

Научная статья

УДК 621.38

DOI:10.31854/1813-324X-2023-9-5-6-15



Последовательные аналого-цифровые КАМ-модемы на базе комплексных полосовых фильтров с НЧ-прототипами Баттерворта

Юрий Александрович Гребенко, GrebenkoYA@mpei.ru

Роман Игоревич Поляк ✉, poliakri@mpei.ru

Лин Пайнг Ян, hlainff@gmail.com

Национальный исследовательский университет «МЭИ»,
Москва, 111250, Российская Федерация

Аннотация: Статья посвящена разработке и реализации алгоритмов квадратурной амплитудной модуляции на базе аналогового комплексного полосового фильтра с НЧ-прототипами Баттерворта. Использование комплексных полосовых фильтров Баттерворта позволяет получить несущие сигналы с практически неперекрывающимися спектрами. При этом аналоговый комплексный фильтр Баттерворта имеет нелинейную фазочастотную характеристику и, соответственно, бесконечную и несимметричную импульсную характеристику. В статье проведен обзор разработки и реализации последовательного КАМ-модема на базе аналогового комплексного полосового фильтра Баттерворта и обратного цифрового КИХ-фильтра. Рассматривается процедура получения выражения импульсной характеристики аналоговых комплексных полосовых фильтров Баттерворта. С помощью схемотехнического моделирования определяются амплитудно-частотная и импульсная характеристики таких фильтров. Предложена структурная схема последовательной системы передачи данных с квадратурной амплитудной модуляцией на базе аналогового комплексного полосового фильтра Баттерворта и обратного цифрового КИХ-фильтра. Приведены результаты ее схемотехнического моделирования в среде Micro-Cap.

Ключевые слова: аналоговый комплексный полосовой фильтр, амплитудно-частотная характеристика, бесконечная импульсная характеристика, фазочастотная характеристика, квадратурная амплитудная модуляция, последовательный КАМ-модем

Ссылка для цитирования: Гребенко Ю.А., Поляк Р.И., Ян Л.П. Последовательные аналого-цифровые КАМ-модемы на базе комплексных полосовых фильтров с НЧ-прототипами Баттерворта // Труды учебных заведений связи. 2023. Т. 9. № 5. С. 6–15. DOI:10.31854/1813-324X-2023-9-5-6-15

Serial Analog-Digital QAM Modems Based on Complex Band-Pass Filters with LF Butterworth Prototypes

Yury Grebenko, GrebenkoYA@mpei.ru

Roman Polyak ✉, poliakri@mpei.ru

Yan Lin P., hlainff@gmail.com

National Research University "MPEI",
Moscow, 111250, Russian Federation

Abstract: The article is devoted to the development and implementation of quadrature amplitude modulation algorithms based on an analog complex band-pass filter with Butterworth low-frequency prototypes. The use of complex Butterworth band pass filters makes it possible to obtain carrier signals with practically non-overlapping

spectra. But the analog complex Butterworth filter has a non-linear phase-frequency response and, accordingly, the impulse responses of which are infinite and asymmetric. An overview of the development and implementation of a serial QAM modem based on an analog Butterworth complex band-pass filter and an inverse digital FIR filter. The procedure for obtaining the expression for the impulse response of analog complex band-pass Butterworth filters is considered. With the help of circuit simulation, the frequency response and impulse response of such a filter are determined. The choice of the center frequency is carried out by setting two coefficients. A block diagram of a serial data transmission system with quadrature amplitude modulation based on an analog complex Butterworth bandpass filter and an inverse digital FIR filter is proposed. The results of its circuit simulation in the Micro-Cap environment are presented.

Keywords: analog complex bandpass filter, amplitude-frequency response, infinite impulse response, phase-frequency response, quadrature amplitude modulation, serial QAM modem

For citation: Grebenko Y., Polyak R., Yan L.P. Serial Analog-Digital QAM Modems Based on Complex Band-Pass Filters with LF Butterworth Prototypes. *Proceedings of Telecommun. Univ.* 2023;9(5):6–15. DOI:10.31854/1813-324X-2023-9-5-6-15

Введение

Исследования различных телекоммуникационных технологий передачи сигналов показали, а практика подтвердила, что современным требованиям наилучшим образом отвечают системы связи, использующие для передачи сигналов множество ортогональных гармонических сигналов (переносчиков), одновременно и независимо модулируемых передаваемыми информационными сигналами. Ранее [1–3] были предложены способы реализации комплексных полосовых фильтров (ПФ), используемых в различных системах передачи сигналов. Таким образом, несущие сигналы с шириной спектров, ограниченной частотным диапазоном канала связи, используются при построении таких систем с полосно-ограниченным каналом связи [4].

Для реализации алгоритмов модуляции и демодуляции в этом случае применяют фильтровые методы. Известны фильтровые системы передачи данных на базе вещественных фильтров [4]. Систему передачи данных с квадратурной амплитудной модуляцией (КАМ) можно создать на базе аналоговых комплексных ПФ Баттерворта, позволяющих получить ортогональные сигналы. Если в модуляторе использовать несимметричную импульсную характеристику фильтра Баттерворта в качестве несущего сигнала, то в части демодулятора необходимо использовать согласованный цифровой комплексный КИХ-фильтр с усеченной импульсной характеристикой.

Достаточно часто применяется последовательная структурная схема системы передачи данных, состоящая из вещественных аналоговых комплекс-

ных ПФ Баттерворта. При последовательном способе передачи используется одноканальный модем с одним сигналом-переносчиком в общем случае конечной длительности, который одновременно и независимо модулируется в тактовые моменты передаваемым информационным сигналом. В статье предлагается использовать вариант аналогового комплексного ПФ Баттерворта в последовательной структурной схеме системы КАМ-модема.

Разработка аналогового комплексного полосового фильтра Баттерворта по координатам полюсов НЧ-прототипа

Рассмотрим НЧ-прототипы, описываемые только полюсами. В этом случае передаточная функция представляется в виде произведения сомножителей 1-го порядка $Ti(s)$ и может быть записана в виде следующего выражения [5]:

$$Ti(s) = \frac{k}{s + a_i + jb_i},$$

где k – коэффициент усиления.

