

ВЫСОКОЭФФЕКТИВНЫЙ МНОГОУРОВНЕВЫЙ GaN FET ШИМ МОДУЛЯТОР ДЛЯ ПЕРЕДАТЧИКОВ ЦИФРОВОГО РАДИОВЕЩАНИЯ ДИАПАЗОНА ОВЧ

DOI: 10.36724/2072-8735-2024-18-9-4-12

Manuscript received 20 July 2024;
Accepted 24 August 2024

Грычкин Сергей Евгеньевич,
Московский технический университет связи и
информатики, Москва, Россия, s.e.grychkin@mtuci.ru

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

Ключевые слова: GaN FET, усилитель мощности,
раздельное усиление составляющих, многоуровневый
ШИМ-модулятор, оптимизация порогов квантования,
результаты измерений, энергоэффективность

В статье рассматриваются вопросы построения высокоэффективного многоуровневого GaN FET ШИМ модулятора для передатчиков цифрового радиовещания диапазона ОВЧ, построенных по методу раздельного усиления составляющих. Проведенные экспериментальные исследования силового модуля LMG5200 при работе с тактовой частотой ШИМ, равной 1 МГц, подтвердили адекватность разработанной ранее аналитической модели потерь при различных напряжениях питания и скважности. Проведенная оптимизация порогов квантования многоуровневого GaN FET ШИМ модулятора по критерию минимума средних потерь для различных значений параметра масштаба σ Рэлеевского распределения амплитуд огибающей показала, что основной выигрыш в снижении средней рассеиваемой мощности может быть достигнут при использовании всего двух напряжений питания. Дальнейшее увеличение их числа приводит к меньшему выигрышу, и использование числа напряжений питания более четырех нецелесообразно из-за непропорционального достигаемому результату усложнению схемотехники. При использовании четырех напряжений питания, средняя мощность потерь снижается в 3,9...5,5 раз в зависимости от значения параметра масштаба σ Рэлеевского распределения амплитуд огибающей. Для наиболее распространенных сигналов цифрового радиовещания диапазона ОВЧ (DRM+, RAVIS), характеризующихся значением $\sigma=0.7$, средняя мощность потерь снижается в 4,7 раза. Это потенциально позволяет во столько же раз увеличить тактовую частоту преобразования ШИМ, не превышая предельных тепловых режимов используемой элементной базы. Рассмотрение принципов практической реализации предлагаемого способа повышения среднего КПД ШИМ модулятора для передатчиков цифрового радиовещания диапазона ОВЧ показало возможность его осуществления.

Информация об авторах:

Грычкин Сергей Евгеньевич, аспирант кафедры "Радиоборудование и схемотехника", Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия. <https://orcid.org/0000-0002-5318-0493>

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

Для цитирования:

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.

For citation:

Grychkin S.E., Varlamov O.V. (2024) High efficiency multi-level GaN FET PWM modulator for VHF digital broadcasting transmitters. T-Comm, vol. 18, no.9, pp. 4-12. (in Russian)

1. Введение

Предстоящий переход на цифровое радиовещание [1, 2] стандартов DRM+ [3-5] и RAVIS [6-8] потребует замену устаревших FM передатчиков. Для повышения их КПД [9] целесообразно применять синтетические методы усиления (СМУ) [10-13], среди которых наиболее разработан метод раздельного усиления составляющих Л. Кана [14]. Примеры его применения [15-16] относятся к диапазонам частот ниже 30 МГц и с полосой сигнала до 10 кГц. Используемая в цифровом УКВ радиовещании полоса сигнала составляет 100 кГц и более, что требует повышения тактовой частоты ШИМ модулятора. Данная задача рассматривалась в ряде работ, в том числе авторами [17-26].

Зона покрытия системами цифрового телевидения [27] также растет при увеличении числа абонентов таких систем, несмотря на активное развитие систем мобильной связи нового поколения, в том числе спутникового сегмента [28].

Для достижения большего КПД целесообразно применение СМУ и ключевых режимов работы усилителей мощности в модуляционных и радиочастотных оконечных каскадах передатчиков [29, 30]. Комбинирование СМУ позволяет решить задачу расширения полосы частот сигнала с обеспечением высокого КПД усилителя мощности (УМ) [13, 22]. Появление новой элементной базы – GaN полевых транзисторов, также позволяет повысить характеристики УМ. Для их успешного использования требуется:

- разработка адекватных симуляционной и аналитической моделей [22];
- практическая верификация разработанных моделей, что было сделано авторами в [23];
- оптимизация числа уровней квантования и их значений напряжений питания с учетом статистики используемых сигналов для достижения максимального среднего КПД – аналогично той процедуре, которая была проведена для линейного усилителя модуляционного тракта с квантованием напряжения питания [20, 21].

В настоящей работе проведена оптимизация порогов квантования многоуровневого GaN FET ШИМ модулятора по критерию минимума средних потерь для различных значений параметра масштаба σ Рэлеяского распределения амплитуд огибающей в диапазоне $\sigma \in [0.6; 0.8]$ для числа напряжений питания от одного до четырех и рассмотрены принципы его практической реализации.

2. Экспериментальное исследование статических энергетических характеристик

Для практической верификации разработанной аналитической модели использовалась оценочная плата LMG5200EVM-02 и созданная измерительная установка.

Оценочная плата LMG5200EVM-02

Оценочная плата LMG5200EVM-02 (рис. 1.) содержит собственно саму микросхему LMG5200 (80 В, 10 А GaN полумостовой силовой каскад, Texas Instruments, США, <https://www.ti.com/lit/gpn/lmg5200>). Полумостовой модуль LMG5200 включает в себя два GaN-транзистора с сопротивлением канала 15 мОм и полумостовой драйвер. Функциональная блок-диаграмма модуля LMG5200 представлена на рисунке 2.

Оценочная плата содержит также встроенный генератор "мертвого времени" (рис. 3).

