

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.1.9>

УДК: 621.391.8

ВЕКТОРНЫЙ АНАЛИЗ ЧАСТОТНО МАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Д.В. Курганов^{1,2}, П.Н. Захаров^{1,2}, Д.С. Демин²¹ Физический факультет МГУ им. М.В. Ломоносова
119991, Москва, Ленинские горы, дом 1, строение 2.² ООО «Микроволновая Электроника» (INWAVE),
119607, Москва, Раменский бульвар, 1.

Статья поступила в редакцию 20 сентября 2024 г.

Аннотация. Получен алгоритм оценки качества FSK-сигнала, основанный на минимизации квадрата разности между измеренным и опорным сигналами относительно параметров искажений. Показано, что алгоритм позволяет определить такие параметры FSK-сигналов, как сдвиг несущей, ошибка девиации и дрейф несущей частоты. Исследован процесс векторного анализа, включая предобработку, демодуляцию, восстановление и коррекцию сигналов. Рассмотрена работа алгоритма как к чистым FSK-сигналам, так и к GFSK и FSK с Гауссовой фильтрацией.

Ключевые слова: векторный анализ сигналов, FSK, GMSK, Гаусс фильтрация.

Автор для переписки: Даниил Владимирович Курганов

kurganov.dv19@physics.msu.ru

Введение

Частотная манипуляция (FSK) до сих пор остается одной из распространенных форм цифровой модуляции в радиочастотном спектре. Поэтому оценка качества передаваемого FSK-сигнала является важной задачей [8]. Для исследования модулированных сигналов используют векторные анализаторы сигналов, которые широко представлены на зарубежном рынке, однако их дефицит на отечественном рынке является ощутимой проблемой.

Цель данного исследования состоит в разработке алгоритма векторного анализа FSK-сигналов и внедрении в векторный анализатор INWAVE MWA-400, для эффективной оценки искажений. Процесс векторного анализа начинается с восстановления сигнала мгновенной частоты из IQ выборок. С помощью символьной синхронизации определяется битовая последовательность измеренного сигнала, которая используется для генерации опорного сигнала. Согласно [1], модель FSK-сигнала включает искажения в мгновенной частоте несущей, обусловленные смещением и дрейфом несущей, а также ошибкой девиации. Параметры искажений определяются методом наименьших квадратов (МНК) путем сравнения измеренного и опорного (с искажениями) сигналов.

В главе 1 описаны основные концепции FSK модуляции и представлена модель сигнала с искажениями. Глава 2 включает основы векторного анализа, описание предложенного алгоритма и его математической основы. Глава 3 фокусируется на экспериментальной оценке алгоритма и сравнении с современным оборудованием. В завершение приводится анализ полученных результатов и делаются выводы о погрешности и применимости разработанного подхода.

1. Основы FSK манипуляции

1.1. Идеальный сигнал

FSK манипуляция предполагает трансляцию информации путем изменения частоты передаваемого сигнала [9]. Мгновенная частота передаваемого сигнала в основной полосе частот формируется из символьной последовательности $s(i) \in \{0,1\}$ с периодом T и записывается в виде [1], [3]:

$$f_{REF}(t) = f_D \sum_i s(i) g(t - iT), \quad (1)$$

f_D – частота девиации, которая связана с символьной скоростью $f_{SYMB} = 1/T$ через индекс модуляции h :

$$f_D = \frac{1}{2} h f_{SYMB}, \quad (2)$$

$g(t)$ – фильтр, формирующий сигнал в основной ПЧ: $b(t) = \sum_i s(i) g(t - iT)$.

Для генерации сигнала применяется один из трех формирующих фильтров, их импульсные характеристики представлены на рис. 1.

1. Прямоугольный [6]:

$$g_{RECT}(t) = \begin{cases} 1, & -T/2 < t < T/2 \\ 0, & \text{иначе} \end{cases} \quad (3)$$

2. Гаусс [6]:

$$g_{GAUSS}(t) = \frac{\exp\left(-\frac{t^2}{2(\rho T)^2}\right)}{\sqrt{2\pi\rho T}}, \text{ где } \rho = \frac{\sqrt{\ln 2}}{2\pi BT} \quad (4)$$

3. GMSK [6], представляет собой свертку Прямоугольного и Гауссова фильтров:

$$g_{GMSK}(t) = g_{RECT}(t) * g_{GAUSS}(t). \quad (5)$$

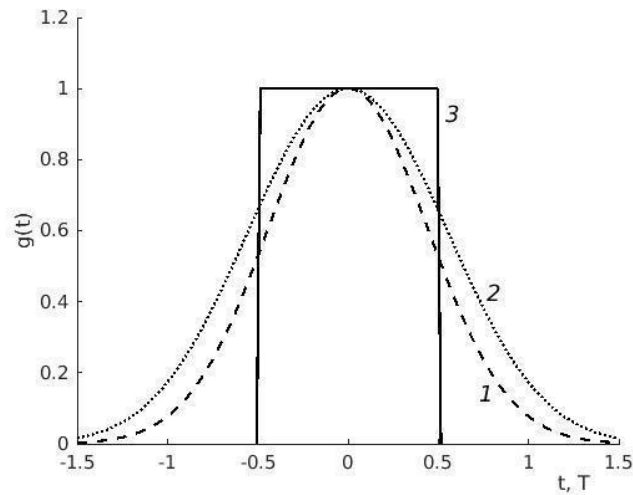


Рис. 1. Нормированные импульсные характеристики фильтров: Гаусс (1), GMSK (2), Прямоугольный (3).

FSK-сигнал создается путем частотной модуляции мгновенной частоты:

$$REF(t) = \exp\left(j2\pi \int_{-\infty}^t f_{REF}(u) du\right) = \exp(j\phi_{REF}(t)). \quad (6)$$

На рис. 2 изображены этапы модуляции FSK сигнала с формирующим фильтром Гаусса.

