

ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫЕ ИСКАЖЕНИЯ В КЛЮЧЕВЫХ ГЕНЕРАТОРАХ КЛАССА D С РЕЗИСТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ В РЕЖИМАХ С ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ ТОКА И МОСТОВОМ

DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-3-4-13

Долгопятowa Анна Вячеславовна,
Московский технический университет связи
и информатики, Москва, Россия, anna793@yandex.ru

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

Manuscript received 15 February 2022;
Accepted 05 March 2023

Ключевые слова: интермодуляционные
искажения, ключевой усилитель мощности,
класс D, схема с переключением тока,
мостовая схема, интернет вещей, 5G

Статья является продолжением рассмотрения темы анализа интермодуляционных искажений (в англоязычной научно-технической литературе: reverse intermodulation distortions – RIMD) в ключевых генераторах класса D с резистивной нагрузкой. Аналогично подходу, использованному для схемы с переключением напряжения (ПН) в предыдущей работе авторов, проводится теоретический анализ обратных интермодуляционных искажений в ключевых усилителях мощности класса D с переключением тока (ПТ) и в мостовой схеме. Для обеих конфигураций записаны выражения для выходного спектра и рассмотрены зависимости интермодуляционных искажений от неидеальностей параметров элементов и режимов работы. Проведенное сравнение всех трех конфигураций ключевых генераторов с резистивной нагрузкой при обеспечении уровня интермодуляционных искажений, не превышающего величины минус 70 дБ, показало, что схема ключевого генератора с переключением напряжения предъявляет наиболее жесткие требования по всем влияющим параметрам. В ней разброс сопротивлений насыщения ключей не должен превышать 20%, а суммарное отклонение времени насыщения ключей в любых сочетаниях не должно превышать 0,01, что составляет 2% от 0,5T (от Π). Схема ключевого генератора с переключением тока допускает аналогичное отклонение времени насыщения ключей, но искажения в ней не зависят от разницы сопротивлений насыщения ключей. Мостовая схема ключевого генератора допускает 70%-ю разницу в сопротивлении насыщения ключей. Допустимое суммарное отклонение времени насыщения зависит от режима работы и составляет 2,4% при перекрытии и 18% при недокрытии. Проведенное исследование позволяет разработчикам высокоэффективных ключевых генераторов учитывать еще один параметр – устойчивость к наведенным электромагнитным излучениям, помимо общепринятых достижимых значений КПД, пик-факторов по току и напряжению и устойчивости к рассогласованию нагрузки.

Информация об авторах:

Долгопятowa Анна Вячеславовна, инженер, Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия, <https://orcid.org/0000-0001-9718-080X>. Scopus Author ID: 57208836753

Варламов Олег Витальевич, д.т.н., доцент, профессор кафедры "Радиооборудование и схемотехника", Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия, <https://orcid.org/0000-0002-3996-9156>. Scopus Author ID: 6602830358. ResearcherID: N-3076-2013

Для цитирования:

Долгопятowa A.B., Варламов O.B. Интермодуляционные искажения в ключевых генераторах класса D с резистивной нагрузкой в режимах с переключением тока и мостовом // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Том 17. №3. С. 4-13.

For citation:

Dolgopyatova A.V., Varlamov O.V. (2023) Intermodulation distortion in current mode and bridge class D switching amplifiers with resistive load. T-Comm, vol. 17, no.3, pp. 4-13. (in Russian)

I. Введение

Данная статья является продолжением рассмотрения темы анализа интермодуляционных искажений (в англоязычной научно-технической литературе: reverse intermodulation distortions – RIMD) в ключевых генераторах класса D с резистивной нагрузкой, начатой в [1, 2]. Интермодуляционные искажения возникают при воздействии на нелинейную выходную характеристику активного усилительного прибора оконечного каскада усилителя мощности относительно близкого по частоте сигнала от передатчика другого радиосредства, наведенного через антенну и прошедшего через избирательные элементы выходной колебательной системы. Все усилительные приборы принципиально нелинейны.

Более того, для повышения КПД, в оконечном каскаде, на который и воздействует внешний мешающий сигнал, как правило, используются режимы работы с отсечкой (классы В, С, D, Е, F). Данное обстоятельство создает предпосылки для возникновения интермодуляционных искажений. В отличие от комбинационных искажений, возникающих при усилении многочастотного полезного сигнала, интермодуляционные искажения, обусловленные внешним сигналом, могут возникать и при усилении одночастотного полезного сигнала. Уровень комбинационных искажений определяется линейностью проходной амплитудной характеристики и неравномерностью фазоамплитудной характеристики (AM/AM и AM/PM в англоязычной литературе). В отличие от этого, уровень интермодуляционных искажений определяется линейностью выходной характеристики оконечного каскада. Напомним, что в [1, 2] рассматривались интермодуляционные искажения в ключевых генераторах класса D с резистивной нагрузкой в режиме переключения напряжения (Voltage Mode Class D – VMCD). Режим с переключением напряжения (ПН) возможен при длительности этапов насыщения активных приборов меньше 180 градусов (меньше половины периода, так называемый режим "недокрытия"). При времени насыщения больше 180 градусов (более половины периода, так называемый режим "перекрытия") в схеме с ПН возникают сквозные токи, которые в общем случае приводят к резкому снижению КПД, а при применении современных быстродействующих приборов с малым сопротивлением насыщения – к недопустимой перегрузке по току и выходу приборов из строя.

Режим с переключением напряжения имеет свои известные преимущества [3], такие как эффективное шунтирование нагрузки низким выходным сопротивлением [4-6], возможность непосредственного сложения мощностей нескольких усилителей [7], построения мощного высокочастотного ЦАП [8], и возможность быстрого отклика на изменение напряжения питания, что обуславливает его широкое применение в высокоэффективных усилителях мощности с раздельным усилением составляющих [9-20], используемых, в том числе, для организации сетей цифрового радиовещания [21-23].

Однако в ряде применений, в том числе на повышенных рабочих частотах, обеспечение времени насыщения меньше 180 градусов становится проблематичным. Связано это в первую очередь с тем, что, как правило, время выключения активного прибора больше, чем время его включения, и для исключения появления сквозных токов в схеме с ПН воз-

буждение осуществляется специально сформированными укороченными импульсами. Данная проблема не возникает при использовании ключевых генераторов (КГ) в мостовой схеме, в которой допустима длительность этапа насыщения как меньше, так и больше 180 градусов, а также в схеме с переключением тока (ПТ), работающей при времени насыщения больше 180 градусов (в режиме "перекрытия") [24]. Отметим, что схема с переключением тока, зеркально относительно схемы с переключением напряжения, не допускает работы в режиме "недокрытия" – при длительности этапов насыщения активных приборов меньше 180 градусов. В этом случае возникает прерывание тока в индуктивности цепи питания и соответствующий законам коммутации выброс напряжения на ней, приводящий к выходу приборов из строя.