Передаточная функция НЧ-прототипа Баттерворта 3-го порядка имеет вид:

$$T(s) = T1(s) \times T2(s) \times T3(s),$$

$$T(s) = \frac{1}{s + 1} \times \frac{1}{s + 0.5 + j0.866} \times \frac{1}{s + 0.5 - j0.866},$$

где $a_1 = 1$; $b_1 = 0$; $a_2 = a_3 = 0.5$; $b_2 = 0.866$; $b_3 = -0.866$.

Передаточную функцию, соответствующую частотной характеристике, смещенной вправо на величину Ω_0 , можно представить в виде выражения (1).

$$\bar{T}_1(s) = \frac{k}{s - j\Omega_0 + a_i + jb_i} = \frac{k}{s + a_i + j(b_i - \Omega_0)} = \frac{k \frac{1}{s + a_i}}{1 + j(b_i - \Omega_0) \frac{1}{s + a_i}} = \frac{\frac{k}{a_i} \frac{a_i}{s + a_i}}{1 + j \frac{(b_i - \Omega_0)}{a_i} \frac{a_i}{s + a_i}}. \quad (1)$$

Преобразованной передаточной функции $\bar{T}_1(s)$ можно поставить в соответствие структурную схему комплексного звена, показанную на рисунке 1 [5].

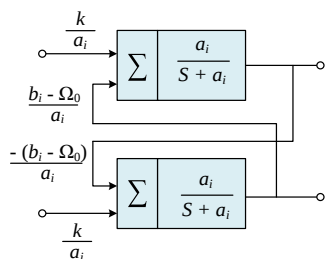


Рис. 1. Структурная схема НЧ-прототипа комплексного звена

Fig. 1. Block Diagram of the LF Prototype of the Complex Link

Структурную схему, показанную на рисунке 1, будем называть структурированным НЧ-прототипом комплексного звена. Для перехода к схеме, обеспечивающей заданные параметры комплексного ПФ, а именно полосу пропускания $\Delta\omega$ и центральную частоту ω_0 , надо выполнить замену переменных:

$$S = \frac{P}{\omega_{\pi}},$$

где $\omega_{\pi} = \frac{\Delta\omega}{2}$; при этом значение нормированного смещения соответствует выражению:

$$\Omega_0 = \frac{\Delta\omega}{\omega_{\pi}} = \frac{2\omega_0}{\Delta\omega} = \frac{2f_0}{\Delta f}.$$

На рисунке 2 приведена структурная схема суммирующего фильтра нижних частот (ФНЧ) 1-го порядка, которую можно реализовать с использованием программы схемотехнического моделирования Micro-Cap, где $f_{0i} = \frac{a_i \Delta f}{2}$.

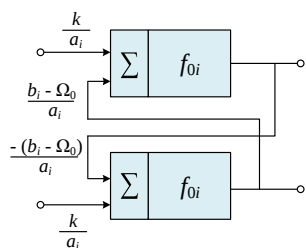


Рис. 2. Структурная схема комплексного звена

Fig. 2. The Block Diagram of the Complex Link

На рисунке 3 показана модель комплексного звена в программе Micro-Cap, где $\frac{k}{a_i} = \frac{R}{R_{ik}}$; $\frac{b_i - \Omega_0}{a_i} = \frac{R}{R_{ip}}$.

Разработанная в данной статье методика синтеза чаще всего применяется на низких частотах, поэтому для примера были выбраны центральная частота $f_0 = 5$ кГц и полоса пропускания $\Delta f = 5$ кГц в качестве параметров комплексного ПФ по аналогии с предыдущими работами авторов [6, 7].

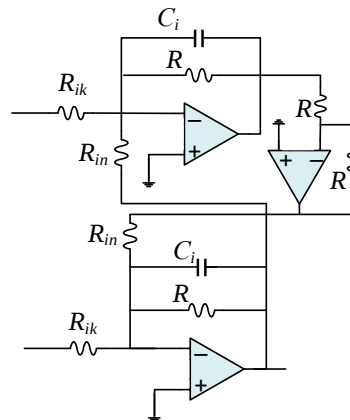


Рис. 3. Модель комплексного звена

Fig. 3. The Model of the Complex Link

Определяем нормированное смещение:

$$\Omega_0 = \frac{2f_0}{\Delta f} = \frac{2 * 5000}{5000} = 2.$$

Для 1-го звена ($a_1 = 1$; $b_1 = 0$), находим:

$$f_{01} = \frac{a_1 \Delta f}{2} = \frac{1 * 5000}{2} = 2500;$$

$$\frac{k}{a_1} = \frac{1}{1} = 1, \quad \frac{b_1 - \Omega_0}{a_1} = \frac{0 - 2}{1} = -2.$$

Структурная схема 1-го звена показана на рисунке 4.

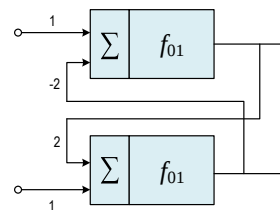


Рис. 4. Структурная схема 1-го звена

Fig. 4. Block Diagram of the 1st Link

Для 2-го звена ($a_2 = 0.5$; $b_2 = -0.866$) находим:

$$f_{02} = \frac{a_2 \Delta f}{2} = \frac{0.5 * 5000}{2} = 1250 \text{ Гц},$$

$$\frac{k}{a_2} = \frac{1}{0.5} = 2, \quad \frac{b_2 - \Omega_0}{a_2} = \frac{-0.866 - 2}{0.5} = -5.732.$$

Структурная схема 2-го звена показана на рисунке 5.

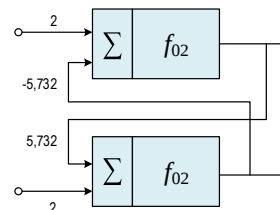


Рис. 5. Структурная схема 2-го звена

Fig. 5. Block Diagram of the 2nd Link

Для 3-го звена ($a_3 = 0.5$; $b_3 = 0.866$) находим:

$$f_{03} = \frac{a_3 \Delta f}{2} = \frac{0.5 * 5000}{2} = 1250 \text{ Гц},$$

$$\frac{k}{a_3} = \frac{1}{0.5} = 2, \quad \frac{b_3 - \Omega_0}{a_3} = \frac{0.866 - 2}{0.5} = -2.26.$$

Структурная схема 3-го звена показана на рисунке 6.