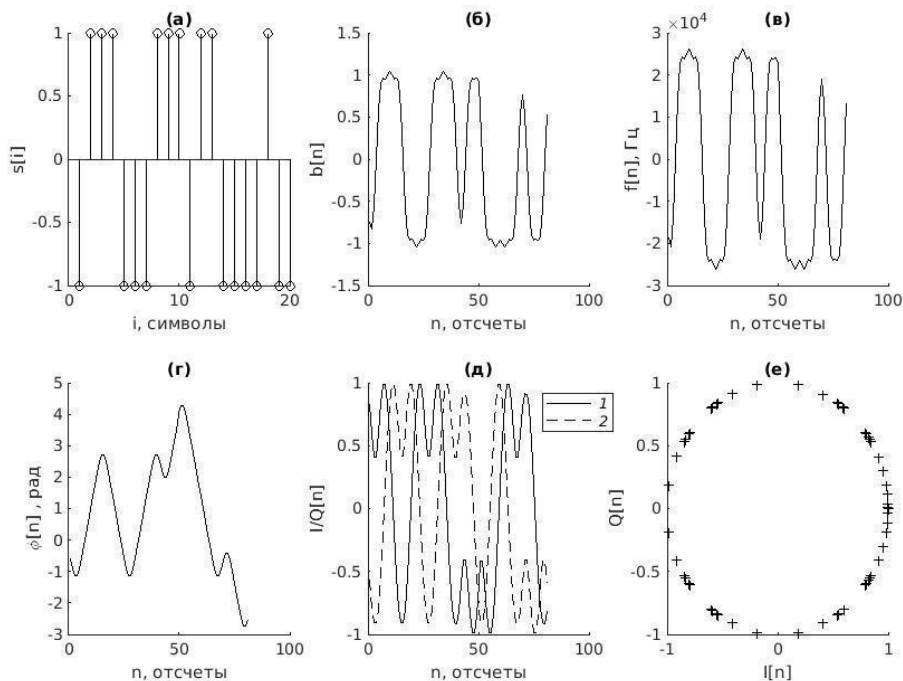


Рис. 2. Формы сигнала на различных этапах модуляции: а) символьная последовательность, б) сигнал в основной ПЧ, в) мгновенная частота, г) фаза, д) действительная (1) и мнимая (2) части FSK-сигнала, е) диаграмма созвездия FSK-сигнала.

1.2. Сигнал с искажениями

Модель реального FSK-сигнала строится из предположения наличия АБГШ и искажений в фазе/частоте сигнала [1]:

$$MEAS(t) = \exp(j\phi_{DIST}(t)) + n(t)$$

В [1] мгновенная частота FSK-сигнала представляется в виде:

$$f_{DIST}(t) = Bf_{REF}(t - \tau) + f_0 + f_{DRIFT}t, \quad (7)$$

B – коэффициент масштабирования, f_0 – смещение несущей частоты в Гц, f_{DRIFT} – смещение частоты в Гц в секунду, τ – временное смещение в секундах.

Таким образом модель измеренного сигнала с учетом всех параметров искажений можно записать в следующем виде [1]:

$$MEAS(t) = \exp\left(j2\pi\left(\int_{-\infty}^t Bf_{REF}(t)dt + f_0t + 1/2f_{DRIFT}t^2\right)\right) + n(t). \quad (8)$$

На рис. 3 на примере сигнала, сформированного Гаусс фильтром ($BT = 0.3$) показано, как искажения влияют на форму сигнала:

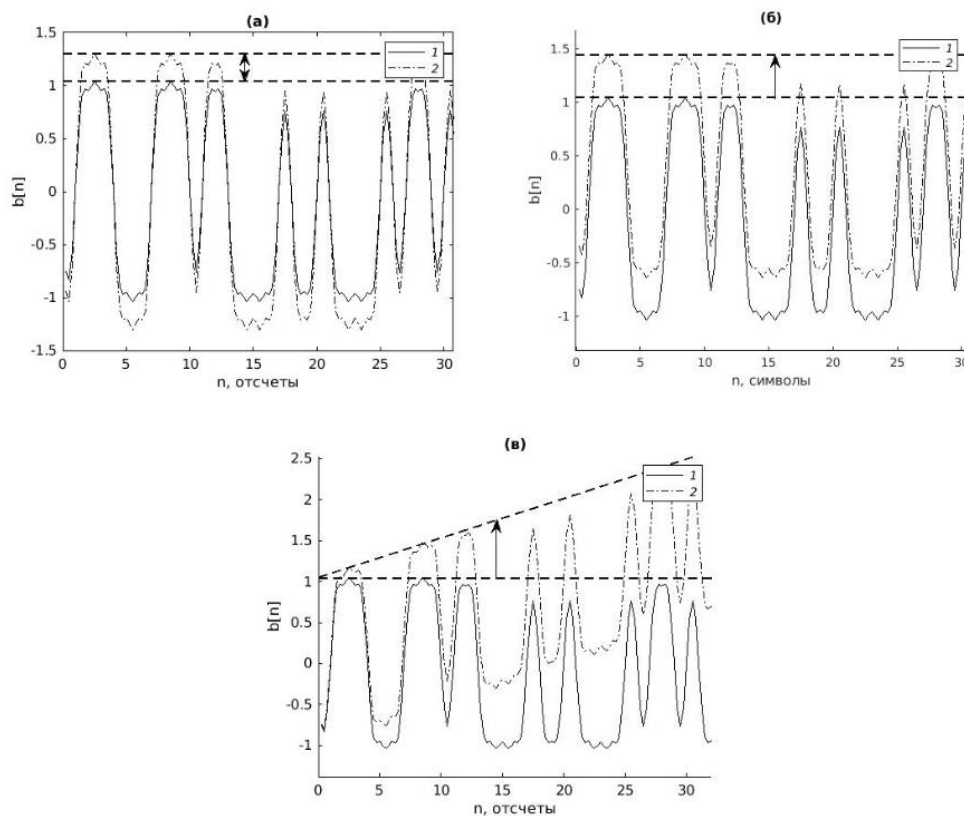


Рис. 3. Эффекты а) Ошибки девиации, б) Сдвига несущей, в) Дрейфа несущей; Сравнение идеального (1) и искаженного (2) сигнала в основной полосе.

2. Основы векторного анализа сигналов

Цель векторного анализа сигналов заключается в определении качества сигнала, передаваемого тестируемым устройством, путем сравнения его с опорным (близком к идеальному) сигналом [2]. Ключевая задача анализатора заключается в определении опорного сигнала. Таким образом, анализатор стремится восстановить опорный сигнал из измеренного сигнала, передаваемого устройством.