В схеме с ПТ отсутствуют коммутативные потери на фронтах импульсов, что теоретически позволяет получить больший КПД на высоких частотах. Однако наличие индуктивности в цепи питания уменьшает скорость отклика на изменение его напряжения, что потенциально может ограничивать применение схемы с ПТ в высокоэффективных усилителях мощности с раздельным усилением составляющих. Это ограничение относится к ширине полосы модулирующих частот, которая, оценочно, может составлять не более 1-2% от частоты несущей, даже при "встраивании" индуктивности цепи питания в последний элемент фильтра низких частот ШИМ модулятора тракта огибающей. Тем не менее, возможность использования схемы с ПТ существует как в диапазоне ВЧ (3-30 МГц), в котором ширина полосы модулирующих частот, как правило, не превышает 10 кГц, так и в диапазонах более 2 ГГц, в том числе для относительно низкоскоростных приложений интернета вещей, где КПД передающего тракта играет решающую роль для обеспечения требуемого срока работоспособности 10 лет от одного комплекта источников электропитания [3].

Экспериментальное исследование интермодуляционных искажений в ключевом усилителе мощности класса D с переключением тока (Current Mode Class D – CMCD) описано в [25]. Библиографический поиск [26] теоретических исследований интермодуляционных искажений в схемах с переключением тока (ПТ) и мостовой результатов не выявил, что подтверждает актуальность темы исследования.

В статье аналогично подходу, использованному для схемы с переключением напряжения (ПН) в [1, 2], проводится теоретический анализ обратных интермодуляционных искажений в ключевых усилителях мощности класса D с переключением тока (разделы II, III) и в мостовой схеме (разделы IV, V). Для обеих конфигураций записаны выражения для выходного спектра и рассмотрены зависимости интермодуляционных искажений (RIMD) от неидеальностей параметров элементов и режимов работы. В разделе VI проводится сравнение всех трех режимов работы, и формулируются выводы.

II. Вывод выражений для анализа в схеме с переключением тока

Вводные замечания и объяснения для анализа изложены в [1, раздел II, рис. 1, 2] и здесь не повторяются. Эквивалентная схема ключевого генератора с переключением тока (ПТ) с цепью подачи внешней ЭДС приведена на рисунке 1а.

Как известно [24], для обеспечения максимальных энергетических показателей и надежности работы схемы необходимо поддерживать нормированную длительность этапа насыщения каждого ключа $\tau'_{sat} \geq 0,5$.

На рисунке 1б и 1в приведены эквивалентные схемы ключевого генератора с переключением тока для всех возможных сочетаний положения ключей SW1 и SW2.

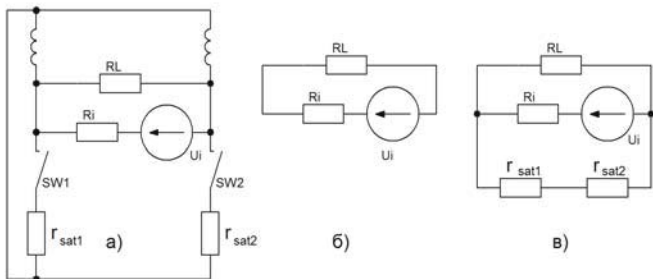


Рис. 1. Эквивалентные схемы ключевого генератора с переключением тока: а – общая; (б), (в) – для всех возможных комбинаций положений ключей SW1 и SW2

Составим выражения, описывающие амплитуду тока мешающего сигнала в нагрузке для каждого из этапов работы схемы:

$$I_{m1} = I_{m2} = \frac{U_i}{R_L + R_i}, \quad (1)$$

$$I_{m3} = \frac{U_i (r_{on1} + r_{on2})}{R_i R_L + R_i (r_{on1} + r_{on2}) + R_L (r_{on1} + r_{on2})}. \quad (2)$$

Эпюры амплитуд тока помехи в нагрузке для ключевого генератора с переключением тока приведены на рисунке 2.

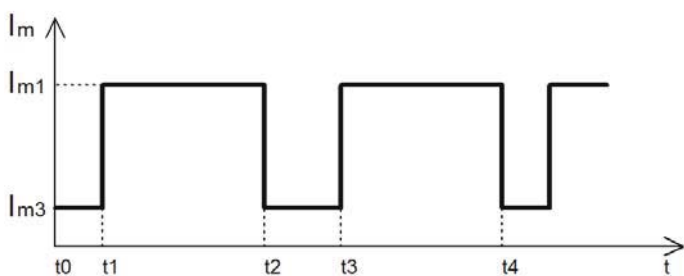


Рис. 2. Эпюры амплитуд тока помехи в нагрузке для ключевого генератора с переключением тока

Здесь $t_0 = 0$; $t_1 = \tau_{sat2} - \frac{T}{2}$; $t_2 = \frac{T}{2}$; $t_3 = \tau_{sat1}$; $t_4 = T$.

Полагая для простоты $U_i = 1$ и проведя преобразование Фурье над сигналом, изображенным на рисунке 2, получим:

$$I_m(t) = B_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (B_{1n} \cos n\omega t + B_{2n} \sin n\omega t). \quad (3)$$

Здесь:

$$B_0 = I_{m3}(\tau'_{sat1} + \tau'_{sat2} - 1) + I_{m1}(2 - \tau'_{sat1} + \tau'_{sat2}), \quad (4)$$

$$B_{1n} = \frac{(-1)^n I_{m3}}{n\pi} \sin 2n\pi\tau'_{sat2} - \frac{(-1)^n I_{m1}}{n\pi} \sin 2n\pi\tau'_{sat2} + \frac{I_{m3}}{n\pi} \sin 2n\pi\tau'_{sat1} - \frac{I_{m1}}{n\pi} \sin 2n\pi\tau'_{sat1}, \quad (5)$$

$$B_{2n} = \frac{I_{m3}}{n\pi} - \frac{(-1)^n I_{m3}}{n\pi} \cos 2n\pi\tau'_{sat2} - \frac{(-1)^n I_{m1}}{n\pi} + \frac{(-1)^n I_{m1}}{n\pi} \cos 2n\pi\tau'_{sat2} + \frac{(-1)^n I_{m3}}{n\pi} - \frac{I_{m3}}{n\pi} \cos 2n\pi\tau'_{sat1} - \frac{I_{m1}}{n\pi} + \frac{I_{m1}}{n\pi} \cos 2n\pi\tau'_{sat1} \quad (6)$$

где $\tau'_{sat1} = \tau_{sat1} / T$ – нормированная длительность этапа насыщения ключа SW1; $\tau'_{sat2} = \tau_{sat2} / T$ – нормированная длительность этапа насыщения ключа SW2.

