DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-42-53

# Исследование цифровых методов генерации сигналов гидроакустических фазированных антенных решеток

В.А. Александров<sup>1</sup>, А.П. Буянов<sup>1</sup>, Л.В. Маркова<sup>2\*</sup>, М.А. Сиверс<sup>2</sup>

<sup>1</sup>АО «Концерн «Океанприбор»,

Санкт-Петербург, 197376, Российская Федерация

<sup>2</sup>Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. М.А. Бонч-Бруевича

Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация \*Адрес для переписки: ljubvblinva@mail.ru

Информация о статье Поступила в редакцию 27.10.2020

Принята к публикации 15.03.2021

**Ссылка для цитирования:** Александров В.А., Буянов А.П., Маркова Л.В., Сиверс М.А. Исследование цифровых методов генерации сигналов гидроакустических фазированных антенных решеток // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 1. С. 42–53. DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-42-53

Аннотация: В работе рассмотрены цифровые методы формирования, коррекции и параметрического управления характеристиками сигналов многоканальных генераторных устройств (ГУ) гидроакустических передающих трактов. Приведены данные по корректировке амплитудно-фазового распределения выходных сигналов ГУ с учетом взаимного влияния каналов гидроакустических излучающих антенн. Показана перспектива внедрения цифровых методов формирования периодических широтно-импульсных сигналов для улучшения характеристик высокочастотной гидролокации. Приведен пример эффективности использования цифрового параметрического регулирования для устранения режимов перегрузки при резком уменьшении импеданса гидроакустических преобразователей. Представленные способы цифрового управления выходных ными сигналами гидроакустических передающих трактов характеризуются научной новизной и оригинальностью предложенных технических решений.

**Ключевые слова:** многоканальное генераторное устройство, ключевой усилитель мощности, широтноимпульсная модуляция, гидроакустический передающий тракт, гидролокация, цифровые методы формирования и управления.

# Введение

Настоящая статья посвящена вопросам генерации сигналов возбуждения гидроакустических излучающих антенн с использованием цифровых методов формирования и управления параметрами зондирующих сигналов. Гидроакустические излучающие тракты в подводных условиях решают задачи во многом аналогичные задачам типовых средств радиолокации и радиосвязи. Однако простой перенос принципов построения радиопередающей аппаратуры [1] в область разработки гидроакустических передающих трактов (ГАПТ) режимов гидролокации (ГЛ) и гидросвязи (ГС) невозможен в силу физических особенностей распространения звука в водной среде [2]. Здесь, прежде всего, следует отметить на много порядков более низкую скорость распространения, значительное затухание и многолучевость прохождения сигналов в гидроакустическом канале [3, 4]. При этом для наиболее энергоемких режимов дальней и ближней гидролокации используются многоканальные излучающие антенны в диапазонах частот от сотен Гц до сотен кГц с полосой частот излучаемых сигналов 1–3 октавы [4–7]. С учетом волновых размеров гидроакустических преобразователей (ГАП) в обеспечении требуемых характеристик направленности (ХН) в гидроакустические антенны должны входить десятки и сотни каналов излучения [7, 8]. Мощность возбуждения отдельных ГАП высокочастотного и низкочастотного диапазонов может достигать сотни ВА и десятки кВА при суммарной выходной мощности ГАПТ, достигающей сотни кВА.

Передающая аппаратура гидроакустических комплексов (ГАК) относится к одной из наиболее энергоемких составляющих радиотехнического

оснащения надводных кораблей и подводных лодок. В свою очередь внедрение электронного управления характеристикой направленности гидроакустической антенны, выполненной в виде фазированной антенной решетки (ФАР) в условиях расширения частотного динамического диапазона излучаемых сигналов обуславливает возрастающие требования к показателям качества генераторных устройств. Последнее обстоятельство связано с расширением частотного и динамического диапазонов изменения напряжения возбуждения каналов ФАР при заданной равномерности и высокой идентичности АЧХ и ФЧХ сигналов ГАПТ. При этом энергетическая эффективность и качество выходных сигналов приборов генераторных устройств (ГУ) в значительной степени определяют тактико-технические характеристики ГАК.

Здесь принципиальное значение имеет обоснованный выбор наиболее эффективных широкополосных усилительных устройств требуемой мощности [9-11]. Выполнение требований к энергетическим характеристикам и показателям качества каналов ГУ наиболее полно реализуется в ключевых усилителях мощности (КУМ) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), определенных по принятой классификации как усилители класса D [12, 13]. В таких усилительных устройствах метод ключевого усиления реализуется посредством преобразования аналогового сигнала в последовательность импульсов тактовой частоты при последующем ключевом усилении по мощности и выделении на нагрузке полезных составляющих модулированного импульсного напряжения фильтрами низкой частоты (ФНЧ).

Усилители класса D, выполненные на основе современных полевых транзисторов [14, 15], в том числе реализованные на основе карбид-кремниевых технологий (транзисторы SiC) [16] обладают высоким КПД (93–95 %) и весьма малыми нелинейными искажениями, обусловленными неидеальностью полупроводниковых приборов в ключевом режиме работ. ГУ на основе КУМ с ШИМ широко применяются в ГАПТ базовых изделий АО «Концерн «Океанприбор» и практически не имеют альтернативы для обеспечения режимов ГЛ низкочастотного и высокочастотного диапазона.

Ключевые усилители низкой частоты весьма близки к генераторам импульсного напряжения с выходом на нагрузку через ФНЧ в условиях высокого отношения частоты переключений  $\omega$  к частоте усиливаемого сигнала  $\Omega(\omega \ge \Omega)$  для активной нагрузки. Однако в условиях существенного емкостного характера проводимости ГАП и наличия взаимного влияния между каналами ФАР задача согласования ГУ требует проведения дополнительных исследований, открывающих перспективу цифровой коррекции амплитудно-фазового распределения выходных сигналов ГАПТ. При использовании детерминированных ЧМ-сигналов ГЛ расширяются возможности цифрового синтеза модулированных импульсных последовательностей с ШИМ, в том числе при кратном отношении тактовой частоты к частоте генерируемых колебаний [17–24].

Не меньший интерес представляет внедрение цифровых методов регулирования характеристик каналов ГАПТ в условиях кратковременных перегрузок [7, 13], обусловленных резким изменением нагрузки при динамическом управлении ХН, в частности связанным с взаимным влиянием между каналами ФАР. Исследование потенциала цифровых методов формирования сигналов и управления ГАПТ, а также анализ результатов внедрения новых технических решений цифровых ГУ на основе КУМ с ШИМ представлены в материалах настоящей работы.