После извлечения опорного сигнала, алгоритм сравнивает измеренный сигнал с опорным сигналом, и результаты этого сравнения отображаются. Схема векторного анализатора FSK-сигналов представлена на рис. 4.

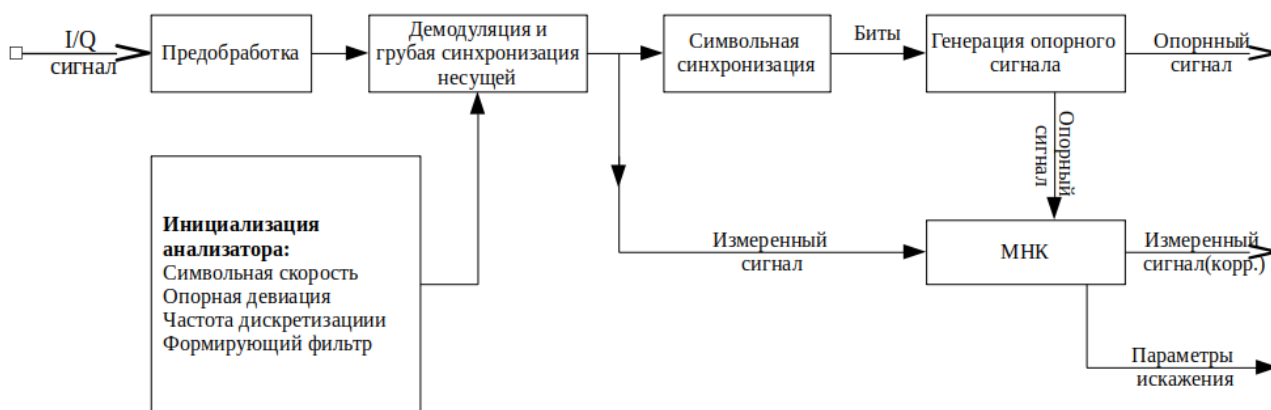


Рис. 4. Принципиальная схема векторного анализатора FSK-сигналов.

2.1. Предобработка

На вход схемы поступают порции I/Q выборок FSK-сигнала с частотой дискретизации f_{SAMP} и символьной скоростью f_{SYMB} . Поскольку данные поступают с АЦП, в общем случае отсчеты не нормированы. Для корректной работы демодулятора и детектирования символов средняя мощность сигнала должна составлять 1W, поэтому сигнал нормируется:

$$MEAS_{NORM} [n] = MEAS_{RAW} [n] \left(\frac{1}{M} \sum_m |MEAS_{RAW} [m]|^2 \right)^{-1/2}. \quad (9)$$

2.2. Демодуляция

Существует множество видов демодуляторов FSK. В данном алгоритме для восстановления символов передаваемого сигнала используется демодулятор задержки в основной ПЧ [3] (рис. 5).

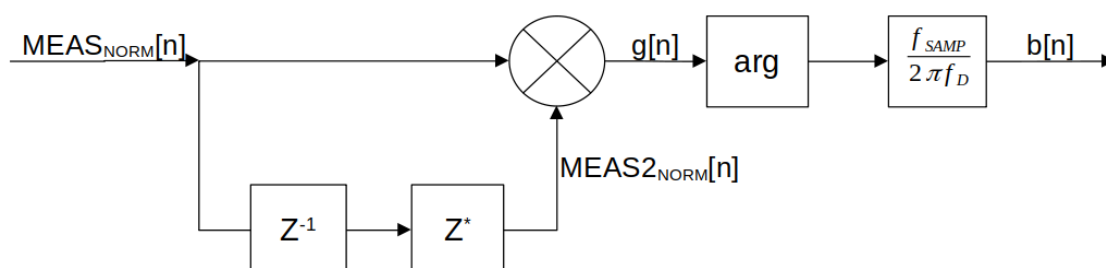


Рис. 5. Демодулятор задержки в основной ПЧ.

Мгновенная частот получается путем дифференцирования фазы:

$FREQ_{MEAS}(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \phi(t)$, где $\phi(t) = \angle MEAS_{NORM}(t)$ угол между I и Q составляющими.

В дискретном виде эта процедура описывается следующим образом [3]:

$$MEAS_{NORM}[n] = \exp(j\phi[n]),$$

$$MEAS2_{NORM}[n] = \exp(-j\phi[n-1]),$$

$$g[n] = \exp(j\phi[n] - j\phi[n-1]).$$

Выражение для сигнала в основной ПЧ записывается в виде:

$$b[n] = \frac{\phi[n] - \phi[n-1]}{2\pi f_D} f_{SAMP}. \quad (10)$$

Для корректной работы алгоритма из полученного сигнала устраняется постоянная составляющая, которая далее будет учтена при определении смещения несущей:

$$b_{CORR}[n] = b[n] - b.$$

2.3. Восстановление опорного сигнала

Символьная синхронизация используется для определения исходной битовой последовательности [5]. Сигнал в системе распространяется с задержкой [4].

$$b_c[n] = b_{CORR}(nT + \tau) = \sum_i s'(i)g(t + \tau - iT). \quad (11)$$

Поэтому цель символьной синхронизации – определить, при которой тактирование будет происходить в «оптимальные» моменты времени. Алгоритм использует детектор ошибки Гарднера при нормированной полосе петли фильтра 0.005 [4].

Детектированные центры символов конвертируются в битовую последовательность:

$$a[n] = \begin{cases} 1, & b_c[n] \geq 0 \\ 0, & b_c[n] < 0 \end{cases}. \quad (12)$$

Восстановленная битовая последовательность используется для генерации опорного сигнала в основной ПЧ. Сначала из последовательности нулей и единиц формируется NRZ последовательность

$$s'[n] = 2a[n] - 1$$

Далее частота дискретизации NRZ последовательности увеличивается в $s'[n] = 2a[n] - 1$ раз:

$$S'_{up}[n] = \begin{cases} s'[n/L], & n/L - \text{целое} \\ 0, & \text{иначе} \end{cases}.$$

Сигнал в основной ПЧ формируется путем свертки $S'_{up}[n]$ и импульсной характеристики фильтра [7]:

$$b_{REF}[n] = \sum_m S'_{up}[n]g[n-m]. \quad (13)$$

Для получения сигнала мгновенной частоты, $f_{REF}[n]$ умножается на опорную девиацию.

$$f_{REF}[n] = b_{REF}[n]f_D. \quad (14)$$

2.4. Определение параметров искажений методом наименьших квадратов

Модель измеренного FSK-сигнала в дискретном виде записывается в виде [1]:

$$f_{DIST}[n] = Bf_{REF}[n - \tau] + f_0 + f_{DRIFT}nT, \quad (15)$$

B – коэффициент масштабирования, который приводит к ошибке опорного отклонения, f_0 – смещение несущей частоты в Гц, f_{DRIFT} – смещение частоты в символах в секунду, τ – временное смещение в отсчетах.