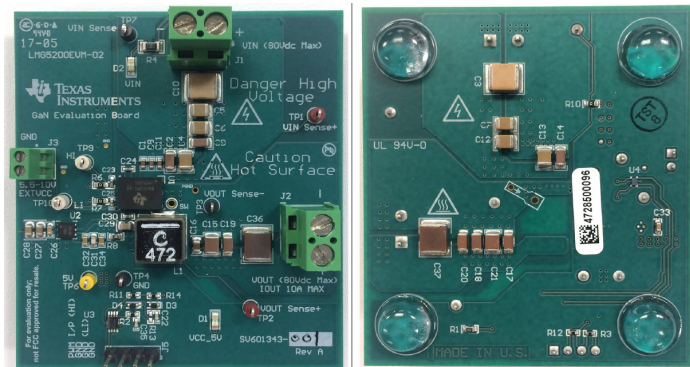


Рис. 1. Оценочная плата LMG5200EVM-02: слева – вид сверху, справа – вид снизу

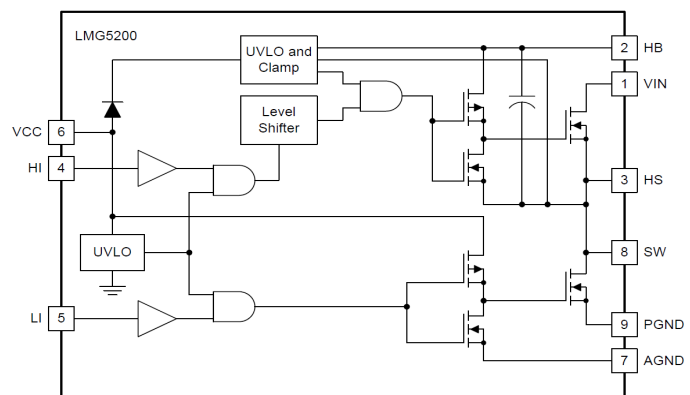


Рис. 2. Функциональная блок-диаграмма LMG5200

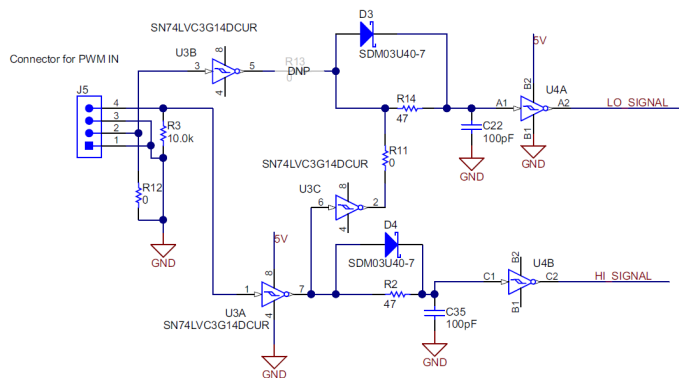


Рис. 3. Схема генерации "мертвого времени"

Модуль LMG5200 представляет собой силовой каскад с внешним ШИМ-сигналом. Оценочная плата может быть сконфигурирована как понижающий преобразователь, повышающий преобразователь или по другой полумостовой топологии. Для функционирования платы необходима подача внешнего сигнала ШИМ.

Оценочная плата ОР J8533NYP Q35 имеет следующие характеристики:

- входное напряжение до 80 В постоянного тока;
- встроенные GaN-транзисторы 80 В, 15 мОм с драйвером;
- один вход для сигнала ШИМ с встроенным генератором "мертвого времени" 8 нс;

– встроенный стабилизатор питания узлов управления.
Частота переключения задается внешним сигналом ШИМ (от 0 В до 5 В). Рабочий цикл этого сигнала ШИМ устанавливает рабочий цикл полумостового модуля.

Измерительная установка

Измерительная установка (рис. 4) состоит из оценочной платы LMG5200EVM-02, генератора ШИМ-сигналов АКИП-3420/2, источников питания, резистивной нагрузки 10 Ом/160 Вт, вольтметра и амперметра класса точности 0,5. Для наблюдения за формой импульсов используется осциллограф TDS5104. Методика измерений приведена в [23].

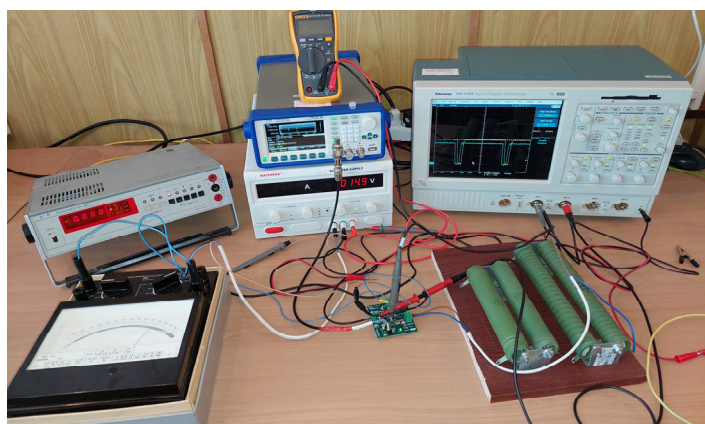


Рис. 4. Фотография экспериментального стенда

Результаты измерений

Результаты измерений статических энергетических характеристик при различных напряжениях питания (15, 30 и 50 В) для тактовой частоты ШИМ 1 МГц приведены в таблице 1.

Таблица 1

Результаты измерений статических энергетических характеристик

V_{IN}, V	U_L, V	P_{IN}, W	P_{OUT}, W	$\eta, \%$
15.14	1.48	0.51	0.21	41.30
15.21	2.23	0.78	0.47	59.76
14.94	2.92	1.13	0.82	72.50
15.00	4.44	2.26	1.91	84.66
15.00	5.87	3.79	3.35	88.38
15.12	7.45	5.81	5.36	92.28
15.08	8.93	8.21	7.77	94.62
15.04	10.40	11.05	10.50	95.09
14.96	11.84	13.98	13.62	97.40
14.75	13.11	17.32	16.78	96.86
V_{IN}, V	U_L, V	P_{IN}, W	P_{OUT}, W	$\eta, \%$
29.98	2.93	1.57	0.81	51.97
29.92	4.36	2.64	1.83	69.29
29.92	5.83	4.17	3.32	79.79
29.85	8.72	8.49	7.41	87.35
29.94	11.75	14.44	13.51	93.59
29.89	14.69	22.48	21.01	93.43
29.6	17.46	31.15	30.03	96.42
29.48	20.33	41.63	40.25	96.68
29.27	23.10	53.92	51.74	95.96
29.08	25.79	66.95	64.99	97.07
V_{IN}, V	U_L, V	P_{IN}, W	P_{OUT}, W	$\eta, \%$
50.18	4.88	4.23	2.29	54.22
50.15	7.28	7.19	5.17	71.90

V_{IN}, V	U_L, V	P_{IN}, W	P_{OUT}, W	$\eta, \%$
50.08	9.74	11.49	9.25	80.56
50.1	14.67	23.36	20.98	89.79
50.8	19.94	41.72	38.68	92.71
50.12	24.53	62.22	58.87	94.63
49.58	29.30	87.33	84.38	96.63
50.05	34.65	119.19	114.35	95.94
49.9	39.37	157.25	147.64	93.89
50.2	44.21	198.36	190.10	95.84

На рисунке 5 приведены теоретические графики (сплошные линии) и экспериментальные значения (точки) для сопоставимых режимов работы. Результаты экспериментальных исследований подтвердили адекватность разработанной модели с достаточной для практики точностью.

