

УДК 621.341

АНАЛИЗ АЛГОРИТМА ОБРАБОТКИ РАДИОСИГНАЛОВ С ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ МЕТОДАМИ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Жиганова Елена Александровна

кандидат технических наук, доцент; доцент кафедры радиотехники Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых.

E-mail: zhiganova.el@gmail.com.

Адрес: 602264, Россия, Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д. 23.

Аннотация: В работе проведено исследование частотной модуляции в радиоприёмном устройстве. Рассмотрен отрицательный эффект, при котором помеховый сигнал подавляет полезный, и в фазе выходного сигнала частотного демодулятора появляются импульсы, приводящие к искажению информационного сообщения. Методами математического моделирования исследована работа устройства при воздействии гармонической помехи и помехи в виде белого шума. Оценено изменение вероятности превышения амплитуды помехи при изменении отношения мощностей сигнал/помеха. Определен порог этого отношения, дающий существенный выигрыш при обработке сигнала с частотной модуляцией.

Ключевые слова: частотная модуляция, гармоническая помеха, белый шум, вероятность превышения амплитуды помехи, частотный детектор, фаза сигнала, импульсная частотная помеха, отношение мощностей сигнал/помеха.

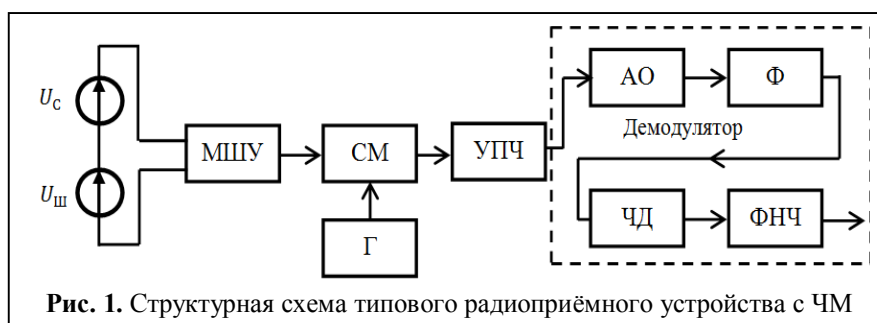
Как известно, частотная модуляция (ЧМ) обладает рядом преимуществ по сравнению с другими видами модуляций, а именно, высокой помехоустойчивостью; более эффективным использованием мощности передатчика; сравнительной простотой получения модулированных сигналов и др. Например, по сравнению с амплитудной модуляцией ЧМ в системах радиовещания позволяет обеспечить лучшее качество звучания. Это связано с большой шириной полосы частот ЧМ-сигнала, охватывающей гораздо большее число гармоник. А при ЧМ-передаче достигается очень низкий уровень шума, возникающий на выходе обычно в форме изменения амплитуды несущей. В ЧМ-системе эти сигналы легко устраняются путем двустороннего ограничения амплитуды несущей.

Информация, которую несет изменяющаяся частота, при этом полностью сохраняется. Кроме того, при ЧМ допускается возможность одновременной работы в

общем канале связи большого числа респондентов и реализуется более полное использование по энергетическим показателям радиопередающего устройства в силу постоянства амплитуды сигнала [1–3].

Благодаря выше перечисленным свойствам частотную модуляцию применяют в системах телевизионного вещания (для передачи сигналов звукового сопровождения); системах спутникового теле- и радиовещания; системах высококачественного стереофонического вещания (FM диапазон); радиорелейных линиях (РРЛ); сотовой телефонной связи.

Рассмотрим структурную схему радиоприёмного устройства частотно-модулированных сигналов, приведённую на рис. 1. На структурной схеме применены следующие обозначения: U_c – эквивалентный ис-



точник полезного сигнала, поступающего из антенны, U_{III} – эквивалентный генератор шума, учитывающий шумы канала радиосвязи и собственные шумы радиоприёмника, МШУ – малощумящий ВЧ или СВЧ усилитель, СМ – смеситель, Г – гетеродин (генератор с высокой стабильностью частоты), УПЧ – усилитель промежуточной частоты, АО – амплитудный ограничитель, Ф – полосовой фильтр для первой гармоники сигнала промежуточной частоты, ЧД – частотный детектор, ФНЧ – фильтр нижних частот.

