

ПОРОГОВЫЙ ЭФФЕКТ В НЕКОГЕРЕНТНЫХ ПРИЕМНИКАХ ЧАСТОТНО- МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Л. И. Аверина, А. А. Лещинский

Воронежский государственный университет

Поступила в редакцию 27.10.2011 г.

Аннотация. Исследуется помехоустойчивость систем связи с частотной модуляцией. Рассматривается отношение сигнал/шум на выходе некогерентного приёмника при большом и малом уровне входного сигнала и различных индексах модуляции. Анализируется пороговый эффект увеличения отношения сигнал/шум на выходе частотного детектора.

Ключевые слова: частотная модуляция, отношение сигнал/шум, помехоустойчивость, некогерентный приёмник, пороговый эффект.

Abstract. Noise immunity of communication systems with frequency modulation has been studied. An output signal-to-noise ratio of noncoherent FM receiver under high and low level excitation with different modulation indexes has been calculated. A sharp increase of output signal-to-noise ratio, which is known as threshold effect, has been considered.

Keywords: frequency modulation, signal-to-noise ratio, noise immunity, noncoherent receiver, threshold effect.

ВВЕДЕНИЕ

Частотная модуляция (ЧМ) является одним из распространённых типов модуляции, применяемых в современных системах связи. Это обусловлено некоторыми преимуществами, которыми обладают ЧМ сигналы: малый пик-фактор, высокая помехоустойчивость, большая ширина занимаемой полосы частот. При построении приёмного устройства для таких сигналов используются архитектуры как когерентного, так и некогерентного приёма.

Преимуществом некогерентного приёмника является отсутствие синхронизирующего сигнала и возможность получения высокого отношения сигнал/шум [1]. В его состав входят амплитудный ограничитель и частотный дискриминатор [1, 2]. Амплитудный ограничитель служит для устранения паразитной амплитудной модуляции, возникающей главным образом под действием помех, что является основной причиной повышенной помехоустойчивости радиоприёмников ЧМ сигналов. Частотный дискриминатор и последующий фильтр нижних частот позволяют улучшить отношение сигнал/шум после демодуляции. Эта благоприятная особенность широкополосных ЧМ систем обусловлена, главным образом, свойствами нелинейной операции детектирования ЧМ сигналов. Однако при час-

тотном детектировании приходится также сталкиваться с явлением порога помехоустойчивости: отношение сигнал/шум на выходе будет резко возрастать, только если отношение сигнал/шум на входе превышает некоторое пороговое значение. То есть для того, чтобы действительно достичь повышенной помехоустойчивости, ЧМ сигнал должен превышать пороговый уровень.

В работе ставилась задача вывода соотношений для определения отношения сигнал/шум на выходе некогерентного приёмника ЧМ сигналов в зависимости от отношения сигнал/шум на его входе, а также определение порогового уровня при разных индексах модуляции сигнала.

Для описания порогового эффекта необходимо рассмотреть фазовые соотношения между полезным сигналом и случайными процессами в зависимости от уровня полезного сигнала и занимаемой полосы частот. Особенности приёмника ЧМ сигналов (наличие полосовых фильтров и дискриминатора) приводят к необходимости использования теории узкополосных случайных процессов [3, 4].

ДЕТЕКТИРОВАНИЕ ЧМ СИГНАЛОВ ПРИ БОЛЬШОМ ОТНОШЕНИИ СИГНАЛ/ШУМ

Для простоты будем считать, что ЧМ приёмник состоит из устройства, выполняющего

функции ограничителя и дискриминатора, и последующего фильтра нижних частот. Так как излучаемый сигнал, имеющий вид:

$$s(t) = a \cos[2\pi f_0 t + \theta_s(t)], \quad (1)$$

занимает полосу частот, по крайней мере, равную $2(\beta + 1)f_m = 2(\Delta F + f_m)$ (β — индекс модуляции, ΔF — девиация частоты, f_m — высшая частота спектра модулирующего сообщения), то тракты высокой частоты (ВЧ) и промежуточной частоты (ПЧ) приемника, включая ограничитель и дискриминатор, должны иметь такую же полосу пропускания. Лишь фильтр нижних частот на выходе частотного детектора может иметь более узкую полосу, ограниченную частотой среза f_m . Такой фильтр пропускает все частоты в полосе $|f| \leq f_m$.