Для оценки параметров искажения используется метод наименьших квадратов (МНК). Квадрат разности измеренного сигнала и модели измеренного сигнала минимизируется относительно параметров искажений [1]. В результате становится возможным определить значения B, f_0, f_{DRIFT}, τ .

$$C_{FREQ}(B, f_0, f_{DRIFT}, \tau) = \sum_n |f_{MEAS}(n) - f_{DIST}(n, f_0, f_{DRIFT}, \tau)|^2. \quad (16)$$

Практическое значение имеют величины: $\Delta f_D = (B - 1)f_D$ – ошибка девиации в Гц, f_0 – смещение центральной частоты(несущей) в Гц, f_{DRIFT} – дрейф несущей в Гц/символ.

2.5. Коррекция измеренного сигнала

После определения параметров искажений, измеренный сигнал может быть скорректирован:

$$MEAS_{CORR}[n] = \left(MEAS[n - \tau] - f_0 - n \frac{f_{DRIFT}}{f_{SAMP}} \right) / B. \quad (17)$$

На рис. 6 показан результат коррекции искажений. На рис. 6(а) измеренный сигнал мгновенной частоты (1) с явной ошибкой девиации и задержкой относительно опорного (2). После коррекции рис. 6(б) форма сигнала (2) максимально приближена к f_{REF} .

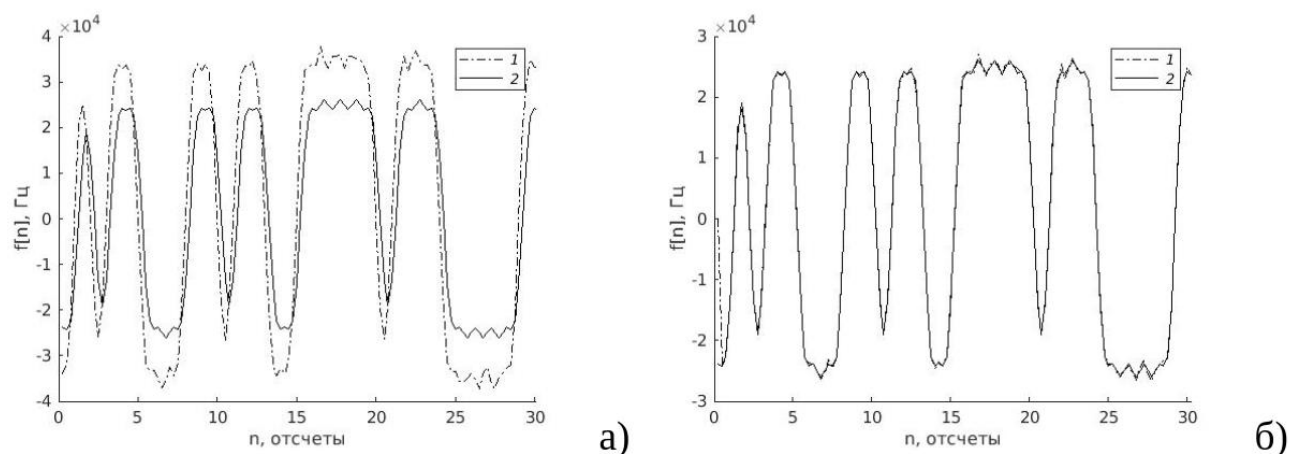


Рис. 6. Измеренный (1) и опорный (2) сигналы: а) до коррекции, б) после коррекции.

3. Результаты эксперимента

Целью векторного анализа является измерение искажений в FSK-сигнале, поэтому эксперимент направлен на определение зависимости измеряемых параметров от их истинных значений. В используемой модели FSK-сигнала (15) оцениваемыми параметрами являются: смещение несущей, ошибка девиации и дрейф несущей. Истинные значения измеряемых искажений задаются при конфигурации генератора и анализатора.

Экспериментальный стенд рис. 7 включает оборудование, приобретенное в рамках программы развития МГУ им. М.В. Ломоносова [10-12]: генератор R&S SMBV100A, анализатор R&S FSW, а также компьютер с реализованным на нем алгоритмом. Результаты работы алгоритма сравниваются с показаниями анализатора. В качестве исходного сигнала используют необработанные IQ выборки анализатора с длиной захвата $CL = 8000$ символов. Исследование проводилось для трех различных формирующих фильтров: Гауссова и GMSK с коэффициентом $BT = 0.3$, а также прямоугольного фильтра.

Впоследствии, важной частью исследования является анализ работы алгоритма, реализованного на базе анализатора MWA-400. Экспериментальный стенд состоит из векторного генератора сигналов INWAVE MWT-200 и векторного анализатора INWAVE MWA-400 с установленной опцией VSA

(векторный анализ сигналов). Оба устройства оснащены опцией ULPN – ультранизкий фазовый шум.



Рис. 7. Экспериментальная установка.



Рис. 8. Демонстрационный стенд с генератором MWT-200 и анализатором MWA-400.

4. Обсуждение результатов

4.1. Смещение несущей

Относительная ошибка смещения несущей измеряется как разность между центральной частотой генератора и центральной частотой анализатора $\Delta CF = CF_{GEN} - CF_{REC}$. Центральная частота анализатора постоянна и равна $CF_{REC} = 1$ ГГц. Диапазон, в котором изменяется частота CF_{GEN} , выбран таким образом, чтобы сигнал оставался в полосе фильтра анализатора, и составляет около 200 кГц. На рис. 9 представлены зависимости относительного смещения несущей от отклонения частоты $f_0 / \Delta CF$ при различных значениях ΔCF для трех типов формирующих фильтров.

