

## ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ СИГНАЛА РАСКАЧКИ ПЬЕЗОИЗЛУЧАТЕЛЯ ДЛЯ ЛАБОРАТОРНОГО ГИДРОАКУСТИЧЕСКОГО ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКОГО КОМПЛЕКСА

© 2023 г. В. А. Широков<sup>a,\*</sup>, А. С. Галузин<sup>a</sup>, В. Н. Милич<sup>a</sup>

<sup>a</sup>Удмуртский федеральный исследовательский центр УрО РАН  
Россия, 426067, Ижевск, ул. Т. Барамзиной, 34

\*e-mail: shirokovva@gmail.com

Поступила в редакцию 08.11.2022 г.

После доработки 26.12.2022 г.

Принята к публикации 28.12.2022 г.

Описаны усилители сигнала раскачки пьезоизлучателей аппаратного обеспечения гидроакустического исследовательского комплекса, предназначенные для усиления кратковременных сигналов с амплитудной, частотной и фазовой модуляцией на частоте 1 МГц. Особенностью линейного усилителя сигналов с амплитудной модуляцией является применение усилителя с токовой обратной связью, характеризующегося высокими скоростными свойствами. Особенность ключевого усилителя сигналов с постоянной амплитудой (частотная и фазовая модуляция) – это применение оптопар в схеме формирователя управляющих импульсов выходных MOSFET (metal-oxide-semiconductor field effect transistor), что обеспечило симметрию импульсов. Высокая скважность усиливаемых сигналов позволила избежать необходимости в специальных теплоотводах и выполнить простую и компактную реализацию схем. Коэффициент усиления линейного усилителя составил 18 дБ, максимальная амплитуда выходного сигнала – 80 В, ключевого – 26 дБ и 200 В соответственно. Приведены конкретные схемотехнические решения.

DOI: 10.31857/S0032816223030126, EDN: ISRRXU

### ВВЕДЕНИЕ

Создание аппаратуры обеспечения навигации беспилотных подводных аппаратов (БПА), предназначенных для автономной работы в подводных акваториях, является в настоящее время актуальной задачей. Известно, что дальность передачи гидроакустических сигналов весьма ограничена в силу объективных причин затухания звуковых волн в водной среде. Поэтому разработка электронных устройств, увеличивающих мощность зондирующих сигналов, имеет важное значение при создании и исследовании алгоритмов обнаружения и локализации подводных объектов при автономном функционировании БПА в окружающей акватории. В настоящей работе рассматриваются особенности построения таких устройств усиления сигналов и конкретные технические решения реализации линейного и импульсного усилителей.

Усилители предназначены для расширения возможностей исследовательского комплекса на основе лабораторного опытового бассейна Физико-технического института УдмФИЦ УрО РАН [1, 2] при решении задачи создания системы подводного видения. Опытный бассейн является масштабной моделью реальной акватории и поз-

воляет проводить полунатурное моделирование компонентов гидроакустических систем [3–5]. В гидроакустических исследованиях волновой коэффициент масштабирования определяется как отношение длин волн гидроакустических колебаний в модели и в реальной акватории, поэтому частота гидроакустических сигналов в опытовом бассейне в такой же пропорции должна быть больше частоты сигналов в реальной акватории. Выбранная в исследованиях частота сигналов 1 МГц при размере бассейна 3 м позволяет моделировать распространение гидроакустических сигналов частотой 10 кГц в реальной акватории размером до 300 м. Увеличение частоты приводит к увеличению степени поглощения сигнала в воде, а уменьшение частоты – к уменьшению моделируемой акватории, эти обстоятельства в основном определили выбор указанной частоты сигналов.

Амплитуда гидроакустического сигнала убывает при распространении в гидросреде обратно пропорционально расстоянию от излучателя, что обусловлено пространственным рассеянием мощности сигнала при удалении его от источника излучения. Отраженный от объектов сигнал также рассеивается и ослабевает на пути к приемнику обратно пропорционально расстоянию от отразившего сиг-

нал объекта. Поэтому мощность излучения играет определяющую роль в увеличении дальности систем подводного зондирования [6, 7]. Амплитуда выходного сигнала используемого в исследовательском комплексе генератора JDS6600 [8] в ряде экспериментов оказалась недостаточной для изучения отражаемых гидроакустических сигналов от используемых в исследованиях малоразмерных тестовых объектов. Для расширения возможностей исследовательского комплекса за счет увеличения мощности излучаемых в гидросреду зондирующих сигналов нами разработаны усилители мощности сигнала возбуждения гидроакустического излучателя.

