

Научная статья

УДК 681.88/.89

DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-14-26



Динамические потери энергии в ключевых усилителях мощности в составе гидроакустического передающего тракта

Владимир Александрович Александров¹, info@niibriz.ru

Олег Владимирович Воробьев²✉, vorobievov@bk.ru

Юрий Витальевич Казаков^{1,3}, yukazak@yandex.ru

Любовь Васильевна Маркова^{1,2}, ljubvblinva@mail.ru

¹АО «Концерн «Океанприбор»,

Санкт-Петербург, 197376, Российская Федерация

²Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. М.А. Бонч-Бруевича,

Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

³Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет им. В.И. Ульянова (Ленина),

Санкт-Петербург, 197022, Российская Федерация

Аннотация: Представлены результаты исследований динамических потерь энергии в широкополосных ключевых усилителях класса BD и ABD при работе на гидроакустический излучатель. Проведено сопоставление относительных потерь энергии в усилительных каскадах на кремниевых (Si) и карбид-кремниевых (SiC) полевых транзисторах. Дано сравнение динамических процессов, связанных со сквозным током «транзистор-диод», в схемах ключевого усиления с Si импульсными обратными диодами и SiC диодами Шоттки. Показана перспектива использования современных SiC-транзисторов с собственными обратными диодами Шоттки. Продемонстрирована необходимость учета ВЧ-составляющих тока дросселей ФНЧ для оценки энергетических показателей передающей аппаратуры. Даны рекомендации по выбору режимов работы оконечных каскадов модулей ключевого усиления гидроакустических излучающих трактов.

Ключевые слова: генераторное устройство, ключевой усилитель мощности, усилитель класса D, широтно-импульсная модуляция, гидроакустический передающий тракт, гидролокация, гидроакустическая связь, динамические потери

Ссылка для цитирования: Александров В.А., Воробьев О.В., Казаков Ю.В., Маркова Л.В. Динамические потери энергии в ключевых усилителях мощности в составе гидроакустического передающего тракта // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 3. С. 14–26. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-14-26

Dynamic Energy Losses in Switch Power Amplifiers as Part of a Hydroacoustic Transmission Path

Vladimir Alexandrov¹, info@niibriz.ru

Oleg Vorobyov²✉, vorobievov@bk.ru

Yuri Kazakov^{1,3}, yukazak@yandex.ru

Lyubov Markova^{1,2}, ljubvblinva@mail.ru

¹JSC Concern "OCEANPRIBOR",

St. Petersburg, 197376, Russian Federation

²The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications,

St. Petersburg, 193232, Russian Federation

³Saint-Petersburg Electrotechnical University,

St. Petersburg, 197022, Russian Federation

Abstract: Results of studies of dynamic energy losses in broadband switch amplifiers of the BD and ABD classes when operating on a hydroacoustic emitter are presented. Relative energy losses in amplifying stages based on silicon (Si) and silicon carbide (SiC) field-effect transistors are compared along with dynamic processes associated with "transistor-diode" through current in switching amplification circuits with Si pulsed reverse diodes and SiC Schottky diodes. The viability of using modern SiC transistors with their own reverse Schottky diodes is demonstrated. High-frequency components of the low-pass filter current must be taken into account in order to assess the energy performance of the transmitting equipment. Recommendations on the choice of operating modes for the final stages of the switch amplification modules of hydroacoustic radiating paths are offered.

Keywords: generator device, switch power amplifier, class D amplifier, pulse-width modulation, hydroacoustic transmission path, sonar, hydroacoustic communication, dynamic losses

For citation: Alexandrov V., Vorobyov O., Kazakov Yu., Markova L. Dynamic Energy Losses in Switch Power Amplifiers as Part of a Hydroacoustic Transmission Path. *Proc. of Telecom. Universities*. 2022;8(3):14–26. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-14-26

Расширение полосы частот и динамического диапазона излучаемых сигналов является актуальной задачей совершенствования активных подсистем гидроакустических (г/а) комплексов. Особое значение генерация широкополосных сигналов имеет для мощных систем гидролокации и г/а-связи звукового диапазона [1].

До настоящего времени диапазон рабочих частот излучающих трактов ограничивался эффективной полосой однорезонансных низкочастотных (НЧ) г/а-преобразователей не более 0,5–1 октавы. Последние разработки НЧ излучающих антенн, основанные на внедрении многорезонансных г/а-преобразователей, в значительной степени снимают это ограничение и позволяют перейти к излучению сложных сигналов в полосе частот 2–3 октавы [2].

Особенностью применения широкополосных усилительных устройств в г/а-передающих трактах (ГАПТ) является выраженный комплексный характер нагрузки. Г/а-преобразователи характеризуются повышенным значением $\cos \varphi = 0,4 - 0,6$ только в сравнительно узкой полосе резонансных частот, а с увеличением частоты коэффициент активной мощности может составлять менее 0,1–0,2. Выделенное обстоятельство наряду с требованиями энергетической эффективности принципиально определяет выбор усилителей мощности для использования в составе ГАПТ. Для возбуждения широкополосных излучающих антенн применяются ключевые усилители мощности (КУМ) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), определенные как усилители класса D [3], относительные потери которых, как правило, не превышают 5–10 % от но-

минальной выходной мощности. В таких устройствах процесс усиления сигналов связан с преобразованием их в последовательность высокочастотных (ВЧ) импульсов управляемой длительности, ключевом усилении по мощности и выделении на нагрузку полезных составляющих НЧ-напряжения фильтром нижних частот (ФНЧ) [4]. Фильтрация сигнала обеспечивается ФНЧ второго порядка, включающим индуктивность фильтра L_ϕ и емкость нагрузки, а собственная частота фильтра выбирается значительно выше верхней частоты усиливаемого сигнала.

Расширение диапазона частот, повышение верхней рабочей частоты ведет к увеличению частоты ШИМ преобразования и росту динамических потерь в КУМ. При заданной емкости нагрузки единственным параметром для проектирования ФНЧ является индуктивность L_ϕ . Необходимое расширение частотного диапазона в область верхних частот приводит к уменьшению значения L_ϕ , что ведет к увеличению ВЧ-составляющей тока КУМ, в ряде случаев выше максимального рабочего тока нагрузки.

С учетом фазового сдвига между током и напряжением нагрузки в КУМ возможно сложение максимальных значений амплитуд НЧ- и ВЧ-токов, что обуславливает необходимый запас по предельным характеристикам полупроводниковых приборов, кроме того, выделенное обстоятельство необходимо учитывать в составе статических и динамических потерь в усилителе мощности. Исследованию динамических потерь, обусловленных сквозным током «транзистор-диод» и формированием фронтов импульсов напряжения, имеющих

доминирующий характер в широкополосных КУМ, посвящена настоящая работа. При исследовании использовались методы дискретной временной и амплитудной аппроксимации сигналов в ключевых схемах преобразования, а также методы математического моделирования и численных расчетов.

Исследование динамических потерь в схемах ключевого усиления на основе кремниевых и карбид-кремниевых полупроводниковых элементов

Энергетическая эффективность усилительных устройств, как правило, определяется КПД, как отношение мощности, выделяемой на активной нагрузке, к отданной источником электропитания. Применительно к модулям КУМ, работающим на комплексную нагрузку с весьма малым коэффициентом активной мощности, более предпочтительным является переход к полной выходной мощности и относительным потерям энергии. К конечным результатам оценки энергетической эффективности относится мощность тепловыделения и достижимая удельная габаритная, определенная как отношение максимальной выходной мощности к функциональному объему модуля КУМ [ВА/л].

В большинстве случаев динамические потери энергии являются доминирующей составляющей потерь в ключевых усилителях с ШИМ. Мощность тепловыделения, связанная с динамическими потерями энергии, практически пропорционально возрастает с ростом частоты переключений, зависит от фронта и спада импульсного напряжения и определяется перезарядом собственных и демпфирующих емкостей ключевых элементов, демпфированием ВЧ-напряжений, самоиндукцией при импульсной коммутации контуров тока, а также протеканием сквозных экстратоков через полупроводниковые приборы.