Выражение, описывающее обусловленный наведенной ЭДС ток в нагрузке, можно записать как:

$$I(t) = B_0 \cos \omega_i t + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{B_{1n}}{2} \cos(n\omega \pm \omega_i)t + \frac{B_{2n}}{2} \sin(n\omega \pm \omega_i)t \quad (7)$$

Интермодуляционные искажения представим как:

$$I_i(t) = \frac{1}{2} \sqrt{B_{1n}^2 + B_{2n}^2} \cos(n\omega \pm \omega_i)t. \quad (8)$$

Тогда уровень интермодуляционных искажений запишется следующим образом:

$$K_{in} = \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{B_{1n}}{I_{m1}}\right)^2 + \left(\frac{B_{2n}}{I_{m1}}\right)^2}. \quad (9)$$

После соответствующих преобразований получим окончательное выражение, описывающее уровни интермодуляционных искажений в ключевом генераторе с переключением тока:

$$K_{in} = \frac{(1-C)}{2n\pi} \sqrt{\left[\frac{(-1)^n \sin 2n\pi\tau'_{sat2} + \sin 2n\pi\tau'_{sat1}}{1 + (-1)^n - (-1)^n \cos 2n\pi\tau'_{sat2} - \cos 2n\pi\tau'_{sat1}} \right]^2 + \dots} \quad (10)$$

Здесь:

$$C = \frac{r'_{on\Sigma} + r'_{on\Sigma} R'_i}{R'_i + R'_{on\Sigma} + r'_{on\Sigma}},$$

где $r'_{on\Sigma} = \frac{r_{on1} + r_{on2}}{R_L}$ – нормированные сопротивления насыщения ключей.

В выражение (10) сопротивления r'_{on} входят только в виде суммы, откуда следует, что искажения не зависят от различия в величинах r'_{on} .

III. Расчет искажений в схеме с переключением тока

Рассмотрим идеальный случай работы схемы, когда $\tau'_{sat1} = \tau'_{sat2} = 0,5$.

Подставляя в выражение (10), убеждаемся, что искажения здесь также, как и в схеме с переключением напряжения [1], отсутствуют.

Исследуем случай работы подобранных по параметрам транзисторов $\tau'_{sat1} = \tau'_{sat2} \neq 0,5$.

Подставляя эти параметры в выражение (10), получаем:

$$K_{in} = \frac{(C-1)[(-1)^n + 1]}{2n\pi} \sqrt{2 - 2 \cos 2n\pi\tau'_{sat}}. \quad (11)$$

Из этой формулы следует, что искажения по нечетным n будут отсутствовать. Искажений по четным n не будет при $\tau'_{sat} = K/n$, где $K = 0; \pm 2; \pm 4; \dots$. Максимальную величину искажения будут иметь при $\tau'_{sat} = (2K+1)/2n$.

Сравнивая выражение (11) с [1, (13)] убеждаемся, что они одинаковы, поэтому график искажений будет аналогичен графику [1, рис. 5], а свойства схем с переключением напряжения (ПН) и с переключением тока (ПТ) при этих условиях одинаковы.

Рассмотрим более сложный случай. Пусть $\tau'_{sat} = \tau'_{sat1} = \tau'_{sat2} \neq 0,5$. Рассчитанный график приведен на Рис. 3. Здесь появляются искажения только по четным n , которые сильно зависят от τ'_{sat} и слабо зависят от $r'_{on\Sigma}$. Так, для достижения уровня интермодуляционных искажений $K_{in} \leq -70 \text{ dB}$, допустимое отклонение времени насыщения не должно превышать $\tau'_{sat} \leq 0,505$.

При неравном времени насыщения ключей $\tau'_{sat1} \neq \tau'_{sat2}$ возникают искажения и по четным, и по нечетным n . Приведенные на рисунке 4 результаты расчетов показывают, что уровень интермодуляционных искажений сильно зависит от $\Delta\tau'_{sat}$ и слабо зависит от $r'_{on\Sigma}$.

Как следует из рисунков 3 и 4, для обеспечения уровня интермодуляционных искажений не более минус 70 дБ, суммарное отклонение времени насыщения в любых сочетаниях не должно превышать 0,01.

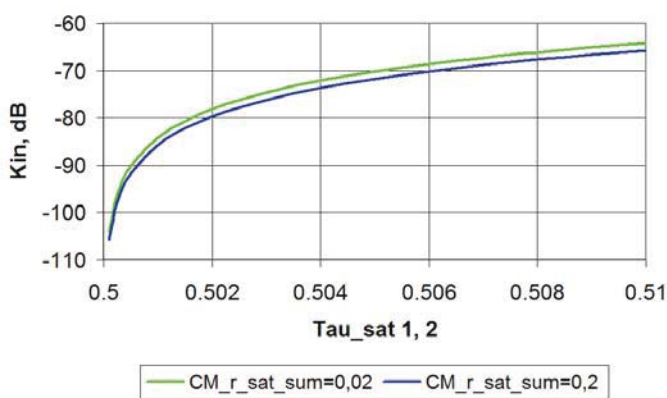


Рис. 3. Зависимость интермодуляционных искажений (RIMD) для ключевого генератора с переключением тока от времени насыщения ключей при $\tau'_{sat} = \tau'_{sat1} = \tau'_{sat2} \neq 0,5$.

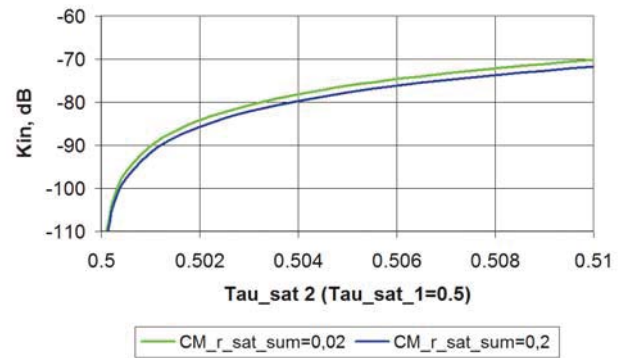


Рис. 4. Зависимость интермодуляционных искажений (RIMD) для ключевого генератора с переключением тока от времени насыщения ключей при $\tau'_{sat1} \neq \tau'_{sat2}$.

IV. Анализ мостовой схемы

Эквивалентная схема мостового ключевого генератора с цепью подачи внешней ЭДС приведена на рисунке 5а. Поскольку для мостовой схемы нет ограничений на выбор длительности этапов насыщения ключей τ_{sat} , то на рисунке 5б-д приведены эквивалентные схемы для всех сочетаний положения ключей SW1 и SW2.