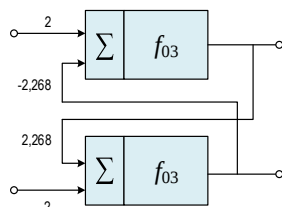


Рис. 6. Структурная схема 3-го звена
Fig. 6. Block Diagram of the 3rd Link

Полная структурная схема рассчитанного комплексного звена фильтра показана на рисунке 7. На

рисунке 8 представлена принципиальная схема комплексного ПФ Баттерворта 3-го порядка в программе Micro-Cap (здесь и далее – не строго по ЕСКД).

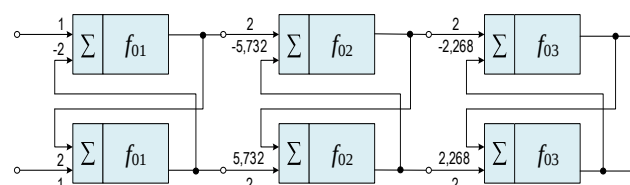


Рис. 7. Структурная схема комплексного полосового фильтра с НЧ-прототипом Баттерворта 3-го порядка

Fig. 7. Block Diagram of a Complex Bandpass Filter with a Low-Frequency Butterworth Prototype of the 3rd Order

Рассчитанная амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) комплексного ПФ Баттерворта 3-го порядка показана на рисунке 9.

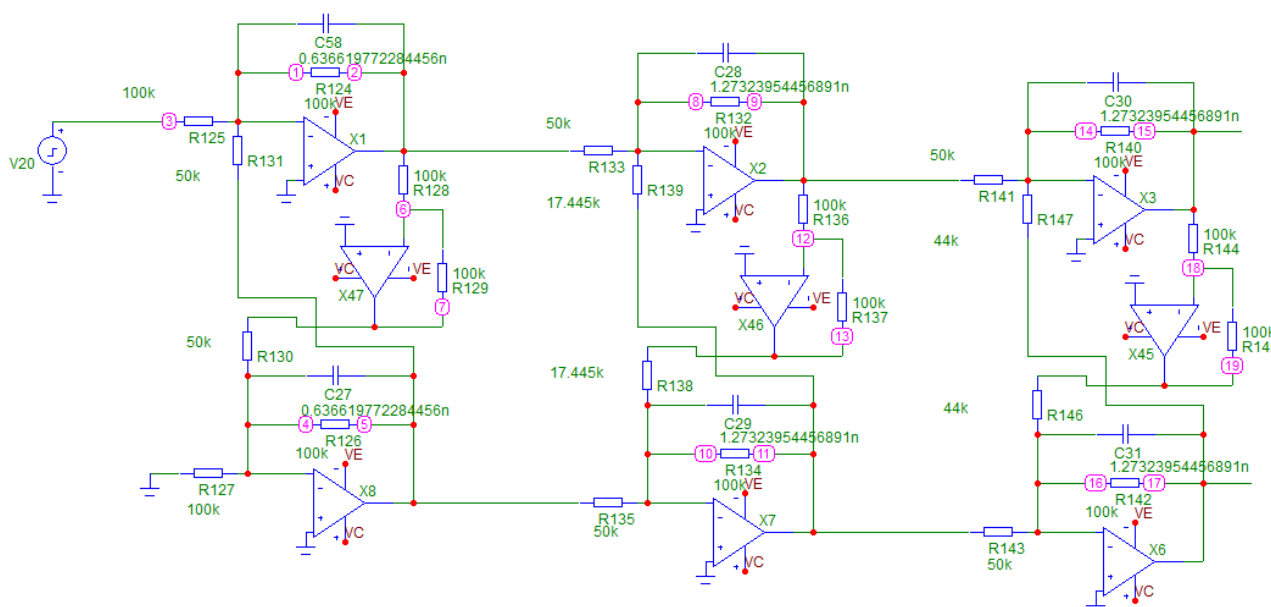


Рис. 8. Принципиальная схема комплексного полосового фильтра Баттерворта 3-го порядка с центральной частотой 5000 Гц
Fig. 8. Circuit Diagram of a Third-Order Butterworth Complex Bandpass Filter with a Center Frequency of 5000 Hz

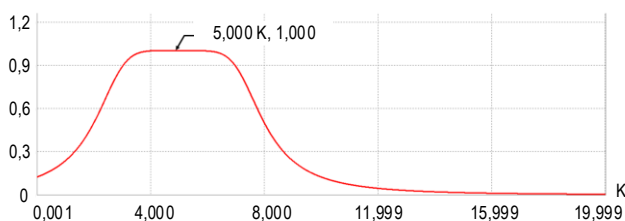


Рис. 9. АЧХ канала передачи с центральной частотой 5000 Гц

Fig. 9. Frequency Response of the Transmission Channel with a Central Frequency of 5000 Hz

Разработка цифрового комплексного полосового обратного КИХ-фильтра Баттерворта

Зададим следующие параметры фильтра: $\Pi = 2500$ Гц. ФНЧ будем проектировать на идентичных звеньях. В качестве передаточной функции НЧ-

прототипа выступает функция Баттерворта 4-го порядка:

$$T_{\text{нч}} = \frac{1}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1}.$$

Далее необходимо рассчитать параметры структурной схемы НЧ-прототипа на базе идентичных звеньев 1-го порядка. В качестве звена 1-го порядка выберем звено с передаточной функцией [8–10]:

$$K_{\text{звена}}(s) = \frac{1}{s + 1},$$

тогда

$$s(K) = \frac{(1 - K)}{K}.$$

Принципиальная схема идентичного звена показана на рисунке 10.

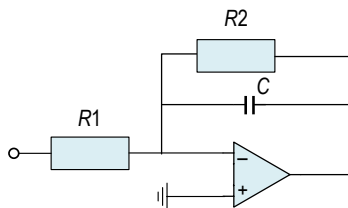


Рис. 10. Принципиальная схема идентичного звена

Fig. 10. Circuit Diagram of an Identical Link

Подставим передаточную функцию базового звена в передаточные функции блоков НЧ-прототипа (2).

Построим блок НЧ-прототипа по канонической структурной схеме. Структурные схемы, соответ-

ствующие передаточным функциям блоков, представлены на рисунке 11. Общая структурная схема разработанного фильтра строится путем последовательного соединения принципиальных схем 2-х блоков. На рисунке 12 представлена принципиальная схема ФНЧ Баттерворта 4-го порядка.