### ОСОБЕННОСТЬ СИГНАЛОВ СИСТЕМЫ ГИДРОАКУСТИЧЕСКОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

Усилители должны обеспечить возможность проведения исследований со всеми видами модуляции сигнала: амплитудной, частотной и фазовой. Особенностью сигналов систем гидроакустического зондирования является высокая скважность, позволяющая увеличить пиковую мощность излучаемого сигнала при сохранении небольших средних значений рассеиваемой активными компонентами усилителей мощности. В описываемом исследовательском комплексе длительность кодовой посылки не превышает 100 мкс при частоте повторения не выше 100 Гц, что существенно облегчает тепловые режимы электронных компонент выходного усилителя.

Нагрузкой усилителя в проводимых экспериментах служит пьезоэлектрический излучатель, комплексное сопротивление которого в окрестности частоты резонанса и антирезонанса может носить активный, емкостный или индуктивный характер [9]. Частотная и фазовая характеристики использованного в исследованиях серийно выпускаемого пьезокерамического герметизированного пьезоизлучателя US1000-21A с активным элементом в форме диска и рабочим диапазоном частот от 0.9 до 1.1 МГц приведены, например, в источнике [10]. Статическая емкость пьезоизлучателя составляет 1200 пФ, а минимальное сопротивление 130 Ом достигается на частоте 950 кГц, близкой к частоте резонанса. В исследованиях в основном использовался сигнал с частотой 1 МГц, на которой чувствительность пьезоизлучателя максимальна.

Допустимое напряжение пьезоизлучателя US1000-21A равно 150 В, поэтому усилитель должен обеспечивать выходную амплитуду сигнала до 150 В на частоте 1 МГц при емкостной нагрузке 1200 пФ.

Скорость нарастания  $\partial U/\partial t$  выходного напряжения определяется частотой  $f$  и амплитудой  $A$  сигнала по известной формуле:

$$\frac{\partial U}{\partial t} = A\omega \sin(\omega t),$$

где  $\omega = 2\pi f$ . При указанных выше параметрах сигнала  $\partial U/\partial t$  может достигать 940 В/мкс.

### ТРЕБОВАНИЯ К УСИЛИТЕЛЯМ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКОГО КОМПЛЕКСА

Ввиду отсутствия доступных усилителей с указанной выше скоростью нарастания выходного напряжения и высокой амплитудой выходного сигнала на емкостной нагрузке с целью реализации указанных характеристик для применения в исследовательском комплексе были разработаны два усилителя: линейный — для усиления знакопеременных сигналов с амплитудной модуляцией, а также импульсный, обеспечивающий усиление сигналов с частотной и фазовой модуляцией без изменения амплитуды знакопеременного сигнала.

Важными дополнительными факторами являлись следующие требования: использование распространенной элементной базы, лаконичность схемных решений и простота отладки электронной схемы, а также отсутствие необходимости использования теплоотводов и компактность конструкции. Последнее свойство особенно важно при изготовлении многоканальных усилителей для многоэлементных матричных и фасеточных излучателей.

### ЛИНЕЙНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С ТОКОВОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ДЛЯ СИГНАЛОВ С АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Для усиления амплитудно-модулированного сигнала разработана схема линейного усилителя класса В с токовой обратной связью (ТОС), имеющего высокие быстродействие и скорость нарастания выходного напряжения [11–14].

Усилитель представляет собой симметричный выходной каскад, собранный на комплементарных парах биполярных транзисторов. Для реализации необходимого усиления сигнала по току использована схема составного транзистора Шиклаи, в которой усиление по току определяется произведением коэффициентов усиления двух последовательно включенных транзисторов противоположных типов проводимости (рис. 1а). Встраивание резистивного трехполюсника (рис. 1б) преобразует составной транзистор в усилитель напряжения с ТОС, в котором коэффициент усиления определяется отношением номиналов резисторов трехполюсника  $(R_1 + R_2)/R_2$  и в меньшей степени — номиналом резистора  $R_{36}$ .