Полоса пропускания ФНЧ устанавливается равной верхней частоте модулирующего сигнала F_B . Полоса пропускания УПЧ выбирается, исходя из ширины спектра принимаемого частотно-модулированного сигнала:

$$\begin{aligned} \Delta f_{СП} &= 2F_B(1 + m_{ч} + \sqrt{m_{ч}}) = \\ &= 2 \left(\Delta f_{Д} + F_B + F_B \sqrt{\frac{\Delta f_{Д}}{F_B}} \right), \end{aligned}$$

где $m_{ч} = \frac{\Delta f_{Д}}{F_B}$ – индекс частотной модуляции, $\Delta f_{Д}$ – девиация частоты.

Любой структурный элемент, входящий в состав этого радиоприёмного устройства, может подвергаться воздействию помехи, как в виде сигнала, пришедшего со входа вместе с полезным, так и в виде электромагнитного поля с частотой помехи, воздействующего на нелинейные элементы устройства и приводящего к появлению искажений информационного сообщения, ухудшению его качества вещания и т.д.

Взаимодействие между полезным и помеховым сигналом приводит или к подавлению помехи (положительный эффект, создающий преимущества ЧМ), или, наоборот, к подавлению полезного сигнала помехой (отрицательный эффект) [2].

Проведём математическое моделирование такой ситуации с целью определения параметров воздействующих сигналов, характеристик фильтров, при которых в заданном устройстве будет сохраняться положительный эффект час-

тотной модуляции. Для этого рассчитаем и построим зависимости отношения мощностей полезного сигнала и помехи на выходе частотного демодулятора $\left(\frac{P_C}{P_{П}}\right)_{ВЫХ}$ от такого же отношения на входе $\left(\frac{P_C}{P_{П}}\right)_{ВХ}$.

Пусть на вход демодулятора поступает полезный сигнал – немодулированная несущая

$$u_C(t) = U_C \cos(\omega t),$$

а АЧХ фильтра нижних частот имеет полосу пропускания с частотой среза F_B .

Зададимся помехой в виде белого шума, который имеет плотность энергетического спектра $W(f) = W_0 = const$.

Воспользуемся выражением для мощности белого шума на выходе частотного дискриминатора, полученным в [2]:

$$P_{П} = \int_0^{F_B} W(f) df = \frac{4\pi^2 W_0}{U_{СМ}^2/2} \cdot \frac{F_B^3}{3} = \frac{2\pi^2 F_B^2}{3q}, \quad (1)$$

где $q = \left(\frac{P_C}{P_{П}}\right)_{ВХ} = \frac{U_{СМ}^2/2}{W_0 2F_B}$ – отношение мощностей сигнала и помехи в полосе $2F_B$ на входе частотного дискриминатора.

При этом, как известно, мощность полезного сигнала на выходе частотного дискриминатора прямо пропорциональна девиации частоты:

$$P_{С.ВЫХ} = \frac{4\pi^2 \Delta f_{Д}^2}{2}. \quad (2)$$

Зная отношение мощностей полезного и помехового сигналов на выходе частотного дискриминатора с учётом (1) и (2) получим:

$$\left(\frac{P_C}{P_{П}}\right)_{ВЫХ} = 3m_{ч}^2 \left(\frac{P_C}{P_{П}}\right)_{ВХ} = 3m_{ч}^2 q, \quad (3)$$

где $m_{ч} = \frac{\Delta f_{Д}}{F_B}$ – индекс частотной модуляции по отношению к высшей частоте модулирующего сигнала.

Как видно из данной формулы, отношение мощности сигнала и помехи на выходе частотного демодулятора прямо пропорционально такому же отношению на входе устройства.

Аналитическая зависимость (3) показывает главное достоинство частотной модуляции, заключающееся в квадратичном увеличении

отношения мощностей сигнала и помехи на выходе частотного демодулятора с возрастанием индекса частотной модуляции m_q . Следствием этого является увеличение базы сигнала и полосы пропускания высокочастотного тракта радиоприёмного устройства.