Измеренные значения лежат вблизи единицы $f_0 / \Delta CF \approx 1$. Погрешность смещения несущей составляет примерно 0.1% при использовании фильтров типа Гаусс и GMSK, и около 0.2% при использовании прямоугольного фильтра.

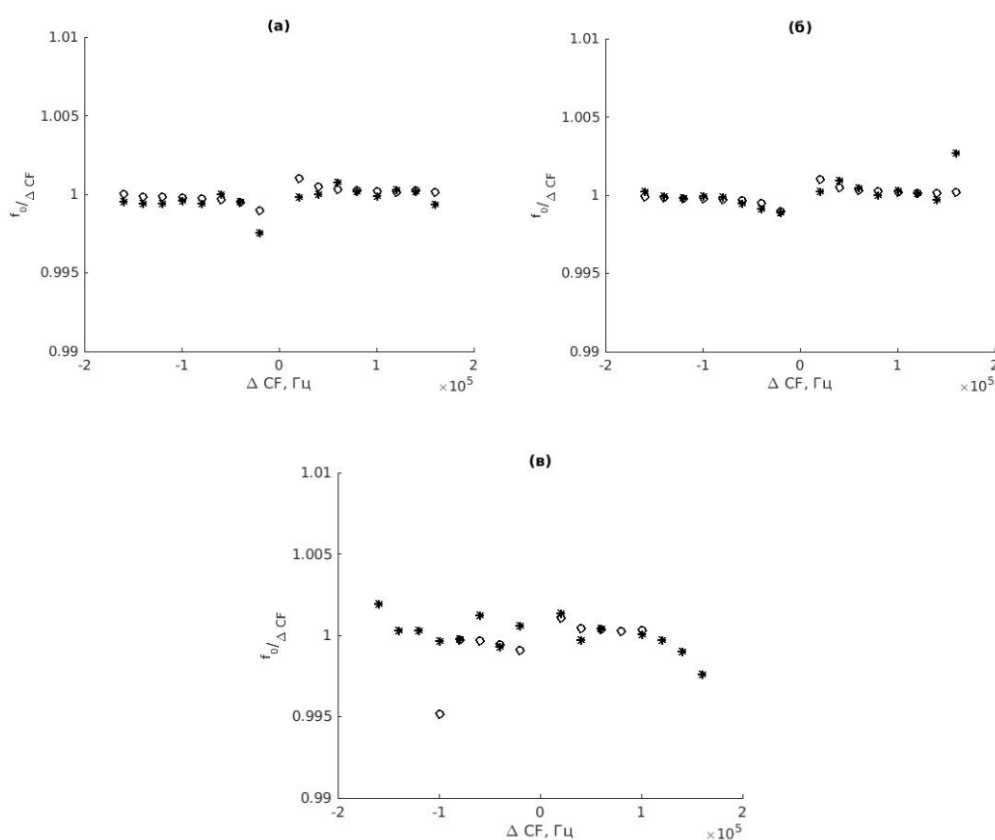


Рис. 9. Зависимости относительного смещения несущей от отстройки несущей (FSW – о, и алгоритма – *) для формирующий фильтров: а) Гаусс (BT = 0.3), б) GMSK (BT = 0.3), в) Прямоугольный.

4.2. Ошибка девиации

Согласно выражению (2), девиация линейно зависит от индекса модуляции и символьной скорости $f_d \sim (h, f_{SYMB})$. Поэтому измерения проводятся отдельно, при изменении одного из параметров и фиксации другого. Во время эксперимента опорная девиация алгоритма подстраивается под девиацию генератора так, что $f_D(GEN) = f_D(REC)$, поэтому ожидается, что относительная ошибка девиации будет равна нулю независимо от символьной скорости и индекса модуляции:

$$\frac{\Delta f_D}{f_D} \Big|_{f_{SYMB}} \approx \frac{\Delta f_D}{f_D} \Big|_h \approx 0.$$