Полная схема усилителя приведена на рис. 2а. Усилитель состоит из симметричных положительного и отрицательного плеч усиления. Точка соединения эмиттеров первой пары транзисторов

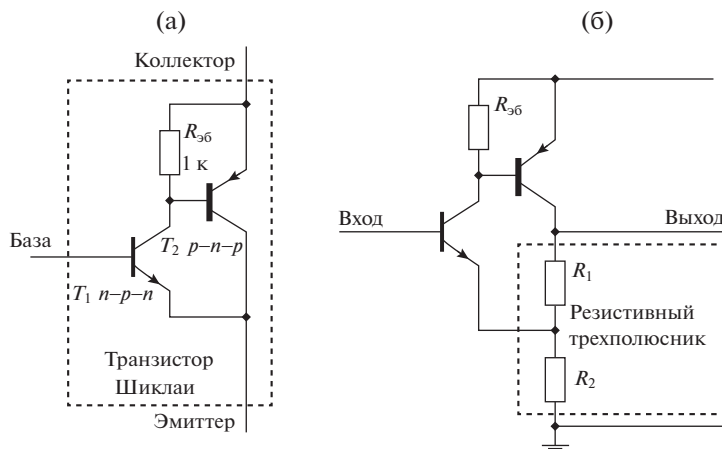


Рис. 1. Преобразование составного транзистора Шиклаи (а) в усилитель напряжения с токовой обратной связью (б).

( $T_1$  и  $T_2$ ) положительного ( $T_1$ ) и отрицательного ( $T_2$ ) плеч усилителя использована в качестве входа токовой отрицательной обратной связи, точка соединения коллекторов второй пары транзисторов ( $T_3$  и  $T_4$ ) – в качестве выхода усилителя. При указанных номиналах резисторов коэффициент усиления равен 18 дБ.

При возбуждении пьезоизлучателя в области резонанса уровень нелинейных искажений не является существенным. Поэтому выходная пара работает в режиме с нулевым смещением, снижающим возможность возникновения сквозных токов при переключении транзисторов выходной пары.

Максимальное напряжение питания усилителя ограничено максимально допустимым напряжением выходных транзисторов  $T_3$  и  $T_4$ , а также максимально допустимой мощностью рассеяния используемых в выходном каскаде транзисторов.

Максимально допустимое напряжение пьезоизлучателя равно 150 В. При сопротивлении пьезоизлучателя 130 Ом ток через него может превышать 1.1 А. Мгновенная выходная мощность при этом превышает 160 Вт, что значительно превосходит возможности комплементарной пары 2SA1837 + 2SC4793 биполярных транзисторов, наиболее мощной из доступных на данный момент. Это обстоятельство повлияло на выбор напряжения питания. Для определения зоны допустимой работы транзисторов использованы справочные материалы фирмы-изготовителя [15, 16].

Наиболее напряженный режим работы достигается на емкостной нагрузке в моменты перезарядки емкости пьезоизлучателя от одного уровня напряжения питания до другого с высокой скоростью изменения напряжения. При этом кристалл транзистора должен рассеивать максимальную пиковую мощность без повреждения. Этот фактор, наряду с максимально допустимыми напря-

жениями и током, является определяющим при выборе выходных транзисторов. Для оценочного расчета мгновенного значения рассеиваемой на выходных транзисторах мощности воспользуемся упрощенной схемой, показывающей цепь прохождения тока нагрузки на положительном фронте выходного напряжения (рис. 2б). Предполагаем, что ток через сопротивление  $R_5$  пренебрежимо мал по сравнению с током коллектора выходного транзистора  $T_3$ , а быстродействия транзисторов  $T_3$  и  $T_4$  достаточно для запираания в этот момент выходного транзистора нижнего плеча  $T_4$ .

При этом ток пьезоизлучателя (транздюсера)  $I_T(t)$  можно считать равным току коллектора  $I_K(t)$  выходного транзистора  $T_3$ .

Значение мощности на коллекторном переходе выходного транзистора  $P_K(t)$  вычисляется по очевидной формуле:

$$P_K(t) = I_K(t)U_{кэ}(t),$$

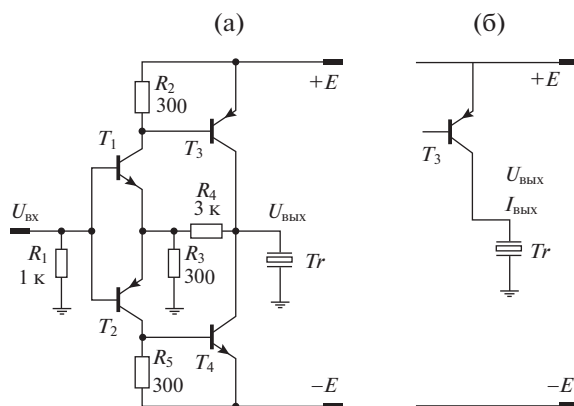
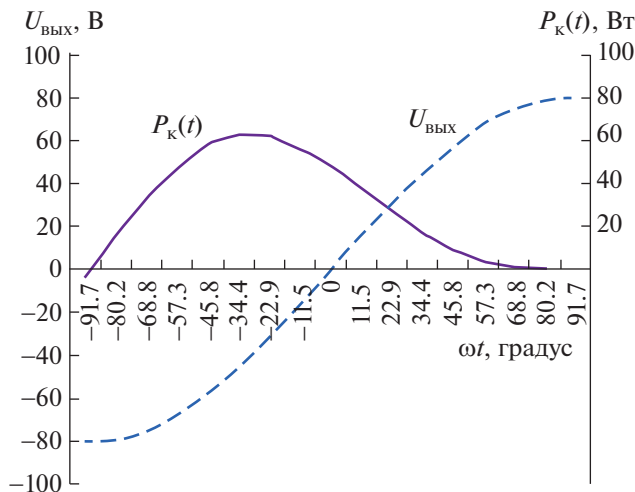