Согласно [1], это свойство частотной модуляции выполняется только при соблюдении условия $q = \left(\frac{P_c}{P_{п\text{ВХ}}}\right) > q_{\text{пор}}$ – некоторого порогового значения, равного 10...12 дБ.

С помощью математического моделирования покажем, при каких индексах ЧМ будет сохраняться это условие и как будет изменяться отношение $\left(\frac{P_c}{P_{п\text{ВХ}}}\right)$ при уменьшении порогового значения $q_{\text{пор}}$.

Представим математическую модель сигнала, воздействующего на вход частотного дискриминатора. На вход частотного дискриминатора поступает два синусоидальных сигнала, один из которых является полезным, а другой помеховым. Алгебраическое сложение таких сигналов имеет вид:

$$u_{\text{ВХ}}(t) = U_c \sin(2\pi ft) + U_{п} \sin(2\pi(f + F)t) = A(t) \sin(2\pi ft + \varphi(t)),$$

где $A(t) = U_c \sqrt{1 + p^2 + 2p \cos(2\pi Ft)}$ – амплитуда суммарного сигнала,

$\varphi(t) = \arctg \frac{p \sin(2\pi Ft)}{1 + \cos(2\pi Ft)}$ – фаза суммарного сигнала,

$p = \frac{U_c}{U_{п}}$ – отношение амплитуд сигналов.

Мгновенная частота такого сигнала получается путем дифференцирования фазы суммарного сигнала по времени. Тогда выражение для мгновенной частоты сигнала примет вид:

$$\Psi(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = 2\pi F \frac{(1 + p \cos(2\pi Ft))^2}{1 + p^2 + 2p \cos(2\pi Ft)}.$$

На рис. 2 приведены результаты математического моделирования входного и выходного сигнала частотного дискриминатора при $p = 0,3$ и $p = 0,6$.

Из рис. 2 видим, что при $p = 0,3$ мгновенная частота сигнала $\Psi(t)$ (на графике Ψd) меняет-

ся сравнительно плавно без выраженных скачков кривой. Но при увеличении отношения амплитуд p в результате резкого изменения фазы сигнала в зависимости от частоты, являющейся производной от фазы, появляются острые импульсы. Такое скачкообразное изменение фазы входного сигнала может приводить к искажению полезного сигнала на выходе частотного дискриминатора. Математическое моделирование показало, что уже при $p = 0,6$ происходят скачки фазы, и дальнейшее увеличение p увеличивает их крутизну [5, 6].

Вторым этапом математического моделирования проведем исследование ситуации, когда на частотный дискриминатор приходит помеховый сигнал, сформированный из белого шума, прошедшего все каскады радиоприёмного устройства.