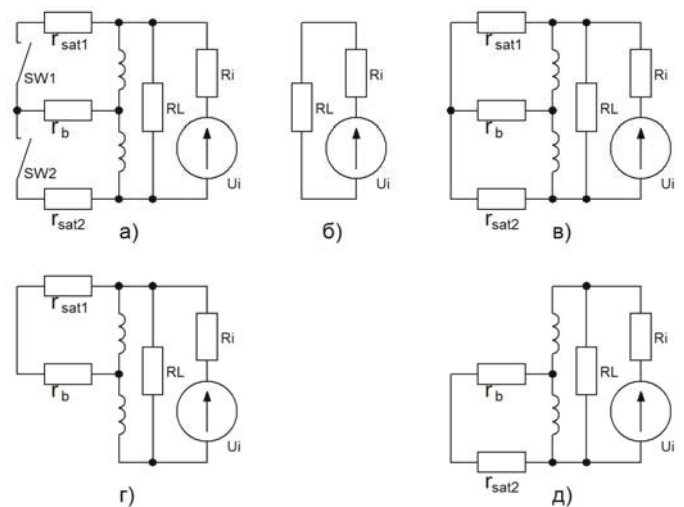


Рис. 4. Эквивалентные схемы ключевого генератора с мостовой схемой: а – общая; (б), (в), (г), (д) – для всех возможных комбинаций положений ключей SW1 и SW2

Выражения для амплитуды тока мешающего сигнала в нагрузке для всех этапов работы схемы можно представить в виде:

$$I_{m1} = \frac{U_i}{R_L + R_i}; \quad (12)$$

$$I_{m2} = \frac{U_i}{R_L} \left[\frac{1}{1 + R_i \left(\frac{1}{R_L} + \frac{r_{on1} + r_{on2} + 4R_b}{4R_b r_{on1} + 4r_{on1} r_{on2} + 4R_b r_{on2}} \right)} \right]; \quad (13)$$

$$I_{m3} = \frac{U_i}{R_L} \left[\frac{1}{1 + \frac{R_L R_i + 4R_i(R_b + r_{on1})}{4R_L(R_b + r_{on1})}} \right]; \quad (14)$$

$$I_{m4} = \frac{U_i}{R_L} \left[\frac{1}{1 + \frac{R_L R_i + 4R_i(R_b + r_{on2})}{4R_L(R_b + r_{on2})}} \right]; \quad (15)$$

В мостовой схеме, в отличие от предыдущих, могут быть три сочетания длительностей этапа насыщения ключей:

1. $\tau_{sat1} \leq \pi$; $\tau_{sat2} \leq \pi$,
2. $\tau_{sat1} \geq \pi$; $\tau_{sat2} \geq \pi$,
3. $\tau_{sat1} \leq \pi$; $\tau_{sat2} \geq \pi$.

Для всех этих случаев аналитические выражения получаются разные, поэтому необходимо отдельно рассмотреть каждый из этих случаев.

На Рис. 6 приведены эпюры амплитуд тока помехи в нагрузке мостового ключевого генератора для случая $\tau_{sat1} \leq \pi$; $\tau_{sat2} \leq \pi$.

Здесь $t_0 = 0$; $t_1 = \tau_{sat1}$; $t_2 = \frac{T}{2}$; $t_3 = \frac{T}{2} + \tau_{sat2}$; $t_4 = T$.

Проведя преобразования, подобные разделам 2 и 3, можно написать окончательное выражение для определения уровня интермодуляционных искажений в мостовой схеме для случая $\tau_{sat1} \leq \pi$ и $\tau_{sat2} \leq \pi$:

$$K_{in} = \frac{1}{2n\pi} \sqrt{\left[(C_2 - 1) \sin 2n\pi\tau'_{sat1} + (C_3 - 1)(-1)^n \sin 2n\pi\tau'_{sat2} \right]^2 + \left[C_2 - 1 + (-1)^n (C_3 - 1) + (1 - C_2) \cos 2n\pi\tau'_{sat1} + (1 - C_3)(-1)^n \cos 2n\pi\tau'_{sat2} \right]^2}, \quad (16)$$

$$\text{где } C_2 = \frac{R_b + r_{on1} + R_i R_b + R_i r_{on1}}{R'_b + r'_{on1} + 0,25R'_i + R'_i R'_b + R'_i r'_{on1}},$$

$$C_3 = \frac{R'_b + r'_{on2} + R'_i R'_b + R'_i r'_{on2}}{R'_b + r'_{on2} + 0,25R'_i + R'_i R'_{on2} + R'_i R'_b}.$$

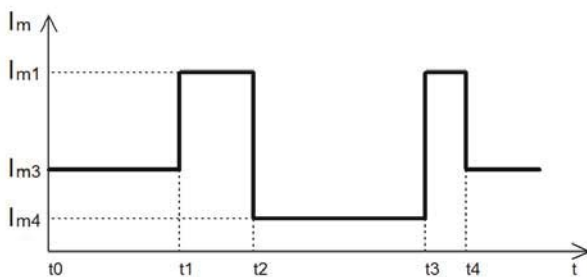


Рис. 5. Эпюры амплитуд тока помехи в нагрузке мостового ключевого генератора для случая $\tau_{sat1} \leq \pi$; $\tau_{sat2} \leq \pi$

Эпюры амплитуды тока помехи в нагрузке мостового ключевого генератора для случая $\tau_{sat1} \geq \pi$; $\tau_{sat2} \geq \pi$, приведены на рисунке 7, а выражение, описывающее интермодуляционные искажения, выглядит как:

$$K_{in} = \frac{1}{2n\pi} \sqrt{\left[(C_1 - C_2)(-1)^n \sin 2n\pi\tau'_{sat2} + (C_1 - C_3) \sin 2n\pi\tau'_{sat1} \right]^2 + \left[C_1 - C_3 + (-1)^n (C_1 - C_2) + (C_2 - C_1)(-1)^n \cos 2n\pi\tau'_{sat2} + (C_3 - C_1) \cos 2n\pi\tau'_{sat1} \right]^2}, \quad (17)$$

$$\text{где } C_1 = \frac{R'_b r'_{on1} + r'_{on1} r'_{on2} + R'_b r'_{on2} + R'_i R'_b r'_{on1} + R'_i r'_{on1} r'_{on2} + R'_i R'_b r'_{on2}}{R'_b r'_{on1} + r'_{on1} r'_{on2} + R'_b r'_{on2} + R'_i R'_b r'_{on1} + R'_i r'_{on1} r'_{on2} + R'_i R'_b r'_{on2} + \frac{R'_i r'_{on1}}{4} + \frac{R'_i r'_{on2}}{4} + R'_i R'_b}.$$

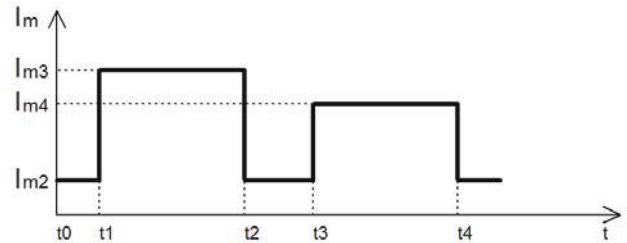


Рис. 6. Эпюры амплитуд тока помехи в нагрузке мостового ключевого генератора для случая $\tau_{sat1} \geq \pi$; $\tau_{sat2} \geq \pi$