Полученное экспериментальное подтверждение позволяет использовать теоретические выражения [22, 23] для дальнейшей оптимизации уровней квантования напряжения питания в зависимости от вида и статистических характеристик огибающей усиливаемого сигнала.

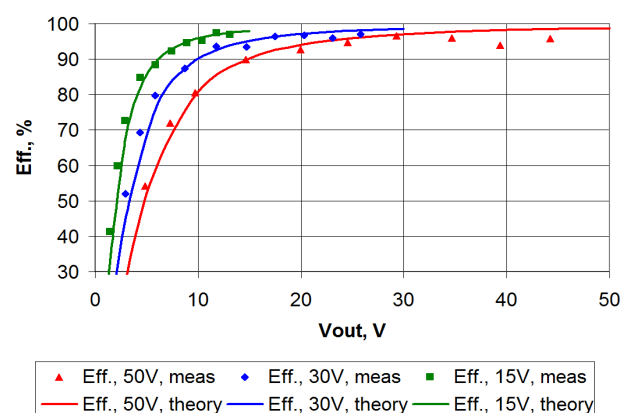


Рис. 5. Теоретические графики статических энергетических характеристик (сплошные линии) и результаты измерений (точки)

3. Примеры определения уровней квантования напряжения питания

Характер зависимостей КПД от выходного напряжения для многоуровневого GaN FET ШИМ модулятора (рис. 5) показывает, что средний КПД будет зависеть от статистики распределения амплитуд огибающей усиливаемого сигнала. Так, например, широко использовавшийся во второй половине прошлого века для настройки и измерения характеристик радиопередающих устройств двухтоновый равноамплитудный измерительный сигнал [31] имеет распределение амплитуд огибающей смещенное в верхнюю половину амплитудной характеристики. Большинство современных телекоммуникационных сигналов, в том числе применяемые в рассматриваемых системах цифрового радиовещания, используют OFDM модуляцию. Огибающая таких сигналов имеет Релеевское распределение амплитуд [20]:

$$f(x, \sigma) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}.$$

В описании структуры усилителя модуляционного тракта с линейными переключаемыми каналами, приведенном в [32], не содержится каких-либо процедур оптимизации для

выбора порогов квантования при усилении сигнала с распределением амплитуд Рэлея. В [32] они выбираются эмпирически вокруг «центра нормализованного среднего напряжения» на основе предположений.

Анализ потерь для сигнала с распределением амплитуд Рэлея для гибридного усилителя огибающей с комбинацией ШИМ и линейного каналов приведен в [33].

Оптимизация числа уровней квантования и их значений напряжений питания с учетом статистики используемых сигналов для достижения максимального среднего КПД была проведена авторами для линейного усилителя модуляционного тракта с квантованием напряжения питания [20, 21]. Применяя аналогичный подход, будем использовать сигнал огибающей, распределение амплитуд которого нормализовано к интервалу $x \in [0; 1]$ с незначительной компрессией:

$$f'(x, \sigma) = \frac{4x}{\sigma^2} e^{-\frac{16x^2}{2\sigma^2}},$$

и рассматривать наиболее часто встречающиеся в реальных сигналах значения $\sigma \in [0.6; 0.8]$.

Суммарные потери в ШИМ-модуляторе на GaN FET транзисторах в каждой точке амплитудной характеристики P_{LOSS} , определенные в (выражении (3) [23]), зависят от напряжения питания V_{IN} , напряжения на нагрузке U_L и ряда параметров (сопротивления нагрузки, тактовой частоты ШИМ преобразования и т.д.), не зависящих от выбора значений порогов квантования. Будем полагать, что $U_{L_MAX} = V_{IN}$, тогда на интервале $x \in [0; 1]$ выполняется $U_L = xV_{IN}$ и $P_{LOSS} = P_{LOSS}(xV_{IN}, V_{IN})$.

Для системы с одним напряжением питания, равным V_{IN} , среднее значение потерь с учетом статистики сигнала можно определить как:

$$P_{LOSS} = \frac{1}{V_{IN}} \int_0^1 P_{LOSS}(xV_{IN}, V_{IN}) \frac{4x}{\sigma^2} e^{-\frac{16x^2}{2\sigma^2}} dx$$

где P_{LOSS} определяется (выражением (3) [23]).

Для системы с двумя напряжениями питания, равными $U_1 = u_1V_{IN}; U_2 = u_2V_{IN} = V_{IN}; u_1 < u_2; u_2 = 1$, где U_1, U_2 – абсолютные значения напряжений питания ступеней, u_1, u_2 – их относительные значения, потери определяются суммой потерь на обеих ступенях:

$$\begin{aligned} P_{LOSS1}(u_1) &= \frac{1}{V_{IN}} \int_0^{u_1} P_{LOSS}(xV_{IN}, u_1V_{IN}) \frac{4x}{\sigma^2} e^{-\frac{16x^2}{2\sigma^2}} dx; \\ P_{LOSS2}(u_2) &= \frac{1}{V_{IN}} \int_{u_1}^1 P_{LOSS}(xV_{IN}, u_2V_{IN}) \frac{4x}{\sigma^2} e^{-\frac{16x^2}{2\sigma^2}} dx. \end{aligned} \quad (1)$$

обозначим:

$P = P_{gdr}; Q = Q_{rr} * f_{SW}; R = r / R_L^2; F = f_{SW} * 10^{-9}$, тогда потери на первой ступени будут описываться выражением:

$$P_{LOSS1} = 0.002 * F * (-0.001 * U_1^3 + 0.2129 * U_1^2 - 15.102 * U_1 + 550.1) * U_1^2 + P + Q * U_1 + RxV_{IN} + U_1^2 xV_{IN} F / (R_L * 25)$$

а на второй, соответственно:

$$P_{LOSS2} = 0.002 * F * (-0.001 * U_2^3 + 0.2129 * U_2^2 - 15.102 * U_2 + 550.1) * U_2^2 + P + Q * U_2 + RxV_{IN} + U_2^2 xV_{IN} F / (R_L * 25)$$