Сигнал $r(t)$, поступающий на вход ограничителя в виде:

$$\begin{aligned} r(t) &= s(t) + n(t) = \\ &= a \cos[2\pi f_0 t + \theta_s(t)] + \rho(t) \cos[2\pi f_0 t + \theta(t)] = \\ &= v(t) \cos[2\pi f_0 t + \varphi(t)] = v(t) \cos \psi(t), \end{aligned}$$

состоит из ЧМ сигнала (1) и аддитивной гауссовской помехи $n(t)$, которая занимает такую же полосу частот.

В этой точке приемника отношение мощности несущей к мощности помехи:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{вх}} = \frac{a^2}{2N}. \quad (2)$$

Отметим, что это отношение измеряется в полосе тракта ПЧ. Последующее амплитудное ограничение позволяет сгладить огибающую $v(t)$ сигнала, не меняя его фазы $\psi(t)$. Следовательно, сигнал на выходе ограничителя будет иметь постоянную амплитуду

$$r(t) = \cos[2\pi f_0 t + \varphi(t)] = \cos \psi(t) \quad (3)$$

и может быть подвергнут демодуляции.

Найдём выражение для мгновенной фазы сигнала (3). Если в качестве опорной величины использовать мгновенную фазу θ_s сигнала, то

$$\varphi = \theta_s + \operatorname{arctg} \frac{\rho \sin(\theta - \theta_s)}{a + \rho \cos(\theta - \theta_s)}. \quad (4)$$

Практический интерес представляет случай, когда отношение $(S/N)_{\text{вх}}$ достаточно велико (выше порога помехоустойчивости) и влияние помехи оказывается незначительным. В этом случае большую часть времени $a \gg \rho(t)$ и (4) упрощается, принимая вид

$$\varphi \approx \theta_s + \frac{\rho}{a} \sin(\theta - \theta_s). \quad (5)$$

Таким образом, если мощность ЧМ сигнала значительно превышает мощность помехи, сигнал «подавляет» случайные отклонения фазы, обусловленные влиянием помехи.

Если $a \ll \rho(t)$, то (4) запишется в виде

$$\varphi \approx \theta + \frac{a}{\rho} \sin(\theta_s - \theta). \quad (6)$$

Следовательно, при слабом сигнале мгновенная фаза суммарного сигнала определяется случайными изменениями фазы θ помехи. В этих условиях полезная фазовая информация ЧМ сигнала будет теряться в случайных колебаниях фазы помехи и последующий частотный детектор не сможет воспроизвести передаваемое сообщение.

Так как в состав частотного детектора, включенного в приемнике после амплитудного ограничителя, входит дискриминатор, то он фактически выполняет операцию

$$\frac{1}{2\pi} \frac{d\psi(t)}{dt} - f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt}.$$

Эту операцию удобно рассматривать формально как прохождение сигнала $\varphi(t)$ через линейную систему с импульсной переходной функцией $h(t)$ и передаточной функцией $H(f)$, имеющих вид:

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt}, \quad H(f) = jf.$$

Последней операцией в частотной демодуляции является фильтрация полученного напряжения фильтром нижних частот, подавляющим все составляющие, лежащие за пределами спектра сообщения.

Для простоты будем считать, что полезный сигнал является цифровым с бинарной частотной манипуляцией [5], то есть

$$s(t) = \begin{cases} a \cos[2\pi f_0 t], \\ a \cos[2\pi f_1 t], \quad f_1 = f_0 + \Delta f. \end{cases}$$

В этом случае на выходе детектора сформируется случайная последовательность импульсов с амплитудой Δf и мощностью $(\Delta f)^2 / 2$.