В ранее проведенных исследованиях [5, 6] показана необходимость схемотехнического исключения сквозного тока «транзистор–транзистор», подробно исследованы неустраняемые экстратоки «транзистор–диод» на основе использования зарядной модели типового ВЧ кремниевого (Si) диода. Для соизмеримых значений постоянной времени входной цепи τ_v полевого транзистора и времени восстановления диода τ_d получены приближенные соотношения, определяющие динамические потери энергии транзистора $W_{дт}$, в частности, в однотактной схеме ключевого усилителя:

$$W_d = EI\tau_d + E^2C_k/2 + EI\tau_\phi/2 + EI\tau_0/2, \quad (1)$$

где E и I – напряжение электропитания КУМ и ток нагрузки; τ_d , C_k – постоянная времени диода и собственная емкость транзистора; τ_ϕ , τ_0 – время фор-

мирования фронта напряжения при включении и отключении транзистора.

Дополнительно определены потери энергии в специальных демпфирующих $R_d C_d$ – цепях, включенных параллельно с ключевыми элементами:

$$W_{дс} = C_d E^2 / 2. \quad (2)$$

Полученные соотношения позволяют оценить мощность тепловыделения в оконечных каскадах КУМ, обусловленную динамическими потерями энергии при пренебрежимо малых ВЧ-составляющих тока дросселя ФНЧ.

Здесь следует привести некоторые уточнения по выбору параметров демпфирующих цепей с учетом особенностей переключения Si-диодов [7]. Инерционность восстановления закрытого состояния кремниевого диода, обусловленная фактором времени жизни неосновных носителей τ_d , безусловно увеличивает потери энергии при включении транзистора. При этом, даже после уменьшения тока диода, через его структуру замыкается сквозной ток, амплитуда которого можеткратно превосходить ток нагрузки в условиях максимального остаточного напряжения на транзисторах. Затем происходит быстрое (за единицы нс) прерывание тока диода. В результате производная изменения тока может достигать десятков А/нс, что приводит к ВЧ-процессам перенапряжений, обусловленных паразитной индуктивностью L_n в момент прерывания тока. Подавление ВЧ-выбросов напряжения достигается введением демпфирующих цепей, результирующая емкость которых должна быть достаточной для замыкания энергии самоиндукции. Вместе с тем для подавления ВЧ-колебаний в цепь демпфирующей емкости включаются диссипативные звенья R_d , сопротивление которых выбирается из условия максимально допустимой амплитуды перенапряжений $\Delta E = (0,3 \dots 0,5)E$:

$$R_d = \frac{\Delta E}{I_{см}}. \quad (3)$$

Принимая во внимание возможность кратного превышения амплитудой сквозного тока $I_{см}$ уровня максимального тока нагрузки $I_{нм}$, динамические потери в ключевых усилителях на основе кремниевых транзисторов и диодов еще более возрастают. Заметный вклад в суммарные потери вносит перезаряд демпфирующих емкостей и потери энергии в демпфирующих резисторах. Причем последняя составляющая потеря имеет место и в условии заряда демпфирующей емкости током дросселя ФНЧ в процессе выключения транзистора:

$$W_{дR} = I_L R_d C_d E = I_n E \tau_{дп}. \quad (4)$$

Однако такое условие заряда емкости демпфирующей цепи C_d и собственной емкости контура C_k

может выполняться только при значительной величине тока нагрузки, что имеет место в условиях значительного уровня выходного напряжения и номинальном сопротивлении нагрузки. В первом приближении для оценки предельных значений потерь энергии целесообразно ограничиться рассмотрением «жесткого» перезаряда емкостных цепей в соответствии с аддитивным подходом расчета суммарных потерь энергии, предложенным в работе [8].

В развитие предложенной методики, применительно к полевым транзисторам, необходимо ввести ограничение нарастания тока I_K в соответствии с изменением напряжения $V_{зи}$ на затворе:

$$V_{зи} = V_B(1 - e^{-t/\tau_B}); I_K(t) = S[V_{зи}(t) - V_0], \quad (5)$$

где V_B и V_0 – максимальное входное напряжение и напряжение отпирания полевого транзистора; τ_B и S – постоянная времени входной цепи затвора и крутизна характеристики передачи управляющего напряжения в ток стока.

Заданный уровень V_B определяет предельный ток полевого транзистора I_n , как правило, кратно превышающий максимальный ток нагрузки I_M :

$$I_n = S(V_B - V_0) = MI_M, \quad \text{где } M = (3 \dots 5). \quad (6)$$

При этом изменение тока I_K в диапазоне изменения до $2I_M$ с момента отпирания транзистора может быть аппроксимировано линейной зависимостью:

$$I_K = I_M \frac{Mt}{\tau_B}. \quad (7)$$

С использованием принятой аппроксимации, определим отдельно время восстановления обратной проводимости Si -диода t_B из условия нарастания тока транзистора до уровня тока дросселя I и время t_C собственно сквозного тока «транзистор-диод», необходимое для рассасывания неосновных носителей в базе диода [6]:

$$t_B = \tau_B I / MI_M; \quad t_C = \sqrt{\frac{2I\tau_d\tau_B}{MI_M}}. \quad (8)$$

Предложенное разделение позволяет провести оценку импульсного превышения тока транзистора на величину сквозного тока I_C , амплитуда которого к моменту выключения Si -диода определяет энергию самоиндукции в паразитной индуктивности отключенного контура проводимости схемы КУМ:

$$I_C = I \sqrt{2MI_M\tau_d/\tau_B}. \quad (9)$$

В результате уточненное выражение суммарных динамических потерь энергии W_d за период переключения приводится к следующему виду:

$$\begin{aligned} W_{дв} &= \tau_B EI^2 / MI_M + EI\tau_d + (C_K + C_d)^2 E / 2 + EIt_\phi / 2, \\ W_{до} &= L_n IMI_M\tau_d / \tau_B + (C_K + C_d)^2 E / 2 + EIt_0 / 2, \\ W_d &= W_{дв} + W_{до}, \end{aligned} \quad (10)$$

где $W_{дв}$, $W_{до}$ – потери энергии при включении и отключении проводящего транзистора.

Полученные соотношения могут быть применены для оценки потерь энергии в полумостовой схеме канала КУМ на полевых транзисторах, обобщенная функциональная схема которого приведена на рисунке 1. В схеме транзисторы ключевых элементов $K1$, $K2$ управляются противофазно с минимальной задержкой включения t_z для устранения сквозных токов «транзистор-транзистор». При этом перезаряд собственных емкостей ключевых элементов C_{K1} , C_{K2} и емкостей C_{d1} , C_{d2} демпфирующих цепей при пренебрежимо малых ВЧ-составляющих тока дросселя осуществляется через транзисторы $VT1$, $VT2$, что соответствует принятым допущениям в оценке динамических потерь энергии.

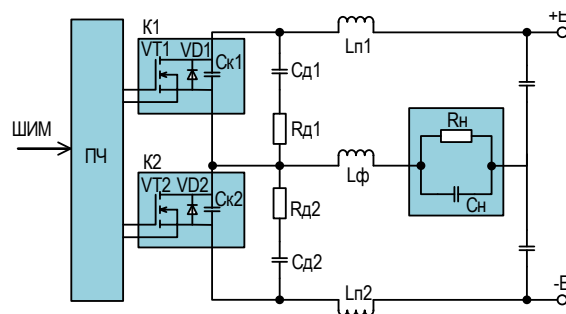


Рис. 1. Упрощенная эквивалентная схема канала ключевого усиления

Fig. 1. Simplified Equivalent Circuit of the Switch Amplification Channel

В схеме канала КУМ (см. рисунок 1) в качестве обратных диодов $VD1$, $VD2$ предполагается использование собственных диодов полевых транзисторов. На практике для Si -транзисторов это возможно только для сравнительно низковольтных полупроводниковых приборов, где постоянная времени собственного диода не превышает 150–200 нс. Для более высоковольтных полевых транзисторов такого типа собственный инерционный диод, как правило, исключается из контура проводимости узлом диодной развязки, что сохраняет приемлемую инерционность Si -диода с приемлемой постоянной времени.