Для случая $\tau_{sat1} \leq \pi$ и $\tau_{sat2} \geq \pi$ эпюры амплитуды тока помехи в нагрузке мостового ключевого генератора приведены на рисунке 8, а выражение для уровня интермодуляционных искажений запишется в виде:

$$K_{in} = \frac{1}{2n\pi} \sqrt{\left[C_2(-1)^n \cos 2n\pi\tau'_{sat2} - C_2 \cos 2n\pi\tau'_{sat1} + C_1 - C_1(-1)^n \cos 2n\pi\tau'_{sat2} + \cos 2n\pi\tau'_{sat1} + C_3(-1)^n - C_3 - (-1)^n \right]^2 + \left[C_1(-1)^n \sin 2n\pi\tau'_{sat2} + C_2 \sin 2n\pi\tau'_{sat1} + C_2(-1)^n \sin 2n\pi\tau'_{sat2} - \sin 2n\pi\tau'_{sat1} \right]^2}. \quad (18)$$

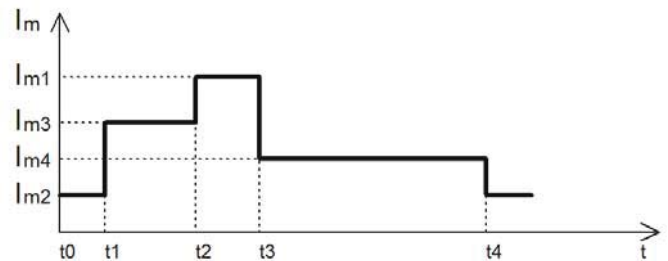


Рис. 7. Эпюры амплитуд тока помехи в нагрузке мостового ключевого генератора для случая $\tau_{sat1} \leq \pi$ и $\tau_{sat2} \geq \pi$

Следует отметить, что данное сочетание представляет собой теоретическую абстракцию, поскольку на практике, при реализации двухтактных схем, они работают в симметричном режиме. Далее такая комбинация рассматриваться не будет.

V. Расчет искажений в мостовой схеме

Анализ случая идеальной работы ключей ($\tau'_{sat1} = \tau'_{sat2} = 0,5$; $r'_{on1} = r'_{on2}$) показывает, что в мостовой схеме ключевого генератора интермодуляционные искажения, также как и во всех остальных конфигурациях, будут отсутствовать.

Результаты расчета интермодуляционных искажений в мостовой схеме при $\tau'_{sat} = \tau'_{sat1} = \tau'_{sat2} = 0,5$ и $r'_{on1} \neq r'_{on2}$ приведены на рисунке 9. Искажения по четным n в этих условиях отсутствуют, а по нечетным n сильно зависят от $\Delta r'_{on} = (r'_{on1} - r'_{on2}) / r'_{on1}$. При этом требования на допустимый разброс сопротивления насыщения ключей очень мягкие. Для получения уровня интермодуляционных искажений, не превышающих -70 дБ, даже при относительно большом сопротивлении насыщения ($r_{on} = 0,1R_L$), достаточно обеспечить различие в r'_{on} не более 70%.

Мостовая схема, за счет стабилизирующего действия балластной нагрузки, занимает промежуточное положение между схемой с переключением напряжения, допускающей 20% разброс в сопротивлении насыщения ключей [1, 2], и рассмотренной выше схемой с переключением тока, в которой интермодуляционные искажения не зависят от разницы в сопротивлениях насыщения ключей, а определяются их суммарным значением.

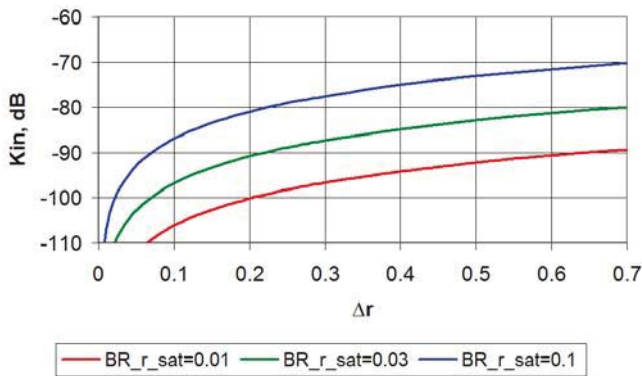


Рис. 8. Зависимость интермодуляционных искажений (RIMD) мостового ключевого генератора от разности сопротивлений насыщения транзисторов $\Delta r'_{on} = (r'_{on1} - r'_{on2}) / r'_{on1}$ для различных r'_{sat}

Рисунок 10 отражает результаты расчета интермодуляционных искажений в мостовой схеме для случая, когда $\tau'_{sat} = \tau'_{sat1} = \tau'_{sat2} \neq 0,5$. Здесь присутствуют искажения как по четным, так и по нечетным n , если $\Delta r'_{on} \neq 0$.

Искажения по четным n зависят от τ'_{sat} и мало зависят от r'_{on} и $\Delta r'_{on}$, а искажения по нечетным n зависят только от r'_{on} и $\Delta r'_{on}$. Здесь ярко проявляется разная чувствительность схемы к наведенной ЭДС при недокрытии и при перекрытии. Так, для обеспечения $K_{in} \leq -70$ дБ при недокрытии необходимо обеспечить $\tau'_{sat} \geq 0,46$ (т.е. отклонение от $\tau'_{sat} = 0,5$ не более 8%), а при перекрытии нужно $\tau'_{sat} \leq 0,506$ (т.е., не более 1,2%). Это объясняется различным влиянием R_b при недокрытии и перекрытии (см. рис. 5б-д).

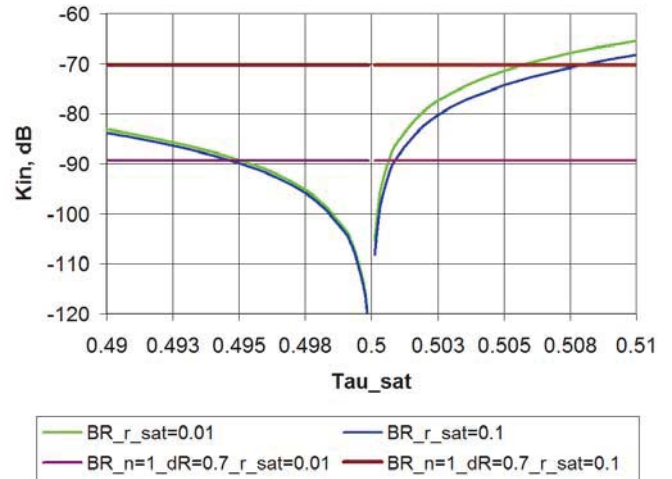


Рис. 9. Зависимость интермодуляционных искажений (RIMD) мостового ключевого генератора от времени насыщения ключей при $\tau'_{sat} = \tau'_{sat1} = \tau'_{sat2} \neq 0,5$.

Результаты расчета K_{in} для случая $\tau'_{sat2} \neq \tau'_{sat1} = 0,5$ приведены на рисунке 11. Здесь также присутствуют искажения как по четным, так и по нечетным n . Уровни K_{in} по четным n сильно зависят от $\Delta \tau'_{sat}$ и слабо зависят от $\Delta r'_{on}$, а по нечетным n зависят как от $\Delta \tau'_{sat}$, так и от r'_{on} и $\Delta r'_{on}$.