# Коррекция сигналов возбуждения каналов ФАР

Современные гидроакустические антенны строятся как многоканальные, диаграмма направленности (ДН) которых определяется необходимым амплитудно-фазовым распределением сигналов возбуждения отдельных ГАП от многоканального ГУ. Формирование сигналов возбуждения ГАП учитывает геометрию антенны, координаты отдельных преобразователей, заданное направление максимума ДН в пространстве в условиях принципиально одинаковых характеристик каналов и отсутствия их взаимного влияния через конструктивные элементы антенны и по акустическому полю.

В результате акустическое поле, формируемое *N*-канальной антенной, определяется как суперпозиция акустических сигналов отдельных независимых идентичных ГАП известным выражением для акустического давления [8]:

$$P(\theta,\beta) = C \sum_{m=1}^{N} A_m e^{j[(k,r_m) + \phi_m]} R_m(\theta,\beta), \qquad (1)$$

где  $A_m$  – амплитудный коэффициент возбуждения *m*-го канала антенны; k – волновой вектор для точки наблюдения с угловыми координатами  $\theta,\beta$ ;  $r_m$  – координата *m*-го канала в составе антенны; C – известная константа [5, 8] нормированных коэффициентов;  $\phi_m$  – фазовое распределение возбуждения;  $R_m(\theta,\beta)$  – ДН *m*-го ГАП антенны.

Параметры  $r_m$  и  $R_m$  определяются конструкцией антенны и ее элементов, обеспечиваются специальной технологией и контролируются при изготовлении. При этом основной задачей для реализации заданной характеристики  $P(\theta,\beta)$  является формирование величины  $A_m \exp(j\phi_m)$ , исходя из расчетных значений амплитудно-фазового распределения сигналов возбуждения ФАР. Как правило, алгоритм формирования ДН основывается на пропорциональности и фазовой идентичности между напряжением возбуждения ГАП  $U_m \exp(j\psi_m)$  и комплексным коэффициентом возбуждения  $A_m \exp(i\phi_m)$ , что соответствует идеализированным условиям идентичности и независимости каналов ФАР.

На практике в многоканальных гидроакустических антеннах присутствуют существенные связи между каналами, а электрические и акустические параметры сигналов не являются идентичными. Эти факторы искажают характеристики изготовленных антенн, что приводит к невыполнению требований к многоканальным излучающим трактам как по развиваемому акустическому давлению, так и по ДН.

Единственной возможностью изменения величин  $A_m$ ,  $\phi_m$  с целью восстановления расчетных значений выходных характеристик для реальных многоканальных антенн в составе гидроакустических комплексов является решение задачи изменения (корректировки) комплексного возбуждения  $U_m$ ,  $\psi_m$  таким образом, чтобы результирующая функция  $P(\theta,\beta)$  равнялась заданному значению.

Принципиальным отличием предложенного метода цифровой коррекции [18] является переход от применяемых ранее пассивных эквивалентных схем ГАП к полным активным схемам замещения, учитывающим взаимное влияние преобразователей в составе ФАР. Действительно, в пассивных схемах преобразователей их взаимодействие описывается кажущимся изменением параметров колебательной системы, что не позволяет определить параметры внешнего корректирующего воздействия.

В активных эквивалентных схемах параметры колебательной системы ГАП сохраняются неизменными, а вынуждающее воздействие от других преобразователей определяется параметрами эквивалентных генераторов напряжения. Причем величины корректирующего напряжения возбуждения должны компенсировать суммарное воздействие эквивалентных генераторов, определяющих взаимодействие преобразователей для заданной ФАР.





*Fig. 1. The Model Interaction of the HAC (Hydroacoustic Converter)* 

Модель взаимодействия ГАП в составе N-канальной ФАР для N = 60 иллюстрируется рисунком 1. Согласно предложенной модели, в составе контура возбуждения сопротивление излучения  $R_m$  *m*-го

канала присутствует генератор напряжения возбуждения  $U_m$  и сумма эквивалентных генераторов  $U_{mq}(m, q = \overline{1,N})$ , определяющих взаимное влияние между каналами ФАР.

Для реальной многоканальной гидроакустической антенны восстановление основного максимума ДН достигается определением величин напряжения возбуждения каналов в виде мультипликативно-аддитивной суммы напряжений эквивалентных генераторов, исходя из обеспечения требуемого уровня и фазы сигнала на сопротивлении излучения каждого канала с учетом импедансных характеристик ГАП и взаимодействия между отдельными каналами:

$$U_m(\theta_0,\beta_0) = c_1 A_m(\theta_0,\beta_0) \cdot D_{mz} \sum_{q=1}^{N} e_{qm} K_q(\theta_0,\beta_0), \quad (2)$$

где  $e_{qm}$  – нормированное напряжение эквивалентного генератора, определяющего взаимодействие между *q*-ым и *m*-ым каналами антенны;  $K_q(\theta_0,\beta_0)$  – комплексный коэффициент возбуждения *q*-го канала;  $\theta_0,\beta_0$  – угловые координаты максимума диаграммы направленности;  $c_1$  – нормировочный комплексный коэффициент;  $D_{mz}$  – комплексный коэффициент возбуждения *m*-ого канала с учетом импедансных характеристик ГАП.

В соответствии с предложенной последовательностью исследований и расчетов [18] восстановленная величина углового распределения давления многоканальной гидроакустической антенны определяется мультипликативно-аддитивным соотношением:

$$P(\theta, \beta) = Cc_1 \sum_{m=1}^{N} D_{mz} R_m(\theta, \beta) \times e^{j[(k, r_m) + \phi_m]} \sum_{q=1}^{N} U_q(\theta_0, \beta_0) e_{qm}.$$
(3)

Эффективность метода иллюстрируется численными расчетами характеристик цилиндрической антенны, содержащей N = 60 каналов для случая относительного взаимного влияния между соседними каналами  $K_1 = 0,1$  при фазовом сдвиге наведенных сигналов  $\phi = \pi/4$ . Результаты расчета ДН приведены на рисунке 2. Зависимости ДН для идеализированного случая и при коррекции взаимного влияния совпадают и представлены кривой б. Без коррекции амплитудно-фазового распределения ДН искажается, а давление уменьшается (кривая а), что отражено на указанной кривой уменьшением величины главного максимума. Сопоставление расчетных зависимостей показывает, что в случае некомпенсированного взаимного влияния амплитуда максимума ДН уменьшается до относительного уровня 0,7. Применение предлагаемого метода коррекции обеспечивает восстановление максимального давления до относительных значений 0,9 при существенном уменьшении ореола ДН.