Применительно к полумостовой схеме КУМ, с учетом двух ключевых элементов и двух симметричных демпфирующих цепей, при оценке динамических потерь энергии необходимо учитывать суммарные величины C_d и C_K :

$$C_d = C_{d1} + C_{d2}; \quad C_K = C_{K1} + C_{K2}.$$

Контур протекания сквозного тока через паразитные индуктивности L_{n1} , L_{n2} замыкается после-

довательно, что позволяет при расчетах воспользоваться суммарным значением:

$$L_{\pi} \approx L_{\pi 1} + L_{\pi 2}.$$

Следует отметить, что длительность фронта t_{ϕ} импульсного напряжения после завершения сквозного тока весьма мала (менее 10...20 нс), что позволяет пренебречь потерями энергии в транзисторе на этом интервале.

В результате суммарные динамические потери энергии для заданных параметров полумостовой схемы КУМ на *Si*-полупроводниковых приборах в зависимости от относительной величины тока $i = \frac{I}{I_M}$, приводятся к следующему выражению:

$$W_d = \tau_b E I_M i^2 / M + E I_M i \tau_d + (C_k + C_d) E^2 + L_{\pi} I_M^2 i \tau_d M / \tau_b + E I t_0 / 2. \quad (11)$$

Анализ полученного соотношения для типичных значений $\tau_b \approx \tau_d$ и $M = 3 \dots 5$ в условиях малых величин C_k и C_d подтверждает определяющий фактор, влияющий на рост потерь при переключении ключевых элементов, связанный с постоянной времени τ_d *Si*-диодов. В дополнение к предшествующим исследованиям [5, 6], посвященным потерям энергии на сквозной ток «транзистор-диод», следует выделить составляющую потерь, обусловленную подавлением энергии самоиндукции в паразитной индуктивности проводящего контура, формируемой после быстрого прерывания тока через диод. Составляющие потерь такого вида пропорционально возрастают с увеличением инерционности *Si*-диода.

Выделенное обстоятельство подчеркивает перспективу перехода к полупроводниковым приборам на основе карбид-кремниевых (*SiC*) технологий. В настоящее время основным производителем *SiC*-транзисторов и диодов является фирма «CREE», что позволяет использовать это обозначение при определении полупроводниковых приборов такого типа.

Принципиальная особенность *SiC*-диодов, которые являются неотъемлемой составляющей транзисторов CREE, заключается в отсутствии накопления заряда [9]. Восстановление закрытого состояния такого диода описывается его емкостной моделью в условиях изменения собственной емкости от единиц нФ до десятков пФ с увеличением обратного напряжения. Для инженерных расчетов можно воспользоваться эквивалентной емкостью, энергия перезаряда которой равна энергии восстановления *SiC*-диода. Применительно к использованию *SiC*-транзистора с собственным обратным диодом в схеме канала КУМ (см. рисунок 1) такая эквивалентная емкость относится к собственной емкости ключевого элемента.

Расчет значения $C_{\text{си}}$ может приводиться для каждого типа транзистора CREE и заданного уровня напряжения электропитания с использованием математической модели итерационного изменения емкости от обратного напряжения. Принимая во внимание весьма слабую зависимость емкостной характеристики *SiC*-диода от величины прямого тока, можно ограничиться примерными значениями эквивалентной емкости $C_{\text{эк}} = (200 \dots 300)$ пФ, что практически в два раза превосходит собственную емкость *Si*-транзистора. Для анализа динамических процессов в полумостовой схеме на транзисторах CREE эквивалентную емкость двух транзисторов определим как:

$$C_3 = 2C_{\text{эк}}.$$

При применении *SiC*-приборов практически отсутствует время сквозного тока, характерного для *Si*-диодов, что существенно влияет на импульсные процессы проводящего транзистора. Временные диаграммы токов и напряжений, поясняющие отличие процессов формирования импульсного напряжения V в канале ключевого усиления на полупроводниковых приборах различного типа, иллюстрируются на рисунке 2.

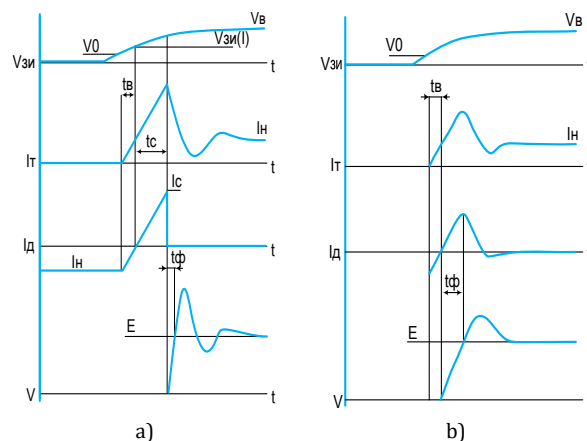


Рис. 2. Временные диаграммы токов и напряжений, поясняющие импульсные процессы включения проводящего транзистора в КУМ на основе приборов *Si* (а) и *SiC* (б)

Fig. 2. Timing Diagrams of Currents and Voltages, Explaining the Pulse Processes of Switching on a Conducting Transistor in SPA Based on *Si* (a) and *SiC* (b) Devices

Общей характеристикой полумостовых схем на *Si*- и *SiC*-элементах является время восстановления t_b , определяющее временной интервал нарастания тока I_T через транзистор до уровня $I = I_n$ и, соответственно, уменьшение тока диода до $I_d = 0$. Для полевых транзисторов с заданной передаточной характеристикой $S = [A/B]$ интервал t_b определяется как время нарастания напряжения $V_{зи}$ от уровня V_0 открывания транзисторов до уровня, соответствующего току нагрузки $V_{зи}(I)$:

$$V_{зи}(I) = V_0 + \frac{I}{S}.$$

Исходя из практически линейной передаточной характеристики полевого транзистора, время t_0 определяется выражением (8).

Далее в схеме с *Si*-диодами выделяется интервал t_c – сквозного тока, за который нарастает обратный ток через диод до максимального значения (9), и, соответственно, увеличивается ток через транзистор до амплитуды:

$$I_{TM} = I + I_c.$$

При выключении диода напряжение V за время t_ϕ быстро нарастает до напряжения электропитания E и далее может наблюдаться значительный выброс перенапряжения вследствие энергии самоиндукции паразитных индуктивностей.

Для транзисторов CREE (рисунок 2b) временной интервал t_c отсутствует, и после времени восстановления сразу формируется фронт импульсного напряжения t_ϕ , длительность которого определяется зарядом эквивалентной емкости C_3 и линейно нарастающим током транзистора.

Амплитуда превышения тока I_T над уровнем тока нагрузки условно может быть определена как величина сквозного тока I_c :

$$I_c = 2C_3 E M I_M / I_{Tb}, t_\phi = \frac{2C_3 E}{I_c}. \quad (12)$$

Сопоставляя временные диаграммы сигналов в канале КУМ на *Si*- и *SiC*-элементах, следует отметить, что скорость нарастания импульсного напряжения и амплитуды превышения тока транзисторов CREE могут быть значительно ниже, чем в полумостовой схеме на типовых полевых транзисторах и кремниевых диодах. Выделенное обстоятельство позволяет значительно уменьшить как пиковые потери энергии, так и амплитуду электромагнитных помех при переключении полупроводниковых приборов.

Принимая во внимание одинаковый уровень потерь энергии при выключении проводящего транзистора и полагая идентичность процессов перезаряда емкостных звеньев в схеме канала ключевого усиления, применительно к транзисторам CREE запишем выражение для оценки динамических потерь энергии:

$$W_d = \tau_b E I_M i^2 / M + E I_M i \sqrt{C_3 E \tau_b / 2 I_M M} + E^2 (C_d + C_3) + L_\pi M I_M C_3 E / \tau_b + t_0 I_M i E / 2. \quad (13)$$

Соотношение (11) и (13) позволяет перейти к оценке относительной мощности тепловыделения в канале КУМ на полупроводниковых приборах, реализованных на основе *Si*- и *SiC*-технологий. Применительно к полумостовой схеме ключевого усиления, максимальное выходное напряжение на выходе ФНЧ в зависимости от полярности выходного сигнала может достигать $+E/2$ и $-E/2$. Соответственно максимальная выходная мощность и

выходной ток канала ключевого усиления определяются выражениями:

$$P_M = I_M E / 2 = E^2 / 4Z, \quad (14)$$

$$I = uE / 2Z_H = uI_M Z / Z_H, \quad i = u\bar{Y},$$

где $u = 2U/E$ – нормированный уровень выходного напряжения; $Z_H = E/2I$, $Z = E/2I_M$ – импеданс нагрузки и его минимальное значение; $\bar{Y} = Z/Z_H$ – относительная проводимость нагрузки.