В мостовой схеме чувствительность к наведенному внешнему сигналу, вызывающему интермодуляционные искажения, существенно различна при недокрытии и при перекрытии. Так, для обеспечения $K_{in} \leq -70$ дБ при $\Delta r'_{on} = 0$ достаточно обеспечить $\tau'_{sat2} \geq 0,41$ при недокрытии и $\tau'_{sat2} \leq 0,512$ при перекрытии, что составляет соответственно 18% и 2,4% допустимого различия между τ'_{sat1} и τ'_{sat2} .

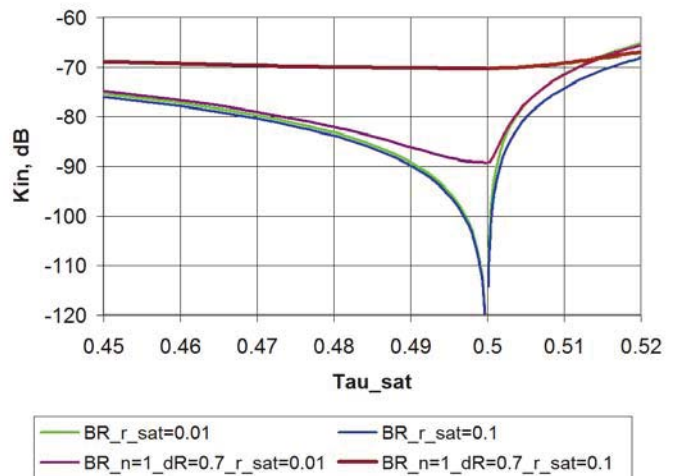


Рис. 10. Зависимость интермодуляционных искажений (RIMD) мостового ключевого генератора от времени насыщения ключей при $\tau'_{sat2} \neq \tau'_{sat1} = 0,5$

VI. Сравнение схем ключевых генераторов

Основные результаты анализа интермодуляционных искажений в ключевых генераторах различных конфигураций представлены в таблицах 1 и 2. В таблице 1 символом "+" показано появление интермодуляционных искажений четных либо нечетных порядков n при наличии исследованных факторов отклонения режима работы от номинального. Как следует из таблицы, в схеме с ПТ наличие Δr_{on} не вызывает интермодуляционных искажений. По этому критерию схема с ПТ является более предпочтительной, поскольку не требует обеспечения равенства сопротивлений ключей (r_{on}).

Таблица 1

Влияние факторов неидеальности режима работы в различных схемах ключевых генераторов на интермодуляционные искажения

Параметр Схема	Влияющие параметры					
	Δr_{on}		$\tau_{sat} \neq \pi$		$\Delta \tau_{sat} = \tau_{sat1} - \tau_{sat2}$	
	четн. n	нечет. n	четн. n	нечет. n	четн. n	нечет. n
ПН [1]	-	+	+	-	+	+
ПТ	-	-	+	-	+	+
Мостовая	-	+	+	-	+	+

В таблице 2 представлены значения точности поддержания параметров для обеспечения $K_{in} \leq -70 \text{ dB}$. Учитывая совокупность исследованных критериев, следует признать предпочтительность применения мостовой схемы, допускающей большой разброс сопротивлений ключей (r_{on}) и существенное отклонение времени насыщения ключей от мандра при работе в режиме недокрытия.

Напомним, что для мостовой схемы ключевого генератора с резистивной нагрузкой максимальное значение КПД по первой гармонике достигается при времени насыщения ключей, равном половине периода. В схеме с переключением напряжения максимум КПД соответствует времени насыщения 135 градусов, а в схеме с переключением тока - 225 градусов, соответственно, и превышает КПД мостовой схемы [24].

Данное обстоятельство обусловлено максимальным отношением содержания первой гармоники к постоянной составляющей при разложении выходного импульса в ряд Фурье и учитывается разработчиками при проектировании схем, претендующих на достижение экстремальных энергетических характеристик. При работе в условиях, предполагающих выполнение жестких требований на интермодуляционные искажения, время насыщения необходимо выбирать максимально близким к 180 градусам. В этих условиях энергетические характеристики всех трех схем одинаковы [24].

Дальнейшее развитие исследований интермодуляционных искажений в ключевых генераторах с резистивной нагрузкой предполагает проведение симуляционного моделирования для различных схем и режимов их работы с целью подтверждения теоретически полученных результатов.

На следующих этапах исследования предполагается рассмотреть особенности синтетических схем высокоэффективного усиления мощности и их комбинаций [13, 16, 27], а именно методов раздельного усиления составляющих и дефазирования при воздействии наведенного мешающего сигнала, и оценить их устойчивость к возникновению интермодуляционных искажений.

Таблица 2

Допустимые отклонения параметров схемы и режима работы для получения $K_{in} \leq -70 \text{ dB}$

Параметр Схема	Точность поддержания параметра для обеспечения $K_{in} \leq -70 \text{ dB}$		
	$\Delta r_{on} = (r_{on1} - r_{on2}) / r_{on1}$	$\tau_{sat} \neq \pi$	$\Delta \tau_{sat}$
ПН [1]	$\leq 20\%$	$\leq 1\%$	$2\pi - \tau_{sat1} - \tau_{sat2} \leq 0,01\pi$
ПТ	Не зависит от Δr_{on}	$\leq 1\%$	$2\pi - \tau_{sat1} - \tau_{sat2} \geq -0,01\pi$
Мостовая	$\leq 70\%$	$\leq 8\%$ недокрытие	$2\pi - \tau_{sat1} - \tau_{sat2} \leq 0,09\pi$ недокрытие
		$\leq 1,2\%$ перекрытие	$2\pi - \tau_{sat1} - \tau_{sat2} \geq -0,012\pi$ перекрытие

VII. Заключение

Проведен теоретический анализ интермодуляционных искажений в ключевых генераторах класса D с резистивной нагрузкой в режимах с переключением тока и мостовом. Сравнение требований к точности поддержания параметров элементов схемы и их режимов работы для обеспечения заданного уровня интермодуляционных искажений (RIMD), не превышающего величины минус 70 дБ, показало, что:

Схема ключевого генератора с переключением напряжения (ПН) [1] предъявляет наиболее жесткие требования по всем влияющим параметрам. В ней разброс сопротивлений насыщения ключей не должен превышать 20%, а суммарное отклонение времени насыщения ключей в любых сочетаниях не должно превышать 0,01, что составляет 2% от 0,5T (от Пн). Схема ключевого генератора с переключением тока (ПТ) допускает аналогичное отклонение времени насыщения ключей, но искажения в ней не зависят от разницы сопротивлений насыщения ключей. Мостовая схема ключевого генератора допускает 70% -ю разницу в сопротивлении насыщения ключей. Допустимое суммарное отклонение времени насыщения зависит от режима работы и составляет 2,4% при перекрытии и 18% при недокрытии.

Выбор используемой конфигурации ключевого генератора в том или ином конкретном применении осуществляется на основании большого количества факторов - КПД, уровень мощности, возможность работы с коллекторной (стоковой) модуляцией в широком диапазоне частот, устойчивость к рассогласованию нагрузки, элементная база и т.д. Проведенное исследование позволяет разработчикам учитывать еще один параметр - устойчивость к наведенным электромагнитным излучениям.

