульсов приведены на рисунке 2.

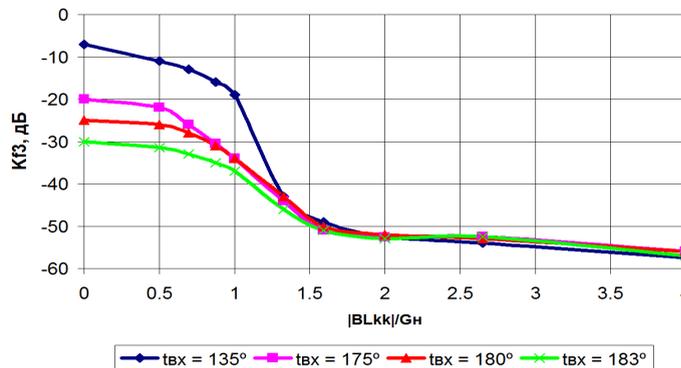


Рис. 2. Зависимость уровня комбинационных искажений от нормированной проводимости корректирующей индуктивности L_{kk}

Из приведенных графиков видно, что при отсутствии корректирующей индуктивности при всех значениях $\tau_{\text{вх}}$ уровень искажений максимален. При этом искажения растут с уменьшением величины $\tau_{\text{вх}}$. Это связано с тем, что, как было показано в [1], девиация паразитной АФК при дефазировании уменьшается с приближением $\tau_{\text{вх}}$ к величине π .

С увеличением проводимости корректирующей индуктивности до рекомендованной в [1] величины $|B_{L_{\text{кк}}}|/G_{\text{н}} = 2$ комбинационные искажения при всех величинах $\tau_{\text{вх}}$ снижаются до уровня $K_{\text{вз}}$ ниже ≈ -52 дБ. Дальнейшее увеличение проводимости корректирующей индуктивности нецелесообразно, поскольку практически не приводит к снижению комбинационных искажений. Очевидно, что величины искажений на двухтоновом сигнале и при использовании OFDM будут отличаться в силу разной статистики распределения амплитуд огибающих [13, 18]. Тем не менее, отмеченные тенденции с достаточно четко выраженным граничным эффектом позволяют сделать вывод об универсальности предложенного решения.

Необходимо отметить, что с увеличением рабочей частоты для достижения того же уровня искажений требуется увеличение проводимости $L_{\text{кк}}$ по сравнению с рекомендованной в [1] величиной, что объясняется влиянием выходных емкостей транзисторов. Для уточнения требуемой величины $L_{\text{кк}}$ при диапазонной работе УМДФ в следующем разделе проводится анализ влияния выходных емкостей транзисторов на режим работы канальных генераторов и, соответственно, на качественные характеристики УМДФ в целом.

2 Влияние выходных емкостей транзисторов на качественные характеристики УМДФ

Проведенный в [1] теоретический анализ основывался на модели транзистора, в которой не учитывалось влияние его выходной емкости, а выходное напряжение канальных генераторов представлялось в виде меандра. Однако в предыдущем разделе, посвященном компьютерному моделированию режима работы оконечного каскада УМДФ при использовании более сложной модели транзистора, отмечалось, что из-за влияния выходных емкостей транзисторов напряжения канальных сигналов имеют конечные длительности фронтов даже на относительно низких рабочих частотах.

Будем считать, что в режиме недокрытия во время фронтов канальных сигналов оба ключа (транзистора) канального генератора с переключением напряжения и фильтровой нагрузкой (далее – ПНФ) находятся в разомкнутом состоянии. Переключение транзисторов (комбинация: ключ+диод подложки), как было показано ранее, производится реактивной (мнимой) составляющей канального тока, поскольку активная (действительная) составляющая на интервалах недокрытия близка к нулю.

Рассмотрим процесс переключения в случае, когда канальная нагрузка, в соответствии с разработанными в [1] рекомендациями, носит индуктивный характер (используются корректирующие индуктивности $L_{\text{кк}}$). В соответствии со схемой (рис. 1), будем учитывать, что выходная емкость транзисторов $C_{\text{вых}}$ включена параллельно каждому ключу.

Интервал недокрытия в окрестностях точки $\tau=0$. Транзисторы М1, М2 разомкнуты, мнимая составляющая канального тока нагрузки протекает через суммарную емкость двух

транзисторов, заряжая ее. При этом напряжение на выходе левого по схеме канального генератора нарастает от нуля до величины $+E_{\text{к}}$. Диод подложки в М1 откроется только после того, как выходное напряжение превысит величину $+E_{\text{к}}$.

Интервал недокрытия в окрестностях точки $\tau=\pi$. Транзисторы М1, М2 разомкнуты, мнимая составляющая канального тока нагрузки протекает через суммарную емкость двух транзисторов, разряжая ее. При этом напряжение на выходе левого по схеме канального генератора спадает от величины $+E_{\text{к}}$ до нуля. Диод подложки в М2 откроется только после того, как выходное напряжение станет отрицательным.

Таким образом, на обоих интервалах недокрытия происходят одинаковые процессы перезаряда выходных емкостей транзисторов. Важно отметить, что эти процессы проходят без коммутативных потерь, поскольку определяются индуктивными токами, ограниченными по амплитуде.

Определим время $t_{\text{ф}}$, необходимое для перезаряда выходных емкостей двух транзисторов от нулевого напряжения до напряжения $+E_{\text{к}}$ реактивным током канальной нагрузки $I_{\text{м}}$. При этом будем полагать, что процесс перезаряда происходит за достаточно короткое время, в течение которого мгновенное значение гармонического тока нагрузки не успевает измениться и равно амплитуде мнимой (индуктивной) составляющей. Воспользуемся известным соотношением [24]:

$$t_{\text{ф}} = \frac{2 \cdot C_{\text{вых}} \cdot E_{\text{к}}}{I_{\text{м}}}, \quad (1)$$

где: $E_{\text{к}}$ – напряжение питания ключевого генератора; $C_{\text{вых}}$ – выходная емкость одного транзистора; $I_{\text{м}}$ – амплитуда мнимой составляющей канального тока.

Из выражения (1) следует, что длительность фронта $t_{\text{ф}}$ выходного напряжения канального генератора увеличивается при увеличении напряжения питания $E_{\text{к}}$ и выходной емкости $C_{\text{вых}}$ используемых транзисторов, а также при уменьшении индуктивной составляющей канального тока $I_{\text{м}}$, которой перезаряжаются емкости транзисторов.