Рис. 2. Расчетные значения относительного давления цилиндрической антенны без учета коррекции взаимного влияния между каналами (а) и с учетом коррекции (б) Fig. 2. Calculated DP (Directional Pattern) of Cylindrical Antenna Excluding Correction Mutual Influence between the Channels (a) and with Considered Correction (b)

Выделенные преимущества позволяют рекомендовать применение метода цифровой коррекции амплитудно-фазового распределения возбуждения многоканальных гидроакустических антенн для улучшения основных характеристик гидроакустических систем.

#### Цифровое формирование ШИМ-сигналов

Традиционно при работе на ключевых УНЧ на согласованную активную нагрузку для обеспечения требуемого качества выходного сигнала (коэффициент нелинейных искажений не более 1 %) достаточно ограничиться соотношением требуемой частоты ω следования импульсов над верхней частотой Ω рабочего диапазона не более чем в 10 раз. Однако при работе на ГАП с выраженной емкостной составляющей проводимости в условиях заданной неравномерности амплитудно-частотной характеристики сигналов возбуждения соотношение частот  $\omega/\Omega$  выбирается равным 15...20. Такое повышение частоты коммутаций полупроводниковых приборов оконечных каскадов КУМ приводит к росту динамических потерь энергии, что существенно сдерживает применимость усилителей класса D для передающих трактов режимов высокочастотной гидролокации (ВЧ ГЛ).

Принципиально понизить коммутационные потери на переключениях позволяет переход к многоканальным схемам ключевого усиления, где реализация потенциала метода многоканальной ШИМ обеспечивает возможность значительного снижения частоты коммутации полупроводниковых приборов оконечных каскадов отдельных каналов КУМ [19]. При этом сохраняется высокая частота переключений суммарного импульсного напряжения, достаточная для требуемого качества результирующего выходного сигнала ГУ.

В усилителях класса D наиболее широкое применение получила двухсторонняя симметричная ШИМ первого рода (ДШИМ-1), отличающаяся меньшим уровнем комбинационных составляющих спектра модулированной последовательности импульсов

и отсутствием дополнительных гармонических составляющих полезного низкочастотного (НЧ) сигнала [12, 24]. Как правило, формирование модулированных импульсов при ДШИМ-1 осуществляется посредством сравнения усиливаемого сигнала  $U_{\Omega}$ с симметричным линейно изменяющимся напряжением U<sub>п</sub> тактовой частоты ω. Таким образом, достигается модуляция временного положения фронта и спада импульсов относительно тактовых моментов времени в соответствии с мгновенными значениями НЧ сигнала. Спектр выходного импульсного напряжения канала КУМ при такой модуляции для гармонического сигнала частотой Ω содержит составляющую низкой частоты V<sub>н</sub>, амплитуда которой пропорциональна амплитуде модулирующего воздействия  $U_{M\Omega}$ :

$$V_{\rm MH} = E \cdot m, \tag{4}$$

где  $m = U_{\rm M\Omega}/U_{\rm MII}$  – индекс модуляции; E – амплитуда импульсного напряжения;  $U_{\rm MII}$  – амплитуда пилообразного напряжения.

При модуляции первого рода нелинейность импульсного преобразования выражается в наличии составляющих комбинационных частот  $\Omega_{kn} = k\omega \pm \pm n\Omega$ , причем для ДШИМ-1 имеют место только нечетные комбинации ( $k \pm n$  – нечетные).

При использовании многоканальной ШИМ модулированные последовательности импульсов формируются с равномерным сдвигом фазы на частоте переключений. Например, как иллюстрируется на рисунке 3 для многоканальной схемы ключевого усиления (рисунок 3а для N = 4) при ШИМ первого рода, модулированные импульсы  $V_1...V_N$  (рисунок 3b) определяются по результату сравнения входного сигнала U с рядом пилообразных напряжений  $U_{n1}...U_{n4}$  частотой  $\omega$  и относительным фазовым смещением  $\Delta \phi_{n} = 2 \pi/N$ . При этом суммарное импульсное напряжение  $V_{\rm H}$  имеет частоту переключений в N раз выше частоты  $\omega$  исходных импульсных сигналов  $\omega_N = N\omega$ .



Рис. 3. Структура реализации многоканальной схемы ключевого усиления (а) и временные диаграммы сигналов, поясняющие его работу (b)

Fig. 3. The Structure of Multichannel Principe with Switch-Mode Amplifier (a) and Timing Charts of Signals, Explaining it Work (b)

Суммарное импульсное напряжение  $V_N(t)$  при *N*канальной ДШИМ-1 определяется из соотношений [19] для спектра широтно-модулированных импульсных последовательностей и при нормированном гармоническом сигнале  $u_{\Omega} = m \sin(\Omega t + \theta)$  может быть приведен к тригонометрическому ряду следующего вида [22]:

$$V_N(t) = m \sin(\Omega t + \theta) + \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{4}{k\pi} J_n\left(\frac{kN\pi m}{2}\right) \times ((-1)^{k+N} + (-1)^n) \sin(\Omega_{Nkn} + \theta_{kn}),$$
(5)

где  $\Omega_{Nkn} = kN\omega + n\Omega$  – комбинационные частоты;  $\theta$  и  $\theta_{kn}$  – фазовый сдвиг входного сигнала и комбинационных составляющих спектра;  $J_n(x)$  – функция Бесселя первого рода, аргумента *x*, *n*-го порядка.

Анализируя выражение (5), отметим, что использование равномерного фазового сдвига при *N*-канальной ШИМ обеспечивает перенос комбинационных составляющих к гармоникам результирующей частоты переключений  $\omega_N = N\omega$ . При этом в спектре отсутствуют дополнительные гармонические составляющие модулирующего сигнала, что характерно для модуляции первого рода. Повышение результирующей частоты исключает из спектра суммарного импульсного напряжения групп комбинаций, характерных для одноканальной ШИМ, расположенных вокруг частот  $l\omega$  при  $l \neq kN$ .

Современная тенденция развития мощных генераторных устройств высокочастотных гидроакустических излучающих трактов связана с внедрением цифровых методов формирования сигналов с ШИМ. С переходом к быстродействующим процессорам и элементам программируемой логики все более очевидным становятся преимущества применения цифрового формирования ШИМ в многоканальной передающей аппаратуре для возбуждения фазированных антенных решеток систем ближней гидролокации. Вместе с тем прямой перенос принципов модуляции первого рода на алгоритм цифрового формирования ряда импульсных последовательностей требует больших вычислительных ресурсов и приводит к ограничению динамического диапазона регулирования ШИМ вследствие дискретизации сигналов.