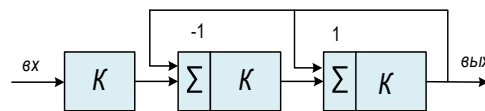


Рис. 11. Структурная схема НЧ-прототипа Баттерворта 4-го порядка

Fig. 11. Block Diagram of the Low-Frequency Prototype of Butterworth 4th Order

$$T_{\text{НЧ}} = \frac{1}{((1-K)/K)^3 + 2((1-K)/K) + 2((1-K)/K) + 1} = \frac{K^3}{1-K+K^2}. \quad (2)$$

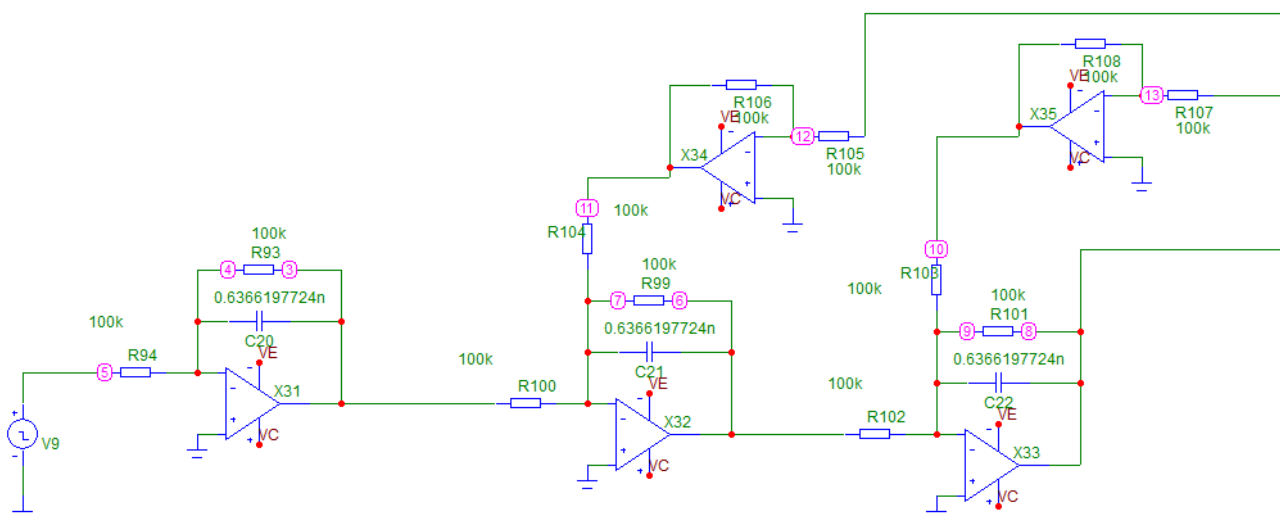


Рис. 12. Принципиальная схема ФНЧ Баттерворта 4-го порядка

Fig. 12. The 4th Order Butterworth LPF Circuit Diagram

Путем моделирования в среде Micro-Cap находим АЧХ (рисунок 13) и импульсную характеристику (рисунок 14) рассчитанного ФНЧ. Проведем дискретизацию полученной импульсной характеристики (рисунок 15), частота дискретизации равна $f_d = 80$ кГц.

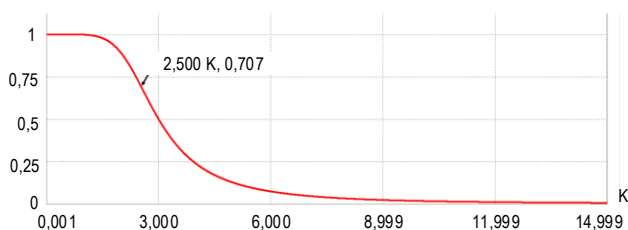


Рис. 13. АЧХ ФНЧ Баттерворта 4-го порядка (2.5 кГц)

Fig. 13. Frequency Response of the 4th Order Butterworth LF (2.5 k Hz)

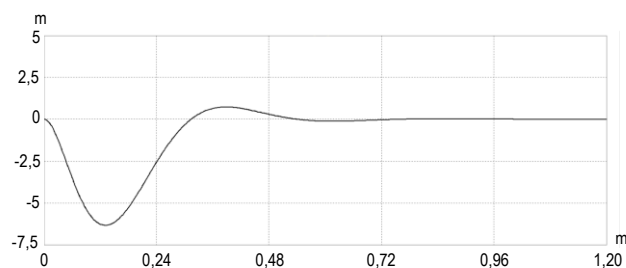


Рис. 14. Импульсная характеристика аналогового ФНЧ

Fig. 14. Impulse Response of the Analog LPF

Ограничим импульсную характеристику 64-м отсчетом. В этом случае импульсная характеристика будет представлена дискретной последовательностью $h(n) = \{h_1, h_2, h_3 \dots h_{64}\}$.

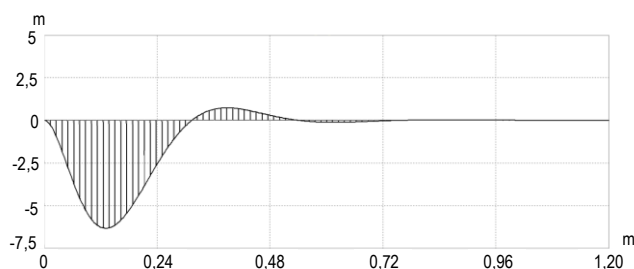


Рис. 15. Отсчеты импульсной характеристики ($f_d = 80$ кГц)

Fig. 15. Impulse Response Readings ($d = 80$ kHz)

Импульсная характеристика линейризирующего КИХ-фильтра имеет обратный порядок следования отсчетов $h(n) = \{h_{64}, h_{15}, h_{14} \dots h_1\}$ [6, 7] (3). Таким образом передаточная функция обратного цифрового КИХ-фильтра Баттерворта с нерекурсивной формой представлена выражением (4). Структурная схема обратного цифрового ФНЧ КИХ-фильтра Баттерворта показана на рисунке 16. АЧХ такого фильтра практически совпадает с АЧХ аналогового ФНЧ (рисунок 17).