Выявленная зависимость длительности фронтов от величины индуктивной составляющей канального тока может приводить к нелинейным искажениям выходного сигнала УМДФ. Действительно, в динамическом режиме (при дефазировании) реактивная проводимость канальной нагрузки и ток изменяются с изменением фазового сдвига φ . Это приводит к тому, что синхронно с изменением амплитуды выходного сигнала УМДФ, изменяется форма импульсов (длительность фронтов) канальных сигналов. В соответствии с этим, при изменении φ изменяется содержание первой гармоники в канальных сигналах и ее фаза.

Отметим, что абсолютная величина длительности фронтов (1) не зависит от рабочей частоты, а это означает, что относительная длительность фронтов (по отношению к периоду рабочей частоты) увеличивается с ростом рабочей частоты. При этом, соответственно, увеличивается и изменение их длительности при дефазировании, т.е. растет девиация паразитной фазовой модуляции (АФК).

Определим нормированную длительность фронтов $\tau_{\text{ф}} = t_{\text{ф}} \cdot \omega$ канальных напряжений, умножив правую и левую части выражения (1) на круговую рабочую частоту ω :

$$\tau_{\phi} = \frac{\omega \cdot 2 \cdot C_{\text{вых}} \cdot E_k}{I_m} \quad (2)$$

Изменение величины τ_{ϕ} в процессе дефазирования определяется разностью между максимальной и минимальной величинами τ_{ϕ} :

$$\Delta \tau_{\phi} = \omega \cdot 2 \cdot C_{\text{вых}} \cdot E_k \left(\frac{1}{I_{m \min}} - \frac{1}{I_{m \max}} \right) \quad (3)$$

где: $I_{m \min}$, $I_{m \max}$, соответственно, минимальная и максимальная амплитуды мнимой (индуктивной) составляющей канального тока на протяжении амплитудной характеристики (при изменении ϕ от 0 до 90°). Эти величины определяются произведением амплитуды первой гармоники канального напряжения (меандр) $U_1 = 2 \cdot E_k / \pi$ и мнимой составляющей проводимости канальной нагрузки $B_{\text{нк}} = I_m(G_{\text{нк}})$:

$$I_{m \min} = U_1 \cdot B_{\text{нк} \min} = B_{\text{нк} \min} \cdot 2 \cdot E_k / \pi, \quad (4)$$

$$I_{m \max} = U_1 \cdot B_{\text{нк} \max} = B_{\text{нк} \max} \cdot 2 \cdot E_k / \pi. \quad (5)$$

Подставив выражения (4) и (5) в (3), получим зависимость величины изменения длительности фронтов $\Delta \tau_{\phi}$ от изменения индуктивной составляющей проводимости канальной нагрузки:

$$\Delta \tau_{\phi} = \omega \cdot \pi \cdot C_{\text{вых}} \cdot \left(\frac{1}{B_{\text{нк} \min}} - \frac{1}{B_{\text{нк} \max}} \right) \quad (6)$$

Изменения реактивности канальной нагрузки существенно уменьшаются при подключении корректирующей индуктивности L_{kk} параллельно канальной нагрузке. При этом в соответствии с (6) снизится девиация длительности фронтов и, соответственно, уровень искажений выходного сигнала УМДФ.

Решив уравнение (6) относительно изменения реактивности канальной нагрузки, получим:

$$\left(\frac{1}{B_{\text{нк} \min}} - \frac{1}{B_{\text{нк} \max}} \right) = \frac{\Delta \tau_{\phi}}{\omega \cdot \pi \cdot C_{\text{вых}}} \quad (7)$$

Соотношение (7) определяет максимальную допустимую девиацию индуктивной проводимости канальной нагрузки ($B_{\text{нк} \min}$, $B_{\text{нк} \max}$) обеспечивающую заданную девиацию длительности фронтов $\Delta \tau_{\phi}$. Отметим, что девиация относительной длительности фронтов $\Delta \tau_{\phi}$ определяет паразитную девиацию фазы канальных сигналов (АФК). Как было показано выше, при индуктивном характере нагрузки фронты (передний и задний) выходного канального напряжения начинаются в моменты прихода задних фронтов возбуждающего напряжения на входе (затворах) соответствующего канального генератора. На рисунке 3 приведены эпюры, поясняющие эти особенности режима работы канального генератора ПНФ в режиме недокрытия в составе оконечного каскада УМДФ.

На эпюре рис. 3,а,б приведены отпирающие импульсы на затворах транзисторов М2 и М1 в схеме (рис. 1). На эпюрах рис. 3,в,г,д приведены эпюры выходного канального напряжения при различных длительностях фронтов $\tau_{\text{фр}}$.

Из приведенных эпюров следует, что изменение длительности фронтов выходного напряжения приводит к паразитной девиации фазы первой гармоники канального напряжения.

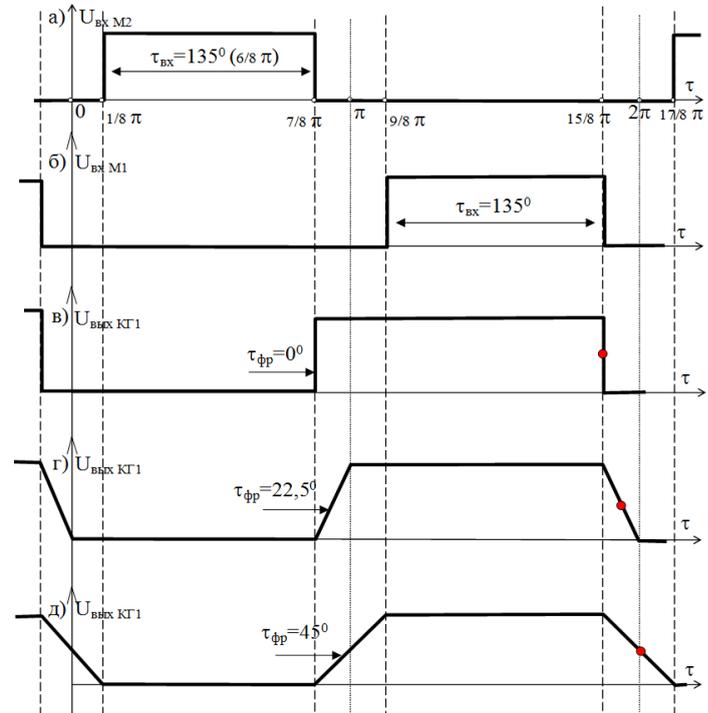


Рис. 3. Эпюры напряжений в ОК УМДФ при недокрытии $\tau_{\text{вх}} = 135^\circ$:

а) возбуждающие импульсы транзистора М2;

б) возбуждающие импульсы транзистора М1;

в) выходное напряжение канального генератора КГ1 при $\tau_{\text{фр}} = 0^\circ$;

г) выходное напряжение канального генератора КГ1 при $\tau_{\text{фр}} = 22,5^\circ$;

д) выходное напряжение канального генератора КГ1 при $\tau_{\text{фр}} = 45^\circ$.