Процедура расчета модулированных импульсных сигналов может быть существенно упрощена при переходе к модуляции второго рода. При ДШИМ-2 формирование фронта и спада импульсов осуществляется в соответствии значениям кода модулирующего сигнала *S* в тактовые моменты времени, соответствующие максимальным и минимальным значениям пилообразного цифрового сигнала *VP*. Соответственно выборка кода сигнала *SK* осуществляется на удвоенной частоте переключений канала ключевого усиления по синхроимпульсам от формирователя кода *VP*, обеспечивающего временную развертку двоичного кода импульсного сигнала *PWM*.

Аналогичным образом может быть сформирован ряд последовательностей импульсов *PWM1...PWMN* по выборкам кода сигнала *SK1...SKN* на удвоенной суммарной частоте переключений  $f_n = Nf = \omega_N/2 \pi$  в условиях сравнения с кодами *VP1...VPN* пилообразных сигналов (6).

Для многоканальной ДШИМ-2 сигнал суммарного импульсного напряжения, исходя из обобщенных методов расчета спектров импульсных сигналов [24], может быть определен выражением (7).

$$\begin{cases} PWM1 = \operatorname{sign}(SK1 - VP1) \\ \dots \\ PWML = \operatorname{sign}(SKL - VPL) \\ \dots \\ PWMN = \operatorname{sign}(SKN - VPN) \end{cases} \qquad \begin{cases} VP1\left(t + \frac{T}{N}\right) = VP2(t) \\ \dots \\ VPL(t) = VP1\left(t + \frac{LT}{N}\right), \\ \dots \\ VPN\left(t - \frac{T}{N}\right) = VP1(t) \end{cases}$$
(6)

где  $T = 1/f_{\pi}$  – период пилообразных сигналов.

$$V_{N}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2\omega}{n\pi\Omega} J_{n} \left(\frac{n\Omega\pi m}{2\omega}\right) \cos\left(\frac{n\Omega\pi}{\omega}\right) \cos\left(n\Omega t + n\theta + \frac{n\pi}{2}\right) \left(1 - (-1)^{n}\right) + \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{2\omega}{\pi\Omega_{Nkn}} J\left(\frac{\Omega_{Nkn}\pi m}{2\omega}\right) \sin\left(\frac{\Omega_{Nkn}\pi}{\omega} - \frac{n\pi}{2}\right) \cos\left(\Omega_{Nkn}t + \theta_{kn} + \frac{n\pi}{2}\right) ((-1)^{k+N} - (-1)^{n}).$$

$$\tag{7}$$

Следует выделить отличительную особенность модуляции второго рода, связанную с появлением в спектре выходного сигнала гармонических составляющих модулирующего воздействия, амплитуда которых возрастает с увеличением индекса модуляции *m* и отношения частот  $\Omega/\omega$  и практически не зависит от канальности ШИМ.

Сопоставление расчетных значений спектральных составляющих импульсных сигналов с двухканальной и четырехканальной ДШИМ при модуляции первого и второго рода для параметров m = 0,9и  $\Omega/\omega = 0,28$ , приведенных на рисунке 4, подтверждает преимущества ДШИМ-1. В этом случае отсутствие дополнительных гармоник модулирующего воздействия существенно улучшает качество результирующего выходного сигнала, особенно для четырехканальной схемы ключевого усиления. Вместе с тем при модуляции первого рода заметно возрастают комбинационные составляющие, проникающие в область полосы пропускания фильтров нижних частот, обеспечивающих выделение полезного сигнала на нагрузке. При понижении отношения частоты переключений к верхней частоте модулирующего сигнала  $\omega_N \simeq 6\Omega_B$  комбинационные составляющие в области 3-й гармоники при модуляции первого рода практически соизмеримы с дополнительной гармоникой при ДШИМ-2, что нивелирует преимущества качественных показателей различного рода ШИМ применительно к ВЧ ГУ.



Рис. 4. Спектры импульсных сигналов с *N*-канальной ДШИМ первого (*a*) и второго (*b*) рода для параметров *m* = 0,9; Ω/ω = 0,28

Fig. 4. The Spectrum Pulse Signals with N-Channel DPWM (Double-Side Pulse-Width Modulation) First (a) and Second (b) Kind for Parameters  $m = 0.9, \Omega/\omega = 0.28$ 

Для генераторов квазигармонических сигналов с заданной частотой сигналов возбуждения ГАП достоинства ДШИМ-1 могут быть восстановлены при переходе к способу целочисленного формирования импульсов для многоканальной модуляции. Такой способ формирования двухканальной последовательности импульсов предложен в патенте [21]. Здесь частотно-модулированный тактовый генератор управляется кодом *F* частоты входного сигнала, исходя из условия заданного целочисленного отношения периода *T<sub>s</sub>* НЧ колебания к периоду *T<sub>p</sub>* сигналов *VP1, VP2* на выходах счетчика 2:  $\gamma = T_s/T_p = 6...10$ .

Таким образом, по результату сравнения противофазных цифровых сигналов VP1, VP2 с цифровым сигналом S формируются периодические последовательности импульсов модулированные по длительности с периодом повторения, совпадающим с периодом НЧ колебания. Соответственно, модулированный импульсный сигнал может быть представлен как сумма гармоник входного воздействия:

$$V(t) = \sum_{i=1}^{\infty} \dot{C}_i \sin(i\Omega t + \theta_i), \text{где} \, \dot{C}_i = \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{C}_{kn}, \quad (8)$$

где i = n + k.

Предложенный подход к цифровому формированию ШИМ первого рода значительно упрощает структуру спектра последовательности модулированных импульсов при генерации квазигармонических сигналов с изменением амплитуды и частоты НЧ колебаний. Причем при записи кода F в регистр, синхронно с нулевой фазой цифрового сигнала S, обеспечивается заданное число  $\gamma$  импульсов за период  $T_{\Omega}$  и сохраняется структура гармонического состава импульсного напряжения V(t). Пример такого формирования модулированного сигнала для  $\gamma = 6$  иллюстрируется на рисунке 5.



**ДШИМ-1** Fig. 5. Digital Diagrams of Signals with Two-Channel DPWM-1

Следует отметить, что в отличие от традиционного метода синхронной ШИМ с неизменной частотой следования импульсов способ целочисленных частот предполагает изменение частоты переключений и частот комбинационных спектральных составляющих результирующего импульсного напряжения.

Выделенное обстоятельство наглядно иллюстрируется при генерации частотно-модулируемых (ЧМ) сигналов, типичных для ближней гидролокации. На рисунке 6 представлены сопоставительные спектрограммы модулированных импульсных напряжений при генерации ЧМ колебаний для изменяющейся (см. рисунок 6а) и постоянной (см. рисунок 6b) частоты переключений при девиации частоты НЧ колебаний 10 % на примере γ = 10.