Суммарные потери на обеих ступенях можно определить как сумму выражений:

$$\begin{aligned} P_{LOSS1}(u_1) &= \frac{1}{V_{IN}} \int_0^{u_1} \left[(0.002 * F * (-0.001 * U_1^3 + 0.2129 * U_1^2 - 15.102 * U_1 + 550.1) * U_1^2 + P + Q * U_1 + RxV_{IN} + U_1^2 xV_{IN} F / (R_L * 25)) \frac{4x}{\sigma^2} e^{-\frac{16x^2}{2\sigma^2}} \right] dx \\ P_{LOSS2}(u_1) &= \frac{1}{V_{IN}} \int_{u_1}^1 \left[(0.002 * F * (-0.001 * U_2^3 + 0.2129 * U_2^2 - 15.102 * U_2 + 550.1) * U_2^2 + P + Q * U_2 + RxV_{IN} + U_2^2 xV_{IN} F / (R_L * 25)) \frac{4x}{\sigma^2} e^{-\frac{16x^2}{2\sigma^2}} \right] dx \end{aligned}$$

или как

$$P_{LOSS}(u_1) = P_{LOSS1}(u_1) + P_{LOSS2}(u_1).$$

Дифференцируя полученное выражение для суммарных потерь на обеих ступенях относительно порога первого уровня квантования (напряжения питания первой ступени, u_1) с учетом того, что $u_2 = 1$, и приравнявая производную к нулю, найдем оптимальное значение, соответствующее минимуму суммарных потерь.

Учитывая, что аналитическое решение достаточно громоздко, целесообразно использовать численные методы нахождения решения.

Аналогичным образом можно записать выражения для системы с тремя напряжениями питания:

$$U_1 = u_1V_{IN}; U_2 = u_2V_{IN}; U_3 = u_3V_{IN} = V_{IN}; u_1 < u_2 < u_3; u_3 = 1:$$

$$\begin{aligned} P_{LOSS1}(u_1) &= \frac{1}{V_{IN}} \int_0^{u_1} \left[(0.002 * F * (-0.001 * U_1^3 + 0.2129 * U_1^2 - 15.102 * U_1 + 550.1) * U_1^2 + P + Q * U_1 + RxV_{IN} + U_1^2 xV_{IN} F / (R_L * 25)) \frac{4x}{\sigma^2} e^{-\frac{16x^2}{2\sigma^2}} \right] dx \\ P_{LOSS2}(u_1, u_2) &= \frac{1}{V_{IN}} \int_{u_1}^{u_2} \left[(0.002 * F * (-0.001 * U_2^3 + 0.2129 * U_2^2 - 15.102 * U_2 + 550.1) * U_2^2 + P + Q * U_2 + RxV_{IN} + U_2^2 xV_{IN} F / (R_L * 25)) \frac{4x}{\sigma^2} e^{-\frac{16x^2}{2\sigma^2}} \right] dx \\ P_{LOSS3}(u_2) &= \frac{1}{V_{IN}} \int_{u_2}^1 \left[(0.002 * F * (-0.001 * U_3^3 + 0.2129 * U_3^2 - 15.102 * U_3 + 550.1) * U_3^2 + P + Q * U_3 + RxV_{IN} + U_3^2 xV_{IN} F / (R_L * 25)) \frac{4x}{\sigma^2} e^{-\frac{16x^2}{2\sigma^2}} \right] dx \end{aligned}$$

и найти суммарные потери:

$$P_{LOSS}(u_1, u_2) = P_{LOSS1}(u_1) + P_{LOSS2}(u_1, u_2) + P_{LOSS3}(u_2).$$

Находя решения в частных производных, аналогично подходу, использованному в [20, 21], можно найти оптимальные значения напряжений питания u_1, u_2 (с учетом того, что $u_3 = 1$), соответствующие минимуму суммарных потерь. Аналогичные вычисления можно провести и для другого, произвольного числа уровней квантования. Оптимальные значения зависят как от параметров применяемой элементной базы (выходные емкости GaN FET транзисторов с их зависимостью от напряжения питания, сопротивления насыщения и т.д.), так и от используемого режима работы (рабочая частота, сопротивление нагрузки), а также от значения параметра масштаба Рэлеевского распределения амплитуд огибающей $\sigma \in [0.6; 0.8]$. Найденные значения напряжений питания, обеспечивающих минимальную величину средних потерь для различных параметров масштаба

$\sigma \in [0.6; 0.8]$, для числа уровней квантования от одного до четырех, для рассматриваемой конфигурации приведены в таблице 2 (абсолютные значения).

Таблица 2

Значения напряжений питания, обеспечивающих минимальную величину средних потерь

Число напряжений питания	Уровень напряжения питания	σ				
		0.6	0.65	0.7	0.75	0.8
1	1	50	50	50	50	50
	2	18	19	20	20.5	21.5
3	2	50	50	50	50	50
	1	12.5	13	13.5	14	14.5
	2	22	23	23.6	24.6	25.6
4	3	50	50	50	50	50
	1	10	10	10	11	11.5
	2	16.6	16.6	16.6	17.6	18.6
	3	24.5	25	25.6	26.5	27.5
	4	50	50	50	50	50

Достаточно очевидно, что приведенные значения имеют характер примера, иллюстрирующего разработанную в статье процедуру оптимизации. Более общие результаты можно получить, рассматривая относительные и абсолютные выигрыши в рассеиваемой мощности. Действительно, при рассмотрении высоких значений КПД, не имеет существенного значения для экономии электроэнергии разница между КПД=99% и КПД=98%. Однако с точки зрения мощности потерь (т.е., в большинстве случаев мощности, рассеиваемой на электронном приборе, которую необходимо отвести), между 1% и 2% разница в два раза.

Учитывая, что габариты (объем) теплоотвода (в случае применения пассивного охлаждения) растут пропорционально третьей степени рассеиваемой мощности, то снижение мощности потерь в два раза позволяет снизить объем теплоотвода в восемь раз.

Более важной характеристикой является в ряде случаев невозможность использования какого-либо технического решения из-за превышения рассеиваемой на активном приборе мощности. При этом использование более мощного прибора (с соответственно увеличенными паразитными емкостями) приводит к частотным ограничениям, и, как следствие, к продолжению невозможности использования желательного технического решения.

Графические зависимости относительных значений потерь для различных значений параметра масштаба σ Рэлеяевского распределения амплитуд огибающей в диапазоне $\sigma \in [0.6; 0.8]$ для числа напряжений питания от одного до четырех, соответствующих таблице 2, приведены на рисунке 6.