Действительно, красная точка, изображенная на задних фронтах выходного напряжения первого канала, лежащая на уровне 0,5 от амплитуды импульса, смещается по фазе с ростом длительности фронта. Причем фазовый сдвиг составляет половину длительности фронта, а его девиация соответствует $\Delta \tau_{\text{фр}}/2$. Поскольку изменение длительности фронтов связано с мгновенной амплитудой формируемого (выходного) напряжения УМДФ, то появляется паразитная фазовая модуляция, приводящая к известным комбинационным искажениям [2]. Для достижения уровня комбинационных искажений порядка минус 32...38 дБ, необходимо обеспечить девиацию фазы выходного сигнала не более $8 \dots 4$ градусов [2].

Отметим, что при работе УМДФ проводимости канальных нагрузок имеют комплексно сопряженный характер, поэтому паразитные девиации фазы, вызванные изменением длительности фронтов канальных сигналов, складываются. Таким образом, суммарная девиация паразитной АФК ($\Delta \phi_{\text{АФК}}$) равна $\Delta \tau_{\phi}$. В соответствии с этим, уравнение (7) можно переписать в виде неравенства:

$$\left(\frac{1}{B_{\text{нк} \min}} - \frac{1}{B_{\text{нк} \max}} \right) \leq \frac{\Delta \phi_{\text{АФК}}}{\omega \cdot \pi \cdot C_{\text{вых}}} \quad (8)$$

Полученное неравенство (8) имеет важное практическое значение, поскольку позволяет выбрать тип транзисторов и

режим работы канальных генераторов УМДФ, обеспечивающих девиацию паразитной АФК не более заданной величины $\Delta\phi_{АФК}$.

Однако, необходимо помнить, что реактивная составляющая проводимости канальной нагрузки при дефазировании изменяется от нуля (минимальное значение $-B_{нк\ min}=0$) до максимального значения $B_{нк\ max}=G_n$ – проводимость общей нагрузки УМДФ. В связи с этим неравенство (8) практически не может быть выполнено, поскольку его левая часть обращается в бесконечность (оно может выполняться либо при нулевой рабочей частоте $\omega=0$, либо при нулевой выходной емкости транзистора $C_{вых}=0$).

Для того, чтобы неравенство (8) выполнялось в диапазоне рабочих частот при использовании реальных транзисторов, необходимо увеличить минимальную проводимость $B_{нк\ min}$ путем установки дополнительной индуктивности L_d .

При этом необходимо помнить, что чрезмерно большая проводимость L_d (больше, чем необходимо для выполнения неравенства (8)) приведет к увеличению реактивных токов через транзисторы, что, в свою очередь, вызывает дополнительные потери мощности на $r_{нас}$ замкнутых ключей.

Таким образом, недостаточная проводимость дополнительных индуктивностей приводит к возрастанию искажений выше требуемого уровня, а избыточная проводимость L_d – к перегрузке транзисторов по току и дополнительным потерям.

На требуемую величину индуктивной проводимости канальной нагрузки существенное влияние оказывает способ формирования канальных сигналов [25]. Как было показано в [1], наиболее предпочтительным с точки зрения энергетических характеристик УМДФ является знакопостоянный алгоритм работы ФКС. Тем не менее, необходимо провести исследование влияния выходных емкостей транзисторов для обоих случаев.

2.1 Знакопостоянная фазовая модуляция канальных сигналов

Как показано в [1], в этом случае ФКС формирует канальные сигналы таким образом, что один из них всегда отстает по фазе от другого, и корректирующая индуктивность $L_{кк}$ должна устанавливаться только в отстающий канал. При этом установка $L_{кк}$ с проводимостью G_n приведет лишь к компенсации емкостной составляющей канальной проводимости (рис. 4). Однако минимальные индуктивные проводимости ($B_{нк\ min}$) в обоих каналах по-прежнему остаются нулевыми.

В этом случае для выполнения неравенства (8) необходимо добавить одинаковые индуктивные проводимости B_{Ld} в оба канала. При этом в отстающем канале окажутся установлены две индуктивности ($L_{кк}$ и L_d), а в опережающем канале только L_d . Графические зависимости канальных проводимостей от величины ϕ для этого случая приведены на рисунке 5.

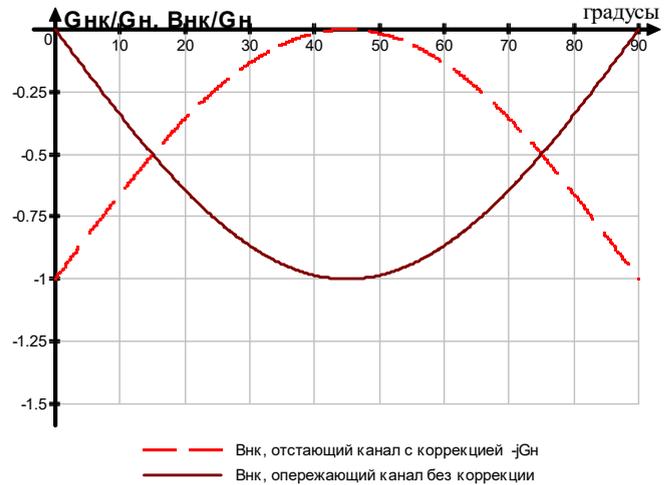


Рис. 4. Нормированные реактивные каналные проводимости. В отстающем канале добавлена корректирующая индуктивная проводимость $B_{Lкк} = -jG_n$; опережающий канал без коррекции