$$h(n) = \{0.013, 0.009, 0.003, -0.005, -0.014, -0.024, -0.036, -0.048, -0.061, -0.075, -0.088, -0.100, -0.111, -0.119, -0.124, -0.125, -0.122, -0.112, -0.096, -0.071, -0.039, 0.003, 0.053, 0.111, 0.177, 0.249, 0.326, 0.405, 0.484, 0.559, 0.626, 0.680, 0.716, 0.727, 0.711, 0.658, 0.564, 0.424, 0.231, -0.030, -0.339, -0.707, -1.131, -1.609, -2.133, -2.693, -3.276, -3.867, -4.445, -4.989, -5.474, -5.875, -6.166, -6.321, -6.323, -6.155, -5.803, -5.266, -4.557, -3.707, -2.763, -1.801, -0.924, -0.272\}. \quad (3)$$

$$T(z) = 0.013 + 0.009z^{-1} + 0.003z^{-2} + \dots + -0.924z^{-63} - 0.272z^{-64}. \quad (4)$$

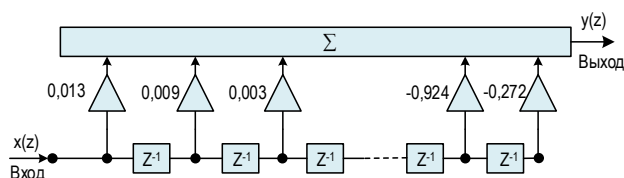


Рис. 16. Структурная схема обратного цифрового ФНЧ КИХ-фильтра Баттерворта

Fig. 16. Block Diagram of the Reverse Digital Low-Pass Filter Butterworth

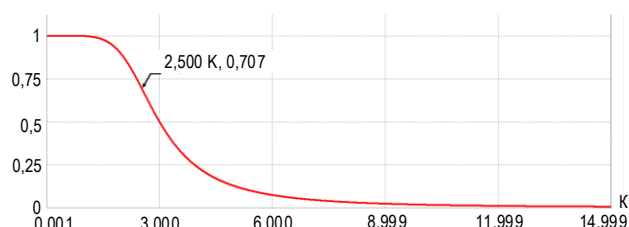


Рис. 17. АЧХ аналогового ФНЧ Баттерворта 4-го порядка с полосой 2.5 кГц и АЧХ КИХ-фильтра

Fig. 17. The Frequency Response of the 4th-Order Analog Low-Frequency Butterworth with a 2.5 kHz Band and the Frequency Response of the FIR Filter

Чтобы получить структурную схему комплексного цифрового ПФ, необходимо блоки задержек в структурной схеме ФНЧ заменить на комплексные задержки (рисунок 18) [8–10].

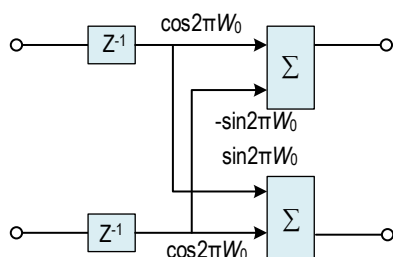


Рис. 18. Структурная схема комплексной задержки

Fig. 18. Block Diagram of Complex Delay

Пусть частотная характеристика смещается вправо на 5 кГц, тогда:

$$w_0 = \frac{f_c}{f_g} = 0.0625, \quad \phi_0 = 2\pi w_0 = \frac{\pi}{2}, \quad e^{j\phi_0} = j.$$

Модель обратного цифрового комплексного полосового КИХ-фильтра Баттерворта показана на рисунке 19. Рассчитанная АЧХ такого цифрового комплексного полосового КИХ-фильтра Баттерворта показана на рисунке 20.

Можно констатировать, что АЧХ обратного цифрового КИХ-фильтра совпадает с АЧХ аналогового фильтра. Фазо-частотная характеристика (ФЧХ) и неравномерность зависимости группового времени запаздывания (ГВЗ) от частоты в полосе пропускания для аналогового комплексного фильтра Баттерворта приведены на рисунке 21. Оценим эффективность линейризации при последовательном соединении обратного КИХ-фильтра. ФЧХ и ГВЗ для их последовательного соединения (рисунок 2).

Можно отметить, что ФЧХ стала более линейной, а неравномерность зависимости ГВЗ от частоты в полосе пропускания стала меньше.

Модем на основе аналого-цифровых комплексных полосовых фильтров

Следующим шагом является разработка модема на базе аналогового комплексного фильтра Баттерворта и обратного цифрового КИХ-фильтра. Его структурная схема, где $\delta(t - mT_{\text{ТАКТ}})$ – единичный импульс, m – номер тактового интервала, $T_{\text{ТАКТ}}$ – тактовый интервал поступления передаваемых символов, K – масштабный коэффициент амплитудной модуляции, показана на рисунке 23.

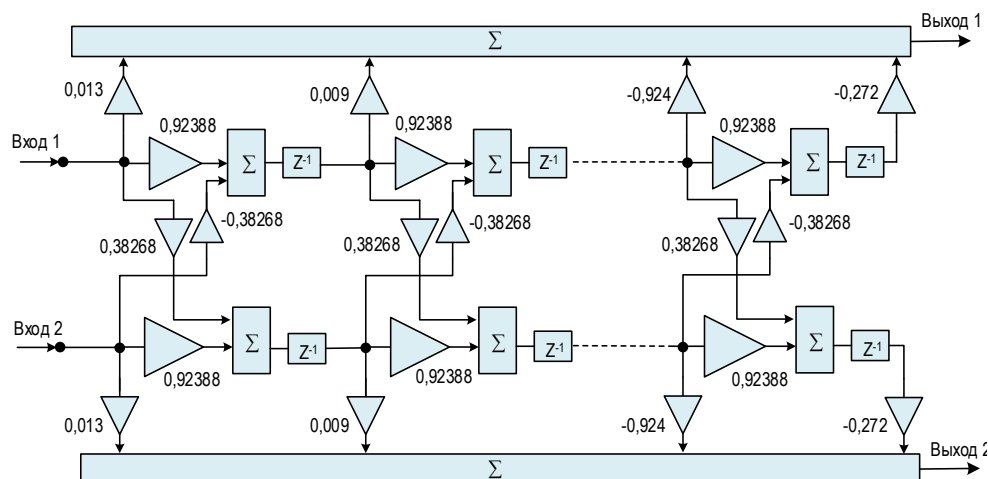


Рис. 19. Структурная схема обратного (согласованного) цифрового комплексного полосового КИХ-фильтра Баттерворта

Fig. 19. Block Diagram of the Reverse (Matched) Digital Complex Butterworth Bandpass Filter

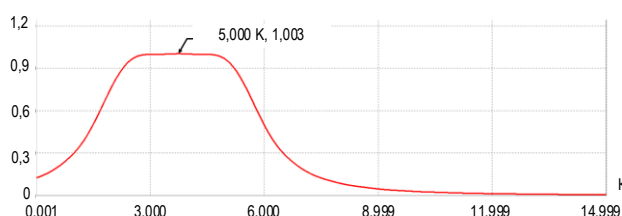


Рис. 20. АЧХ обратного (согласованного) цифрового комплексного полосового КИХ-фильтра Баттерворта

Fig. 20. Frequency Response of the Reverse (Matched) Digital Complex Butterworth Bandpass Filter

Модулятор состоит из аналогового комплексного ПФ Баттерворта, устройства взвешивания и выходного сумматора. При подаче единичного импульса на вещественный вход, на выходах канального фильтра возникнут сигналы, совпадающие с вещественной и мнимой частями импульсной характеристики комплексного фильтра. Чтобы сформировать КАМ-сигналы, необходимо умножить вещественную и мнимую части выходного сигнала комплексного фильтра на соответствующие масштабные коэффициенты.