Как видно из рисунка 6, основной выигрыш в снижении средней рассеиваемой мощности может быть достигнут при использовании всего двух напряжений питания. Дальнейшее увеличение их числа приводит к меньшему выигрышу, и использование числа напряжений питания более четырех следует признать нецелесообразным ввиду непропорционального достигаемому результату усложнению схемотехники.

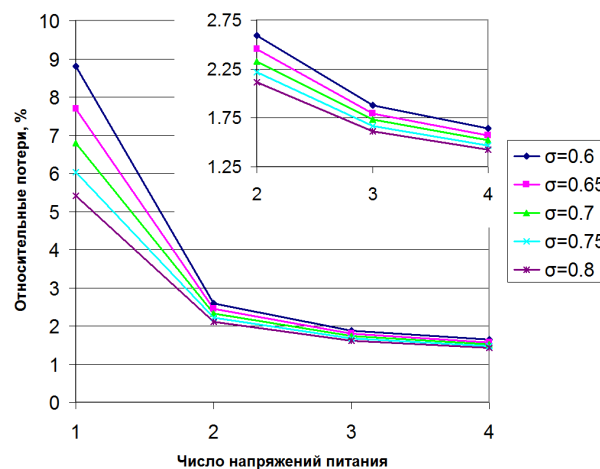


Рис. 6. Зависимости относительных значений потерь (в %) для различных значений параметра масштаба σ Рэлеяевского распределения амплитуд огибающей для числа напряжений питания от одного до четырех

Абсолютные значения средней мощности потерь для рассматриваемого примера (максимальное напряжение питания 50 В, сопротивление нагрузки 5 Ом) приведены в таблице 3. Там же указаны средние значения полезной мощности при различных значениях параметра масштаба σ Рэлеяевского распределения амплитуд огибающей.

Таблица 3

Абсолютные значения средней мощности потерь

Число напряжений питания	Мощность потерь, Вт, при σ :				
	0.6	0.65	0.7	0.75	0.8
1	0.538	0.545	0.552	0.559	0.566
2	0.148	0.164	0.181	0.197	0.214
3	0.107	0.120	0.134	0.148	0.163
4	0.093	0.104	0.117	0.130	0.143
Полезная мощность	5.569	6.536	7.580	8.702	9.901

Как видно из таблицы 3, при использовании четырех напряжений питания, средняя мощность потерь снижается в 3,9...5,5 раз в зависимости от значения параметра масштаба σ Рэлеяевского распределения амплитуд огибающей. Для наиболее распространенных сигналов цифрового радиовещания диапазона ОВЧ (DRM+, RAVIS), характеризующихся значением $\sigma = 0.7$, средняя мощность потерь снижается в 4,7 раза. Данное обстоятельство потенциально позволяет во столько же раз увеличить тактовую частоту преобразования ШИМ, не превышая предельных тепловых режимов используемой элементной базы.

4. Принципы практической реализации

Для практической реализации рассматриваемого способа повышения среднего КПД ШИМ модулятора для передатчиков цифрового радиовещания диапазона ОВЧ необходимо решить две задачи:

- реализовать изменение длительности формируемых импульсов ШИМ при смене напряжения питания для обеспечения линейности модуляционной характеристики;

– организовать переключение источников питания оконечного каскада ШИМ модулятора с высоким КПД и минимальными переходными процессами.

Рассмотрим эти задачи более подробно.

4.1 Изменение длительности формируемых импульсов ШИМ при смене напряжения питания

В последние годы формирование широтно-импульсной модуляции является широко распространенной опцией, имеющейся даже в микроконтроллерах общего применения. Однако, при работе с тактовыми частотами ШИМ в районе 1 МГц и более, для обеспечения динамического диапазона в 40 дБ, требуемая минимальная длительность импульса приближается к 10 нс, а шаг изменения длительности – к единицам наносекунд. Формирование ШИМ последовательности с такими характеристиками требует гигагерцовых тактовых частот процессора, что сопровождается соответствующим потреблением электроэнергии. Потери энергии на формирование ШИМ в этой ситуации могут превысить потенциальный выигрыш от применения предлагаемого метода, что делает в настоящее время использование процессорного способа формирования малоперспективным. Аналогичные рассуждения можно провести и для различных структур формирования ШИМ на жесткой логике или более современной реализации на ПЛИС.

Возникший исторически первым аналоговый способ формирования ШИМ, заключающийся в сравнении огибающей входного сигнала с напряжением, получаемым от генератора треугольных импульсов (ГТН), описанный в большом числе литературных источников, в том числе в [34, 35], не имеет дискретных ограничений. Он при относительно малом энергопотреблении может обеспечить требуемую минимальную длительность формируемого импульса в единицы – десятки наносекунд. Для обеспечения соответствия длительности импульсов линейной амплитудной характеристике при изменении напряжения питания можно использовать давно известное решение. Оно применялось на рубеже 90-х годов прошлого века в мощных радиовещательных передатчиках с полупроводниковым ШИМ модулятором. В них, для снижения уровня фона от выпрямленного сетевого напряжения, пропорционально поделенное напряжение питания оконечного каскада (с не полностью отфильтрованными пульсациями) использовалось как напряжение питания для генератора треугольных импульсов формирователя ШИМ последовательности. Таким образом осуществлялась автоматическая подстройка длительности формируемых импульсов ШИМ в зависимости от напряжения питания для обеспечения линейности амплитудной характеристики.

Данное решение успешно может быть применено и в рассматриваемой задаче при условии отсутствия существенно инерционных элементов, что несложно достигается в малосигнальной технике.

4.2 Переключение источников питания оконечного каскада

Потери в коммутаторе источников питания P_{L_SW} можно записать как:

$$P_{L_SW} = \frac{U_L^2 * r_{SW}}{R_L^2},$$

где r_{SW} – сопротивление насыщения ключа коммутатора.

Динамическими потерями в данном случае можно пренебречь, поскольку осуществление переключений коммутатора источников питания происходит медленнее скорости изменения огибающей усиливаемого сигнала, которая, в свою очередь, в несколько раз меньше тактовой частоты ШИМ.

Для переключения источников питания оконечного каскада ШИМ модулятора с высоким КПД достаточно использовать ключи с сопротивлением насыщения на порядок меньше, чем в оконечном каскаде ШИМ. При использовании той же базовой технологии, данные характеристики обеспечиваются пропорциональным увеличением площади кристалла (или параллельным включением нескольких приборов). Соответственно, пропорционально увеличению площади кристалла, возрастут паразитные емкости и снизится скорость переключения.