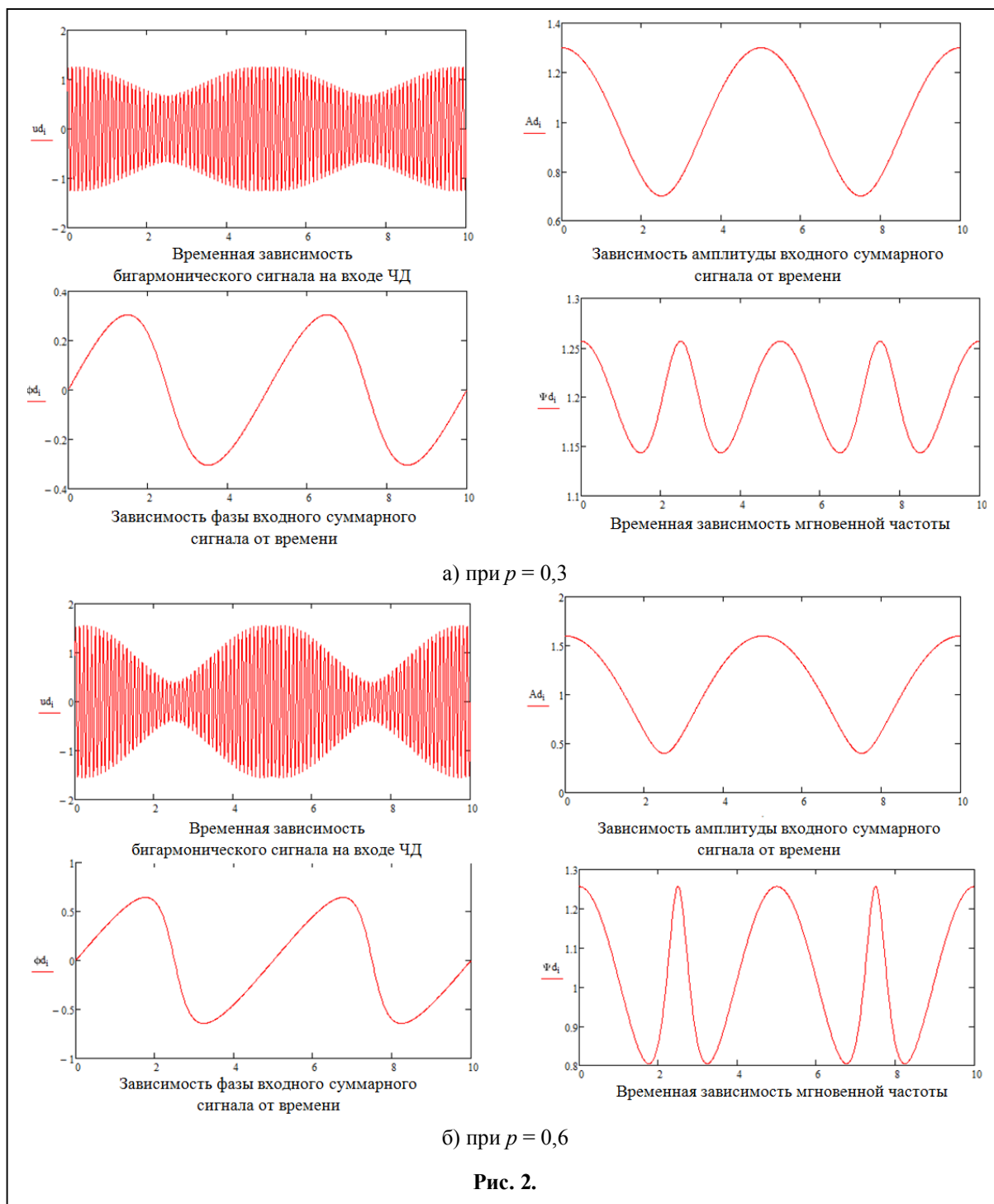
Как известно, теоретически безграничный спектр белого шума, прошедшего через полосовой фильтр, становится узкополосным случайным сигналом [3]. Согласно схеме на рис. 1, такой сигнал поступает на частотный демодулятор. Любая реализация такого случайного процесса представляет собой квазигармоническое колебание, отличительным свойством которого является медленно меняющиеся по сравнению с центральной частотой фильтра амплитуда и фаза.

Поэтому для упрощения построения математической модели представим помеховый сигнал, прошедший через полосовой фильтр в виде [4,8]:

$$u_{п}(t) = U_{п}(t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t)), \quad (4)$$

где $U_{п}(t)$ и $\varphi(t)$ – огибающая амплитуды и фаза сигнала, соответственно, медленно меняющиеся функции времени.

Временная функция фазы $\varphi(t)$, согласно теории случайных сигналов [3], подчиняется равномерному закону распределения, т.е. в любой момент времени имеем равновероятным любое случайное значение фазы сигнала в пределах от 0 до 2π . Временная функция оги-



бающей амплитуды $U_{II}(t)$ подчиняется закону распределения Релея, записываемому в виде:

$$p(U) = \frac{U}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{U^2}{2\sigma^2}\right),$$

где σ^2 – дисперсия шума.

Используем вероятностные характеристики для квазигармонического процесса и определим вероятность превышения амплитудой по-

межи $U_{II}(t)$ амплитуды полезного сигнала U_c [3]. Ранее было показано, что импульсы в функции частоты начинают возникать при $q = \left(\frac{P_c}{P_{п.ВХ}}\right) < 1$ (рис. 2), поэтому за уровень сравнения принимаем значение $U_c = 0,6U_{п.}$. С учетом закона распределения Релея вероятность такого превышения составит [3]:

$$P(U > U_c) = \int_{U_c}^{\infty} \frac{U}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{U^2}{2\sigma^2}\right) dU = \exp(-0,5q), \quad (5)$$

где $q = \frac{U_{\Pi}^2}{2\sigma^2} = \left(\frac{P_C}{P_{\Pi}}\right)_{\text{ВХ}}$ – отношение мощностей сигнала и помехи на входе ЧД.