Рис. 2. Принципиальная электрическая схема биполярного усилителя сигнала: а – полная схема, б – фрагмент верхнего плеча в активной фазе.



**Рис. 3.** Зависимости мощности  $P_k(\omega t)$ , рассеиваемой на коллекторе транзистора  $T_3$  верхнего плеча, и выходного напряжения от времени активной фазы работы.

где  $I_k(t)$  – ток коллектора транзистора  $T_3$ , а  $U_{кэ}(t)$  – напряжение между коллектором и эмиттером  $T_3$ .

Пусть выходное напряжение усилителя  $U_{\text{вых}}(t)$  меняется по гармоническому закону с частотой  $F = 1$  МГц и амплитудой  $A$ :

$$U_{\text{вых}}(t) = A \sin(\omega t),$$

тогда ток пьезоизлучателя  $I_T(t)$ , имеющего емкость  $C_T$ , равен

$$I_T(t) = C_T \partial U_{\text{вых}}(t) / \partial t = C_T A \omega \cos(\omega t),$$

а напряжение  $U_{кэ}(t)$  равно

$$U_{кэ}(t) = E - U_{\text{вых}}(t) = E - A \sin(\omega t),$$

следовательно,

$$P_k(t) = I_k(t) U_{кэ}(t) = C_T A \omega \cos(\omega t) \times (E - A \sin(\omega t)).$$

График  $P_k(t)$  для  $E = A = 80$  В, рассчитанный в программе Excel, приведен на рис. 3.

Максимальная за период, расчетная, рассеиваемая на коллекторном переходе выходного транзистора мощность равна 62 Вт, а средняя за период колебаний сигнала – 15.1 Вт, при этом ток коллектора не превышает 0.6 А при напряжении  $U_{кэ}(t) \leq 100$  В. При частоте сигнала 1 МГц длительность периода равна 1 мкс, продолжительность времени превышения мощности 40 Вт составляет 188 нс.

Ассортимент комплементарных пар биполярных транзисторов с граничной частотой выше 50 МГц весьма ограничен. Предельные параметры единственной доступной пары на данный момент – 2SA1837 + 2SC4793, NPN/PNP, 230 В, 1 А –

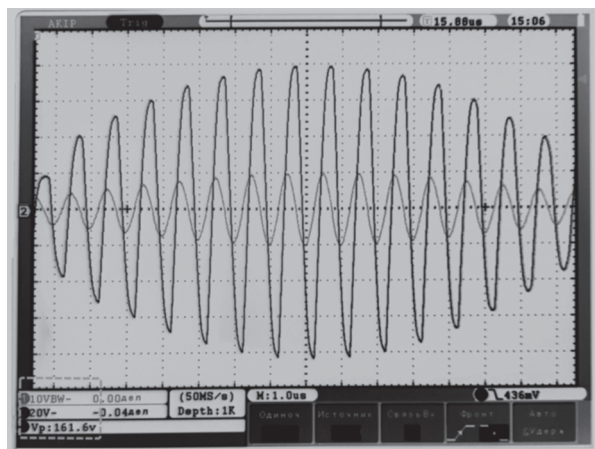
приведены в справочных материалах фирмы изготовителя [15, 16].

Как следует из приведенных справочных данных производителя транзисторов, предельные параметры транзисторов  $T_3$  и  $T_4$  при работе в данной схеме при  $E = A \geq 60$  В выходят за пределы области гарантированной производителем максимальной нагрузки. Однако в соответствии со справочными материалами фирмы изготовителя можно ожидать, что уменьшение времени действия перегрузки в 1000 раз может расширить область допустимых нагрузок, не вызывающих деградации структуры кристалла транзистора. Поэтому было проведено испытание надежности работы усилителя в области субмикросекундных нагрузок при напряжениях  $E = A = 80$  В в течение трех суток работы без выключения питания, подтвердившее, что такие кратковременные тепловые перегрузки не вызывают повреждений транзисторов. В режиме испытания усилитель был нагружен на пьезоизлучатель US1000-21A, амплитуда  $A$  выходного напряжения была равна 80 В, частота сигнала  $F = 1$  МГц, пакеты синусоидальных колебаний в 64 периода следовали с частотой 100 Гц. Испытания не привели к деградации параметров выходных транзисторов. Усилитель находится в режиме регулярной эксплуатации более 5 месяцев.