В результате для квазистатического уровня U , домножая величины потерь энергии за период переключений на частоту ШИМ-преобразования $f = 1/T$, запишем зависимости относительных значений мощности тепловыделения для канала КУМ на различных полупроводниковых приборах:

для *Si*:

$$p = 4\bar{\tau}_b (u\bar{Y})^2 / M + 4u\bar{Y}\bar{\tau}_d + 4(\bar{Y}_k + \bar{Y}_d) / \pi + \bar{Y}u\bar{\tau}_d M / \pi \bar{\tau}_b \bar{Y}_\pi + 2u\bar{Y}\bar{t}_0, \quad (15)$$

для *SiC*:

$$p = 4\bar{\tau}_b (u\bar{Y})^2 / M + 4u\sqrt{\bar{Y}_3 \bar{\tau}_b / 2 \bar{Y}_\pi M \pi} + 4(\bar{Y}_3 + \bar{Y}_d) / \pi + M\bar{Y}_3 / \pi^2 \bar{Y}_\pi + 2E_0 u \bar{t}_0 \bar{Y}, \quad (16)$$

где $\bar{\tau}_b, \bar{\tau}_d, \bar{t}_\phi, \bar{t}_0$ – нормированные временные параметры, отнесенные к периоду переключений;

$\bar{Y}_k = C_k \omega Z$, $\bar{Y}_d = C_d \omega Z$, $\bar{Y}_3 = C_3 \omega Z$, $\bar{Y}_\pi = Z / \omega L_\pi$ – относительные величины проводимости реактивных элементов функциональной схемы канала КУМ.

Первичный анализ представленных выражений показывает существенную составляющую потерь в КУМ на полевых транзисторах и *Si*-диодах, связанную с постоянной времени τ_d . Здесь также следует отметить общую закономерность, связанную с уменьшением первой составляющей потерь посредством увеличения коэффициента M и уменьшения постоянной времени τ_b . Такие попытки приводят к возрастанию импульсного тока и увеличению потерь энергии самоиндукции.

Для сопоставления энергетической эффективности каналов КУМ на *Si*- и *SiC*-полупроводниковых приборах целесообразно рассмотреть зависимость мощность тепловыделения, обусловленную динамическими процессами для типичных параметров схемы ключевого усиления при частоте переключения 100 кГц. В качестве примера можно рассмотреть высоковольтную полумостовую схему КУМ с электропитанием $E = (500 \dots 600)$ В, максимальной мощностью 1,2 кВА, что соответствует минимальному сопротивлению нагрузки $Z \approx 40$ Ом. Преимуществом такой схемы является возможность реализации на ее основе оконечных каскадов ключевых усилителей с многоканальной ШИМ требуемого уровня мощности от 1 до 5 кВА для использования в каналах ГАПТ режимов гидролокации и гидросвя-

зи с силовым электропитанием от выпрямленного напряжения сети объекта переменного тока 3 ф, 50 Гц, 380 В.

Графические зависимости относительной величины динамических потерь p от относительного уровня выходного напряжения $u = (0 \dots 1)$ и проводимости нагрузки $y = (0,1 \dots 1,0)$ для параметров схемы: $\tau_b = 200$ нс; $\tau_d = 150$ нс; $t_0 = 30$ нс; $M = 5$; $C_k = 300$ пФ; $C_d = 600$ пФ; $C_3 = 600$ пФ; $L_n = 0,15$ мкГн, и частоты переключений 100 кГц, – представлены на рисунке 3.

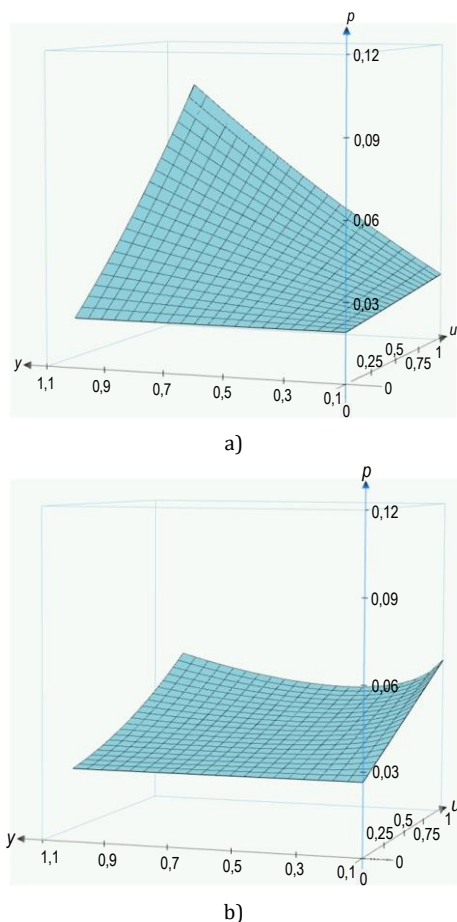


Рис. 3. Зависимость относительной величины динамических потерь p от относительных уровней выходного напряжения u и проводимости нагрузки y для КУМ на Si- (а) и SiC- (б) полупроводниковых приборах

Fig. 3. Dependence of the Relative Value of Dynamic Losses p on the Relative Levels of the Output Voltage u and the Load Conductivity y for the SPA on Si (a) and SiC (b) Semiconductor Devices

Сопоставление трехмерных графиков $p(u, y)$ для кремниевых и карбид-кремниевых полупроводниковых приборов (см. рисунок 3) подтверждает возможность повышения энергетической эффективности канала КУМ на транзисторах CREE. Для рассматриваемого примера реализации полумостовых схем ключевого усиления при переходе от Si-приборов к SiC-транзисторам максимальная величина относительных потерь мощности может быть уменьшена практически в два раза (с 11 до 5 %). Причем минимальные потери при $u = 0$ в этом слу-

чае могут быть заметно (в 1,5 раза) выше. Отмеченная особенность обусловлена необходимостью перезаряда эквивалентной емкости транзисторов CREE.

Результаты исследований, проведенных в настоящем разделе, получены без учета ВЧ-составляющих тока дросселя ФНЧ, и могут быть распространены на двухканальные усилители класса BD, где выделенный фактор имеет пренебрежимо малое значение. Для усилителей класса ABD с амплитудой пульсаций выходного тока КУМ, соизмеримой с максимальным значением НЧ-тока нагрузки, полученные данные должны быть дополнены с учетом значений тока дросселя фильтра в моменты переключений. При этом в режимах работы КУМ могут быть выделены зоны AD и BD, характеризующиеся жесткими и мягкими траекториями переключений, исследуемыми в следующем разделе.

Анализ динамических потерь в усилителях класса BD и ABD с учетом ВЧ-составляющей тока дросселя фильтра нижних частот

Ключевые НЧ-усилители различных классов могут отличаться схемами оконечных каскадов, реализация которых существенным образом влияет на характер и амплитуду ВЧ-составляющих тока дросселя ФНЧ. При этом даже в усилителях класса BD нарастание и спад тока дросселя, соответственно, во время импульса и паузы двухтактного импульсного напряжения, существенно изменяет условия переключений полупроводниковых приборов. Тем более в усилителях класса ABD, где при постоянном выходном напряжении имеет место изменение направления тока за период переключений с чередованием проводимости транзисторов и диодов канала КУМ.

Временные диаграммы сигналов в условиях одинакового периода следования импульсов однотокового разнополярного и двухтактного однополярного напряжений, характерных для усилителей класса ABD и BD, показаны на рисунках 4а и 4б, соответственно. При разнополярном импульсном напряжении V , в усилителях класса ABD амплитуда изменения тока I_L может превосходить квазипостоянный НЧ-ток нагрузки I_n (см. рисунок 4а). Таким образом, формирование фронта импульсов, соответствующих полярности выходного НЧ-тока, обеспечивается при токе дросселя обратной проводимости: $\text{sign} I_L(t'_k) = -\text{sign} I_n$.