Постоянная времени парциальной цепи переключения:

$$\tau_{SW} = r_{SW} C_{oss}(V_{ds}),$$

и при рассматриваемой элементной базе находится в пределах $(15 \text{ мОм} * [200...550 \text{ пФ}] = [3...8,35 \text{ пс}]$, что пренебрежимо мало даже по сравнению с длительностью фронта единичного импульса, и тем более много меньше скорости изменения огибающей усиливаемого сигнала. Можно предположить, что большее влияние будет иметь паразитная индуктивность соединительных линий, однако при планирующей интегральной реализации данного узла на одном кристалле она также может быть минимизирована.

Таким образом, проведенное рассмотрение принципов практической реализации предлагаемого способа повышения среднего КПД ШИМ модулятора для передатчиков цифрового радиовещания диапазона ОВЧ показало возможность его осуществления.

5. Заключение

Проведенная оптимизация порогов квантования многоуровневого GaN FET ШИМ модулятора по критерию минимума средних потерь для различных значений параметра масштаба σ Рэлеевского распределения амплитуд огибающей в диапазоне $\sigma \in [0,6; 0,8]$ показала, что основной выигрыш в снижении средней рассеиваемой мощности может быть достигнут при использовании всего двух напряжений питания. Дальнейшее увеличение их числа приводит к меньшему выигрышу, и использование числа напряжений питания более четырех следует признать нецелесообразным ввиду непропорционального достигаемому результату усложнению схемотехники. При использовании четырех напряжений питания, средняя мощность потерь снижается в 3,9...5,5 раз в зависимости от значения параметра масштаба σ Рэлеевского распределения амплитуд огибающей. Для наиболее распространенных сигналов цифрового радиовещания диапазона ОВЧ (DRM+, RAVIS), характеризующихся значением $\sigma = 0,7$, средняя мощность потерь снижается в 4,7 раза.

Рассмотрение принципов практической реализации предлагаемого способа повышения среднего КПД ШИМ модулятора для передатчиков цифрового радиовещания диапазона ОВЧ показало возможность его осуществления.

Литература

1. Santos V.M.J.D. The current state and trends of the development of digital tele-radio broadcasting systems in the world // *Synchroinfo Journal*, vol. 7, no. 1, pp. 17-23, 2021. DOI: 10.36724/2664-066X-2021-7-1-17-23.
2. 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.
3. Maier F., Tissen A., Waal A. Evaluation of the Channel Properties for a DRM+ System and Field Tests in the VHF-Band III (174-230 Mhz) // 2010 6th International Conference on Wireless and Mobile Communications, Valencia, Spain, 2010, pp. 160-163, doi: 10.1109/ICWMC.2010.41.
4. Maier F., Tissen A., Waal A. Evaluations and measurements of a single frequency network with DRM+ // *European Wireless 2012; 18th European Wireless Conference 2012*, Poznan, Poland, 2012, pp. 1-5.
5. Maier F., Tissen A., Waal A. Evaluations and measurements of a transmitter delay diversity system for DRM+ // 2012 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), Paris, France, 2012, pp. 1180-1184, doi: 10.1109/WCNC.2012.6213955.
6. Dvorkovich A.V., Dvorkovich V.P., Irtyuga V.A., Mityagin K.S. Field Tests of Digital Terrestrial Multimedia Broadcasting System RAVIS // 2018 Engineering and Telecommunication (EnT-MIPT), Moscow, Russia, 2018, pp. 3-7, doi: 10.1109/EnT-MIPT.2018.00008.
7. Waal A. Coexistence of television broadcasting, FM broadcasting, digital broadcasting in DAB and DRM+ standards calculation methodology // *Synchroinfo Journal* 2024, vol. 10, no. 1, pp. 18-23. DOI: 10.36724/2664-066X-2024-10-1-18-23.
8. Dolgopyatova A.V., Varlamov O.V. Analysis of Long-Range VHF Radio Waves Propagation to Specify Protection Ratios Between Coexisting DRM+, RAVIS and IBOC Systems // 2021 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), 2021, pp. 1-4, doi: 10.1109/SYNCHROINFO51390.2021.9488392.
9. Грычкин С.Е. Повышение энергетической эффективности радиопередающей аппаратуры // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2023. Том 17. №5. С. 25-31. DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-5-25-31.
10. Varlamov O.V., Goncharov I.A., Lavrushenkov V.G. 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.
11. Varlamov O.V., Gromorushkin V.N., Kozyrev V.B., 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.
12. heo К.Ф., Варламов О.В. Инженерно-технические принципы построения высокоэффективных линейных радиопередатчиков носимых радиосредств // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2024. Т. 18. № 4. С. 4-14. DOI: 10.36724/2072-8735-2024-18-4-4-14.
13. Варламов О.В., Нгуен Д.К., Грычкин С.Е. Комбинирование синтетических методов высокоэффективного высокочастотного усиления // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2021. Том 15. №9. С. 11-16. DOI: 10.36724/2072-8735-2021-15-9-11-16.
14. Kahn L.R. Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration // in *Proceedings of the IRE*, vol. 40, no. 7, pp. 803-806, July 1952, doi: 10.1109/JRPROC.1952.273844.
15. 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), 2021, pp. 1-4, doi: 10.1109/SYNCHROINFO51390.2021.9488387.
16. Varlamov O.V., Grebennikov A. Experimental Studies of Envelope Elimination and Restoration HF Power Amplifier Characteristics with Narrow-band Matched Load // 2022 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), 2022, pp. 1-4, doi: 10.1109/SYNCHROINFO55067.2022.9840873.
17. Varlamov O.V. Multiphase PWM characteristics in the EER transmitter envelope path // 2021 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology (EMCTECH), 2021, pp. 1-5, doi: 10.1109/EMCTECH53459.2021.9619166.
18. 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), 2022, pp. 1-6, doi: 10.1109/SYNCHROINFO55067.2022.9840917.
19. Нгуен Данг Кань, 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.
20. Varlamov O., Nguyen D.C., Grebennikov A. Broadband and Efficient Envelope Amplifier for Envelope Elimination and Restoration/Envelope Tracking Higher-Efficiency Power Amplifiers // *Sensors*, vol. 22, no. 23, p. 9173, Nov. 2022, doi: 10.3390/s22239173.
21. Варламов О.В. Построение мощных широкополосных усилителей постоянного тока модуляционного тракта передатчиков с раздельным усилением составляющих // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2022. Том 16. №11. С. 4-14. DOI: 10.36724/2072-8735-2022-16-11-4-14.
22. Грычкин С.Е., Захаров А.М., Варламов О.В. Методика расчета КПД ШИМ модулятора на GaN FET транзисторах // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2023. Том 17. №9. С. 19-27. DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-9-19-27.
23. Grychkin S.E., Varlamov O.V. Experimental Studies of a Multi-level GaN FET PWM Modulator // 2024 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Vyborg, Russian Federation, 2024, pp. 1-5, doi: 10.1109/SYNCHROINFO61835.2024.10617545.
24. Nguyen D.C., Gromorushkin V.N., Varlamov O. Theoretical Comparison of Different Envelope Elimination and Restoration Transmitter PWM Modulator Configurations to Expand the Possible Antenna Mismatch // *Sensors* 23, 2023. no. 23: 9466. <https://doi.org/10.3390/s23239466>.
25. Нгуен Д.К., Варламов О.В. Зависимость уровня искажений выходного сигнала передатчика современных телекоммуникационных сигналов с разделением составляющих от параметров фильтра тракта огибающей // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2023. Том 17. №2. С. 12-26. DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-2-12-26.
26. Ivanyushkin R.Yu., Waal A. The computer modeling of class -D and -DE switching-mode power amplifiers for VHF digital radio broadcast equipment // *Synchroinfo Journal* 2023, vol. 9, no. 4, pp. 21-25. DOI: 10.36724/2664-066X-2023-9-4-21-25.
27. Varlamov O.V. Experimental Study of a Synchronous DVB-T2 Network in the Yaroslavl Region. Problems with Some Manufacturers' Receivers // 2020 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology (EMCTECH), Vienna, Austria, 2020, pp. 1-4, doi: 10.1109/EMCTECH49634.2020.9261562.
28. Pastukh A., Tikhvinskiy V., Dymkova S., Varlamov O. Challenges of Using the L-Band and S-Band for Direct-to-Cellular Satellite 5G-6G NTN Systems // *Technologies*, vol. 11, no. 4, p. 110, Aug. 2023, doi: 10.3390/technologies11040110.
29. Grebennikov A., Franco M.J. Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers / Academic Press: London, UK, 2021.
30. Patiño-Gómez M., Ortega-González F.-J. High-Efficiency GaN-Based Power Amplifiers for Envelope Nonlinearities' Mitigation in VHF Wideband Polar-Mode Transmitters // *Electronics* 2023, 12, 3866. <https://doi.org/10.3390/electronics12183866>.
31. Варламов О.В. Радиооборудование для цифрового радиовещания стандарта DRM / Москва, 2021.
32. Kim J.H., Son H. S., Kim W.Y., Park C.S. Envelope amplifier with multiple-linear regulator for envelope tracking power amplifier // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 2013, 61, 3951–3960.
33. Renaud L., Baylon J., Gopal S., Hoque M. A., Heo D. Analysis of systematic losses in hybrid envelope tracking modulators // *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* 2019, 66, 1319–1330.
34. Варламов О.В. Подавление побочных продуктов преобразования в модуляторе с многофазной ШИМ при асимметрии каналов // *Труды Научно-исследовательского института радио*. 2022. № 2. С. 49-57.
35. Varlamov O. Research of influence of drm broadcast transmitter nonlinearities onto the output signal parameters // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2014. Т. 8. № 2. С. 59-60.