Так как выходные транзисторы усилителя работают в напряженном режиме, а схема защиты от перегрузки и короткого замыкания нагрузки в схеме отсутствует, при работе с усилителем следует соблюдать аккуратность во избежание выхода его из строя. Важно также, чтобы скважность сигнала (отношение паузы к длительности сигнала) была не менее 100 для соблюдения безопасного теплового режима.

При напряжении питания 80 В и амплитуде выходного сигнала 80 В эффективная мощность в нагрузке на частоте резонанса пьезоизлучателя составляет 26.6 Вт. Дальнейшее увеличение выходной мощности повышением напряжения питания в данной лаконичной симметричной конфигурации может снизить надежность работы усилителя. Параллельное включение выходных транзисторов для увеличения тока и мощности [17], как и последовательное включение выходных транзисторов для увеличения размаха напряжения [18] влекут значительное увеличение числа компонент, поэтому в рамках данной работы не рассматриваются.

Осциллограммы выходного напряжения усилителя в режиме холостого хода и в нагруженном на пьезоизлучатель режиме приведены на рис. 4. Осциллограммы подтверждают отсутствие видимых искажений выходного сигнала типа “ступенька”.



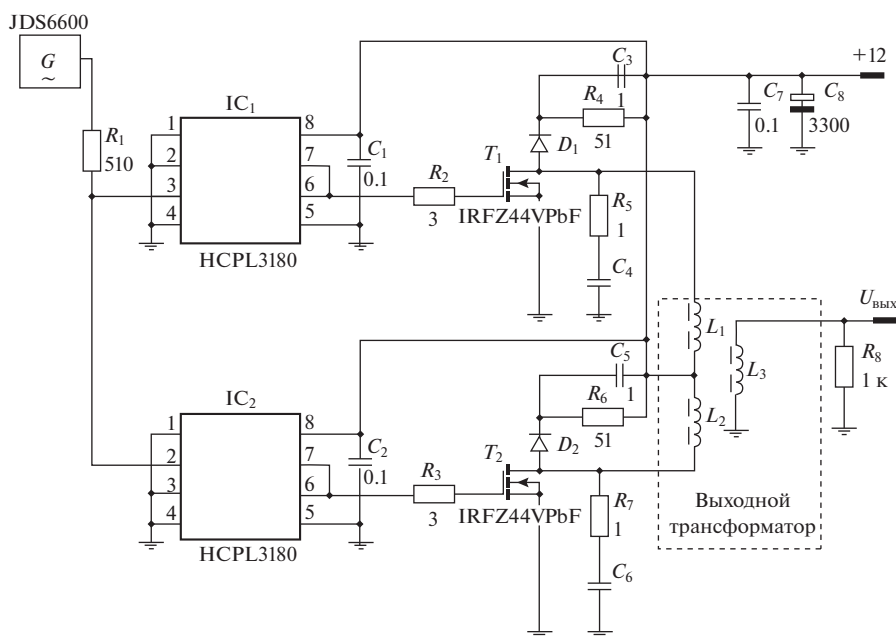
**Рис. 4.** Осциллограмма выходного сигнала усилителя. Масштаб по вертикали: 20 В/деление — для выходного напряжения, 10 В/деление — для входного, усиление сигнала составляет 18 дБ; масштаб по горизонтали — 1 мкс/деление.

### КЛЮЧЕВОЙ УСИЛИТЕЛЬ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

В отличие от амплитудно-модулированных, сигналы с частотной и фазовой модуляцией имеют постоянную амплитуду. Это обстоятельство позволяет при конструировании выходного усилителя использовать значительно более энергоэффективные ключевые схемы на MOSFET (metal-oxide-semiconductor field effect transistor) (например, IRFZ44VPbF [19]). Кроме того, применение выходного трансформатора избавляет от необходи-