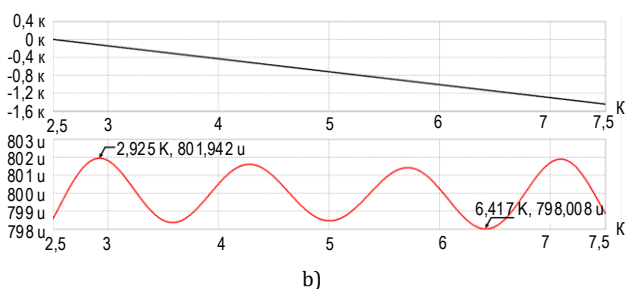
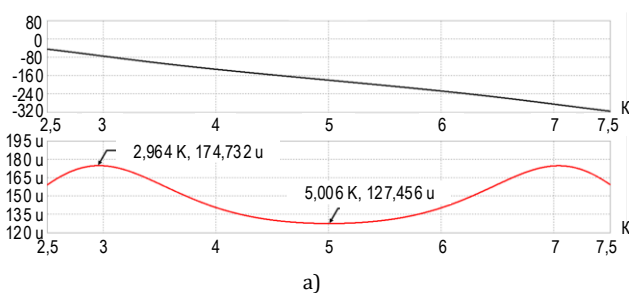


Рис. 21. ФЧХ и зависимость ГВЗ от частоты в полосе пропускания: а) фильтра Баттерворта; б) фильтра Баттерворта и КИХ-фильтра

Fig. 21. The Frequency Response and the Dependence of the Group Delay Time on the Frequency in the Bandwidth: a) Butterworth Filter; b) Filter Butterworth and FIR-Filter

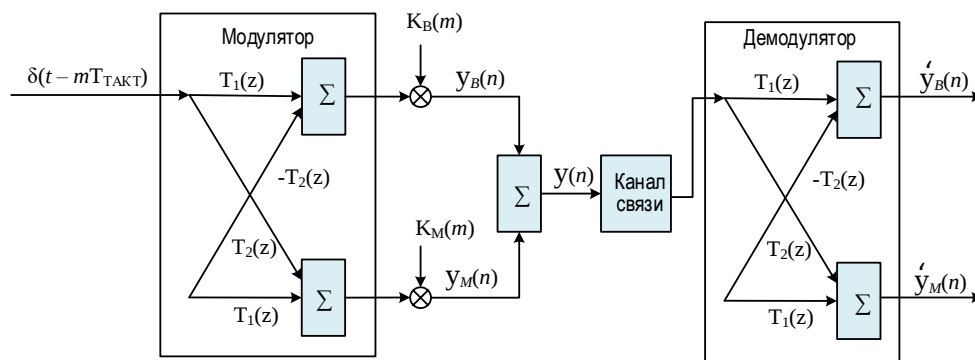


Рис. 23. Общая структурная схема системы передачи данных

Fig. 23. General Block Diagram of the Data Transmission System

В модуляторе используется несимметричная импульсная характеристика фильтра Баттерворта в качестве несущего сигнала, при этом необходимо в демодуляторе использовать согласованный цифровой комплексный КИХ-фильтр с усеченной импульсной характеристикой. В канал связи поступает общий суммарный сигнал. После прохождения через канал связи этот сигнал поступает на каналный фильтр демодулятора. Мы получаем по два сигнала на выходах канального обратного цифрового КИХ-фильтра демодулятора.

Сигнальное созвездие основы передачи КАМ

В модуляторе амплитуда ортогональных сигналов с выхода комплексного фильтра изменяется в соответствии с передаваемой информацией. Амплитуды ортогональных сигналов определяются с помощью сигнального созвездия для КАМ-16 (рисунки 24); взвешивающие коэффициенты K_B и K_M для каждой комбинации четырех бит можно записать в виде (5).

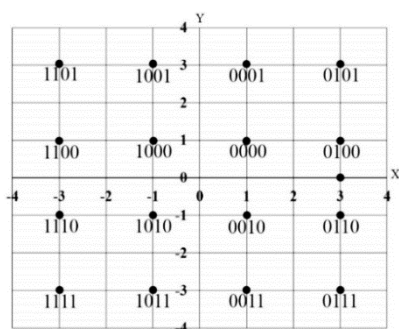


Рис. 24. Сигнальное созвездие КАМ-16

Fig. 24. Signal Constellation QAM-16

Формирование сигналов в модуляторе

Рассмотрим пример формирования сигналов в модуляторе при передаче комбинации из двенадцати битов 0001 0010 1100. В этом случае взвешивающие коэффициенты зависят от номера тактового интервала (m). В таблице 1 показан пример определения взвешивающих коэффициентов модуляции в соответствии с номером тактового интервала. Выберем тактовый интервал между входными импульсами, равным $T_{\text{ТАКТ}} = 1.5$ мс.

На рисунках 25 и 26 показаны результаты моделирования в среде Micro-Cap процедуры модуляции. Общий суммарный сигнал поступает в канал связи, после прохождения которого – на фильтр де-

модулятора. Считаем, что форма сигнала не изменилась. Демодулятор будет выделять свои соответствующие составляющие квадратурных сигналов из суммарного сигнала. Мы получим два сигнала на выходах канального цифрового комплексного полюсового КИХ-фильтра демодулятора.