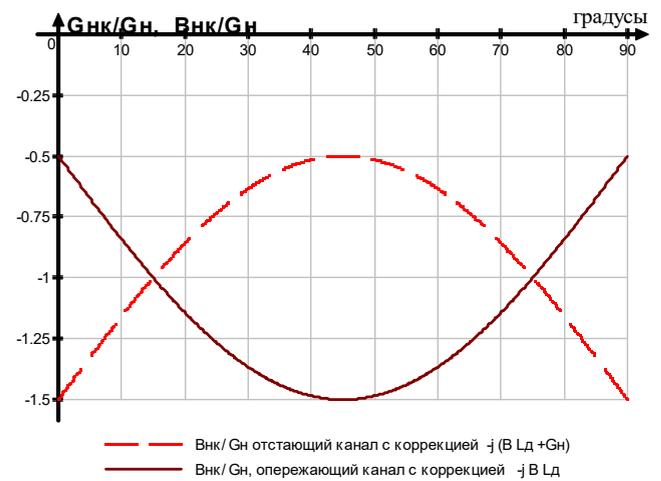


Рис. 5. Нормированные реактивные каналные проводимости. В отстающем канале к $L_{кк}$ добавлена дополнительная индуктивная проводимость $B_{Ld} = -j \cdot 0,5 \cdot G_n$, суммарная проводимость $-j(B_{Ld} + B_{Lкк})$; в опережающем канале установлена только дополнительная индуктивная проводимость $-jB_{Ld}$

Для того, чтобы определить необходимую величину B_{Ld} , представим неравенство (8) в виде:

$$\left(\frac{1}{B_{Lo}} - \frac{1}{B_{Lo} + G_n} \right) \leq \frac{\Delta\phi_{АФК}}{\omega \cdot \pi \cdot C_{вых}} \quad (9)$$

Введем понятие нормированной дополнительной индуктивной проводимости g относительно общей проводимости нагрузки УМДФ.

$$g = B_{Ld} / G_n \quad (10)$$

Подставив (10) в (9) и умножив обе части неравенства на положительную величину G_n , получим неравенство вида:

$$\left(\frac{1}{g} - \frac{1}{g+1} \right) \leq \frac{\Delta\phi_{АФК} \cdot G_n}{\omega \cdot \pi \cdot C_{вых}} \quad (11)$$

Решив полученное неравенство относительно нормированной дополнительной индуктивной проводимости g , с учетом того, что все переменные имеют действительные положительные значения, получим:

$$g \geq -\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \left(\frac{\omega \cdot \pi \cdot C_{\text{вых}}}{\Delta\phi_{\text{АФК}} \cdot G_n} \right)^2}, \quad (12)$$

где $g = B_{L_d} / G_n$.

Неравенство (12) определяет минимальную нормированную проводимость корректирующей индуктивности g , необходимую для снижения паразитной девиации фазы выходного сигнала ($\Delta\phi_{\text{АФК}}$) до заданной величины. В качестве параметров в полученное выражение входят: выходная емкость используемых транзисторов $C_{\text{вых}}$, рабочая частота ω и проводимость нагрузки УМДФ G_n . Отметим, что из полученного выражения (12) также, как и из выражения (8), следует, что при $\omega=0$, либо при $C_{\text{вых}}=0$ проводимость дополнительной индуктивности может быть нулевой. При этом отсутствие искажений в выходном сигнале УМДФ обеспечивается установленной в отстающий канал индуктивностью $L_{\text{кк}}$.

2.2 Знакопеременная фазовая модуляция канальных сигналов

Рассмотрим теперь случай, когда ФКС формирует канальные сигналы таким образом, что они поочередно то отстают, то опережают по фазе друг друга. Именно такой алгоритм реализуется, когда в качестве модели канальных сигналов используются два моногармонических сигнала.

В этом случае в каждом из каналов проводимость нагрузки имеет попеременно то емкостный, то индуктивный характер, и для компенсации емкостной составляющей проводимости необходимо установить корректирующие индуктивности $L_{\text{кк}}$ с проводимостью G_n в оба канала. При этом оба канала при дефазировании будут иметь только индуктивную составляющую проводимости нагрузки, которая изменяется в пределах от $B_{\text{min}} = 0$ до $B_{\text{max}} = 2 \cdot G_n$.

Как было показано в предыдущем разделе, при $C_{\text{вых}} > 0$ и $\omega > 0$ нулевая реактивная проводимость $B_{\text{min}} = 0$ не позволяет обеспечить приемлемые качественные параметры УМДФ и здесь также необходимо установить дополнительные индуктивности L_d в оба канала. При этом минимальная индуктивная проводимость в каждом канале составит $B_{\text{min}} = B_{L_d}$, а максимальная, соответственно, $B_{\text{max}} = 2 \cdot G_n + B_{L_d}$. Подставив эти значения в выражение (8) и воспользовавшись понятием нормированной проводимости (10), получим новое неравенство для случая знакопеременной фазовой модуляции канальных сигналов:

$$\left(\frac{1}{g} - \frac{1}{g+2} \right) \leq \frac{\Delta\phi_{\text{АФК}} \cdot G_n}{\omega \cdot \pi \cdot C_{\text{вых}}}. \quad (13)$$

Решая это неравенство относительно g , получим:

$$\tilde{g} \geq -1 + \sqrt{1 + \left(\frac{2 \cdot \omega \cdot \pi \cdot C_{\text{вых}}}{\Delta\phi_{\text{АФК}} \cdot G_n} \right)^2}, \quad (14)$$

где: $\tilde{g} = B_{L_d} / G_n$, нормированная проводимость, знак «тильда» над символом указывает на то, что неравенство (14) относится к случаю знакопеременной фазовой модуляции (в отличие от неравенства (12)).

Сравнивая выражения (12) и (14), отметим, что при знакопеременном алгоритме работы ФКС для устранения влияния выходных емкостей транзисторов на качественные характеристики УМДФ требуется увеличенная проводимость дополнительных индуктивностей L_d . Это приводит к дополнительному увеличению реактивных токов через транзисторы канальных усилителей.

Необходимо отметить, что при работе УМДФ в диапазоне частот результирующие канальные индуктивности рекомендуется выполнять переключаемыми вместе с фильтрами, а их величину (равную параллельному соединению $L_{\text{кк}}$ и L_d) рассчитывать для верхней рабочей частоты каждого поддиапазона. Однако необходимо помнить, что в этом случае токи транзисторов будут принимать максимальные значения при работе на нижней частоте поддиапазона, где проводимости канальных индуктивностей максимальны.