Рис. 6. Спектрограммы импульсных последовательностей с двухканальной ДШИМ-1 для Ω/ω ~ 5 при целочисленной (а) и синхронной (b) ШИМ в случае ЧМ сигнала

Fig. 6. Spectrograms of Pulse Sequence with Two-Channel DPWM-1 for  $\Omega/\omega \simeq 5$  with Integer (a) and Synchronous (b) PWM in Case of Signal with Frequency Modulation

Можно видеть, как изменение частоты модулирующего воздействия при способе целочисленных частот приводит к аналогичной девиации частоты комбинационных составляющих в отличие от синхронной ШИМ, где частота ближайших комбинационных составляющих ( $\omega_N \pm \Omega$ ) практически не изменяется.

Сопоставление спектров сигналов подтверждает, что переход к способу целочисленных частот значительно улучшает структуру распределения комбинационных составляющих, устраняет общий фон спектра, связанный с непериодическим характером синхронной ШИМ, и принципиально уменьшает уровень низкочастотных искажений полезного сигнала, обусловленный ближайшими спектральными составляющими. Здесь основной вклад в нелинейные искажения выходного сигнала ГУ вносит наличие третьей гармоники НЧ колебания, относительная амплитуда которой определяется суммой комплексных амплитуд комбинационных составляющих  $C_{kn}$  при  $k \pm n = 3$ . Например, для двухканальной и четырехканальной ДШИМ-1 при соотношении  $\omega_N/\Omega = 6$  величина  $C_3$  может быть оценена по наибольшей амплитуде комбинации с частотой  $\Omega_{kn} = \omega_N - 3\Omega$ , совпадающей с третей гармоникой сигнала:

$$C(3\Omega) \simeq 4/\pi J_3(N\pi m/2). \tag{9}$$

Аналогичным образом способ целочисленных частот может быть реализован при использовании цифровых средств формирования импульсных сигналов. Здесь могут быть заданы не только целочисленные отношения частот суммарной частоты ω<sub>N</sub> к частоте генерируемого сигнала, но и может быть установлен фазовый сдвиг импульсов относительно фазы НЧ модулирующего воздействия. Последнее обстоятельство позволяет использовать новый фактор улучшения качественных показателей напряжения возбуждения ГАП, присущий только ДШИМ-2. Суть настоящего обстоятельства заключается в том, что при модуляции такого вида для отношения  $\omega_N/\Omega = 6$  может быть обеспечена взаимная компенсация гармонических и комбинационных составляющих, совпадающих с частотой 3Ω.

Действительно, при способе целочисленных частот коэффициенты *C<sub>i</sub>* гармонического ряда (8) находятся как сумма гармонических и комбинационных составляющих разложения (7). В частности, с учетом ближайших комбинаций для двух- и четырехканальной ДШИМ-2 запишем амплитуды гармоник в спектре суммарного импульсного напряжения в следующем виде:

$$C_{1} \approx \frac{24}{\pi} J_{1} \left(\frac{\pi m}{12}\right) \sin \frac{\pi}{3} ,$$

$$C_{3} \approx \frac{8}{3\pi} J_{3} \left(\frac{\pi m}{4}\right) \sin \frac{\Phi_{k}}{3} ,$$

$$C_{5} \approx \frac{24}{10\pi} J_{5} \left(\frac{5\pi m}{12}\right) \sin \frac{2\pi}{3} ,$$
(10)

где  $\phi_k$  – фазовый сдвиг ближайшего максимума одного из пилообразных напряжений относительно максимума модулирующего гармонического воздействия.

В работе [24] определены значения  $\phi_k$  для двухи четырехканальной ШИМ, позволяющие обеспечить практически полное подавление третьей гармоники при соотношении частоты переключений канала, соответственно,  $\omega = 3\Omega$  и  $\omega = 1,5\Omega$  в условиях сохранения соотношения  $\omega_N/\Omega = 6$ .

Целочисленная двухканальная ДШИМ-2 использована в аппаратуре высокочастотного многоканального передающего тракта (16 каналов ГУ мощностью 1 кВт на каждый канал). Прибор ГУ в составе изделия успешно прошел все этапы испытаний. При частоте генерируемого сигнала 70– 110 кГц частота переключений каналов ключевого усиления не превышала 330 кГц, при относительных потерях энергии не более 7 %.

Дальнейшее улучшение энергетических характеристик мощных ГУ высокочастотного диапазона может быть обеспечено в четырехканальных схемах ключевого усиления. Здесь внедрение способа целочисленных частот при ДШИМ-2 позволяет обеспечить требуемые показатели качества при отношении частоты  $\omega/\Omega = 1,5$ . Следующее повышение числа каналов нецелесообразно, так как не позволяет понизить частоту переключений, значение которой ограничено необходимостью трансформаторного сложения мощности отдельных каналов ключевого усиления.

Таким образом, способ целочисленного отношения частот при многоканальной широтно-импульсной модуляции является наиболее перспективным для реализации ключевых усилителей мощности развития энергетически эффективных ГУ высокочастотного диапазона. С развитием цифровых средств формирования модулированных импульсных сигналов все более предпочтительным является применение двух- и четырехканальной ДШИМ-2 для многоканальных передающих трактов высокочастотного диапазона.

# Параметрическое ограничение выходного тока цифрового ГУ

Многоканальные ГАПТ должны обеспечивать преобразование энергии объектовой электросети в энергию массива сигналов возбуждения активной зоны ФАР с заданными амплитудным и временным распределением. При этом каналы ГУ должны обеспечивать устойчивую работу в условиях существенного изменения импеданса  $Z_{\rm H}$  и коэффициента активной мощности созф<sub>H</sub> каналов ФАР.

Важным дестабилизирующим фактором для выходных характеристик ГУ является наличие взаимного влияния между каналами ФАР, что может приводить к резким уменьшениям нагрузки ГАП в зависимости от его положения в активной зоне излучающей антенны.

Другой фактор экстремального увеличения выходного тока связан с генерацией сложных сигналов, имеющих значительный пик-фактор, а также сдвиги частоты, фазы и амплитуды. Как следствие воздействия выделенных динамических факторов имеют место переходные процессы, приводящие к резкому увеличению выходного тока ключевых усилителей мощности.

Безаварийное функционирование ГАПТ в этих условиях ранее обеспечивалось отключением ряда каналов ГУ с выявленным режимом перегрузки на весь цикл излучения. Такое отключение отрицательно сказывается на формировании ДН, приводит к возрастанию дополнительных лепестков ДН, уменьшению давления основного максимума и в конечном счете к срыву работы излучающего тракта.