В усилителе класса ABD выделенное обстоятельство имеет место для малых индексов модуляции и низкой проводимости нагрузки при выполнении условия:

$$I_n = E(1 + u)(1 - u_n)Z_n T / 4LZ \geq I_n = Eu_n / 2Z, \quad (17)$$

где $E = 2V_m$ – напряжение электропитания полумостовой схемы КУМ с амплитудой импульсного

напряжения V_M ; $u = U/U_{PM}$, $u_H = U_H/V_M$ – относительный уровень входного и выходного сигнала КУМ.

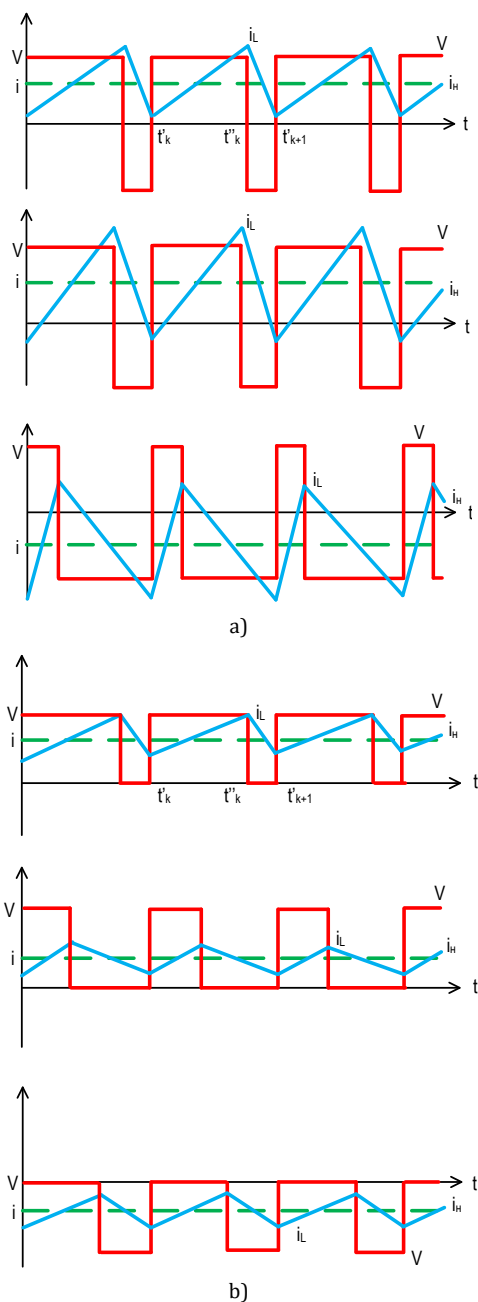


Рис. 4. Диаграммы сигналов в усилителях класса ABD (a) и BD (b) при положительном и отрицательном выходном напряжении

Fig. 4. Signal Diagrams in ABD (a) and BD (b) Class Amplifiers with Positive and Negative Output Voltage

При нарушении условия (17) в усилителе класса ABD направление тока I_L не изменяется и соответствует полярности выходного НЧ-напряжения и направлению тока нагрузки. В усилителе класса BD, как правило, ток дросселя однонаправленный и соответствует направленности тока нагрузки во время каждого периода переключений.

Как видно из указанной аналогии, можно определить зону режима BD, исходя из минимальной величины I_L за период переключений:

$$\text{sign} I_L(t'_k) = \text{sign} I_H.$$

Таким образом, для канала мостовой схемы НЧ-усилителей класса BD выполняется условие:

$$I_{BM} = EU(1 - U_H)TZ_H/2LZ \leq I_H = EU_H/2Z, \quad (18)$$

где $E = V_M$ – напряжение электропитания мостовой схемы КУМ.

В усилителях класса ABD в зависимости от выполнения условия (17) можно выделить две зоны работы:

- зона режима AD при $I_{BM} > I_H$;
- зона режима BD при $I_{BM} < I_H$.

Для широкополосных ключевых НЧ-усилителей в составе ГАПТ должны выполняться требования минимальных нелинейных амплитудных и фазовых искажений выходного напряжения, что позволяет воспользоваться предположением примерного равенства значений U и U_H .

В результате из условия (17) можно определить уровень u , соответствующий граничному значению для изменения режимов работы:

$$u_r = (2Lf/Z_H) \left(\sqrt{1 + (Z/2fL)^2} - 1 \right) = y(\sqrt{1 + (2\gamma/y)^2} - 1)/2\gamma, \quad (19)$$

где $y = Z/Z_H$ – относительная проводимость нагрузки; $\gamma = TZ/4L$ – коэффициент, определяющий относительную проводимость дросселя на частоте переключений.

Исследование динамических потерь энергии в отдельных зонах работы позволяет выделить режимы «мягких» и «жестких» переключений. Такой подход с разделением зоны AD и BD в каналах КУМ на Si-полупроводниковых приборах предложен в работах [10, 11] и может быть распространен для анализа энергетических характеристик КУМ на основе SiC-транзисторов.

Согласно предложенному подходу процесс перезаряда емкости ключевых элементов за счет включения транзисторов относится к «жесткой» коммутации, а изменение импульсного напряжения за счет энергии, запасенной в индуктивности ФНЧ во время закрытого состояния транзисторов, – к процессам «мягкой» коммутации.

Соответственно, траектория переключений и режим коммутации определяются значением тока I_L в моменты времени t'_k и t''_k фронта и спада импульсов напряжения, полярность которых совпадает с направлением выходного НЧ-тока. Здесь следует отметить определяющее значение ВЧ-составляющих тока дросселя, изменяющих как величину, так, возможно, и полярность тока $I_L(t)$.

Относительные значения тока дросселя в моменты переключения для каналов НЧ-усилителей класса *ABD* и *BD* определяются следующими соотношениями:

– для класса *ABD*:

$$\begin{cases} i(t''_k) = u \cdot y + (1 - u^2) \cdot \gamma \\ i(t'_k) = u \cdot y - (1 - u^2) \cdot \gamma' \end{cases} \quad (20)$$

– для класса *BD*:

$$\begin{cases} i(t''_k) = u \cdot y + (1 - u) \cdot \gamma \\ i(t'_k) = u \cdot y - (1 - u) \cdot \gamma' \end{cases} \quad (21)$$

где $i = I_L/I_M$ – относительная величина тока дросселя.

Следует отметить, что определение граничного значения u_r , предложенного в предыдущих исследованиях [10], носит в значительной степени условный характер, т. к. не учитывает достаточной энергии в дросселе фильтра для формирования траектории переключений.

Например, при формировании спада импульсного напряжения к моменту t''_k для «мягкого» переключения при перезаряде результирующей емкости $C_k = C_3 + C_{дп}$ должны выполняться условия:

$$I_L^2(t''_k)L \geq C_k E^2 \text{ при } \tau_3 > \sqrt{LC_k}. \quad (22)$$

Следовательно, нормированная величина $i_L(t''_k)$ должна соответствовать значению:

$$i_L(t''_k) \geq 2Z \sqrt{\frac{C_k}{L}} Z.$$

Таким образом, для относительного уровня сигнала $u = u_1$ в канале КУМ может быть обеспечен режим «мягкого» перезаряда результирующей емкости в процессе формирования спада импульса.