HIGH EFFICIENCY MULTI-LEVEL GaN FET PWM MODULATOR FOR VHF DIGITAL BROADCASTING TRANSMITTERS

Sergey E. Grychkin, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia, s.e.grychkin@mtuci.ru

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

Abstract

The article considers the issues of constructing a highly efficient multilevel GaN FET PWM modulator for VHF digital radio transmitters built using the Envelope Elimination and Restoration (EER) method. The experimental studies of the LMG5200 power module operating at 1 MHz PWM clock frequency confirmed the adequacy of the previously developed analytical model of losses at different supply voltages and duty cycles. The multilevel GaN FET PWM modulator quantization thresholds optimization according to the criterion of minimum average losses for different values σ of the envelope amplitudes Rayleigh distribution scale parameter showed that the main gain in reducing the average dissipated power can be achieved using only two supply voltages. A further increase in their number leads to a smaller gain, and the use of more than four supply voltages is impractical due to the disproportionate complication of the circuitry to the achieved result. When using four supply voltages, the average power loss decreases by 3.9...5.5 times depending on the value σ of the envelope amplitudes Rayleigh distribution scale parameter. For the most common signals of VHF digital radio broadcasting (DRM+, RAVIS), characterized by the value $\sigma=0.7$, the average power loss decreases by 4.7 times. This potentially allows increasing the PWM conversion clock frequency by the same amount, without exceeding the maximum thermal conditions of the used element base. Consideration of the practical implementation principles of the proposed method for increasing the PWM modulator for VHF digital radio broadcasting transmitter's average efficiency showed the possibility of its implementation.

Keywords: envelope elimination and restoration, GaN FET, measurement results, multi-level PWM modulator, power amplifier, power efficiency, quantization thresholds optimization.