Улучшить ситуацию в организации режима ГЛ позволяет внедрение режима динамического ограничения максимально допустимого выходного тока за счет введения пороговой отрицательной связи [22].

Функциональная схема усилителя класса D с обратной связью (OC) по выходному току через дискриминатор амплитуды представлена на рисунке 7. Устройство содержит сумматор – 1, компаратор – 2, ключевой усилитель – 3, фильтр нижних частот – 4, выходной трансформатор – 5, трансформатор тока – 6, датчик тока – 7, цепь передачи OC – 8, амплитудный дискриминатор – 9, генератор пилообразного напряжения – 10.

При номинальном режиме работы при импедансе нагрузки  $Z_{\rm H}$  не менее установленного минимального значения  $Z_{\rm Hmin}$  выходной ток усилителя  $I_{\rm H}$  не превышает предельно допустимого значения  $I_{\rm M}$ , что соответствует отсутствию сигнала  $U_{\rm OC} = 0$  на выходе амплитудного дискриминатора 9. В этом случае обеспечивается стабильность нагрузочной характеристики выходного напряжения, в соответствии в номинальным коэффициентом усиления усилителя класса D.





Fig. 7. The Functional Scheme of D-Class Amplifier with Current Mode NFB (Negative Feedback) Through Amplitude Discriminator (a) and Diagram explaining it Work (b) В условиях уменьшения импеданса нагрузки  $Z_{\rm H} < Z_{\rm Hmin}$  выходной сигал  $U_i$  датчика 7 может превышать порог  $U_0$  срабатывания амплитудного дискриминатора 9, что приводит к выделению на его выходе разнополярного напряжения:

$$U_{\rm OC} = \begin{cases} U_i - U_0 & для \ U_i > U_0 \\ U_i + U_0 & для \ U_i < -U_0 \end{cases}$$
(11)

Сигнал  $U_{\rm OC}$  формируется противофазно входному сигналу, что соответствует введению ОС по выходному току, глубина которой может достигать 20–30 дБ и возрастать по мере увеличения перегрузки. В результате обеспечивается жесткое ограничение выходного тока усилителя в экстремальных режимах без необходимости аварийного срабатывания механизмов защиты.

Таким образом, предложенное техническое решение сохраняет устойчивость работы канала КУМ в режиме перегрузки при ограничении уровня выходного сигнала  $U_i$  датчика тока на заданном уровне  $U_0$ . Однако в этом случае имеет место искажение формы выходного напряжения  $U_{\rm H}$  и изменение спектрального состава излучаемого сигнала. В результате может нарушаться структура спектра широкополосных акустических колебаний имеющего принципиальное значение для задачи подводного наблюдения.

Именно в таком режиме работы демонстрируются возможности цифровой корректировки сигнала с учетом режима работы канала ГУ. Структурная схема цифрового ГУ [22] на основе многоканального КУМ и диаграммы сигналов, поясняющие его работу в режиме ограничения, приведены на рисунке 8. Здесь, в дополнение к обратной связи (ОС) по выходному току через пороговый усилитель 9, реализована ОС по огибающей выходного сигнала датчика тока 8 через пороговый усилитель 11, АЦП 12 и цифровой сумматор 13.

При превышении огибающей выходного тока установленного уровня  $\Delta I > I_1$ , формируется цифровой код  $S\Delta$ , влияющий на плавное уменьшение уровня выходного напряжения  $U_{\rm H}$  посредством уменьшения коэффициента усиления параметрического усилителя 2.1. При устранении токовой перегрузки коэффициент усиления восстанавливается и каналы усиления переходят в номинальный режим работы.

В условиях резких изменений нагрузки или входного сигнала при токе нагрузки  $I < I_2 < I_1$  срабатывает пороговый усилитель 9, чем обеспечивается ОС по мгновенным значениям сигнала по выходному току. Одновременно продолжает действовать цифровая обратная связь по огибающей сигнала выходного тока. Таким образом, устраняются экстремальные режимы работы каналов КУМ в условиях динамического ограничения выходного тока. Далее обеспечивается плавная регулировка амплитуды выходного напряжения вплоть до устранения искажений, связанных с режимом перегрузки. Изменение амплитуды напряжения на нагрузке достигается цифровым управлением параметрическим усилителем с учетом огибающей выходного тока, поступающей от амплитудного детектора 10 через пороговый усилитель 11 на вход АЦП 12.



Рис. 8. Структура построения цифрового ГУ на основе многоканального КУМ с динамическим ограничением тока и плавной корректировкой уровня напряжения (а), временные диаграммы сигналов, поясняющие режим цифрового управления (b)

Fig. 8. The Structure Build of Digital GD (Generator Device), Based on Multichannel SA (Switched Amplifier) with Dynamic Current Limitation and Smooth Voltage Level Adjustment (a), Timing Charts of Signals, Explaining Digital Control Mode (b) Выходной сигнал Δ*A* порогового усилителя 11 определяется из условия:

$$\Delta A = \begin{cases} 0 & \text{при } A_I < I_1 \\ K_{\text{OCI}}(A_I - I_1) & \text{при } A_I < I_1' \end{cases}$$
(12)

где  $K_{\text{OC}I}$  – коэффициент ОС по сигналу  $A_I$  с выхода амплитудного детектора.

После цифрового преобразования код SA, пропорциональный значению ΔА, вычитается из кода S<sub>м</sub> огибающей усиливаемого сигнала. В результате формируется код  $S_A = S_M - S\Delta$ , поступающий с выхода цифрового сумматора 13 на цифровую шину управления коэффициентом параметрического усилителя. Тем самым реализуется ООС по огибающей амплитуды выходного тока усилителя. Устойчивость такой цифровой обратной связи обеспечивается соответствующим выбором времени нарастания и спада сигнала А<sub>1</sub>, которое может быть скорректировано соответствующим алгоритмом работы АЦП 12. Проведенные исследования показали возможность регулировки коэффициента передачи параметрического усилителя и, соответственно, уровня выходного напряжения с точностью, достаточной для стабилизации амплитуды выходного тока в диапазоне 5–10 % от заданного уровня  $I_1$ .