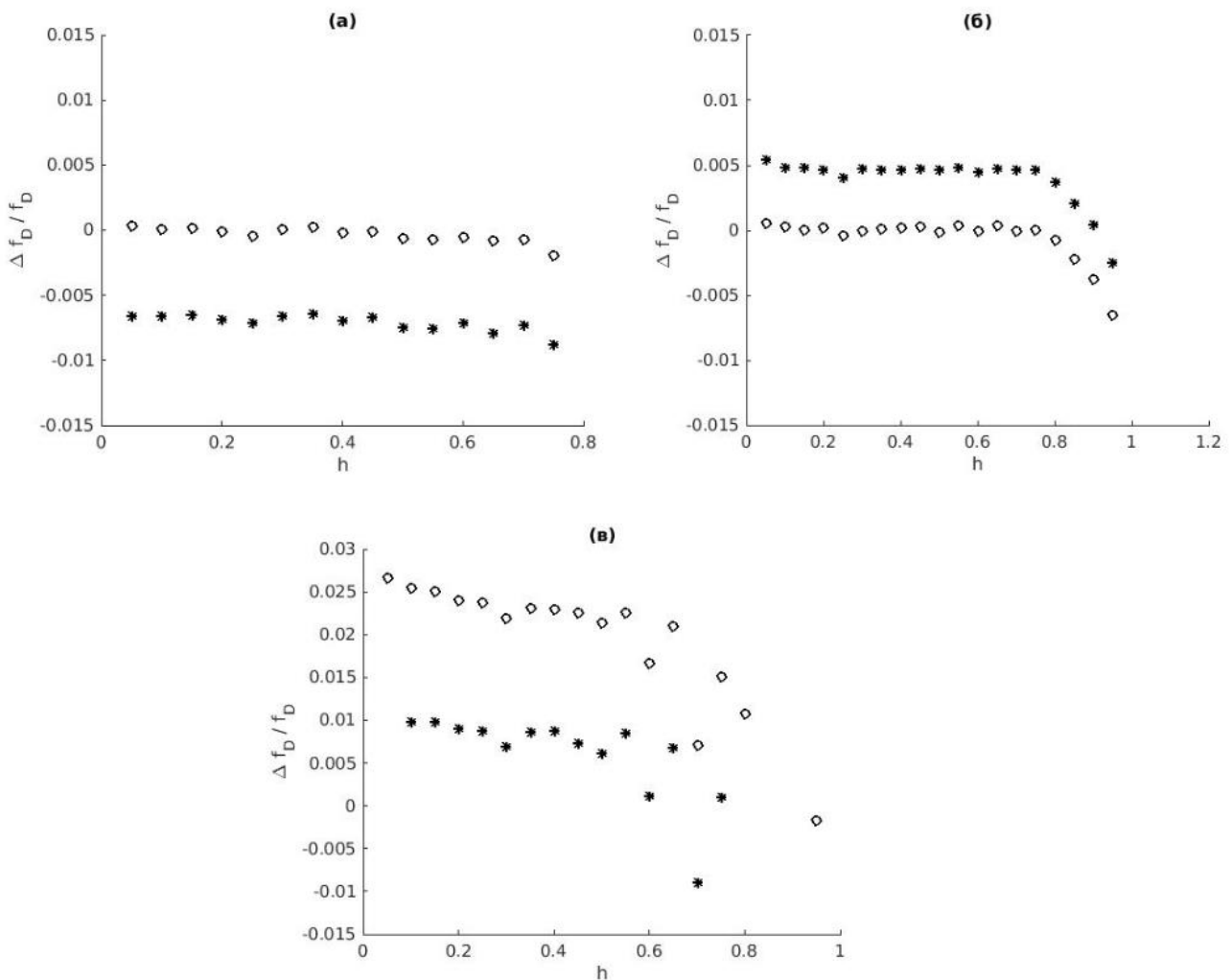


Рис. 10. Зависимости относительной ошибки девиации от индекса модуляции (FSW – о, и алгоритма – *) для формирующий фильтров: а) Гаусс (BT = 0.3), б) GMSK (BT = 0.3), в) Прямоугольный.

На рис. 10 представлены зависимости относительной ошибки девиации от индекса модуляции $\Delta f_D / f_D(h)$ при постоянной символьной скорости $f_{SYMB} = 100$ кГц. При $h < 0.7$ относительная погрешность измерения девиации составляет 0.7% для Гаусс фильтра, 0.5% для фильтра GMSK и 1% для прямоугольного фильтра. При $h > 0.7$ относительная ошибка девиации резко возрастает.

На рис. 11 представлены зависимости относительной ошибки девиации от символьной скорости $\Delta f_D / f_D(f_{SYMB})$ при постоянном индексе модуляции $h = 0.5$. Относительная погрешность измерения девиации составляет 0.8%, для фильтра GMSK 0.4%, для прямоугольного фильтра 1.1%

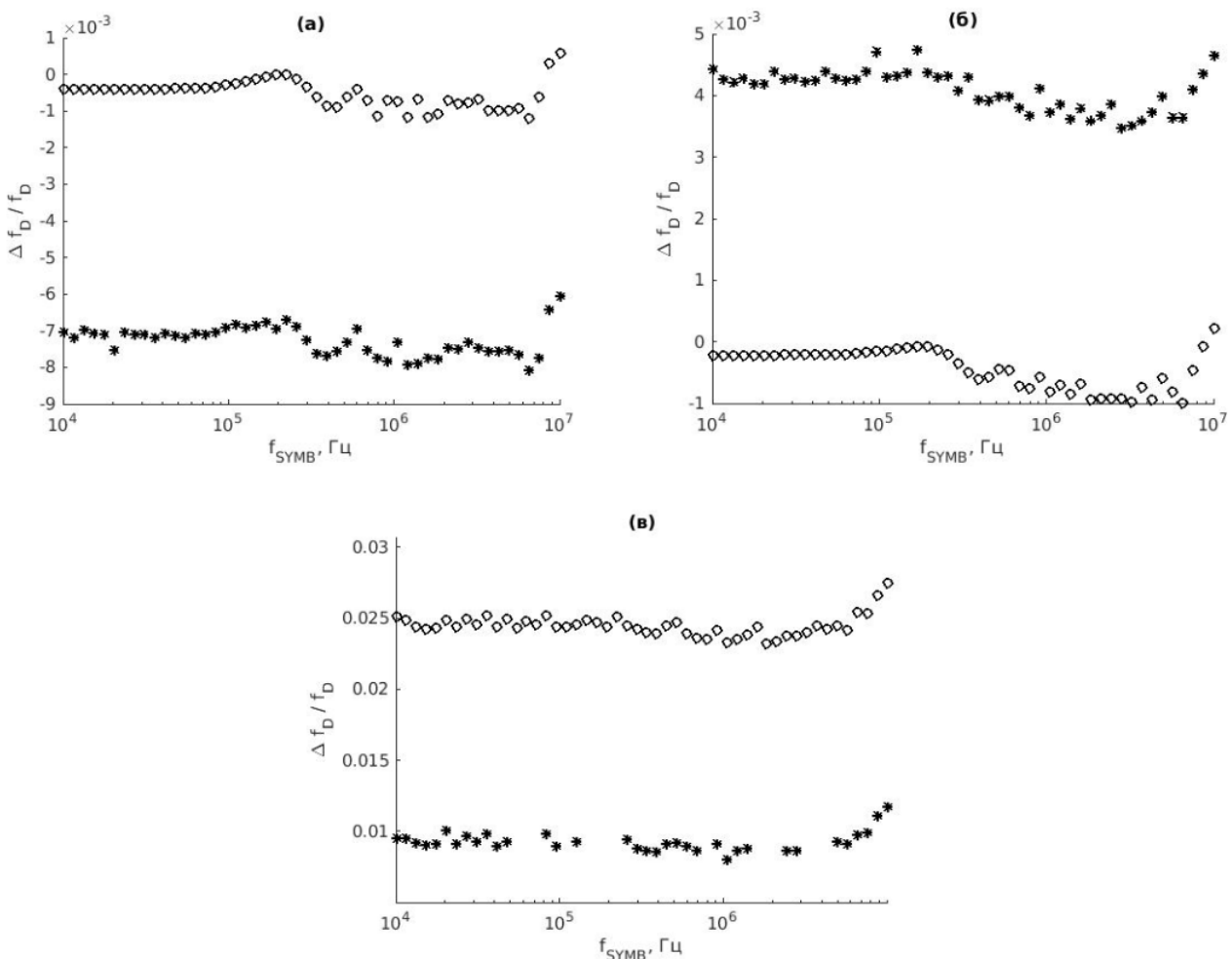


Рис. 11. Зависимости относительной ошибки девиации от символьной скорости (FSW – о, и алгоритма – *) для формирующий фильтров: а) Гаусс (BT = 0.3), б) GMSK (BT = 0.3), в) Прямоугольный.