Литература

1. 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.
2. 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.
3. Varlamov O. V., Gromorushkin V. N. "High Efficiency Power Amplifier for IoT Applications: RF Path," // В сборнике: 2020 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Moscow, Russia, 2020, pp. 1-5, doi: 10.1109/IEEECONF48371.2020.9078651
4. Gromorushkin V.N., Varlamov O.V., Dolgopyatova A.V., Voronkov A.A. Operation problems of the EER transmitter with narrowband antenna // В сборнике: 2019 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, SOSG 2019. 2019. С. 8706736.
5. Varlamov O.V., Grebennikov A. Experimental Studies of Envelope Elimination and Restoration HF Power Amplifier Characteristics with Narrow-band Matched Load // Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, T. 5. № . С. 382-385, 2022
6. Varlamov O.V., Gromorushkin V.N. Class D switching power amplifier with a filter under load mismatch conditions // В сборнике: 2020 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems, WECONF 2020. 2020. С. 9131508.
7. Варламов О.В., Громорушкин В.Н., Козырев В.Б., Меланьин А.В. Сложение мощностей двухтактных ключевых генераторов ПН с резистивной нагрузкой // Известия высших учебных заведений Министерства высшего и среднего специального образования СССР. Радиоэлектроника. 1989. Т. 32. № 7. С. 31-36.
8. Варламов О.В., Гончаров И.А., Лаврушенков В.Г. Мощный ВЧ цифроаналоговый преобразователь для усилителя мощности ОМ сигналов // Электросвязь. 1989. № 8. С. 54-57.
9. Filimonov N., Varlamov O., Itkin G. Efficient modulation of RF signals // Патент на изобретение US 7724837 B2. Заявка № US20040546012 от 07.01.2004.
10. Варламов О.В., Громорушкин В.Н., Лаврушенков В.Г. Разработка коротковолнового ключевого усилителя мощности с раздельным усилением составляющих однополосного сигнала // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2011. Т. 5. № 9. С. 42-44.
11. Filimonov N., Varlamov O. Power amplifier circuit for amplifying RF-signals // Патент на изобретение EP 1229642 B1. Заявка № EP20010102249 от 31.01.2001.
12. Filimonov N., Varlamov O., Itkin G. Efficient modulation of RF signals // Патент на изобретение EP 1450479 B1. Заявка № EP20030003830 от 20.02.2003.
13. Varlamov O.V., Nguyen D.C., Grychkin S.E. Simultaneous application of several synthetic methods for high efficiency radiofrequency amplification // В сборнике: 2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Conference Proceedings. 2021. С. 9416126.
14. Varlamov O., Nguyen D.C., Grebennikov A. Broadband and efficient envelope amplifier for envelope elimination and restoration/envelope tracking higher-efficiency power amplifiers // Sensors. 2022. Т. 22. № 23. С. 9173.
15. 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.
16. 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.
17. Варламов О.В. Радиопередатчики сложных сигналов, построенные по методу раздельного усиления. Основы теории и лабораторный практикум // Учебно-методическое пособие / Москва, 2019.
18. 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.
19. Nguyen D.C., Varlamov O.V. Simulation Model for Switching Mode Envelope Elimination and Restoration RF Power Amplifiers Research // Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, 2022. Т. 5. № 1. С. 234-239.
20. Gromorushkin V.N., Varlamov O.V. Experimental studies of the envelope elimination and restoration HF power amplifier characteristics with broadband unmatched load // В сборнике: 2021 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO 2021 - Conference Proceedings. 2021. С. 9488387.
21. Varlamov O. V. "Organization of single frequency DRM digital radio broadcasting networks. Features and results of practical tests," // 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Minsk, 2018, pp. 1-8. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO.2018.8456925
22. Варламов О.В. Использование необыкновенной волны для цифрового радиовещания DRM зенитным излучением // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2015. – №1. – С. 32-38
23. Варламов О.В. Исследование цифрового радиовещания DRM в диапазоне СВ в зоне фединга // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. Т. 9. № 2. С. 41-45.
24. Козырев В.Б., Лаврушенков В.Г., Леонов В.П., Новиков Г.В., Петяшин Н.Б., Попов И.А., Харитонов А.В., Громорушкин В.Н. Транзисторные генераторы гармонических колебаний в ключевом режиме. Москва, 1985.
25. Kamper M., Ulbricht G., Weigel R., Fischer G. "Comparison of class A and class D RF amplifier operation with focus on reverse intermodulation and efficiency performance," // 2011 6th European Microwave Integrated Circuit Conference, 2011, pp. 272-275.
26. Варламов О.В., Дымкова С.С., Городилина М.В. Авторские профили в наукометрических базах данных // Учебно-методическое пособие / Москва, 2020.
27. Иванюшкин Р.Ю., Варламов О.В., Сягаев А.К. Нелинейные искажения сигнала стандарта drm в синтетических схемах линейного усиления // В сборнике: Обработка сигналов в системах наземной радиосвязи и оповещения. Материалы XV межрегиональной научно-технической конференции. 2007. С. 301-310.

INTERMODULATION DISTORTION IN CURRENT MODE AND BRIDGE CLASS D SWITCHING AMPLIFIERS WITH RESISTIVE LOAD

Anna V. Dolgopyatova, Moscow Technical University of Communication and Informatics, Moscow, Russia, anna793@yandex.ru

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

Abstract

The article is a continuation of the topic consideration of reverse intermodulation distortions analysis in class D switching generators with a resistive load. Similar to the approach used for the voltage-switched circuit in the previous authors work, a theoretical analysis of the reverse intermodulation distortion in class D current-switched circuit and in the bridge circuit is carried out. For both configurations, expressions for the output spectrum are written and the dependences of intermodulation distortion on non-ideal element parameters and operating modes are considered. A comparison of all three configurations of switching generators with a resistive load, while ensuring the intermodulation distortion level not exceeding minus 70 dB, showed that the circuit with voltage switching imposes the most stringent requirements for all influencing parameters. In it, the variation in the saturation resistance of the switches should not exceed 20%, and the total switches saturation time deviation in any combination should not exceed 0.01, which is 2% of 0.5T (from Pi). The current switching circuit allows a similar switches saturation time deviation, but the distortions in it do not depend on the switches saturation resistances difference. The switching bridge circuit allows for a 70% difference in switches saturation resistance. The permissible total saturation time deviation depends on the mode of operation and is 2.4% for overlapping and 18% for undercovering. The study allows developers of highly efficient switching generators to take into account one more parameter – resistance to induced electromagnetic radiation, in addition to the generally accepted achievable efficiency values, current and voltage crest factors, and resistance to load mismatch.

Keywords: reverse intermodulation distortions; current mode class D (CMCD); bridge mode class D (BMCD); RF Power Amplifier; Internet of Things; 5G; MIMO.