Результаты проведенной разработки и исследований генераторного устройства на основе усилителя класса D с развитой системой цифровой коррекции уровня выходного напряжения при динамическом ограничении выходного тока показывают целесообразность внедрения предложенных технических решений для реализации многоканальных ГАПТ режимов гидролокации. Сохранение возможности устойчивой работы каналов ГУ в том же режиме при кратковременной перегрузке без отключения и с сохранением формы генерируемого сигнала позволяет существенно повысить мощность возбуждения ФАР при обеспечении необходимых запасов на надежную работу передающей аппаратуры. Выделенные преимущества подтверждают новый потенциал развития передающих трактов за счет внедрения цифровых технологий управления работой мощных ГУ.

#### Заключение

Исследованы цифровые методы формирования, коррекции и параметрического управления уровнем сигналов возбуждения ФАР режимов ближней и дальней гидролокации. Показано, что при определенных параметрах взаимного влияния между каналами излучающей антенны коррекция амплитуднофазового распределения выходных сигналов ГАПТ является эффективным средством восстановления заданной ДН ФАР при установке в составе изделия. Рассмотрен способ оценки взаимного влияния из эквивалентной схемы замещения ГАП с включением в контур с сопротивлением излучения эквивалентного генератора напряжения. Предложен мультипликативно-аддитивный подход к расчету коэффициентов коррекции АЧХ и ФЧХ сигналов возбуждения ФАР для улучшения характеристик ГА многоканальных излучающих антенн.

Проведен анализ спектральных характеристик симметричной ШИМ первого и второго рода для многоканальных систем ключевого усиления. Показаны преимущества цифрового формирования периодических последовательностей импульсов с ШИМ в случае целочисленного отношения частоты  $\omega$  переключений к частоте  $\Omega$  усиливаемого сигнала. Приведены значения фаз импульсов с 2-канальной и 4-канальной ШИМ для отношения  $\omega/\Omega = 6$ , при которых достигаются преимущества модуляции второго рода, что особенно важно для ГУ высокочастотного диапазона частот.

Рассмотрен способ цифрового параметрического регулирования уровня выходного напряжения ГУ на основе КУМ с многоканальной ШИМ, исключающее срабатывание механизмов защиты в режимах токовой перегрузки при динамическом сканировании ХН ФАР. Представленные данные подтверждают целесообразность применения цифровой пороговой обратной связи по огибающей выходного тока для обеспечения устойчивой работы при резком уменьшении импеданса нагрузки.

Совокупность представленных результатов позволяет выделить внедрение цифровых средств формирования, коррекции и управления сигналами ГАПТ в качестве наиболее перспективного направления развития передающих трактов ГАК.

#### Список используемых источников

- 1. Шахгильдян В.В. Радиопередающие устройства. Москва: Радио и Связь, 2003. 560 с.
- 2. Урик Р.Дж. Основы гидроакустики. Пер. с англ. Л.: Судостроение, 1978. 448 с.
- 3. Бреховских Л.М. Акустика океана. М.: Наука, 1974. 694 с.

4. Корякин Ю.А., Смирнов С.А., Яковлев Г.В. Корабельная гидроакустическая техника. Состояние и актуальные проблемы. СПб.: Наука, 2004. 410 с.

5. Евтютов А.П., Колесников А.Е., Корякин Е.А. и др. Справочник по гидроакустике. Л.: Судостроение, 1988. 552 с.

6. Богородский А.В., Яковлев Г.В., Корепин Е.А. и др. Гидроакустическая техника исследования и освоения океана. Л.: Гидрометеоиздат, 1984. 264 с.

7. Александров В.А., Майоров В.А., Никитин К.К., Сиверс М.А. Передающие устройства в гидроакустике // Труды учебных заведений связи. 1999. № 165. С. 138–150.

8. Смарышев М.Д., Добровольский Ю.Ю. Гидроакустические антенны. Л.: Судостроение, 1984. 300 с.

9. Hoomes B., Bhatt A. Class G amplifier with improved supple rail transition control. Patent US, no. 8072266B1, 06.12.2011.

10. Schuurmans H.M. Class H amplifier. Patent US, no. 8149061B2, 03.04.2012.

11. Class D amplifier and wireless communication device. Patent WO, no. 2012035713A1, 22.03.2012.

12. Артым А.Д. Усилители класса D и ключевые генераторы в радиосвязи и радиовещании. Москва: Связь, 1980. 209 с.

13. Кибакин В.М. Основы ключевых методов усиления. М.: Энергия, 1980. 232 с.

14. Алексанян А.А., Галахов В.А., Никитин К.К. Современные методы проектирования и построения транзисторных вещательных передатчиков. Л.: ЛЭИС, 1989. 54 с.

15. Конюшенко И. Основы устройства и применения силовых МОП-транзисторов (MOSFET) // Силовая Электроника. 2011. Т. 2. № 30. С. 10–14.

16. Войтович В., Гордеев А., Думаневич А. Si, GaAs, SiC, GaN – силовая электроника. Сравнение, новые возможности // Силовая электроника. 2010. № 28. С. 4–10.

17. Арбузов А.А., Киселев П.А., Никитин К.К. Мощные транзисторы в ключевых усилителях для гидроакустической аппаратуры (Краткий очерк истории отечественного применения) // Морская радиоэлектроника. 2018. № 1(63). С. 38–41.

18. Александров В.А., Островский Д.Б., Киселев П.А., Кузнецов Г.Н. Способ коррекции амплитудно-фазового распределения возбуждения многоканальной гидроакустической антенны. Патент на изобретение RU 2346294 C2 от 09.04.2007. Опубл. 10.02.2009.

19. Александров В.А., Никитин К.К., Сиверс М.А., Рештаков К.Ю. Особенности построения ключевых усилителей гидроакустических передающих трактов с многоканальной ШИМ // Труды учебных заведений связи. 1997. № 163. С. 157–163.

20. Bowes S.R., Clements R.R. Computer-aided design of PWM inverter systems // IEE Proceedings B (Electric Power Applications). 1982. Vol. 129. Iss. 1. PP. 1–17. DOI:10.1049/ip-b.1982.0001

21. Kenly S., Latham P.W. Methods and systems for digital pulse width modulator. Patent US, no. 20120062290A1, 15.03.2012.

22. Komarura M. PWM signal generator and PWM signal generating method. Patent US, no. 20040212524A1, 28.10.2004.

23. Слепов Н.Н., Дроздов Б.В. Широтно-импульсная модуляция. Анализ и применение в магнитной записи. М.: Энергия, 1978. 191 с.

24. Александров В.А. Применение периодических широтно-модулированных импульсных последовательностей в цифровых генераторных устройствах высокочастотных гидроакустических передающих трактов // Гидроакустика. 2019. Вып. 39(3). С. 72–80.