Из [3, 4] известно, что составляющие узкополосного гауссовского процесса $n(t)$ также являются гауссовскими процессами. Пусть белый шум на входе проходит через полосовой фильтр вида

$$H(f) = \begin{cases} 1, & |f - f_0| \leq B/2 \\ 0, & |f - f_0| \geq B/2 \end{cases} \quad (7)$$

Тогда спектральная мощность шума на выходе фильтра

$$S_y(f) = \begin{cases} N/B, & |f| \leq B/2 \\ 0, & |f| > B/2 \end{cases},$$

где $B = 2(\Delta F + f_m) = 2(\beta + 1)f_m$, N — мощность шума во всей полосе частот.

Спектральная плотность мощности случайного процесса из (5) после прохождения дискриминатора равна

$$\begin{aligned} S(f) &= |H(f)|^2 S_y(f) = \\ &= \left| \frac{j2\pi f}{2\pi a} \right|^2 \frac{N}{B} = \frac{f^2}{a^2} \frac{N}{B} = \frac{f^2}{2B} \frac{1}{(S/N)_{\text{вх}}}. \end{aligned}$$

Энергетический спектр помехи на выходе распределяется в широкой полосе $|f| \leq \Delta F + f_m$, причем подчеркнуты более высокие частоты. Этот результат имеет большое, практическое значение, так как последующее выделение полезного сигнала, занимающего полосу $(-f_m, f_m)$, осуществляется фильтром нижних частот, который подавляет значительную часть помехи, лежащей за пределами этой области. Полагая частоту среза фильтра равной f_m , найдем полную среднюю мощность помехи после фильтрации:

$$\int_{-f_m}^{f_m} S(f) df = \frac{f_m^3}{3B} \frac{1}{(S/N)_{\text{вх}}}. \quad (8)$$

На выходе детектора отношение сигнал/шум $(S/N)_{\text{вых}}$, которое определяется как отношение средней мощности сигнала к средней мощности помехи, согласно (2) и (8) равно:

$$\left(\frac{S}{N} \right)_{\text{вых}} = \frac{(\Delta f)^2}{2} \frac{3B}{f_m^3} \left(\frac{S}{N} \right)_{\text{вх}} \quad (9)$$

или через индекс модуляции $\beta = \Delta f / f_m$

$$\left(\frac{S}{N} \right)_{\text{вых}} = 3\beta^2(\beta + 1) \left(\frac{S}{N} \right)_{\text{вх}}, \quad \left(\frac{S}{N} \right)_{\text{вх}} \gg 1. \quad (10)$$

Таким образом, увеличение отношения сигнал/шум на выходе демодулятора относительно входа для данного типа сигнала составляет $3\beta^2(\beta + 1)$.

На рис.1 представлены полученные из соотношения (10) зависимости отношения сигнал/шум на выходе некогерентного приёмника от отношения сигнал/шум на его входе для различных значений индекса модуляции β .

Пунктирной кривой показана зависимость для когерентного приёмника. Видно, что для больших значений уровня полезного сигнала отношение сигнал/шум на выходе пропорционально отношению сигнал/шум на входе. При этом с увеличением занимаемой полезным сигналом полосы частот (то есть с увеличением индекса модуляции β), отношение сигнал/шум достаточно резко возрастает. Это связано с тем, что при увеличении занимаемой полосы мощность полезного сигнала возрастает по квадратичному закону (9), тогда как мощность шума почти не меняется. Поэтому выигрыш в отношении сигнал/шум можно получать как за счёт расширения полосы частот ЧМ сигнала, так и за счёт увеличения мощности несущей.