4.3. Дрейф несущей

Измерения дрейфа несущей производятся при линейном изменении центральной частоты во времени. Поскольку функционал оборудования не позволяет плавно изменять центральную частоту, в качестве модулирующего сигнала генератора использовались математические выборки с известным дрейфом несущей $\Delta DRIFT$.

Система накладывает ограничения на величину дрейфа: для корректного детектирования битов на этапе восстановления опорного сигнала необходимо, чтобы символ оставался в зоне детектирования в соответствии с условием (12). Если это условие не выполняется, биты будут детектированы с ошибками. Минимальная величина дрейфа, при которой нарушается правильность определения битовой последовательности, определяется как: $\min|\Delta DRIFT| = \frac{f_D}{CL}$.

При частоте девиации $f_D = 25 \text{ кГц}$, и количестве символов $CL = 8000$, $\min|\Delta DRIFT| = 3.125 \frac{\text{Гц}}{\text{символ}}$.

На рис. 12 представлены зависимости относительной ошибки измерения дрейфа несущей от величины дрейфа $\frac{f_{DRIFT}}{\Delta DRIFT}(\Delta DRIFT)$. Погрешность измерения дрейфа несущей не превышает 1% для всех типов формирующих фильтров.

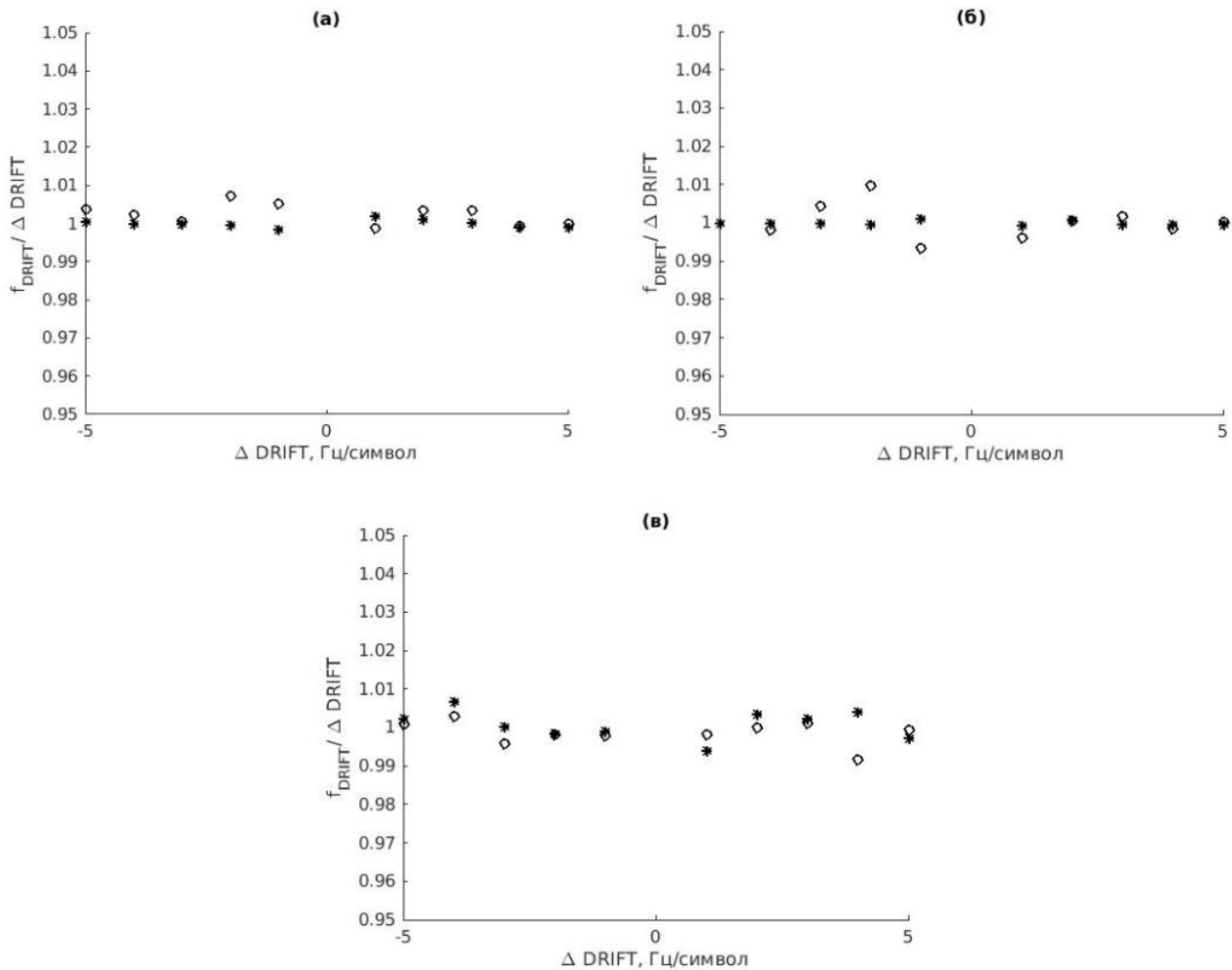


Рис. 12. Зависимости относительной ошибки измерения дрейфа несущей от дрейфа (FSW – о, и алгоритма – *) для формирующий фильтров:
 а) Гаусс (BT = 0.3), б) GMSK (BT = 0.3), в) Прямоугольный.

4.4. Реализация алгоритма на базе векторного анализатора сигналов MWA-400

Алгоритм векторного анализа FSK-сигналов был реализован на базе анализатора INWAVE MWA-400. На центральной частоте $CF(REC) = 1$ ГГц были получены зависимости относительного смещения несущей от отстройки несущей рис. 13(а) и относительной ошибки девиации от символьной скорости рис. 13(б). Погрешность смещения несущей для GMSK фильтра с BT = 0.3 не превышает 0.04%, а относительная погрешность измерения девиации составила 0.2%.