График функции (5) приведен на рис. 3.

Как было показано при проведении первого этапа математического моделирования, при воздействии на частотный демодулятор гармонической помехи и при приближении отношения амплитуды полезного сигнала к амплитуде помехового сигнала возникает импульсная частотная помеха. Второй этап моделирования показал, что данный эффект имеет место и при воздействии на частотный демодулятор квази-гармонической помехи: когда амплитуда помехового сигнала приближается к амплитуде полезного, в законе изменения мгновенной частоты возникает острый импульс, мешающий полезному сигналу. Как видно из рис. 3, при $q=10$ дБ вероятность возникновения импульсной помехи составляет почти 1%. Если амплитуда помехи $U_{\Pi}(t)$ превысит U_c , в ограничителе происходит подавление полезного сигнала [7, 9].

Кроме того, из рис. 3 следует, что, чем меньше отношение мощностей полезного и помехового сигналов на входе частотного демодулятора, тем вероятность превышения амплитудой помехи $U_{\Pi}(t)$ значения U_c увеличивается. Следствием этого является наличие импульсных частотных помех, а подавление полезного сигнала в ограничителе становится более вероятным.

Проведенное исследование показало, что выражение (3) невыполнимо при $q = \left(\frac{P_C}{P_{\Pi}}\right)_{\text{ВХ}} > q_{\text{пор}}$.

В заключительном этапе математического моделирования покажем влияние индекса ЧМ на изменение порога $q_{\text{пор}}$. Прологарифмируем уравнение (3), тогда оно примет вид:

$$\left(\frac{P_C}{P_{\Pi}}\right)_{\text{ВЫХ}}, \text{ дБ} = 4,7 + 20\lg(m_{\text{ч}}) + \left(\frac{P_C}{P_{\Pi}}\right)_{\text{ВХ}}. \quad (6)$$

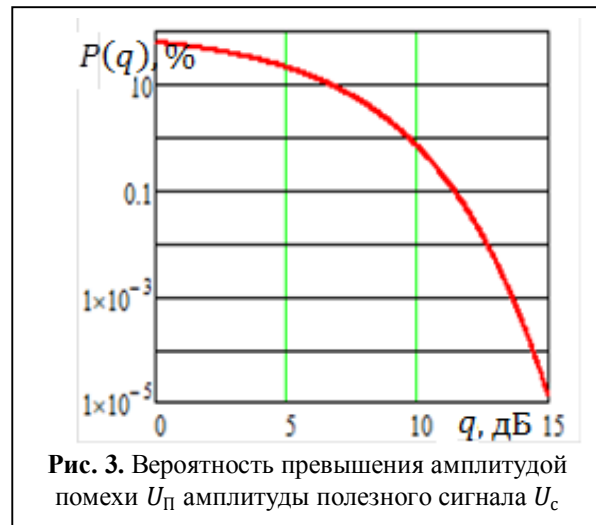


Рис. 3. Вероятность превышения амплитудой помехи U_{Π} амплитуды полезного сигнала U_c

Меняя индекс частотной модуляции, построили графические зависимости $\left(\frac{P_C}{P_{\Pi}}\right)_{\text{ВЫХ}} = \Phi\left(\left(\frac{P_C}{P_{\Pi}}\right)_{\text{ВХ}}\right)$, которые приведены на рис. 4.

Как видно из полученных кривых, при некоторых значениях $\left(\frac{P_C}{P_{\Pi}}\right)_{\text{ВХ}}$ появляется порог, который с увеличением $m_{\text{ч}}$ возрастает.