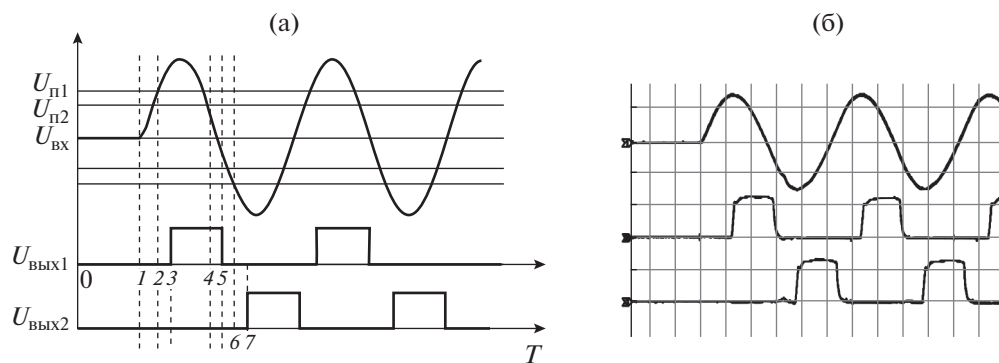
мости использования высоковольтного двухполярного источника питания и позволяет реализовать лаконичную схему двухтактного усилителя класса D. Дополнительно применение выходного трансформатора дает возможность использовать низковольтный источник питания, а также варьировать сопротивление и мощность нагрузки без изменения схемных решений. Поэтому выходной усилитель для работы с частотно-модулированными и фазомодулированными сигналами выполнен по ключевой схеме и имеет значительно большую энергоэффективность. Схема усилителя приведена на рис. 5.

Усилитель состоит из двух одинаковых каналов, нагруженных на противофазные первичные обмотки  $L_1$ ,  $L_2$  выходного трансформатора. Каждый канал содержит схему управления ключом  $IC_1$  ( $IC_2$ ) и сам выходной ключ на MOSFET  $T_1$  ( $T_2$ ), а также цепь рекуперации  $D_1$ ,  $R_4$ ,  $C_3$  ( $D_2$ ,  $R_6$ ,  $C_5$ ) и гасящую цепь  $R_5$ ,  $C_4$  ( $R_7$ ,  $C_6$ ). Схема управления ключами должна обеспечивать формирование противофазных импульсов отпираания выходных ключей  $T_1$  ( $T_2$ ) при подаче на вход схемы синусоидального напряжения с амплитудой 10 В. При отсутствии входного напряжения схема управления ключами должна поддерживать запертое состояние ключей. Импульсы отпираания ключей  $T_1$  ( $T_2$ ) должны иметь одинаковую длительность и не пересекаться во времени. Схема управления ключами реализована на микросхемах  $IC_1$ ,  $IC_2$  (HCPL3180), входная цепь которых включает оптопару, что позволяет получить про-



**Рис. 5.** Усилитель сигнала на MOSFET.





**Рис. 6.** Временные диаграммы формирования импульсов управления выходными ключами. **а** – входной сигнал  $U_{\text{вх}}$  ( $U_{\text{п1}}$  – уровень отпираания оптрона микросхемы  $IC_1$ ,  $U_{\text{п2}}$  – уровень запираания оптрона микросхемы  $IC_1$ ), выходное напряжение  $U_{\text{вых1}}$  микросхемы  $IC_1$ , выходное напряжение  $U_{\text{вых2}}$  микросхемы  $IC_2$ ; цифрами обозначены моменты времени: 1 – начало входного сигнала, 2 – момент отпираания оптрона микросхемы  $IC_1$ , 3 – передний фронт импульса выходного напряжения микросхемы  $IC_1$ , 4 – момент запираания оптрона микросхемы  $IC_1$ , 5 – задний фронт импульса выходного напряжения микросхемы  $IC_1$ , 6 – момент отпираания оптрона микросхемы  $IC_2$ , 7 – передний фронт импульса выходного напряжения микросхемы  $IC_2$ . **б** (сверху вниз) – осциллограммы входного сигнала, выходного напряжения микросхемы  $IC_1$ , выходного напряжения микросхемы  $IC_2$ .

тивофазные сигналы управления выходными ключами  $T_1$  ( $T_2$ ) простым противофазным включением входных выводов оптопар прямого и инверсного каналов без применения схемы инвертирования сигнала, вносящей нежелательную задержку в инвертированный канал. Применение оптопар, обеспечивающей строгую противофазность отпирающих импульсов, является особенностью данного схемотехнического решения. Дополнительным преимуществом такого решения является обеспечение закрытого состояния выходных ключей при отсутствии входного сигнала. Работа схемы иллюстрируется диаграммами, приведенными на рис. 6.