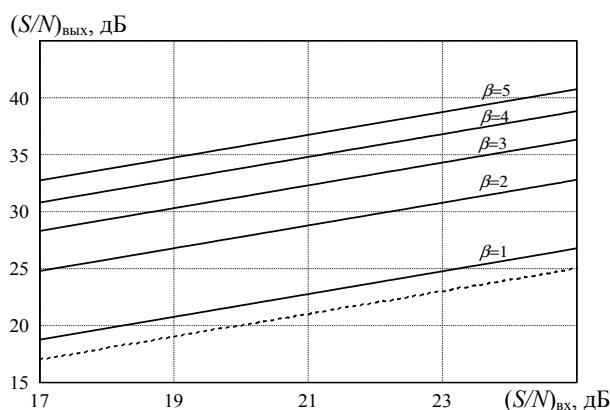


Рис. 1. Зависимости отношения сигнал/шум на выходе некогерентного приёмника от отношения сигнал/шум на его входе для различных значений индекса модуляции β (пунктирная кривая для когерентного приёмника) при больших входных отношениях сигнал/шум

ДЕТЕКТИРОВАНИЕ ЧМ СИГНАЛОВ ПРИ МАЛОМ ОТНОШЕНИИ СИГНАЛ/ШУМ

Если условие $(S/N)_{\text{вх}} \gg 1$ не выполняется, то (4) уже нельзя представить в виде (5), и на выходе частотного детектора шум и полезный сигнал будут статистически зависимы, то есть параметры шума будут зависеть от закона модуляции сигнала и его амплитуды.

Будем рассматривать случай, когда отношение сигнал/шум мало, то есть $(S/N)_{\text{вх}} \ll 1$. В этом случае соответствии с (6) фазовые изменения суммарного сигнала в основном определяются случайными изменениями фазы $\theta(t)$ гауссовской помехи. Поэтому нашей задачей является нахождение распределения фазы гауссовского узкополосного процесса и опреде-

ление мощности шума на выходе частотного детектора.

Пусть на входе шум проходит через полосу прямой уголный фильтр с передаточной функцией (7), а полезный ЧМ сигнал имеет вид (1) с $a(t) = a = \text{const}$ и $\theta_s(t) = \Delta\omega t$.

Четырёхмерное совместное распределение огибающей и фазы гауссовского процесса будет иметь вид [3]:

$$W_4(r_1, \theta_1, r_2, \theta_2, t, \tau) = \frac{r_1 r_2}{(2\pi\sigma^2)^2 (1 - R_0^2)} \times \\ \times \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2(1 - R_0^2)}[r_1^2 + r_2^2 - 2R_0 r_1 r_2 \cos(\theta_2 - \theta_1)]\right\} \times \\ \times \exp\left\{-\frac{a^2(1 - R_0 \cos(\theta_{s2} - \theta_{s1}))}{\sigma^2(1 - R_0^2)}\right\} \times \\ \times \exp\{-2r_1 a \cos(\theta_1 - \theta_{s1}) - 2r_2 a \cos(\theta_2 - \theta_{s2}) + \\ + 2R_0 r_1 a \cos(\theta_1 - \theta_{s2}) + 2R_0 r_2 a \cos(\theta_2 - \theta_{s1})\}, \quad (11)$$

где $\theta_{s1} = \theta_s(t)$, $\theta_{s2} = \theta_s(t + \tau)$, а коэффициент корреляции R_0 определяется формулой [3]:

$$R_0(\tau) = \frac{\int_0^\infty S(\omega) \cos(\omega - \omega_0) \tau d\omega}{\int_0^\infty S(\omega) d\omega} = \\ = \frac{\int_{\omega_0 - B/2}^{\omega_0 + B/2} \frac{N_0}{2} \cos(\omega - \omega_0) \tau d\omega}{\int_{\omega_0 - B/2}^{\omega_0 + B/2} \frac{N_0}{2} d\omega} = \\ = \frac{\int_{-B/2}^{B/2} \frac{N_0}{2} \cos(\omega\tau) d\omega}{\int_{-B/2}^{B/2} \frac{N_0}{2} d\omega} = \\ = \frac{2 \sin(B\tau/2)}{B\tau} = \text{sinc}(B\tau/2).$$