ТАБЛИЦА 1. Пример определения взвешивающих коэффициентов модуляции

TABLE 1. Example of Determining the Weighting Coefficients of Modulation

Тактовый интервал	Бинарная комбинация	$K_B(m)$	$K_M(m)$
0	–	5	0
1	0001	1	3
2	0010	1	–1
3	1100	–3	1

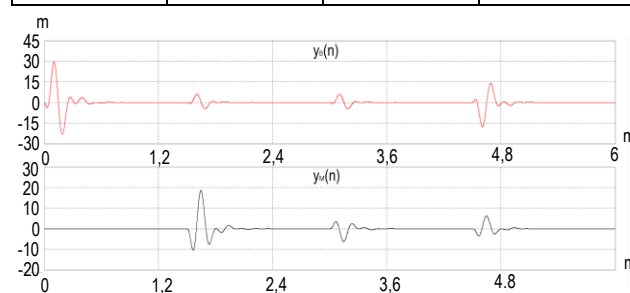


Рис. 25. Выходные сигналы канальных комплексных КИХ-фильтров Баттерворта

Fig. 25. Output Signals of Butterworth Channel Complex FIR-Filters

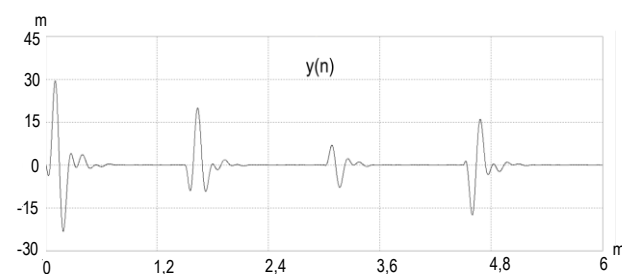


Рис. 26. Суммарный сигнал на выходе модулятора системы передачи данных

Fig. 26. The Total Signal at the Output of the Data Transmission System Modulator

С выхода модулятора сигнал поступает в канал связи, АЧХ которого в рабочем диапазоне частот является неизвестной постоянной величиной K_K , а ФЧХ описывается близкой к линейной функции частоты. Соответственно, характеристика ГВЗ описывается неизвестной постоянной величиной T_3 . При моделировании канала связи, для которого $K_K = 1$, а $T_3 = 0$, будем считать идеальным. На рисунке 27 показаны выходные сигналы комплексного ПФ демодулятора.

$$\begin{aligned}
 &0000, (K_B = 1, K_M = 1); \quad 0100, (K_B = 3, K_M = 1); \quad 1000, (K_B = -1, K_M = 1); \quad 1100, (K_B = -3, K_M = 1); \\
 &0001, (K_B = 1, K_M = 3); \quad 0101, (K_B = 3, K_M = 3); \quad 1001, (K_B = -1, K_M = 3); \quad 1101, (K_B = -3, K_M = 3); \\
 &0010, (K_B = 1, K_M = -1); \quad 0110, (K_B = 3, K_M = -1); \quad 1010, (K_B = -1, K_M = -1); \quad 1100, (K_B = -3, K_M = -1); \\
 &0011, (K_B = 1, K_M = -3); \quad 0111, (K_B = 3, K_M = -3); \quad 1011, (K_B = -1, K_M = -3); \quad 1111, (K_B = -3, K_M = -3).
 \end{aligned} \quad (5)$$

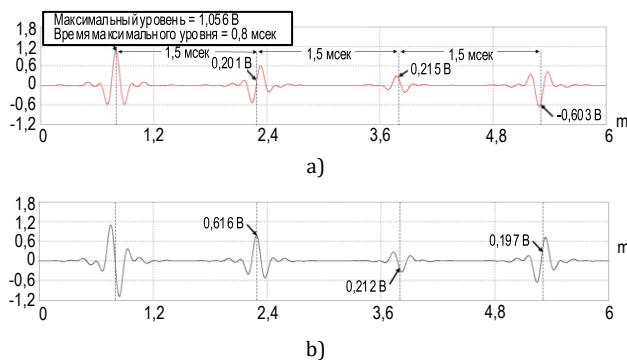


Рис. 27. Выходные сигналы канальных комплексных фильтров Баттерворта демодулятора: а) вещественный выход фильтра; б) мнимый

Fig. 27. Output Signals of the Butterworth channel Complex Filters of the Demodulator: a) Real Filter Output; b) Imaginary

На этапе демодуляции сначала мы определяем максимальный уровень вещественной части сигнала y'_{B1} (1.056 В) и соответствующий ему момент времени (0.8 мс) на опорном тактовом интервале m_1 . Затем, чтобы определить значения уровней информационных сигналов на следующих тактовых интервалах, мы добавляем к найденному значению временного отсчета (0.8 мс) по 1.5 мс на один тактовый интервал. В рассчитанные моменты времени мы определяем значения уровней информационных сигналов (y'_{Bm}, y'_{Mm}) на тактовых интервалах $m = 2, 3, 4$.

Измеряемые значения коэффициентов модуляции ($K'_B(2), K'_M(2)$), ($K'_B(3), K'_M(3)$) и ($K'_B(4), K'_M(4)$) определяем по выражению (6).

$$K'_B(2) = \left(\frac{y'_{B2}}{y'_{B1}} \right) \times K_B(1), K'_M(2) = \left(\frac{y'_{M2}}{y'_{B1}} \right) \times K_B(1), K'_B(3) = \left(\frac{y'_{B3}}{y'_{B1}} \right) \times K_B(1), K'_M(3) = \left(\frac{y'_{M3}}{y'_{B1}} \right) \times K_B(1), K'_B(4) = \left(\frac{y'_{B4}}{y'_{B1}} \right) \times K_B(1) \text{ и } K'_M(4) = \left(\frac{y'_{M4}}{y'_{B1}} \right) \times K_B(1). \quad (6)$$

В нашем случае $K_B(1) = 5$. В таблице 2 приведены границы принятия решений для коэффициентов модуляции, а в таблице 3 – уровни принятых сигналов и значения коэффициентов модуляции для рассматриваемого примера.