На диаграммах (рис. 6) цифрами обозначены моменты времени: 1 – начало входного сигнала; 2 – момент отпираания оптрона микросхемы  $IC_1$ ; 3 – передний фронт импульса выходного напряжения микросхемы  $IC_1$ ; 4 – момент запираания оптрона микросхемы  $IC_1$ ; 5 – задний фронт импульса выходного напряжения микросхемы  $IC_1$ ; 6 – момент отпираания оптрона микросхемы  $IC_2$ ; 7 – передний фронт импульса выходного напряжения микросхемы  $IC_2$  и т.д.

Резисторы  $R_2$  и  $R_3$  ограничивают выходной ток микросхем  $IC_1$ ,  $IC_2$  допустимой величиной. Резистор  $R_8$ , включенный параллельно выходной обмотке  $L_3$ , ограничивает выходное напряжение усилителя при отсутствии нагрузки. При величине питающего напряжения  $E = 12$  В амплитуда выходного напряжения усилителя составляет 200 В. Выходной трансформатор выполнен на ферритовом кольце М2000НМ-1 К16 × 10 × 4,5,

первичные обмотки содержат по 3 витка, вторичная – 46 витков. Для получения другой амплитуды выходного напряжения число витков вторичной обмотки может варьироваться в соответствии с требованиями.

Параметры конденсаторов  $C_7$  и  $C_8$  – эффективное сопротивление и величина емкости – являются критическими параметрами. Дело в том, что во время излучения сигнала ток, протекающий через ключи  $T_1$  и  $T_2$  в моменты их отпираания, превышает 15 А. Источником этого тока в первые десятки микросекунд являются конденсаторы  $C_7$  и  $C_8$ . Их эквивалентное последовательное сопротивление (ЭПС) включается последовательно с первичными катушками трансформатора. Падение напряжения на ЭПС уменьшает КПД усилителя и его максимальное выходное напряжение. Поэтому указанные конденсаторы должны иметь возможно меньшее значение ЭПС. Суммарная емкость конденсаторов должна быть достаточной, чтобы обеспечить необходимый ток в течение длительности сигнала. Величина емкости  $C_8$ , равная 3300 мкФ, обеспечивает падение напряжения питания менее чем на 0,5 В при токе разряда 15 А в течение 100 мкс.

Критичность намотки катушек  $L_1$ ,  $L_2$  и  $L_3$  трансформатора заключается в том, что они должны быть намотаны одна поверх другой, чтобы обеспечить максимальную взаимную магнитную связь. Этот простой прием позволяет увеличить выходное напряжение и уменьшить выбросы напряжения при размыкании ключей при прочих равных условиях.

Компоновка радиоэлектронных компонентов и топология проводников на печатной плате должны быть выполнены с учетом импульсного режима работы устройства, в частности: емкости  $C_7$  и  $C_8$  должны соединяться с нулевой шиной и катушками  $L_1$ ,  $L_2$  максимально короткими проводниками, соединения истоков транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  с емкостями  $C_7$  и  $C_8$  тоже должны быть максимально короткими.

Сопrotивление канала открытого ключа не превышает 16 мОм [19], поэтому генерируемая на кристалле транзистора мощность при токе 15 А не превышает 3.6 Вт. При скважности усиливаемых импульсных сигналов от 100 и выше средняя рассеиваемая транзистором мощность не превышает 0.036 Вт, что позволяет использовать транзисторы без дополнительного теплоотвода.

В соответствии с опубликованной производителем диаграммой допустимых сочетаний тока стока и напряжения сток-исток используемых транзисторов при длительности цуга колебаний до 100 мкс выходной каскад имеет многократный запас мощности.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье описана схемотехническая реализация двух вариантов усилителей мощности сигнала, подаваемого на пьезоэлектрический излучатель гидроакустических импульсов, применяемый в экспериментальном лабораторном исследовательском бассейне. Один из усилителей предназначен для увеличения мощности амплитудно-модулированных сигналов с меняющейся амплитудой, другой — для увеличения мощности сигналов с частотной и фазовой модуляцией.

Специфика разработанных схемотехнических решений обусловлена кратковременностью сигналов (десятичные доли миллисекунды) при большой скважности, что позволяет получать высокую мощность кратковременных сигнальных посылок при сохранении низкой средней потребляемой мощности. Дополнительной особенностью решений является способность работы усилителей на емкостную нагрузку пьезоэлектрического излучателя.

Усилитель сигналов с амплитудной модуляцией реализован на основе комплементарных пар биполярных транзисторов, работающих в режиме класса В, соединенных по схеме составного транзистора Шиклаи в конфигурации усилителя с токовой обратной связью. Результатом применения этого усилителя является увеличение на 18 дБ динамического диапазона лабораторной системы обнаружения малоразмерных объектов в гидро-среде.