Для усилителей класса *BD* величина может быть определена из решения квадратного уравнения:

$$\begin{aligned} u_1^2 + u(y/2\gamma - 1) + Z_H \sqrt{C_k/L}/2\gamma &= 0; \\ u_1 &= \frac{1}{2}(1 - y/2\gamma) \left[1 - \frac{2Z_H \sqrt{C_k/L}}{\gamma(1 - y/2\gamma)^2} + 1 \right]. \end{aligned} \quad (23)$$

Принимая во внимание, что сопротивление нагрузки Z_H , как правило, значительно меньше величины $\sqrt{C_k/L}$, полученное выражение можно привести к приближенному виду:

$$u_1 \cong \frac{Z_H \sqrt{C_k/L}}{2(\gamma - y/2)}. \quad (24)$$

В диапазоне $0 < u < u_1$ потери энергии W_{Ck} на перезаряд емкости C_k уменьшаются в два раза – от $C_k E^2$ до $C_k E^2/2$, что может быть учтено при оценке динамических потерь в усилителе класса *BD*. Вместе с тем с ростом уровня сигнала наблюдается

уменьшение величины $i(t'_k)$ от относительного уровня НЧ-тока. В соответствии с выражением (13), потери энергии на формирование фронта и спада импульсов в канале КУМ на SiC-транзисторах могут быть определены соотношением:

$$\begin{aligned} W_d &= \tau_b E I_M [uy - u(1 - u)\gamma]^2/M + \\ &+ E I_M [uy - u(1 - u)\gamma] \sqrt{C_3 E \tau_b / 2 I_M M} + \\ &+ L_{п} M I_M C_3 E / \tau_b + t_0 [uy - u(1 - u)\gamma] I_M E / 2 + W_{Ck}. \end{aligned} \quad (25)$$

Откуда для диапазона изменения сигнала от u_1 до 1 с учетом выражения (16) запишем относительные потери мощности, обусловленные динамическими процессами в мостовой схеме НЧ-усилителей класса *BD*:

$$\begin{aligned} p &= 4[uy - u(1 - u)\gamma]^2 \bar{\tau}_b / M + \\ &+ 4[uy - u(1 - u)\gamma] \sqrt{\bar{y}_3 \tau_b / 4 \pi M} + M \bar{y}_3 / 2 \pi u_{п} \bar{\tau}_b + \\ &+ 2 \bar{t}_0 [uy + u(1 - u)\gamma] + 2(\bar{y}_3 + \bar{y}_d) / \pi. \end{aligned} \quad (26)$$

В диапазоне $0 - u_1$ потери энергии W_{Ck} возрастают с уменьшением уровня сигнала в два раза для $u = 0$, что может быть учтено при оценке результирующей величины p .

Аналогичным образом могут быть определены динамические потери энергии в усилителе класса *ABD* для зоны *BD*, соответствующей уровню:

$$1 > |u| > u_r,$$

где u_r – граничное значение, определенное соотношением (19).

В этом случае для определения величины тока в моменты времени t'_k и t''_k необходимо воспользоваться выражением (20), что позволяет привести соотношение (13) к следующему виду:

$$\begin{aligned} W_d &= \tau_b E I_M [uy - (1 - u^2)\gamma]^2 + \\ &+ E I_M [uy - u(1 - u^2)\gamma] \sqrt{C_3 E \tau_b / 2 I_M M} + \\ &+ L_{п} M I_M C_3 E / \tau_b + \\ &+ t_0 [uy + u(1 - u^2)\gamma] I_M E / 2 + W_{Ck}. \end{aligned} \quad (27)$$

В результате для жесткого перезаряда емкости ключевых элементов для относительной величины мощности тепловыделения p , обусловленной динамическими процессами, запишем:

$$\begin{aligned} p &= 4[uy - u(1 - u^2)\gamma]^2 \bar{\tau}_b / M + \\ &+ 4[uy - u(1 - u^2)\gamma] \sqrt{\bar{y}_3 \tau_b / 4 \pi M} + M \bar{y}_3 / \pi^2 u_{п} \bar{\tau}_b + \\ &+ 2 \bar{t}_0 [uy + u(1 - u^2)\gamma] + \bar{y}_d / \pi. \end{aligned} \quad (28)$$

Как показано в ряде предшествующих исследований, при переходе из зоны *BD* в зону *AD*, соответствующую уровню $u_r > |u| \geq 0$, в усилителе класса *ABD* формируются мягкие траектории переключений, характеризующиеся практически отсутствием динамических потерь энергии.

Однако здесь необходимо учитывать переходную зону $u_r > |u| > u_2$, где процесс жесткого пере-

заряда C_k в момент времени t'_k сменяется мягким перезарядом за счет энергии тока дросселя ФНЧ:

$$I^2(t'_k)L \geq C_k E^2 \text{ при } \tau_3 > \sqrt{LC_k}. \quad (29)$$

Исходя из условия (20), граничное значение u_T может быть определено как:

$$[(1 - u^2)\gamma - u\gamma]^2 = E^2/\rho_k^2, \quad (30)$$

где $\rho_k = \sqrt{L/C_k}$ – волновое сопротивление контура LC_k

Принимая во внимание малую величину отношения $Z/\rho_k \ll u$, разница значений u_T и u_2 также незначительна и не превышает относительного значения задержки включения транзисторов:

$$\Delta u_T = |u_T - u_2| < \tau_3/\tau = \bar{\tau}_3. \quad (31)$$

В переходной зоне динамические потери энергии возрастают от величины, соответствующей режиму AD , до уровня, определенного соотношением (27), соответствующего режиму BD . Здесь также уместно отметить потери энергии при мягком режиме заряда демпфирующих емкостей C_d через резистор R_d , что позволяет определить минимальные динамические потери в области AD известными выражениями:

$$W_{дп} = C_d E^2, \quad p = f C_d E^2 / P_z = 2\bar{y}_d/\pi. \quad (32)$$

На основе полученных соотношений можно провести сопоставительный анализ показателей энергетической эффективности усилителей класса BD и ABD с учетом влияния ВЧ-составляющих тока дросселя фильтра на относительную величину мощности тепловыделения, обусловленную динамическими процессами. Графические зависимости величины относительных потерь p от относительных значений уровня напряжения u и проводимости нагрузки y для усилителей класса BD и ABD иллюстрируется на рисунке 5.

Расчетные данные получены для типовых значений параметров схемы канала ключевого усиления номинальной мощностью 1,2 кВА с напряжением электропитания $E = 500$ В при частоте переключений 100 кГц аналогично исходным данным, принятым в предыдущем разделе.

Результаты анализа подтверждают существенное влияние ВЧ-составляющих тока дросселя ФНЧ на величину динамических потерь, особенно для усилителя класса ABD . Здесь в зоне AD потери энергии весьма малы и могут практически отсутствовать при уменьшении емкости C_d демпфирующей цепи. Вместе с тем следует отметить, что область режима AD с минимальными динамическими потерями энергии уменьшается с уменьшением относительной проводимости нагрузки и в номинальном режиме работы при $y = 1$ не превышает уровня $u = 0,3$. При этом в наиболее энергоемком

режиме работы при $u = 0,7 - 0,9$ относительные динамические потери достигают значительной величины 3 – 5 %, лишь немногим уступая величине потерь такого вида в усилителе класса BD . Увеличить область режима AD можно только за счет индуктивности дросселя ФНЧ, величина которой, как правило, определяется общими требованиями к фильтрации ВЧ-составляющих модулированного импульсного напряжения.

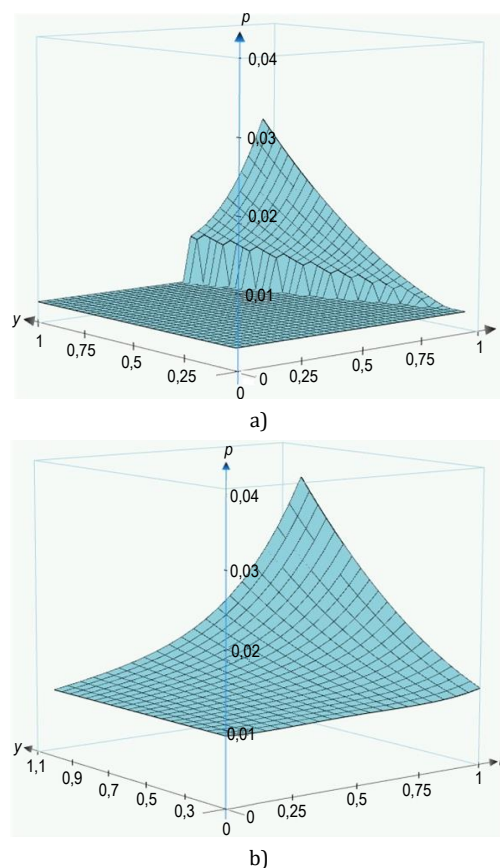


Рис. 5. Зависимость величины относительных потерь p от относительных значений уровня напряжения u и проводимости нагрузки y для усилителей класса BD (а) и ABD (б)

Fig. 5. Dependence of the Value of Relative Losses p on the Relative Values of the Voltage Level u and Load Conductivity y for Class Amplifiers BD (a) and ABD (b)

В условиях заданной результирующей индуктивности ФНЧ перспективным направлением для режима класса AD является переход к двухканальной схеме усиления класса ABD [11]. Функциональная схема двухканального усилителя класса ABD представлена на рисунке 6 и содержит двухканальный ШИП, две полумостовые схемы каналов ключевого усиления с дросселями L_1, L_2 первого звена ФНЧ с блокировочной емкостью C_5 , двухканальное трансформаторное согласующее устройство с дросселями L_3, L_4 второго звена ФНЧ, подключенные к RC нагрузке.