Для нахождения двумерного распределения фазы надо проинтегрировать (11) по r_1 и r_2 . В общем случае это сделать довольно трудно, но так как отношение сигнал/шум мало, то и отношение амплитуды сигнала к среднеквадратическому напряжению шума также будет мало, то есть $a/\sigma \ll 1$. Введём замену $x = r_1/\sigma(1 - R_0^2)$, $y = r_2/\sigma(1 - R_0^2)$ и разложим экспоненты, содержащие малую величину a/σ , ограничиваясь величинами второго порядка малости. Экспоненту

$$\exp\{R_0(1 - R_0^2)xy \cos(\theta_2 - \theta_1)\}$$

удобно разложить в ряд Фурье [3, 6]

$$\exp\{R_0(1 - R_0^2)xy \cos(\theta_2 - \theta_1)\} = \\ = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} I_n(R_0(1 - R_0^2)xy) e^{jn(\theta_2 - \theta_1)},$$

где $I_n(z)$ — модифицированная функция Бесселя 1-го рода n -го порядка. В свою очередь она может быть разложена в степенной ряд [6]

$$I_n(z) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(z/2)^{n+2k}}{k!(n+k)!}.$$

Используя эти приближения и выполняя численно интегрирование, найдём выражение для двумерного распределения фазы случайного процесса $W_2(\theta_1, \theta_2, t, \tau)$.

Далее необходимо найти корреляционную функцию по формуле

$$K(t, \tau) = \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} W_2(\theta_1, \theta_2, t, \tau) d\theta_1 d\theta_2.$$

Как видно, корреляционная функция фазы случайного процесса будет зависеть от двух моментов времени t и $t + \tau$, то есть процесс будет нестационарным. Поэтому полученную корреляционную функцию нужно в соответствии с [3] усреднить по времени:

$$K^*(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} K(t, t - \tau) dt. \quad (12)$$

Для определения односторонней спектральной мощности шума необходимо вычислять интеграл

$$S(\omega) = 4 \int_0^\infty K(\tau) \cos(\omega\tau) d\tau,$$

в который входят члены вида

$$S_k(\omega) = 4 \int_0^\infty R_0^k(\tau) \cos(\omega\tau) d\tau.$$

Для их вычисления воспользуемся следующим приближением [3]:

$$4 \int_0^\infty R_0^k(\tau) \cos(\omega\tau) d\tau \approx \frac{4}{B} \sqrt{\frac{6\pi}{k}} e^{-\frac{6\omega^2}{kB^2}}. \quad (13)$$

Результаты численного вычисления средней мощности шумового процесса на выходе системы в соответствии с (8) с учётом усреднения (12) и приближения (13) изображены на рис. 2.

Видно, что в данном случае с увеличением индекса модуляции β отношение сигнал/шум на выходе падает. Это связано с тем, что при малом уровне сигнала большую часть выходной

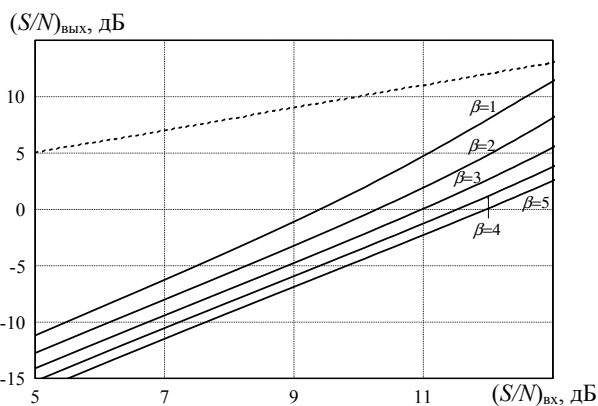


Рис. 2. Зависимость отношения сигнал/шум на выходе некогерентного приёмника от отношения сигнал/шум на его входе для различных значений индекса модуляции β (пунктирная кривая для когерентного приёмника) при малых входных отношениях сигнал/шум

мощности составляет шум, поэтому увеличение полосы частот приводит к увеличению выходной мощности шума и падению отношения сигнал/шум.