3 Анализ режима работы УМДФ при рассогласовании нагрузки

Известно, что допустимое рассогласование нагрузки (отклонение импеданса нагрузки от номинального значения) задается интегральным параметром – величиной КСВ_н (или КБВ_н = 1/КСВ_н). Причем любому значению КСВ_н соответствует бесконечное множество комбинаций активной и реактивной составляющих импеданса нагрузки. Совершенно очевидно, что эти возможные комбинации будут влиять на энергетические характеристики ключевого генератора различным образом [2].

В случае работы ключевого генератора ПНФ в составе УМДФ ситуация еще более сложная, поскольку его канальная нагрузка претерпевает значительное рассогласование, вызванное дефазированием, на которое накладывается рассогласование общей нагрузки. Это приводит не только к изменению энергетических характеристик УМДФ, но и изменению уровня комбинационных (нелинейных) искажений. Действительно, как было показано выше, для обеспечения приемлемого уровня искажений на выходах канальных генераторов необходимо включить дополнительные индуктивные проводимости. Комплексное рассогласование общей нагрузки УМДФ может уменьшить величину результирующей индуктивной проводимости канальной нагрузки, что приведет к возрастанию искажений выходного сигнала.

Рассмотрим подробнее влияние рассогласования нагрузки на энергетические и качественные характеристики УМДФ.

Энергетические характеристики УМДФ. Как было показано ранее, ток в общей нагрузке УМДФ определяется произведением первой гармоники выходного напряжения на проводимость нагрузки. В общем случае рассогласованной нагрузки представим ее комплексную проводимость Y_n^* в виде:

$$Y_n^* = G_n + \Delta G_n + j \cdot B_n = |Y_n^*| \cdot e^{j\psi}, \quad (15)$$

где: G_n – номинальное значение проводимости нагрузки; ΔG_n – отклонение активной составляющей проводимости

нагрузки от номинального значения; $j \cdot B_n$ – реактивная составляющая проводимости нагрузки; $|Y_n^*|$ – модуль комплексной проводимости нагрузки; ψ – аргумент (фаза) комплексной проводимости нагрузки.

При этом ток, протекающий через нагрузку, будет иметь вид:

$$I_n^* = 2U \cdot |Y_n^*| \cdot \cos(\varphi) \cdot e^{j\psi}, \quad (16)$$

В выражении (16) аргумент ψ имеет значение фазового сдвига тока нагрузки относительно приложенного к ней выходного напряжения УМДФ (его первой гармоники).

Аналогично тому, как это было сделано для резистивной нагрузки, определим проводимости канальных нагрузок (Y_{k1} , Y_{k2}) при рассогласовании, поделив ток нагрузки (16), общий для обоих каналов, на соответствующее канальное напряжение:

$$Y_{k1}^* = \frac{2U \cdot |Y_n^*| \cdot \cos \phi \cdot e^{j\psi}}{U \cdot e^{j\phi}} = 2 \cdot |Y_n^*| \cdot \cos \phi \cdot e^{j(-\phi+\psi)}, \quad (17)$$

$$Y_{k2}^* = \frac{2U \cdot |Y_n^*| \cdot \cos \phi \cdot e^{j\psi}}{U \cdot e^{-j\phi}} = 2 \cdot |Y_n^*| \cdot \cos \phi \cdot e^{j(\phi+\psi)}. \quad (18)$$

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

$$Y_{k1}^* = 2 \cdot |Y_n^*| \cdot \cos \phi \cdot \{ \cos(-\phi + \psi) + j \cdot \sin(-\phi + \psi) \}, \quad (17,a)$$

$$Y_{k2}^* = 2 \cdot |Y_n^*| \cdot \cos \phi \cdot \{ \cos(\phi + \psi) + j \cdot \sin(\phi + \psi) \}, \quad (18,a)$$

Анализируя полученные выражения, отметим весьма важные для практики особенности режима работы канальных усилителей при рассогласовании. Так, при комплексном рассогласовании нагрузки ($\psi \neq 0$) канальные проводимости перестают быть комплексно сопряженными. Их действительные и мнимые составляющие принимают различные значения. В тоже время модули канальных проводимостей равны между собой. Отсюда следует, что при равных канальных напряжениях модули (амплитуды) канальных токов также равны. Таким образом, предельные режимы работы транзисторов обоих канальных генераторов по току и напряжению (их максимальные значения) одинаковы в обоих каналах.

Отметим, что мнимые части канальных проводимостей в выражениях (17,a) и (18,a) включают в себя аргумент рассогласованной нагрузки ψ с одним и тем же знаком. Это означает, что если в проводимости общей нагрузки появляется, например, емкостная составляющая, то к канальным проводимостям обоих каналов также добавится емкостная проводимость.

Наличие множителей $\cos \phi$ в выражениях канальных проводимостей обеспечивает (как и в случае согласованной нагрузки УМДФ) максимальные модули проводимостей и, соответственно, максимальные токи каналов при синфазной работе ($\phi = 0$). При расфазировании модули проводимостей и, соответственно, токи каналов уменьшаются вплоть до нуля при противофазной ($\phi = 90^\circ$) работе каналов. Отсюда следует, что наиболее опасным, с точки зрения превышения предельных режимов транзисторов оконечного каскада

УМДФ, является режим синфазной работы ($\phi=0$). Именно для случая синфазной работы необходимо проводить расчеты при проектировании УМДФ в условиях рассогласования. Если при $\phi=0$ режимы транзисторов ОК УМДФ будут находиться в области безопасных режимов работы (ОБР), то при дефазировании ($\phi \neq 0$) они не выйдут из этой области. Отметим, что проектирование канальных генераторов ПНФ в режиме синфазной работы УМДФ должно производиться также, как и обычного генератора, работающего в условиях рассогласованной нагрузки.

Известно [26], что при емкостном рассогласовании проводимости нагрузки резко снижается КПД генератора ПНФ. Это связано с тем, что появляются инверсные токи через транзисторы, которые открывают инерционные диоды подложки в конце этапов проводимости ключей. В течение времени восстановления (запирания) диодов подложки в двухтактной схеме ПНФ протекают сквозные токи, снижающие КПД генератора. Индуктивное рассогласование проводимости нагрузки практически не изменяет энергетических характеристик ключевых генераторов ПНФ.

В свете этого представляется целесообразным применение таких схмотехнических решений, которые обеспечивают отсутствие емкостной составляющей проводимости нагрузки при заданной величине рассогласования (КСВн).