Проведенное исследование показало, при частотной модуляции обработка сигнала имеет наибольшую эффективность при работе выше определенного порога, т.е. при

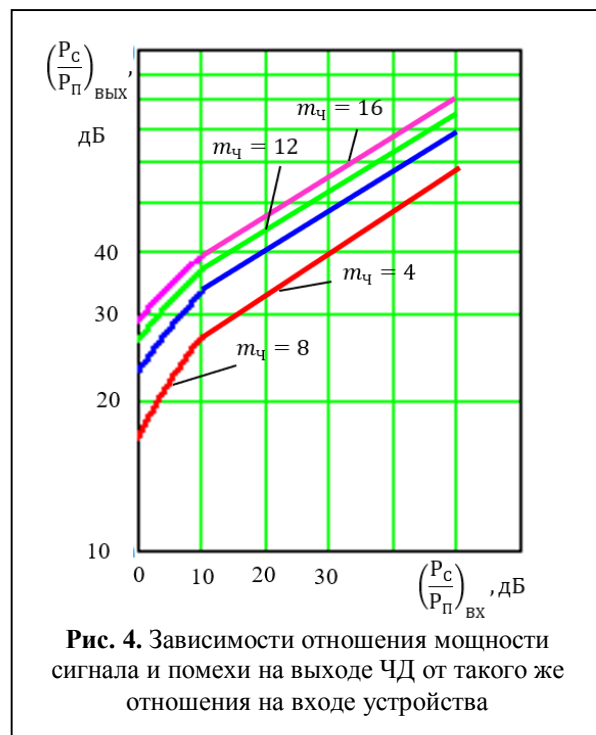


Рис. 4. Зависимости отношения мощности сигнала и помехи на выходе ЧД от такого же отношения на входе устройства

$\left(\frac{P_c}{P_{пВХ}}\right) > 10...12$ дБ. Такой положительный эффект ЧМ возникает при больших значениях m_c в результате расширения спектра сигнала и полосы пропускания в высокочастотном тракте радиоприёмного устройства до поступления сигнала на частотный демодулятор.

Использование схемы с обратной связью, перемещение полосы пропускания фильтра, а также уменьшение полосы пропускания ВЧ тракта радиоприёмника позволяет снизить уровень порога, а значит, уменьшить мощность шумов на входе частотного демодулятора.

Литература

1. Ромашов В.В., Жиганова Е.А. Метод анализа интермодуляционных колебаний в нелинейных безинерционных устройствах в узкой полосе частот // Радиотехника. 2004. № 11. С. 80–83.
2. Ромашов В.В., Жиганова Е.А. Метод комплексной огибающей в спектральном анализе нелинейного устройства // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2011. №1. С. 25–28.
3. Жиганова Е.А. Особенности использования функций Бесселя при спектральном анализе выходного сигнала нелинейного устройства // Радиотех-

нические и телекоммуникационные системы. – 2012. № 3. С. 12–15.

4. Ромашов В.В., Жиганова Е.А. Нелинейное уравнение синтезатора частот с автокомпенсацией амплитудно-фазовых искажений // Вопросы радиоэлектроники. Серия «Общетеchnическая». 2010. № 1. С. 11–17.

5. Жиганова Е.А. Анализ компенсационных характеристик автокомпенсатора амплитудно-фазовых искажений в частотной области // Методы и устройства формирования и обработки сигналов в информационных системах: Межвуз. сб. научн. тр. / под ред. Ю.Н. Паршина. Рязань : РГРТУ. 2010. С. 25–29.

6. Жиганова Е.А. Анализ работы усилителя мощности ЧМ сигналов в условиях сложномодулированных помех // Проектирование и технология электронных средств. 2010. №1. С. 25–29.

7. Жиганова Е.А. Оценка работы усилителя мощности с автокомпенсацией при воздействии полигармонической помехи // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2012. № 1. С. 12–15.

8. Ромашов В.В., Жиганова Е.А. Метод анализа внутриволновой интермодуляции в нелинейном устройстве // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2013. №4. С. 13–17.

9. Жиганова Е.А. Анализ методов исследования нелинейных аналоговых динамических систем // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2016. № 18. С. 49–54.

Поступила 23 мая 2018 г.

English

ALGORITHM ANALYSIS OF THE FREQUENCY-MODULATED RADIO SIGNALS PROCESSING BY MATHEMATICAL MODEL METHODS

Elena Aleksandrovna Zhiganova – Candidate of Technical Sciences; Associate Professor, Radio Engineering Department, Murom Institute (Branch) Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Professional Education “Vladimir State University named after Alexander Grigoryevich and Nickolay Grigoryevich Stoletov”.