References

- [1] V.M.J.D. Santos, "The current state and trends of the development of digital tele-radio broadcasting systems in the world," *Synchroinfo Journal*, vol. 7, no. 1, pp. 17-23, 2021. DOI: 10.36724/2664-066X-2021-7-1-17-23.
- [2] 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.
- [3] F. Maier, A.Tissen, A. Waal, "Evaluation of the Channel Properties for a DRM+ System and Field Tests in the VHF-Band III (174-230 MHz)," *2010 6th International Conference on Wireless and Mobile Communications*, Valencia, Spain, 2010, pp. 160-163, doi: 10.1109/ICWMC.2010.41.
- [4] F. Maier, A.Tissen, A. Waal, "Evaluations and measurements of a single frequency network with DRM+," *European Wireless 2012; 18th European Wireless Conference*, Poznan, Poland, 2012, pp. 1-5.
- [5] F. Maier, A.Tissen, A. Waal, "Evaluations and measurements of a transmitter delay diversity system for DRM+," *2012 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, Paris, France, 2012, pp. 1180-1184, doi: 10.1109/WCNC.2012.6213955.
- [6] A.V. Dvorkovich, V.P. Dvorkovich, V.A. Irtyuga, K.S. Mityagin, "Field Tests of Digital Terrestrial Multimedia Broadcasting System RAVIS," *2018 Engineering and Telecommunication (EnT-MIPT)*, Moscow, Russia, 2018, pp. 3-7, doi: 10.1109/EnT-MIPT.2018.00008.
- [7] A. Waal, "Coexistence of television broadcasting, FM broadcasting, digital broadcasting in DAB and DRM+ standards calculation methodology," *Synchroinfo Journal*, 2024, vol. 10, no. 1, pp. 18-23. DOI: 10.36724/2664-066X-2024-10-1-18-23.
- [8] A.V. Dolgopyatova, O.V. Varlamov, "Analysis of Long-Range VHF Radio Waves Propagation to Specify Protection Ratios Between Coexisting DRM+, RAVIS and IBOC Systems," *2021 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*, 2021, pp. 1-4, doi: 10.1109/SYNCHROINFO51390.2021.9488392.
- [9] S.E. Grychkin, "Energy efficiency increasing of radio transmitters," *T-Comm*, 2023, vol. 17, no.5, pp. 25-31. DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-5-25-31
- [10] 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.
- [11] O.V. Varlamov, V.N. Gromorushkin, V.B. Kozyrev, A.V. Melan'in, "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.
- [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, D.C. Nguyen, S.E. Grychkin, "Combination of synthetic high-performance RF amplification techniques," *T-Comm*, vol. 15, no.9, pp. 11-16, 2021. DOI: 10.36724/2072-8735-2021-15-9-11-16.
- [14] L.R. Kahn, "Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration," *Proceedings of the IRE*, vol. 40, no. 7, pp. 803-806, July 1952, doi: 10.1109/JRPROC.1952.273844.

- [15] V.N. Gromorushkin, O.V. Varlamov, "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)*, 2021, pp. 1-4, doi: 10.1109/SYNCHROINFO51390.2021.9488387.
- [16] O.V. Varlamov, A. Grebennikov, "Experimental Studies of Envelope Elimination and Restoration HF Power Amplifier Characteristics with Narrow-band Matched Load," *2022 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*, 2022, pp. 1-4, doi: 10.1109/SYNCHROINFO55067.2022.9840873.
- [17] O.V. Varlamov, "Multiphase PWM characteristics in the EER transmitter envelope path," *2021 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology (EMCTECH)*, 2021, pp. 1-5, doi: 10.1109/EMCTECH53459.2021.9619166.
- [18] D.C. Nguyen, O.V. Varlamov, "Simulation Model for Switching Mode Envelope Elimination and Restoration RF Power Amplifiers Research," *2022 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*, 2022, pp. 1-6, doi: 10.1109/SYNCHROINFO55067.2022.9840917.
- [19] 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 Reserch*. 2022. Vol. 14. No 2. P. 10-18. doi: 10.36724/2409-5419-2022-14-2-10-18.
- [20] O. Varlamov, D.C. Nguyen, A. Grebennikov, "Broadband and Efficient Envelope Amplifier for Envelope Elimination and Restoration/Envelope Tracking Higher-Efficiency Power Amplifiers," *Sensors*, vol. 22, no. 23, p. 9173, Nov. 2022, doi: 10.3390/s22239173.
- [21] 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.
- [22] 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.
- [23] S.E. Grychkin, O.V. Varlamov, "Experimental Studies of a Multi-level GaN FET PWM Modulator," *2024 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*, Vyborg, Russian Federation, 2024, pp. 1-5, doi: 10.1109/SYNCHROINFO61835.2024.10617545.
- [24] D.C. Nguyen, V.N. Gromorushkin, O. Varlamov, "Theoretical Comparison of Different Envelope Elimination and Restoration Transmitter PWM Modulator Configurations to Expand the Possible Antenna Mismatch," *Sensors* 23, 2023. no. 23: 9466. <https://doi.org/10.3390/s23239466>.
- [25] D.C. Nguyen, O.V. Varlamov, "Dependence of modern telecommunication signals transmitter with components separation output signal distortion level on the envelope path filter parameters," *T-Comm*, 2023. vol. 17, no.2, pp. 12-26. DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-2-12-26.
- [26] R.Yu. Ivanyushkin, A. Waal, "The computer modeling of class -D and -DE switching-mode power amplifiers for VHF digital radio broadcast equipment," *Synchroinfo Journal*, 2023, vol. 9, no. 4, pp. 21-25. DOI: 10.36724/2664-066X-2023-9-4-21-25.
- [27] O.V. Varlamov, "Experimental Study of a Synchronous DVB-T2 Network in the Yaroslavl Region. Problems with Some Manufacturers' Receivers," *2020 International Conference on Engineering Management of Communication and Technology (EMCTECH)*, Vienna, Austria, 2020, pp. 1-4, doi: 10.1109/EMCTECH49634.2020.9261562.
- [28] A. Pastukh, V. Tikhvinskiy, S. Dymkova, O. Varlamov, "Challenges of Using the L-Band and S-Band for Direct-to-Cellular Satellite 5G-6G NTN Systems," *Technologies*, vol. 11, no. 4, p. 110, Aug. 2023, doi: 10.3390/technologies11040110.
- [29] A. Grebennikov, M.J. Franco, "Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers," Academic Press: London, UK, 2021.
- [30] M. Patino-Gomez, F.-J. Ortega-Gonzalez, "High-Efficiency GaN-Based Power Amplifiers for Envelope Nonlinearities' Mitigation in VHF Wideband Polar-Mode Transmitters," *Electronics*, 2023, 12, 3866. <https://doi.org/10.3390/electronics12183866>.
- [31] O.V. Varlamov, "Radio equipment for digital broadcasting of the DRM standard," Moscow, 2021.
- [32] J.H. Kim, H.S. Son, W.Y. Kim, C.S. Park, "Envelope amplifier with multiple-linear regulator for envelope tracking power amplifier," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2013, no. 61, pp. 3951-3960.
- [33] L. Renaud, J. Baylon, S. Gopal, M.A. Hoque, D. Heo, "Analysis of systematic losses in hybrid envelope tracking modulators," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2019, no. 66, pp. 1319-1330.
- [34] O.V. Varlamov, "Suppression of conversion by-products in a multi-phase PWM modulator with channel asymmetry," *Proceedings of the Scientific Research Institute of Radio*, 2022, no. 2, pp. 49-57.
- [35] O. Varlamov, "Research of influence of drm broadcast transmitter nonlinearities onto the output signal parameters," *T-Comm*. 2014. Vol. 8. No. 2, pp. 59-60.

Information about authors:

Sergey E. Grychkin, post-graduate student of the department "Radio Equipment and Circuitry", Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia

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