### \* \* \*

# Researching Digital Methods of Generation Signals of Hydroacoustic Phased Antenna Grids

V. Alexandrov<sup>1</sup>, A. Buyanov<sup>1</sup>, L. Markova<sup>2</sup>, M. Sivers<sup>2</sup>

<sup>1</sup>JSC Concern "OCEANPRIBOR"

St. Petersburg, 197376, Russian Federation

<sup>2</sup>The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications St. Petersburg, 193232, Russian Federation

# Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-42-53 Received 27th October 2020 Accepted 15th March 2021

**For citation:** Alexandrov V., Buyanov A., Markova L., Sivers M. Researching Digital Methods of Generation Signals of Hydroacoustic Phased Antenna Grids. *Proc. of Telecom. Universities.* 2021;7(1):42–53. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-42-53

**Abstract:** Solving tasks of creation, correction and parametric control of signals excitation hydroacoustic phased antenna grids is actual problem of creating multichannel generated devices, based on switch-mode amplifiers with pulse-width modulation. In this article were reviewed correction methods output signals of hydroacoustic transmission paths, periodic pulse sequence creation and parametric voltage level control of excitation channels of phased antenna grid with abrupt decrease impedance of hydroacoustic converters. Was shown the perspective implementation digital technologies for improvement parameters modes of hydrolocation with deterministic library of signals.

Presented digital control methods of output signals in hydroacoustic transmission paths are characterized by scientific novelty and originality of the proposed technical decisions.

**Keywords:** multichannel generator device, switched amplifier, pulse-width modulation, hydroacoustic transmission path, hydrolocation, digital control methods.

### References

1. Shahgildyan V.V. Radio Transmitting Devices. Moscow: Radio and Communication Publ.; 2003. 560 p. (in Russ.)

2. Urik R.J. Fundamentals of Hydroacoustics. Leningrad: Sudostroenie Publ.; 1978. 448 p. (in Russ.)

3. Brekhovskikh L.M. Ocean Acoustics. Moscow: Science Publ.; 1974. 694 p. (in Russ.)

4. 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.)

5. Evtyutov A.P., Kolesnikov A.E., Korepin E.A., et al. *Handbook of Hydroacoustics*. Leningrad: Sudostroenie Publ.; 1988. 549 p. (in Russ.)

6. Bogorodsky A.V., Yakovlev G.V., Korepin E.A., et al. *Hydroacoustic Technology of Research and Development of the Ocean*. Leningrad: Gidrometeoizdat Publ.; 1984. 264 p. (in Russ.)

7. Aleksandrov V.A., Mayorov V.A., Nikitin K.K., Sivers M.A. Transmitting Devices in Hydroacoustics. *Proc. of Telecom. Universities*. 1999;165:138–150. (in Russ.)

8. Smaryshev M.D., Dobrovolsky Yu.Yu. Hydroacoustic Antennas. Leningrad: Sudostroenie Publ.; 1984. 300 p. (in Russ.)

9. Hoomes B., Bhatt A. Class G amplifier with improved supple rail transition control. Patent US, no. 8072266B1, 06.12.2011

10. Schuurmans H.M. Class H amplifier. Patent US, no. 8149061B2, 03.04.2012.

11. Class D amplifier and wireless communication device. Patent WO, no. 2012035713A1, 22.03.2012.

12. Artym A.D. *Class D Amplifiers and Switch Generators in Radiocommunications and Broadcasting*. Moscow: Communication Publ.; 1980. 209 p. (in Russ.)

13. Kibakin V.M. The Basics of Switch Amplification Techniques. Moscow: Energiya Publ.; 1980. 232 p. (in Russ.)

14. Aleksanyan A.A., Galakhov V.A., Nikitin K.K. *Modern Methods of Design and Construction of Transistor Broadcast Transmitters*. Leningrad: Leningrad Electrotechnical Institute of Communications Publ.; 1989. 54 p. (in Russ.)

15. Konyushenko I. Fundamentals of Construction and Application of Power MOS-Transistors (MOSFET). *Silovaia elektronika*. 2011;2(30):10–14. (in Russ.)

16. Voytovich V., Gordeev A., Dumanevich A. Si, GaAs, SiC, GaN - Power Electronics. Comparison, New Opportunities. *Silovaia elektronika*. 2010;28:4–10 (in Russ.)

17. Arbuzov A.A., Kiselev P.A., Nikitin K.K. High-Power Transistors in the Key Intensifiers for Hydroacoustic Equipment (Brief Sketch of the Domestic Application). *Marine Radio electronics (Morskaya radioelektronika)*. 2018;1(63):38–41. (in Russ.) 18. Aleksandrov V.A., Ostrovsky D.B., Kiselev P.A., Kuznetsov G.N. *The Method for Correcting Amplitude-Phase Distribution* 

Excitation of the Multichannel Hydroacoustic Antenna. Patent RF, no. 2346294C2, 09.04.2007. (in Russ.)

19. Aleksandrov V.A., Nikitin K.K., Sivers M.A., Reshtakov K.Yu. Features of the Construction of Switch Amplifiers for Hydroacoustic Transmission Paths with Multichannel PWM. *Proc. of Telecom. Universities*. 1997;163:157–163 (in Russ.)

20. Bowes S.R., Clements R.R. Computer-aided design of PWM inverter systems. *IEE Proceedings B (Electric Power Applica-tions)*. 1982;129(1):1–17. DOI:10.1049/ip-b.1982.0001

21. Kenly S., Latham P.W. Methods and systems for digital pulse width modulator. Patent US, no. 20120062290A1, 15.03.2012.

22. Komarura M. PWM signal generator and PWM signal generating method. Patent US, no. 20040212524A1, 28.10.2004.

23. Slepov N.N., Drozdov B.V. Pulse Width Modulation. Analysis and Application in Magnetic Recording. Moscow: Energiya Publ.; 1978. 191 p. (in Russ.)

24. Alexandrov V.A. Application of the Periodic Width Modulated Pulse Sequences in Digital Generating Devices of High-Frequency Radiating Sonar Subsystems. *Hydroacoustics*. 2019;39(3):72–80. (in Russ.)

# Сведения об авторах:

АЛЕКСАНДРОВ Владимир Александрович	доктор технических наук, старший научный сотрудник, начальник научно- исследовательской лаборатории АО «Концерн «Океанприбор», <u>info@niibriz.ru</u>
БУЯНОВ	ведущий научный сотрудник АО «Концерн Океанприбор»,
Андрей Павлович	<u>buyanov.andrey@gmail.com</u>
МАРКОВА Любовь Васильевна	аспирант кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государ- ственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, ljubvblinva@mail.ru
СИВЕРС	доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телеком-
Мстислав Аркадьевич	муникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, nadir@fppk.ru