Временные диаграммы сигналов, поясняющие принцип действия усилителя класса ABD , представлены на рисунке 7. Иллюстрация импульсных

напряжений v_1 и v_2 на выходах каналов КУМ и ток, протекающий через дроссели L_1 и L_2 , а также результирующий ток через дроссели L_3 и L_4 показаны для трех квазистатических уровней входного сигнала $u = +u_0; 0; -u_0$.

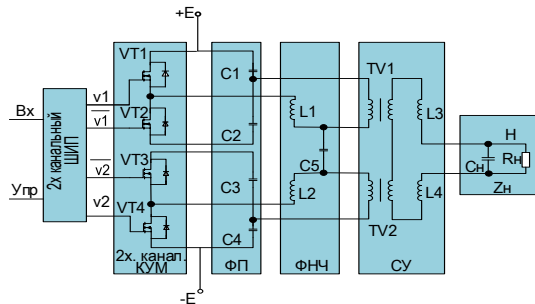


Рис. 6. Функциональная схема двухканального усилителя класса ABD

Fig. 6. Functional Diagram of a Two-Channel Class ABD Amplifier

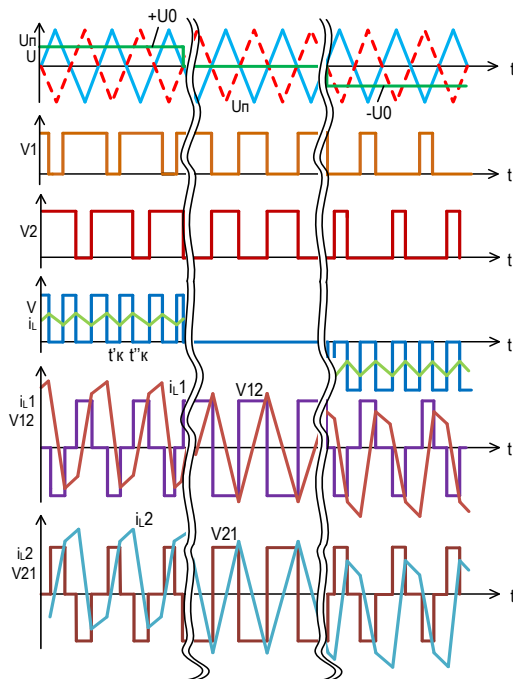


Рис. 7. Временные диаграммы сигналов, поясняющие принцип работы двухканального усилителя класса ABD

Fig. 7. Timing Diagrams of Signals Explaining the Principle of Operation of a Two-Channel Class ABD Amplifier

Особенностью реализации рассматриваемой двухканальной схемы является наличие двух звеньев индуктивной фильтрации, реализованных на дросселях L_1 , L_2 и L_3 , L_4 , образующих буферную индуктивность L_6 фильтра L_6 :

$$L_6 = L_1 + L_2; L_\phi = L_6 + (L_3 + L_4)/K_T^2, \quad (33)$$

где K_T – результирующий коэффициент трансформации по напряжению согласующего устройства.

Через буферную индуктивность в дополнение к результирующему току i_L замыкается ток между каналами ключевого усиления через блокировочную емкость C_5 . При этом ВЧ-составляющие бло-

кировочного тока через дроссели L_1 и L_2 противофазны и определяются соответственно импульсными напряжениями v_{12} и v_{21} .

Таким образом, в токе i_{L1} и i_{L2} кроме синфазных составляющих тока i_L присутствуют противофазные составляющие, амплитуда I_6 которых определяется индуктивностью L_6 :

$$I_6 = (1 - u)I_{6M}, \quad (34)$$

где $I_{6M} = Et_0/4L_6$ – максимальная амплитуда I_6 , соответствующая импульсным напряжениям v_{12} и v_{21} типа меандр.

Результирующее напряжение v , приведенное к входу ФНЧ при двухканальной ШИМ, имеет удвоенную частоту переключений, причем фронт t'_k и спад t''_k импульсов формируется поочередно фронтом и спадом импульсных напряжений v_1 и v_2 .

Следовательно, нормированные значения тока через транзисторы каналов ключевого усиления в моменты переключений определяются из следующих соотношений:

$$\begin{cases} i(t'_k) = uy - (1 - u)TZ/4L_6 - u(1 - u)T_0Z/4L_\phi \\ i(t''_k) = uy + (1 - u)T_0Z/4L_6 + u(1 - u)T_0Z/4L_\phi \end{cases} \quad (35)$$

Из условия $i(t'_k) = 0$ можно определить граничное значение u_T , разделяющее области режима AD и BD в двухканальном усилителе класса ABD:

$$u_T = \frac{y\gamma - 1 + K_6}{2} \left[1 + \frac{4K_6}{(y\gamma - 1 + K_6)^2} \right], \quad (36)$$

где $K_6 = L_\phi/L_6$ – коэффициент отношения результирующей индуктивности фильтра к ее буферной составляющей.

Сопоставляя полученное соотношение с выражением (19), можно отметить эквивалентность при $K_6 = 1$. Вместе с тем при увеличении отношения L_ϕ/L_6 возрастает и граничное значение u_T , что позволяет расширить зону режима AD даже в области номинальной проводимости нагрузки $y = 1$.

Используем выражение (35) с учетом параметров γ и K_6 для определения аддитивного соотношения (27), применительно к каналу КУМ двухканального усилителя класса ABD для режима жестких переключений в зоне BD:

$$\begin{aligned} W_d = & \tau_E E I_M [uy - (1 - u)K_6\gamma - u(1 - u)\gamma]^2 + \\ & + E I_M [uy - (1 - u)K_6\gamma - u(1 - u)\gamma] \times \\ & \times \sqrt{C_5 E \tau_B / 2 I_M M} + L_n M I_M C_5 E / \tau_B + \\ & + t_0 [uy + (1 - u)K_6\gamma - u(1 - u)\gamma] I_M E / 2 + W_{CK}. \end{aligned} \quad (37)$$

Соответственно, относительная величина потерь тепловыделения в усилителе класса ABD в таком режиме работы определяется следующим выражением:

$$p_d = 4[uy - (1 - u)K_6\gamma - u(1 - u)\gamma]^2 \bar{\tau}_B / M + \\ + 4[uy - (1 - u)K_6\gamma - u(1 - u)\gamma] \sqrt{\bar{\gamma}_3 \tau_B / 4\pi M} + (38) \\ + M \bar{\gamma}_3 / \pi^2 \bar{\gamma}_B \bar{\tau}_B + 2t_0[uy + \gamma(1 - u)(K_6 - u)] + \bar{\gamma}_D / \pi.$$

Полученные соотношения определяют особенности динамических потерь энергии в КУМ и могут быть использованы для выбора класса усилительного устройства с учетом требований к передающей аппаратуре.

Выводы

Кратко сформулировав итоги проведенных исследований, можно сделать следующие выводы.

Во-первых, в части динамических потерь в полупроводниковых элементах КУМ на перспективной элементной базе в современных разработках усилителей предпочтительным является использование карбид-кремниевых транзисторов [12, 13], ввиду следующих преимуществ, по сравнению с кремниевыми полевыми транзисторами:

- схема оконечного каскада на SiC-транзисторах не требует диодной развязки при наличии собственного высокочастотного обратного диода;

- в схемах с SiC-транзисторами практически отсутствует сквозной ток, связанный с обратным восстановлением диода, что уменьшает величину пиковых потерь и снижает возможность возникновения ВЧ-помех при переключениях;

- максимальная величина относительных потерь энергии в КУМ на SiC-транзисторах может быть уменьшена фактически в 2 раза (с 11 до 5 %).