Итак, если огибающая помехи на входе ЧМ детектора становится на некоторое время больше уровня полезного сигнала, то такая помеха будет забивать сигнал подобно тому, как сильный сигнал подавляет слабую помеху. В соответствии с этим, если мощность случайной помехи достаточно велика, так что с заметной вероятностью всплески помехи могут превышать уровень полезного сигнала, то в соответствующие промежутки времени полезный сигнал будет заменен помехой. В результате отношение сигнал/шум на выходе детектора падает.

ПОРОГОВЫЙ ЭФФЕКТ

Из приведённых выше соотношений видно, что отношение сигнал/шум на выходе некогерентного приёмника сильно зависит от этого отношения на его входе, и при превышении некоторого порогового значения на входе отношение сигнал/шум на выходе будет резко возрастать. Это явление, известное на практике, носит название порогового эффекта. Нелинейный вид зависимости связан с взаимодействием фазовых составляющих полезного сигнала и шума.

Для определения порогового значения и сшивания вышеприведённых графиков можно воспользоваться соотношением [8]:

$$\left(\frac{N}{S}\right)_{\text{вых}} = \frac{2}{3\beta^2 \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{вх}}} + 8(1+\beta)^2 e^{-\frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{вх}}}{2(\beta+1)}} \left[1 + \frac{4\beta^2 \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{вх}}}{(1+\beta)^3}\right] + \frac{1}{\sqrt{3\pi}} \frac{1}{\beta^2 \left(1 - e^{-\frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{вх}}}{2(\beta+1)}}\right)} \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{вх}}$$

При этом при малых уровнях сигнала отношение сигнал/шум на выходе будет меньше, чем для когерентного приёмника, когда информация о фазе полезного сигнала известна. При превышении порогового значения, сигнал/шум на выходе некогерентного приёмника будет больше, по сравнению с когерентным. При этом при малых уровнях сигнала отношение сигнал/шум на выходе будет меньше, чем для когерентного приёмника, когда информация о фазе полезного сигнала известна. Порог помехоустойчивости характерен для всех помехоустойчивых систем модуляции, в которых достигается повышение отношения сигнал/шум за счет расширения занимаемой полосы частот. При отношении сигнал/помеха выше порогового уровня имеет место повышенная помехоустойчивость ЧМ; при значениях ниже этого уровня качество работы ЧМ резко ухудшается и даже становится хуже, чем при обычной АМ.

В обычных демодуляторах не удастся беспредельно увеличивать сигнал/шум на выходе,

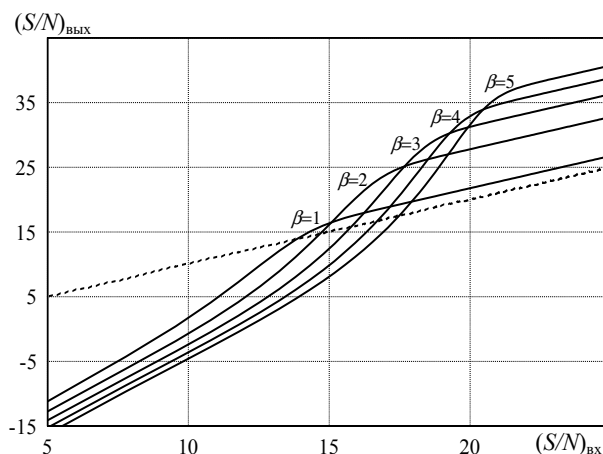


Рис. 3. Зависимости отношения сигнал/шум на выходе некогерентного приёмника от отношения сигнал/шум на его входе для различных значений индекса модуляции β (пунктирная кривая для когерентного приёмника) с учётом порогового эффекта