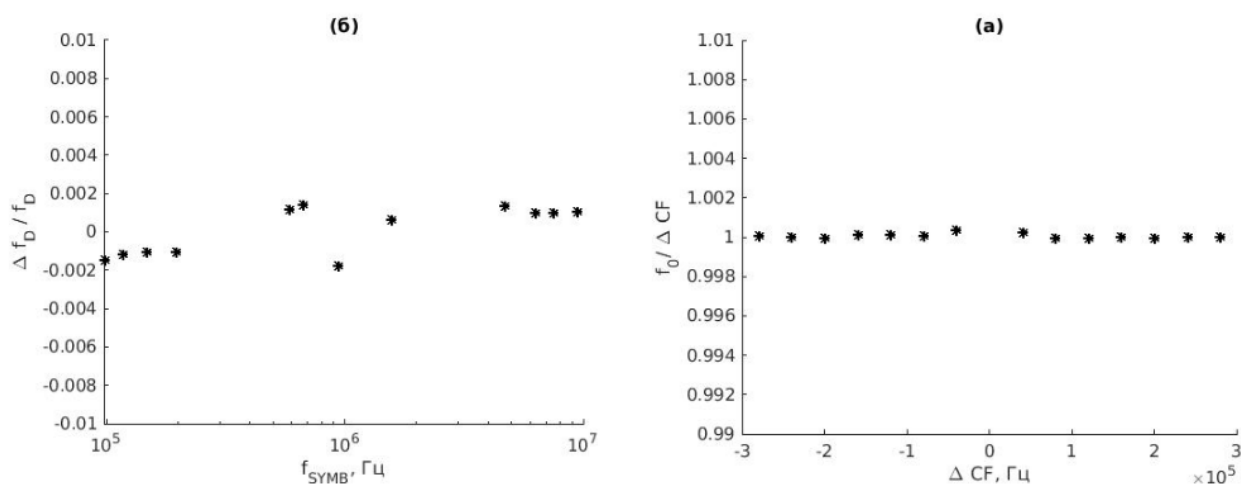


Рис. 13. Результаты алгоритма на базе MWA-400 с GMSK (BT=0.30):
 а) Зависимость относительного смещения несущей от отстройки несущей,
 б) Зависимость относительной ошибки девиации от символьной скорости.

Заключение

В статье рассмотрена модель FSK-сигнала, на основе которой разработан и реализован алгоритм векторного анализа. Этот алгоритм, основанный на минимизации квадрата разности между опорным и измеренным сигналами, позволяет определить сдвиг несущей, дрейф несущей и ошибку девиации. Было проведено сравнение результатов с показаниями современного векторного анализатора и оценены погрешности измерения.

Результаты экспериментов показали, что зависимости относительной ошибки смещения несущей, ошибки девиации и дрейфа несущей, полученные с помощью предложенного алгоритма, количественно совпадают с показаниями векторного анализатора R&S FSW. Погрешность измерения смещения несущей составляет менее 0.2% со всеми формирующими фильтрами. Алгоритм показал свою эффективность при измерении ошибки девиации с небольшими индексами модуляции (до 0.7). При $h = 0.5$ относительная погрешность измерения ошибки девиации составляет 0.8% для Гаусс-фильтра, 0.4% для GMSK и 1.1% для прямоугольного фильтра. Погрешность измерения дрейфа несущей не превышает 1%.

Алгоритм был реализован на базе векторного анализатора INWAVE MWA-400. В результате анализа FSK-сигнала, записанного с векторного генератора MWT-200, установлено, что для GMSK-фильтра с коэффициентом $BT = 0.3$ погрешность смещения несущей составила менее 0,04%, а относительная ошибка измерения девиации не превысила 0.2%.

Литература

1. R&S®FSW-K70, Vector Signal Analysis User Manual. Version 39 (FW: 6.00).
URL: https://www.rohde-schwarz.com/cac/manual/r-s-fsw-k70-manuals_78701-29049.html
2. Keysight, Application Note Vector Signal Analysis Basics. URL:
<https://www.keysight.com/us/en/assets/7018-01220/application-notes/5989-1121.pdf>
3. Schnyder F., Haller C. Implementation of FM demodulator algorithms on a high performance digital signal processor // Nanyang Technological University and Hochschule For Technik Rapperswil. – 2002.
4. Michael Rice. Digital Communications: A Discrete-Time Approach. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2008.
5. Johnson Jr C.R., Sethares W.A., Klein A.G. Software receiver design: build your own digital communication system in five easy steps. – Cambridge University Press, 2011.
6. Švedek T., Herceg M., Matic T. A simple signal shaper for GMSK/GFSK and MSK modulator based on sigma-delta look-up table // Radioengineering. – 2009. – Т. 18. – №. 2.
7. Chang D.C., Shiu T.H. Digital GFSK carrier synchronization // APCCAS 2006-2006 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems. – IEEE, 2006. – С. 1523-1526.
8. Watson B. FSK: signals and demodulation // Watkins–Johnson Company Tech–notes. – 1980. – Т. 7. – №. 5.

9. Kennedy G., Davis B., Prasanna S. R. M. Electronic communication systems. – Tata McGraw-Hill Publishing Co. Ltd., New Delhi, 1985. – Т. 20. – С. 21.
10. Система для проведения спектрального, временного и векторного анализа радиочастотных сигналов и трактов (ПНР-10) // ИСТИНА: Список научного оборудования. URL: <https://istina.msu.ru/equipment/card/10360756/>
11. Система для проведения спектрального, временного и векторного анализа радиочастотных сигналов и трактов // ИСТИНА: Список научного оборудования. URL: <https://istina.msu.ru/equipment/card/10359726/>
12. Векторный анализатор сигналов Rohde&Schwarz FSW43 // ИСТИНА: Список научного оборудования. URL: <https://istina.msu.ru/equipment/card/538141782/>

Для цитирования:

Курганов Д.В., Захаров П.Н., Демин Д.С. Векторный анализ частотно манипулированных сигналов // Журнал радиоэлектроники. – 2025. – №. 1. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.1.9>