E-mail: zhiganova.el@gmail.com.

Address: 602264, Russia, Vladimirskaya Oblast, Murom, Orlovskaya St., 23.

Abstract: This paper presents the frequency modulation study in the radio receiver. The negative effect is examined where the noise signal suppresses the useful signal, and the pulses occur during the frequency demodulator output phase resulting in data message distortion. The power ratio dependence of the useful signal and the noise in the frequency demodulator output on the same ratio in the input is defined and that revealed the main advantage of the frequency modulation, involving the increase of the signal-to-noise ratio in the frequency demodulator output with the increment, and, consequently, the signal database and bandwidth of the radio receiver high-frequency section. The device operation under the influence of harmonic noise and in the form of white noise is studied by mathematical model methods. The threshold of the signal-to-noise power ratio equal to 10...12 dB is determined, which gives a significant gain in the frequency-modulated signal processing. Mathematical modeling testified that the signal instantaneous frequency is changing relatively smoothly under the impact of the two sinusoidal signals on the frequency discriminator input and with signals' amplitude ratio $p=0.5$. However, when p is coming close to 1 as a result of a sharp shift in the signal phase, spike pulses occur, which can significantly distort the useful signal at the frequency discriminator out-

put. The exceedance probability variation of the noise amplitude with the signal-to-noise ratio variation is estimated. It was found that the burst noise probability is 1% with the useful noise to signal power ratio equal to 10 dB, which can negatively affect the useful signal reproduction. The higher the frequency modulation index, the higher is the threshold. One of the ways of the threshold level lowering is using the closed-loop configuration, which enhances the frequency modulation advantages. It is possible to completely pass the signal without noticeable distortion by shifting the filter bandwidth which automatically monitors the law variation of the modulating signal. Narrowing the bandwidth of the radio high-frequency path results in lowering the noise power at the frequency demodulator input, which reduces the threshold level.

Key words: frequency modulation, harmonic interference, white noise, noise amplitude exceedance probability, frequency detector, signal phase, spike frequency noise, signal-to-noise ratio.

References

1. Romashov V.V., Zhiganova E.A. Analysis method of intermodulation fluctuations in nonlinear inertia-free devices in narrow frequency band // Radiotekhnika. 2004. No. 11. Pp. 80–83.
2. Romashov V.V., Zhiganova E.A. Complex envelope method in spectrum analysis of nonlinear device // Radiotekhnicheskiye i telekommunikatsionnye sistemy. 2011. No. 1. Pp. 25–28.
3. Zhiganova E.A. Features of Bessel functions application in spectrum analysis of output signal in nonlinear device // Radiotekhnicheskiye i telekommunikatsionnye sistemy. 2012. No. 3. Pp. 12–15.
4. Romashov V.V., Zhiganova E.A. Nonlinear equation of frequency synthesizer of with amplitude-phase distortions autoequalization // Problems of radio electronics. Seriya «Obshchetekhnicheskaya». 2010. No. 1. 2010. Pp. 11–17.
5. Zhiganova E.A. Analysis of compensatory features of automatic equalizer for amplitude-phase distortions in frequency area // Methods and devices of oscillating and processing signal in information systems: Interacad. coll. acad.papers / Ed. By Yu.N. Parshin. Ryazan : RSREU. 2010. Pp. 25–29.
6. Zhiganova E.A. Operation analysis of FM signal power amplifier in the presence of complex modulated noises // Proyektirovaniye i tekhnologiya elektronnykh sredstv. 2010. No. 1. Pp. 25–29.
7. Zhiganova E.A. Operation estimation of power amplifier with autoequalization under polyharmonic noise effect // Radiotekhnicheskiye i telekommunikatsionnye sistemy. 2012. No. 1. Pp. 12–15.
8. Romashov V.V., Zhiganova E.A. Analysis method of intracavitary intermodulation in the nonlinear device // Radiotekhnicheskiye i telekommunikatsionnye sistemy. 2013. No. 4. Pp. 13–17.
9. Zhiganova E.A. Investigation methods analysis of nonlinear analog dynamic systems // Metody i ustroystva peredachi i obrabotki informatsii. 2016. No. 18. Pp. 49–54.