Во-вторых, выбор схем усилителей классов BD и ABD необходимо производить с учетом следующих обстоятельств:

- ВЧ-составляющие тока дросселя существенно влияют на уровень динамических потерь, причем в наиболее энергоемких режимах работы их относительная величина в одноканальном усилителе класса ABD лишь немногим уступает каскаду BD (4 % потерь против 3 %);

- для увеличения зоны режима AD (зоны малых потерь) в каскаде ABD за счет изменения параметров дросселя, в условиях заданной результирующей индуктивности ФНЧ, может оказаться перспективной реализация двухканальной схемы усилителя класса ABD.

Список источников

1. Корякин Ю.А., Смирнов С.А., Яковлев Г.В. Корабельная гидроакустическая техника. Состояние и актуальные проблемы. СПб.: Наука, 2004. 410 с.
2. Смаришев М.Д., Добровольский Ю.Ю. Гидроакустические антенны. Л.: Судостроение, 1984. 300 с.
3. Артым А.Д. Усилители класса D и ключевые генераторы в радиосвязи и радиовещании. М.: Связь, 1980. 209 с.
4. Кибакин В.М. Основы ключевых методов усиления. М.: Энергия, 1980. 232 с.
5. Кибакин В.М. Основы теории и расчета транзисторных низкочастотных усилителей мощности. М.: Радио и связь, 1988. 239 с.
6. Алексанян А.А., Бальян Р.Х., Сиверс М.А. Мощные транзисторные устройства повышенной частоты. Л.: Энергоатомиздат, 1989. 174 с.
7. Винтрих А., Николаи У., Турски В., Рейман Т., Колпаков А. IGBT и MOSFET: основные концепции и пути развития часть 2. MOSFET // Силовая электроника. 2014. № 2(47). С. 34–40. URL: <https://power-e.ru/components/igbt-mosfet-2/> (дата обращения 10.05.2022)
8. Александров В.А., Маркова Л.В., Смирнов В.А., Казаков Ю.В. Анализ результатов разработки энергетически эффективных широкополосных гидроакустических передающих устройств для звукоподводной связи // Гидроакустика. 2017. № 4(32). С. 56–64.
9. Manual TND6237/D. SiC MOSFETs: Gate Drive Optimization ON Semiconductor. Rev. 2, May – 2022. URL: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/TND6237-D.PDF> (дата обращения 10.05.2022)
10. Александров В.А., Калашников С.А., Магарова Ю.А. Усилитель класса ABD сигналов звукоподводной связи // Труды X Всероссийской конференции «Прикладные технологии гидроакустики и гидрофизики» (ГА-2010, Санкт-Петербург, Россия, 25–27 мая 2010). СПб.: Наука, 2010. С. 163–165.
11. Александров В.А., Майоров В.А., Полканов К.И. Двухканальный усилитель класса D. Патент на изобретение RU 2188498 C1 от 29.01.2001. Оpubл. 27.08.2002.
12. Казаков Ю.В. Результаты проектирования интегрального модуля высоковольтного усилителя мощности // Труды Всероссийской конференции «Прикладные технологии гидроакустики и гидрофизики» (ГА-2020, 21–25 сентября 2020). СПб.: ПОЛИТЕХ-ПРЕСС, 2020. С. 495–498.
13. Бхалла А., Рентюк В. Вы за SiC или кремний? Тенденции развития и проблемы применения SiC в приложениях. Часть 1 // Силовая электроника. 2020. № 1(82). С. 8–11. URL: https://power-e.ru/components/sic_ili_kremnij-chast_1/ (дата обращения 10.05.2022)

References

1. Koryakin Yu.A., Smirnov S.A., Yakovlev G.V. *Ship Sonar Technology. State and Current Problems*. St. Petersburg: Nauka Publ.; 2004. 410 p. (in Russ.)
2. Smaryshev M.D., Dobrovolsky Yu.Yu. *Hydroacoustic Antennas*. Leningrad: Sudostroenie Publ.; 1984. 300 p. (in Russ.)
3. Artyom A.D. *Class D Amplifiers and Switch Generators in Radiocommunications and Broadcasting*. Moscow: Communication Publ.; 1980. 209 p. (in Russ.)


4. Kibakin V.M. *The Basics of Switch Amplification Techniques*. Moscow: Energiya Publ.; 1980. 232 p. (in Russ.)
5. Kibakin V.M. *Fundamentals of the Theory and Calculation of Transistor Low-Frequency Power Amplifiers*. Moscow: Radio i svyaz Publ.; 1988. 239 p. (in Russ.)
6. Aleksanyan A.A., Balyan R.Kh., Sivers M.A. *High-Frequency High-Power Transistor Devices*. Leningrad: Energoatomizdat Publ.; 1989. 174 p. (in Russ.)
7. Vintrich A., Nicolai U., Tursky V., Reiman T., Kolpakov A. IGBT and MOSFET: Basic Concepts and Development Paths Part 2. MOSFET. *Silovaia elektronika*. 2014;2(47):34–40. (in Russ.) URL: <https://power-e.ru/components/igbt-mosfet-2/> [Accessed 10th May 2022]
8. Aleksandrov V.A., Markova L.V., Smirnov V.A., Kazakov Yu.V. Analysis of the results of the development of energy-efficient broadband hydroacoustic transmitters for underwater sound communication. *Hydroacoustics*. 2017;32(4):56–64. (in Russ.)
9. Manual TND6237/D. SiC MOSFETs: Gate Drive Optimization ON Semiconductor. Rev.2, May – 2022. URL: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/TND6237-D.PDF> [Accessed 10th May 2022]
10. Aleksandrov V.A., Kalashnikov S.A., Magarova Yu.A. The ABD Class Amplifier of Underwater Sound Communication Signals. *Proceedings of the X All-Russian Conference on Applied Technologies of Hydroacoustics and Hydrophysics, GA-2010, 25–27 May 2010, St. Petersburg, Russia*. St. Petersburg: Nauka Publ.; 2010. p.163–165. (in Russ.)
11. Aleksandrov V.A., Maiorov V.A., Polkanov K.I. *Two-Channel Class D Amplifier*. Patent RF, no. 2188498 C1, 08.27.2002. (in Russ.)
12. Kazakov Yu.V. *Results of Development of Integrated High-Voltage Switch-Mode Power*. *Proceedings of the X All-Russian Conference on Applied Technologies of Hydroacoustics and Hydrophysics, GA-2020, 21–25 September 2020*. St. Petersburg: POLITEH-PRESS Publ.; 2020. p.495–498. (in Russ.)
13. Bhalla A., Rentuk V. Are you for SiC or Silicon? Development Trends and Problems of Using SiC in Applications. Part 1. *Silovaia elektronika*. 2020;1(82):8–11. (in Russ.) URL: https://power-e.ru/components/sic_ili_kremnij-chast_1 [Accessed 10th May 2022]

Статья поступила в редакцию 12.05.2022; одобрена после рецензирования 05.08.2022; принята к публикации 08.08.2022.


The article was submitted 12.05.2022; approved after reviewing 05.08.2022; accepted for publication 08.08.2022.

Информация об авторах:


АЛЕКСАНДРОВ
Владимир Александрович

доктор технических наук, старший научный сотрудник, начальник научно-исследовательской лаборатории АО «Концерн «Океанприбор»
 <https://orcid.org/0000-0002-3418-6953>


ВОРОБЬЕВ
Олег Владимирович

кандидат технических наук, профессор, заведующий кафедрой радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
 <https://orcid.org/0000-0003-3546-2929>

КАЗАКОВ
Юрий Витальевич

ведущий инженер АО «Концерн «Океанприбор», аспирант кафедры конструирования и технологий электронной аппаратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета им. В.И. Ульянова (Ленина)
 <https://orcid.org/0000-0003-4126-7062>

МАРКОВА
Любовь Васильевна

инженер 1 категории АО «Концерн Океанприбор», аспирант кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
 <https://orcid.org/0000-0002-3328-0219>