На комплексной плоскости на рисунке 6 приведены возможные области изменения нормированных активной $\text{Re}(Y_n^*)$ и реактивной $\text{Im}(Y_n^*)$ составляющих проводимости нагрузки Y_n^* , ограниченные величиной КСВн = 1,5 (пунктирная окружность).

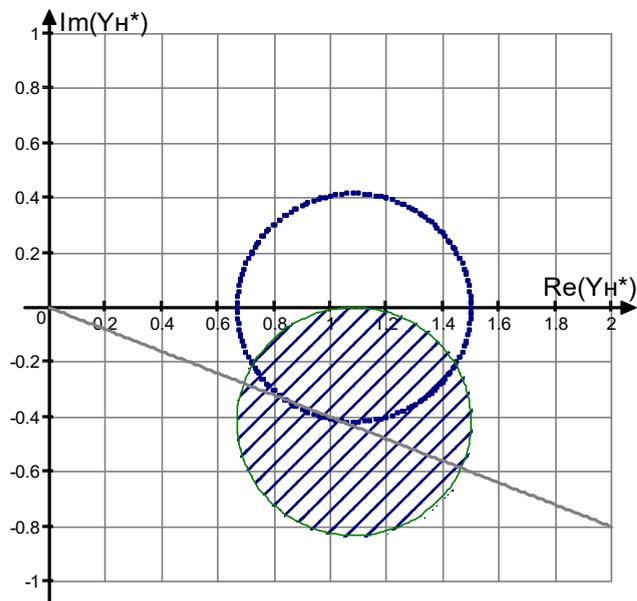


Рис. 6. Область изменения комплексной проводимости нагрузки: пунктирная окружность – при $\text{КСВн} = 1,5$; заштрихованная окружность – при $\text{КСВн} = 1,5$ и дополнительной индуктивной коррекции нагрузки с проводимостью $-jG_L$.

Отметим, что положительным значениям мнимой составляющей проводимости ($\text{Im}(Y_n^*) > 0$) соответствует емкостная проводимость. Отрицательным значениям мнимой составляющей проводимости ($\text{Im}(Y_n^*) < 0$) соответствует индуктивная проводимость.

Окружность КСВн, построенная на комплексной плоскости, имеет некоторые характерные точки, которые определяют ее размер и положение на плоскости [2]:

- левая точка пересечения окружности с действительной осью соответствует минимальной проводимости нагрузки и имеет абсциссу $Re_1(Y_n^*) = 1/КСВн$;
- правая точка пересечения окружности с действительной осью соответствует максимальной проводимости нагрузки и имеет абсциссу $Re_2(Y_n^*) = КСВн$.

Таким образом, радиус окружности h определяется величиной КСВн в соответствии с выражением:
 $h = 0,5 \cdot (КСВн - 1/КСВн)$.

При этом центр окружности располагается на действительной оси, правее точки «единицы», соответствующей номинальной проводимости и имеет абсциссу $Re_0(Y_n^*) = КСВн - h = КСВн - 0,5 \cdot (КСВн - 1/КСВн)$.

Как видно из рис. 6, максимально возможное значение емкостной проводимости при любом заданном КСВн равно радиусу окружности этого КСВн. Для того чтобы исключить возможность появления емкостной составляющей в проводимости нагрузки необходимо сместить всю окружность КСВн вниз (в область индуктивных проводимостей) на величину радиуса h . Для этого необходимо включить параллельно общей нагрузке УМДФ компенсирующую индуктивность с нормированной проводимостью $B_L = h = 0,5 \cdot (КСВн - 1/КСВн)$. При этом возможная область изменения проводимости нагрузки будет находиться в заштрихованной окружности на рисунке 6.

На рисунке 7 показана типовая схема выходной цепи радиопередатчика, включающая фильтр гармоник (ФГ), согласующее устройство (СУ) и антенно-фидерное устройство (АФУ).

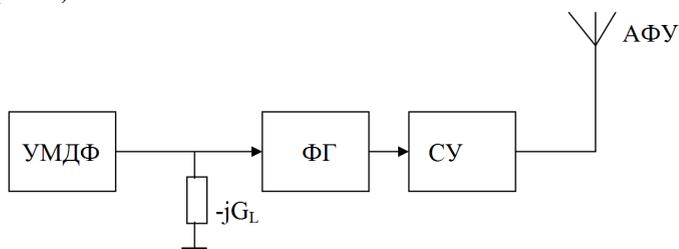


Рис. 7. Структура выходных цепей УМДФ, устраняющая емкостное рассогласование проводимости нагрузки.

На схеме обозначены: УМДФ – ключевой генератор с дефазированием; ФГ – фильтр гармоник; СУ – согласующее устройство; АФУ – антенно-фидерный тракт; jG_L – дополнительная индуктивная проводимость

Зачастую на практике АФУ имеет весьма плохое согласование ($КСВн > 3..5$) и для эффективной работы передатчика в состав выходных цепей включают согласующее устройство (СУ), которое улучшает согласование, как правило, до $КСВн \leq 1,5$. СУ обычно устанавливается после фильтра (поскольку для его корректной работы необходим низкий уровень гармоник проходящего радиосигнала), и фильтр при этом оказывается нагруженным на $КСВн \leq 1,4..1,5$. Если фильтр гармоник реализован как двусторонне нагруженный ($Rг = Rн$), то приблизительно такой же КСВн имеет и входная проводимость фильтра (проводимость нагрузки УМДФ). Область возможных изменений проводимости лежит внутри пунктирной окружности на рисунке 6.

После включения параллельно входу фильтра гармоник компенсирующей индуктивности с проводимостью B_L (рис. 7) область изменения проводимости нагрузки, приводимой к выходу УМДФ, будет лежать внутри заштрихованной окружности на рисунке 6.