ТАБЛИЦА 2. Границы принятия решений

TABLE 2. Decision-Making Boundaries

Нижний порог	Верхний порог	Принятое решение
> -4	< -2	-3
> -2	< 0	-1
> 0	< 2	1
> 2	< 4	3
> 4	< 6	5

ТАБЛИЦА 3. Принятые решения о значениях коэффициентов

TABLE 3. Decisions Made on the Values of Coefficients

Тактовый интервал	y'_{Bm} (В)	y'_{Mm} (В)	$K'_B(m)$	$K'_M(m)$	Принятое решение	
					$K'_B(m)$	$K'_M(m)$
1	1.056	0	–	–	5	0
2	0.201	0.616	0.95	2.92	1	3
3	0.215	-0.212	0.986	-1.004	1	-1
4	-0.603	0.197	-2.855	0.93	-3	1

Список источников

1. Meng M., Wu K.-L. Direct synthesis of general Chebyshev bandpass filters with a frequency variant complex load // Proceedings of the MTT-S International Microwave Symposium (Anaheim, USA, 23–28 May 2010). IEEE, 2010. PP. 433–436. DOI:10.1109/MWSYM.2010.5517836

По таблице 3 получается принятое решение. Принятая кодовая комбинация совпала с переданной (0001 0010 1100).

Заключение

Разработана схема формирования КАМ-сигнала и схема демодулятора КАМ-сигнала на базе аналоговых комплексных фильтров Баттерворта и обратного цифрового КИХ-фильтра. Методика расчета комплексного ПФ с заданными значениями полюсов НЧ-прототипа Баттерворта позволяет разработать структурные схемы в виде последовательного соединения простых комплексных звеньев с НЧ-прототипом 1-го порядка. Проведено схемотехническое моделирование процедур квадратурной модуляции и демодуляции в среде Micro-Cap. Результаты схемотехнического моделирования подтвердили работоспособность предложенной фильтровой системы передачи данных.

В дальнейшем предполагаются исследования данной системы, но построенной в виде параллельного или параллельно-последовательного соединения простых комплексных звеньев с НЧ-прототипом 1-го порядка.

2. Guest E., Mijatovic N. Discrete-Time Complex Bandpass Filters for Three-Phase Converter Systems // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2019. Vol. 66. Iss. 6. PP. 4650–4660. DOI:10.1109/TIE.2018.2860554
3. Zeidan J., Bila S., Nasser A., Perigaud A., Hamieh A. Quasi-reflection-less bandpass filter with a variable frequency plan // Proceedings of the MTT-S International Microwave Filter Workshop (IMFW, Perugia, Italy, 17–19 November 2021). IEEE, 2021. PP. 8–10. DOI:10.1109/IMFW49589.2021.9642366
4. Балашов В.А., Воробийченко П.П., Ляховецкий Л.М. Системы передачи ортогональными гармоническими сигналами. М.: Эко-Трендз, 2012. 223 с.
5. Гребенко Ю.А., Аунг К.М. Проектирование комплексных полосовых фильтров на базе программируемых аналоговых интегральных схем // Электросвязь. 2020. № 8. С. 71–74. DOI:10.34832/ELSV.2020.9.8.009
6. Гребенко Ю.А., Поляк Р.И. Линеаризация фазочастотной характеристики фильтра нижних частот // Вестник МЭИ. 2015. № 3. С. 90–94.
7. Гребенко Ю.А., Поляк Р.И. Линеаризация фазочастотной характеристики комплексного аналогового полосового фильтра // Вестник МЭИ. 2015. № 4. С. 79–85.
8. Гребенко Ю.А., Чжо Зей Я. Комплексные активные RC-фильтры на идентичных звеньев // Радиотехника. 2008. № 2. С. 61–64
9. Гребенко Ю.А. Методы цифровой обработки сигналов в радиоприемных устройствах. М.: Издательский дом МЭИ, 2006. 48 с.
10. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов. Пер. англ. М.: Бином, 2006. 656 с.

References

1. Meng M., Wu K.-L. Direct synthesis of general Chebyshev bandpass filters with a frequency variant complex load. *Proceedings of the MTT-S International Microwave Symposium*, 23–28 May 2010, Anaheim, USA). IEEE; 2010. p.433–436. DOI:10.1109/MWSYM.2010.5517836
2. Guest E., Mijatovic N. Discrete-Time Complex Bandpass Filters for Three-Phase Converter Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2019;66(6):4650–4660. DOI:10.1109/TIE.2018.2860554
3. Zeidan J., Bila S., Nasser A., Perigaud A., Hamieh A. Quasi-reflection-less bandpass filter with a variable frequency plan. *Proceedings of the MTT-S International Microwave Filter Workshop, IMFW*, 17–19 November 2021, Perugia, Italy). IEEE, 2021. PP. 8–10. DOI:10.1109/IMFW49589.2021.9642366
4. Balashov V.A., Vorobienko P.P., Lyakhovetsky L.M. *Transmission Systems by Orthogonal Harmonic Signals*. Moscow: Eco-Trends Publ.; 2012. 223 p.
5. Grebenko Yu.A., Aung Ko M. Design of Complex Band-Pass Filters Based on Programmable Analog Integrated Circuits. *Electrosvyaz*. 2020;8:71–74. DOI:10.34832/ELSV.2020.9.8.009
6. Grebenko Yu.A., Polyak R.I. Linearization Phase Response Lowpass Filter. *Vestnik MEI*. 2015;3:90–94.
7. Grebenko Yu.A., Polyak R.I. Linearization of the Phase-Frequency Characteristic of a Complex Analog Bandpass Filter. *Vestnik MEI*. 2015;4:79–85.
8. Grebenko Yu.A., Chgo Zey Ya. The Complex Active RC-Filters on Identical Units. *Radiotekhnika*. 2008;2:61–64.
9. Grebenko Yu.A. *Methods of Digital Signal Processing in Radio Receivers*. Moscow: MEI Pub.; 2006. 48 p.
10. Lyons R. *Understanding Digital Signal Processing*. New Jersey: Prentice HALL Professional Technical Reference, 2004.

Статья поступила в редакцию 06.07.2023; одобрена после рецензирования 17.07.2023; принята к публикации 25.08.2023.

The article was submitted 06.07.2023; approved after reviewing 17.07.2023; accepted for publication 25.08.2023.

Информация об авторах:

ГРЕБЕНКО
Юрий Александрович

доктор технических наук, профессор, профессор кафедры формирования и обработки радиосигналов Национального исследовательского университета «МЭИ»

 <https://orcid.org/0009-0005-6702-1134>

ПОЛЯК
Роман Игоревич

кандидат технических наук, доцент кафедры формирования и обработки радиосигналов Национального исследовательского университета «МЭИ»

 <https://orcid.org/0009-0002-2030-5605>

ЯН
Лин Пайнг

аспирант кафедры формирования и обработки радиосигналов Национального исследовательского университета «МЭИ»

 <https://orcid.org/0009-0001-3581-8473>