References

1. Varlamov O.V. Intermodulation distortion in voltage mode class D switching amplifiers with resistive load. *T-Comm*, 2022. vol. 16, no.10, pp. 4-11.
2. Varlamov O.V. 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.
3. Varlamov O. V., Gromorushkin V. N. High Efficiency Power Amplifier for IoT Applications: RF Path. *2020 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications*, Moscow, Russia, 2020, pp. 1-5, doi: 10.1109/IEEECONF48371.2020.9078651.
4. Gromorushkin V.N., Varlamov O.V., Dolgopyatova A.V., Voronkov A.A. Operation Problems of the EER Transmitter with Narrowband Antenna. *2019 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications*, Moscow, Russia, 2019, pp. 1-5, doi: 10.1109/SOSG.2019.8706736.
5. Varlamov O.V., Grebennikov A. "Experimental Studies of Envelope Elimination and Restoration HF Power Amplifier Characteristics with Narrowband Matched Load," *2022 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*, Arkhangelsk, Russian Federation, 2022, pp. 1-4, doi: 10.1109/SYNCHROINFO55067.2022.9840873.
6. Varlamov O. V., Gromorushkin V. N. "Class D Switching Power Amplifier with a Filter under Load Mismatch Conditions," *2020 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF)*, Saint-Petersburg, Russia, 2020, pp. 1-6, doi: 10.1109/WECONF48837.2020.9131508.
7. Varlamov O. V., Gromorushkin V. N., Kozyrev V. B. and Melan'in A. V., "Addition of the power outputs from push-pull voltage-switching oscillators having a resistive load", *Radioelectronics and Communications Systems* (English translation of *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Radioelektronika*), vol. 32, no. 7, pp. 30, 1989.
8. Varlamov O. V., Goncharov I. A. and Lavrushenkov V.G., "High-power HF digital-analog converter for SSB signal power amplifiers", *Telecommunications and Radio Engineering* (English translation of *Elektrosvyaz i Radiotekhnika*), vol. 44, no. 8, pp. 49, 1989. 9. Filimonov N., Varlamov O., Itkin G., "Efficient modulation of RF signals," *US 7724837 B2*. 07.01.2004.
10. Varlamov O. V., Gromorushkin V. N., Lavrushenkov V. G., "Development of shortwave SSB switching power amplifier with envelope elimination and restoration", *T-Comm*, vol. 5, no. 9, pp. 42-44, 2011.
11. Filimonov N., Varlamov O., "Power amplifier circuit for amplifying RF-signals," *EP 1229642 B1*. 31.01.2001.
12. Filimonov N., Varlamov O., Itkin G., "Efficient modulation of RF signals," *EP 1450479 B1*. 20.02.2003.
13. Varlamov O.V., Nguyen D.C., Grychkin S.E. "Simultaneous Application of Several Synthetic Methods for High Efficiency Radiofrequency Amplification," *2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications*, Moscow, Russia, 2021, pp. 1-5, doi: 10.1109/IEEECONF51389.2021.9416126.
14. Varlamov, Oleg, Dang Canh Nguyen, and Andrei Grebennikov. 2022. "Broadband and Efficient Envelope Amplifier for Envelope Elimination and Restoration/Envelope Tracking Higher-Efficiency Power Amplifiers" *Sensors* 22, no. 23: 9173. <https://doi.org/10.3390/s22239173>.
15. Varlamov O.V. Powerful broadband DC amplifiers for modulation path of transmitters with separate amplification. *T-Comm*, 2022. vol. 16, no.11, pp. 4-14.

16. Varlamov O.V., Nguyen D.C., Grychkin S.E. Combination of synthetic high-performance RF amplification techniques. *T-Comm*. 2021. vol. 15, no.9, pp. 11-16.
17. Varlamov O.V. Radio transmitters of complex signals built using the split amplification method. Fundamentals of theory and laboratory workshop. *Educational and methodological manual*. Moscow, 2019.
18. Nguyen D.C., Varlamov O.V. Simulation model for studying the operation of switching mode envelope elimination and restoration RF power amplifiers for a narrow-band load. *H&ES Reserch*. 2022. Vol. 14. No 2. P. 10-18. doi: 10.36724/2409-5419-2022-14-2-10-18.
19. Nguyen D.C., Varlamov O.V. "Simulation Model for Switching Mode Envelope Elimination and Restoration RF Power Amplifiers Research," 2022 *Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*, Arkhangelsk, Russian Federation, 2022, pp. 1-6, doi: 10.1109/SYNCHROINFO55067.2022.9840917.
20. Gromorushkin V.N., Varlamov O.V. "Experimental Studies of the Envelope Elimination and Restoration HF Power Amplifier Characteristics with Broadband Unmatched Load," 2021 *Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*, Kaliningrad, Russia, 2021, pp. 1-4, doi: 10.1109/SYNCHROINFO51390.2021.9488387.
21. Varlamov O. V. "Organization of single frequency DRM digital radio broadcasting networks. Features and results of practical tests," 2018 *Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*, Minsk, 2018, pp. 1-8. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO.2018.8456925
22. Varlamov O.V. Using the extraordinary wave for digital DRM NVIS broadcasting. *T-Comm*. 2015. No.1. Pp. 32-38.
23. Varlamov O.V. Study of DRM digital broadcasting in the MF fading zone. *T-Comm*, vol. 9, no. 2, pp. 41-45, 2015.
24. Kozyrev V. B., Lavrushenkov V. G., Leonov V. P., Novikov G. V., Petyashin N. B., Popov I. A., Kharitonov A. V., Gromorushkin V. N. (1985). Transistor harmonic oscillators in switch mode. Moscow, Radio and communication.
25. Kamper M., Ulbricht G., Weigel R., Fischer G., "Comparison of class A and class D RF amplifier operation with focus on reverse intermodulation and efficiency performance," 2011 *6th European Microwave Integrated Circuit Conference*, 2011, pp. 272-275.
26. Varlamov O. V., Dymkova S. S., Gorodilina M. V. Author's profiles in scientometric databases, Moscow, 2020.
27. Ivanyushkin R. Yu., Varlamov O.V., Syagaev A.K. "Nonlinear distortions of the DRM standard signal in synthetic linear amplification circuits", In the collection: Signal processing in terrestrial radio communication and warning systems. *Materials of the XV interregional scientific and technical conference*, pp. 301-310, Moscow, NTORES. 2007.

Information about authors:

Anna V. Dolgopyatova, Engineer, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia

Oleg V. Varlamov, Doctor of Technical Sciences, Docent, Professor of the Department "Radio equipment and circuitry", Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia

организаторы:

RUSSIA SECTION ED/MTT/AES JOINT CHAPTER

RUSSIA SECTION CAS CHAPTER

INSTITUTE OF RADIO AND INFORMATION SYSTEMS ASSOCIATION (IRIS)

МЕЖДУНАРОДНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ

"2023 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications" SYNCHROINFO

28 – 30 июня 2023

г. Псков, Россия

All accepted and presented Papers following the conference will be submitted for inclusion into IEEE Xplore

Materials are available in English

<http://media-publisher.ru/en/conference/>