Максимальная проводимость нагрузки УМДФ после установки индуктивности изменится как по модулю, так и по фазе. Вычисление этих значений методами математического анализа представляет довольно сложную задачу. В тоже время величину максимальной проводимости (модуль, фазу, действительную и мнимую части) несложно определить графическим методом по рисунку 6. Для этого достаточно с помощью циркуля определить точку заштрихованной окружности, максимально удаленную от начала координат. Затем с помощью координатной сетки, нанесенной на рисунке 6, определяются значения действительной $Re(Y_n^*_{max})$ и мнимой $Im(Y_n^*_{max})$ составляющих максимальной проводимости $|Y_n^*_{max}|$. Затем по этим значениям вычисляются модуль и фаза максимальной проводимости нагрузки УМДФ по следующим выражениям:

$$|Y_n^*_{max}| = [\text{Re}(Y_n^*_{max})^2 + \text{Im}(Y_n^*_{max})^2]^{1/2},$$

$$\Psi = \arctg [\text{Im}(Y_n^*_{max}) / \text{Re}(Y_n^*_{max})].$$

Отметим, что графическое изображение окружностей и координатной сетки на рисунке 6 выполнено с высокой точностью в программе “Agrafer”, в соответствии с математическим уравнением окружности с параметрами:

радиус окружностей равен $h = 0,5 \cdot (КСВн - 1/КСВн)$;
 центры окружностей равны:

- без индуктивной коррекции (пунктирная окружность) – в точке с координатами: $\text{Im}(Y_n^*) = 0$; $\text{Re}(Y_n^*) = КСВн - 0,5 \cdot (КСВн - 1/КСВн)$.
- с индуктивной коррекцией (заштрихованная окружность) – в точке с координатами: $\text{Im}(Y_n^*) = - 0,5 \cdot (КСВн - 1/КСВн)$; $\text{Re}(Y_n^*) = КСВн - 0,5 \cdot (КСВн - 1/КСВн)$.

По приведенным параметрам окружностей, включающих в себя параметры рассогласования, можно построить аналогичную пару окружностей для любого заданного значения КСВн. Построение можно проводить как с помощью компьютерных программ, так и вручную с помощью циркуля на масштабно-координатной бумаге.

В качестве примера для $КСВн = 1,5$ по графикам рис. 6 определим параметры максимальной проводимости нагрузки, при которой реализуется наиболее напряженный (опасный) режим работы транзисторов УМДФ.

Точка максимальной проводимости на заштрихованной окружности (рис. 6) имеет координаты:

$$\text{Re}(Y_n^*_{max}) = 1,47;$$

$$\text{Im}(Y_n^*_{max}) = - 0,6.$$

В соответствии с измеренными величинами максимальная проводимость в алгебраическом виде имеет значение:

$$Y_n^*_{max} = 1,47 - j0,6$$

Перейдя от алгебраической формы записи комплексной величины проводимости к показательной форме, получим:

$$Y_n^*_{max} = 1,59 \cdot e^{-j22,2^\circ}$$

Полученная величина модуля нормированной проводимости $Y_{n \max}^*$ используется для проектирования выходного каскада УМДФ в условиях рассогласованной нагрузки.

Весьма важным с практической точки зрения является вопрос: в какой степени перегружаются транзисторы оконечного каскада УМДФ при установке на его выходе компенсирующей индуктивности. Для ответа на этот вопрос необходимо сравнить максимальные проводимости рассогласованной нагрузки с КСВ_n=1,5 для случая с дополнительной компенсирующей индуктивностью и без нее.

Модуль максимальной проводимости нагрузки УМДФ без компенсирующей индуктивности составляет 1,5. Установка индуктивности увеличивает это значение до 1,59, т.е. на 6%. Соответственно и максимальный ток транзисторов при рассогласовании общей нагрузки увеличивается лишь на 6%. Таким образом, при КСВ_n=1,5 установка дополнительной корректирующей индуктивности не приводит к заметной перегрузке транзисторов по току.

Качественные характеристики УМДФ. Вначале рассмотрим, как влияет рассогласование нагрузки УМДФ на его качественные характеристики в случае, когда дополнительная компенсирующая индуктивность на выходе УМДФ не устанавливается. Как видно из рис. 6 (пунктирная окружность), в общей проводимости нагрузки возможно появление емкостной составляющей ($\text{Im}(Y_n^*) > 0$). Как было показано выше, в канальных проводимостях обоих каналов УМДФ также появится емкостная проводимость, вызванная рассогласованием общей нагрузки. Практически это эквивалентно снижению результирующей индуктивной проводимости, определяемой величиной канальной L_{kk} , рассчитанной исходя из условия согласованной нагрузки. Вследствие этого, как было показано выше (рис. 2), увеличивается уровень искажений выходного сигнала УМДФ.

Естественно, что при установке на выходе УМДФ компенсирующей индуктивности, результирующая индуктивная проводимость канальных нагрузок увеличится, что, в свою очередь, способствует снижению искажений выходного сигнала.

Таким образом, установка на выходе УМДФ (на входе фильтра гармоник) дополнительной индуктивности, рассчитанной по разработанной выше методике, позволяет предотвратить ухудшение энергетических и качественных характеристик при емкостном рассогласовании нагрузки.

Заключение

На основании проведенного компьютерного анализа показано, что с помощью канальных корректирующих индуктивностей можно снизить уровень комбинационных искажений УМДФ, вызванных паразитной АФК на 25...40 дБ, доведя общий уровень искажений до величины минус 52...57 дБ.

Показано, что выходные емкости транзисторов оконечного каскада вызывают ухудшение качественных характеристик УМДФ, что требует увеличения проводимостей корректирующих канальных индуктивностей (L_{kk}). Предложенная методика расчета L_{kk} позволяет определить их величину с учетом выходных емкостей выбранных транзисторов и рабочей частоты с учетом диапазонной работы.

Проведен анализ влияния рассогласования нагрузки

УМДФ на его энергетические и качественные характеристики. Показано, что емкостное рассогласование нагрузки приводит к значительному ухудшению энергетических и качественных характеристик. На основании выявленных закономерностей предложено компенсировать емкостное рассогласование с помощью параллельной компенсирующей индуктивности на входе фильтра гармоник. Разработана графоаналитическая методика расчета компенсирующей индуктивности, обеспечивающая отсутствие емкостной проводимости при заданном КСВ нагрузки.