Усилитель частотно-модулированных сигналов реализован по трансформаторной схеме на

MOSFET, работающих в ключевом режиме. Результатом применения этого усилителя является увеличение динамического диапазона лабораторной системы на 26 дБ.

Лаконичность схемотехнических решений, малая потребляемая мощность, доступность радиоэлектронных компонентов позволяют решить задачу раскочки (запитывания) матричных или фасеточных массивов пьезоэлектрических излучателей простым тиражированием усилительных каналов.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Широков В.А., Миллич В.Н. // Вестник ИЖГТУ им. М.Т. Калашникова. 2021. Т. 24. № 4. С. 54.
2. Липанов А.М., Альес М.Ю., Миллич В.Н., Широков В.А. // Актуальные проблемы защиты и безопасности: Труды XXV Всероссийской научно-практической конференции РАРАН (4–7 апреля 2022 г.). Т. 3. М., 2022. С. 253.
3. Трофимов В.Н. // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2019. № 9. doi Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/sep19/7/text.pdf> <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2019.9.7>
4. УНУ “Имитационно-натурный гидроакустический комплекс”. [Электронный ресурс]. URL: [http://inep.sfedu.ru/unu\\_ingak/](http://inep.sfedu.ru/unu_ingak/) (дата обращения: 05.10.2022)
5. УСУ “Гидроакустический комплекс”: [Электронный ресурс]. URL: <http://akin.ru/about-us/sten-dovaya-baza/gidroakusticheskij-ispytatelnyj-kompleks/> (дата обращения: 05.10.2022)
6. Урик Роберт Дж. Основы гидроакустики. Л.: Судостроение, 1978.
7. Андреева И.Б. Физические основы распространения звука в океане. Л.: Гидрометеиздат, 1975.
8. JDS6600 серия цифровых двухканальных DDS генераторов сигналов: руководство по эксплуатации. URL: <https://supereyes.ru/img/instructions/JDS6600%20manual.pdf> / (дата обращения 06.10.2022)
9. Шаранов В.М., Мусиенко М.П., Шаранова Е.В. Пьезоэлектрические датчики. М.: Техносфера, 2006.
10. Ultrasonic heat meter sensor US1000-21A: [Электронный ресурс]. URL: [https://aliexpress.ru/item/32767948760.html?gateway-Adapt=glo2rus&sku\\_id=62365824783](https://aliexpress.ru/item/32767948760.html?gateway-Adapt=glo2rus&sku_id=62365824783) / (дата обращения: 06.10.2022)
11. Савенко Н. // Современная радиоэлектроника. 2006. № 2. С. 18.
12. Senani R., Бхаскар Д.Р., Сингх А.К., Сингх В.К. Current Feedback Operational Amplifiers and Their Applications. Springer, 2013. (Analog Circuits and Signal Processing) ISBN 9781461451884.
13. Операционный усилитель с токовой обратной связью. Википедия. [Электронный ресурс]. URL: [https://ru.wikipedia.org/wiki/Операционный\\_усилитель\\_с\\_токовой\\_обратной\\_связью](https://ru.wikipedia.org/wiki/Операционный_усилитель_с_токовой_обратной_связью) / (дата обращения: 06.10.2022)

14. *Селф Д.* Проектирование усилителей мощности звуковой частоты. 3-е издание. М.: ДМК Пресс, 2009. С. 134.
15. TOSHIBA Transistor Silicon PNP Epitaxial Type 2SA1837 [Электронный ресурс]. URL: <https://static.chipdip.ru/lib/920/DOC000920605.pdf> / (дата обращения: 05.10.2022)
16. TOSHIBA Discrete Semiconductors 2SC4793 [Электронный ресурс]. URL: <https://static.chipdip.ru/lib/921/DOC000921041.pdf> / (дата обращения: 05.10.2022)
17. *Alexander M.* A Current Feedback Audio Power Amplifier. 88th Convention of the Audio Eng. Soc. Reprint № 2902, March 1990.
18. *Жарков Я.Е., Ребров И.Е., Хомич В.Ю., Ямицков В.А.* // ПТЭ. 2021. № 6. С. 25. <https://doi.org/10.31857/S0032816221060239>
19. IRFZ44VPbF Product Data Sheet – Infineon Technologies [Электронный ресурс]. URL: <https://static.chipdip.ru/lib/416/DOC012416386.pdf> / (дата обращения: 05.10.2022)