увеличивая максимальную девиацию частоты и, следовательно, занимаемую полосу частот. Это обусловлено несколькими причинами. Во-первых, все системы связи имеют ограниченные мощности, так что допустимую мощность сигнала можно считать фиксированной. Кроме того, хотя при увеличении β и расширении полосы ЧМ колебания энергетический спектр помехи (мощность помехи на единицу полосы частот) остается неизменным, однако, суммарная мощность помехи, воздействующей на детектор, возрастает. Следовательно, такое расширение полосы при неизменном уровне несущей приводит к снижению входного отношения сигнал/помеха. Отсюда ясно, что для повышения выигрыша при возрастании β и расширении полосы ЧМ колебания необходимо соответствующим образом увеличивать мощность сигнала, так как только в этом случае можно сохранить уровень сигнала выше порогового.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе были рассмотрены соотношения для отношения сигнал/шум на выходе частотного детектора при большом и малом значении сигнал/шум на его входе. При этом показано, что влияние помех на приём ЧМ сигнала выражается в том, что случайные фазовые колебания шума могут перекрывать полезную модуляцию, если уровень сигнала меньше уровня помехи. Таким образом, помехоустойчивость систем с частотной модуляцией в сильной степени зависит от уровня принимаемого сигнала. При этом выигрыш в использовании более широкой полосы может достигаться лишь при определённых условиях. Также был рассмотрен пороговый эффект, заключающийся в резком возрастании отношения сигнал/шум на выходе при превышении отношением сигнал/шум на входе определённого порогового значения, за-

висящего от ширины занимаемой полосы частот.

Из полученных результатов ясно, что в условиях низкого уровня принимаемого сигнала в системах с частотной модуляцией необходимо использовать когерентный приёмник (коррелятор) [5]. Знание фазы полезного сигнала приводит к довольно точному восстановлению сигнала-сообщения из несущего колебания, а мощность сигнала на выходе линейно зависит от мощности сигнала на входе. Напротив, для большого уровня полезного сигнала, обеспечивающего превышение порогового значения, целесообразно использовать некогерентный приёмник, выход которого определяется мощностью полезного сигнала и резко возрастает с увеличением значения амплитуды сигнала на входе.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Стейн С.* Принципы современной теории связи и их применение к передаче дискретных сообщений / С. Стейн, Дж. Джонс — М.: Связь, 1971. — 376 с.
2. *Картъяну Г.* Частотная модуляция / Г. Картъяну — Бухарест: Меридиане, 1964. — 672 с.
3. *Левин Б. Р.* Теоретические основы статистической радиотехники: в 3-х т. Том 1 / Б. Р. Левин — М.: «Советское радио», 1969. — 752 с.
4. *Тихонов В. И.* Статистическая радиотехника / В. И. Тихонов. — М.: Радио и связь, 1982. — 624 с.
5. *Скляр Б.* Цифровая связь / Б. Скляр — М.: Изд. дом «Вильямс», 2007. — 1104 с.
6. *Бейтмен Г.* Высшие трансцендентные функции: в 3-х т. / Г. Бейтмен, А. Эрдейи — М.: Наука, 1965. — 586 с.
7. *Couch L.* Digital and analog communications system / L. Couch — Prentice-Hall International, Inc., 1996. — 743 с.
8. *Shimbo O.* A Simple Formula for the Threshold Characteristics of FM signals / O. Shimbo // Proceedings of the IEEE, 1968. — P. 1241—1242.

Аверина Лариса Ивановна — к.ф.-м.н., доцент, Воронежский государственный университет.

Тел.: (473) 243-09-76.

E-mail: averina@phys.vsu.ru

Лещинский Андрей Анатольевич — магистрант кафедры электроники, Воронежский государственный университет.

Тел.: (473) 274-00-22.

Averina Larisa Ivanovna — Candidate of physical and mathematical sciences, Associate Professor, Voronezh State University.

Tel.: (473) 243-09-76.

E-mail: averina@phys.vsu.ru

Leschinskiy Andrey Anatolyevich — magistrant, Department of Electronics, Voronezh State University.

Tel.: (473) 274-00-22.