Литература

1. 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. Том 19. №2. С. 4-14. DOI: 10.36724/2072-8735-2025-19-2-4-14.
2. Козырев В.Б., Лаврушенков В.Г., Леонов В.П. и др. Транзисторные генераторы гармонических колебаний в ключевом режиме. Под ред. Попова И.А., - М.: Радио и связь, 1985.
3. 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.
4. Varlamov O.V., Gromorushkin V.N., Kozыrev 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
5. 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
6. Chireix H. High power outphasing modulation // Proc. IRE 1935, 23, 1370-1392.
7. 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.
8. 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.
9. 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: ZQMCAF
10. Дымкова С.С. Разработка информационной системы для продвижения результатов научных исследований // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Т. 11. № 7. С. 38-41. EDN: ZBQMVT.
11. Dymkova S.S. Methods of indicators analysing for universities publication activity by discipline "radio engineering" // В сборнике: 2022 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, SOSG 2022 - Conference Proceedings. 2022. DOI: 10.1109/IEEECONF53456.2022.9744312.
12. Нго Куок Фунг, Варламов О.В. Инженерно-технические принципы построения высокоэффективных линейных радиопередатчиков носимых радиосредств // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2024. Том 18. №4. С. 4-14. DOI: 10.36724/2072-8735-2024-18-4-4-14.
13. 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.

14. 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.

15. 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. DOI: 10.36724/2409-5419-2022-14-2-10-18.

16. Nguyen D.C., Gromorushkin V.N., Varlamov O.V. Theoretical comparison of different envelope elimination and restoration transmitter PWM modulator configurations to expand the possible antenna mismatch // Sensors. 2023. Т. 23. № 23. С. 9466. DOI: 10.3390/s23239466.

17. 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.

18. Грычкин С.Е., Варламов О.В. Высокоэффективный многоуровневый GaN FET ШИМ модулятор для передатчиков цифрового радиовещания диапазона ОВЧ // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2024. Том 18. №9. С. 4-12. DOI: 10.36724/2072-8735-2024-18-9-4-12.

19. 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.

20. 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

21. 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. EDN: CHEXOK

22. 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.

23. Tikhvinskiy V., Pastukh A., Dymkova S., Varlamov O. Compatibility analysis between RedCap non-public networks and 5G NR in TDD FR1 and FR2 bands // Inventions. 2025. Т. 10. № 1. С. 12. DOI: 10.3390/inventions10010012.

24. Hamo D.J. A 50W, 500kHz, full-bridge, ZVS isolated DC to DC converter using the HIP4081a // Application AN9506, april 1995, Harris Semiconductor.

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

26. 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.

OUTPHASING TRANSMITTERS WITH SWITCHING GENERATORS DIRECT SUMMATION: DYNAMIC MODES AND MISMATCHED LOAD OPERATION

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

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 article analyzes dynamic operating modes in outphasing transmitters with direct summation of switching generators taking into account parasitic capacitances, in particular, output ones, present in real MOSFET and GaN HEMT transistors. Based on the conducted computer analysis, it is shown that using channel correcting inductances it is possible to reduce the outphasing power amplifier (OPA) combination distortions level caused by parasitic amplitude-phase conversion by 25...40 dB, bringing the overall distortion level to minus 52...57 dB. It is shown that the final stage transistors output capacitances cause deterioration of the OPA quality characteristics, which requires increasing the conductances of the correcting channel inductances. The proposed calculation method allows determining their value depending on the selected transistors output capacitances and the operating frequency, taking into account the range of operation. The analysis of the OPA total load mismatch influence showed that the capacitive load mismatch leads to a significant energy and quality characteristics deterioration. Based on the identified patterns, a method for the capacitive mismatch compensating using a parallel compensating inductance at the harmonic filter input is proposed. A graph-analytical method for calculating the compensating inductance has been developed, ensuring the absence of capacitive conductivity at a given load VSWR.

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

References

- [1] 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.
- [2] V.B. Kozyrev, V.G. Lavrushenkov, V.P. Leonov et al., "Transistor generators of harmonic oscillations in the switching mode," Ed. Popov I.A. Moscow: Radio and communication, 1985.
- [3] 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.

- [4] 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
- [5] 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.
- [6] H. Chireix, "High power outphasing modulation," *Proc. IRE*, 1935, 23, pp. 1370-1392.
- [7] A.A. Losev, "Development and analysis of technical solutions for a satellite repeater power amplifier built using the outphasing," Ph.D. Thesis / Moscow Technical University of Communications and Informatics. Moscow, 2017.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10.] S.S. Dymkova, "Development of information system for promotion of scientific research results," *T-Comm*, vol. 11, no.7, 2017, pp. 38-41.
- [11] 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.
- [12] Ngo Quoc Fung, O.V. Varlamov, "Engineering and technical principles of highly effective linear radio transmitters construction for HF manpack radios," *T-Comm*, 2024, vol. 18, no.4, pp. 4-14. DOI: 10.36724/2072-8735-2024-18-4-4-14.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] 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. P. 10-18. doi: 10.36724/2409-5419-2022-14-2-10-18.
- [16] D.C. Nguyen, V.N. Gromorushkin, O.V. Varlamov, "Theoretical comparison of different envelope elimination and restoration transmitter PWM modulator configurations to expand the possible antenna mismatch," *Sensors*. 2023. Vol. 23. No. 23. P. 9466. doi: 10.3390/s23239466.
- [17] O.V. Varlamov, "Research of influence of DRM broadcast transmitter nonlinearities onto the output signal parameters," *T-Comm*. 2014. Vol. 8. No. 2, pp. 59-60.
- [18] S.E. Grychkin, O.V. Varlamov, "High efficiency multi-level GaN FET PWM modulator for VHF digital broadcasting transmitters," *T-Comm*, 2024, vol. 18, no.9, pp. 4-12. DOI: 10.36724/2072-8735-2024-18-9-4-12.
- [19] 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.
- [20] 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.
- [21] 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.
- [22] 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.
- [23] V. Tikhvinskiy, A. Pastukh, S. Dymkova, O. Varlamov, "Compatibility analysis between RedCap non-public networks and 5G NR in TDD FR1 and FR2 bands," *Inventions*. 2025. Vol. 10. No. 1. P. 12. DOI: 10.3390/inventions10010012.
- [24] D.J. Hamo, "A 50W, 500kHz, full-bridge, ZVS isolated DC to DC converter using the HIP4081a," Application AN9506, april 1995, Harris Semiconductor.
- [25] S.A. Hetzel A. Bateman., J.P. McGeehan, "Linc transmitter," *Electronics letters*. 9th May 1991. Vol. 27. No. 10., pp. 133-137.
- [26] D.W. Cripe, "Improving the efficiency and reliability of AM broadcast transmitters through class- E power," *Broadcast Electronics*, URL: <https://bh.hal-likainen.org/uploads/BeAmClassE.pdf>, Date of access: 25.10.2024.

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

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