

УДК:681.327.12:534.782+621.376.57

Пороговые сигналы при угловой модуляции

О.А. Большов

Аннотация

В статье рассмотрена проблема оценки степени защищенности информации, с которой оперируют технические системы, создающие каналы утечки за счет побочных и непреднамеренных электромагнитных излучений речепреобразующих устройств, и определены пороговые (минимальные по мощности) уровни сигналов для технических каналов перехвата речевой информации при угловой модуляции.

Ключевые слова

пороговые сигналы; сигналы аналоговых средств и систем связи.

Реалии современной действительности таковы, что в этической, моральной, законодательных сферах функционирования общества и государства сложилось относительное единство взглядов на право обладания личной и конфиденциальной информацией, на служебную и коммерческую тайну. А, следовательно, все большую актуальность приобретают работы, направленные на решение проблемы защиты информации от таких воздействий со стороны злоумышленника, которые могут привести к потере, перехвату связной информации, ее искажению или подмене. В статье приведены результаты исследований, позволяющих оценить угрозу утечки информации в аналоговых линиях связи и установить условия, при выполнении которых защищенность речевой информации от радиоперехвата оказывается достаточной.

Данная статья направлена на повышение информационной безопасности средств информатизации, телекоммуникации и связи, использующих, речепреобразующие устройства, за счет оценки угроз утечки информации в процессе функционирования защищаемых систем и выбора наилучшей стратегии поведения по защите речевых сообщений в аналоговых линиях передачи.

Работа средств и систем связи всегда сопровождается утечкой информации. Каналы утечки информации доступны техническим средствам ведения разведки. Поэтому возникает вопрос о степени опасности перехвата и оптимизации мероприятий по защите речевых сообщений. Для того, чтобы ответить на этот вопрос необходимо провести скрупулезные исследования пороговых свойств технических каналов утечки информации и установить условия, при которых мероприятия по снижению показателя качества приема сигнала средствами разведки окажутся целесообразными. Так как может оказаться и так, что хотя противник и перехватил непреднамеренные электромагнитные излучения речепреобразующих устройств, тем не менее уровень перехваченного излучения не достаточен для выполнения целей перехвата, то есть показатель качества работы аппаратуры несанкционированного доступа к конфиденциальным сообщениям не превышает некоторого порогового уровня. Этим показателем может быть надежность обнаружения сигнала, точность определения его параметров, пропускная способность технических каналов утечки информации и т. п. В статье за показатель качества принимается разборчивость речи, измеряемая средней вероятностью правильного узнавания слога оператором. До тех пор пока эта вероятность не превышает пороговой величины, считается, что имеет место неудовлетворительная разборчивость и злоумышленник не разбирает речевые сообщения. Этой (пороговой) вероятности соответствует пороговое соотношение сигнал/шум в акустическом канале. Но соотношение сигнал/шум на выходе технического канала утечки информации не адекватно для оценки возможности обнаружения и перехвата речевых сообщений, передаваемых по связным линиям, техническими средствами конкурента. При этом следует иметь в виду, что соотношение сигнал/шум на входе разведывательного приемника зависит от порогового соотношения сигнал/шум в акустическом канале. Установление этих взаимосвязей, с помощью существующих на настоящее время методик не представляется возможным, так как они (эти методики) получены с большой долей приближенности, упрощенно и в основном для области больших сигналов на входе абонентского приемника. А для устранения неопределенности в степени опасности каналов перехвата, образующихся при работе средств и систем связи, необходимо проводить исследования разборчивости речи при слабых сигналах на входе приемника радиоразведки. Поэтому, разработка методического аппарата для оценки степени и показателей защищенности речевой информации от несанкционированного использования противоборствующей стороной представляет безусловно актуальную научно-техническую проблему.

Качество и даже возможность выделения аналогового речевого сообщения приемником средства разведки определяется соотношением сигнал/шум в полосе сигнала, то есть в полосе акустического канала, оканчивающегося слуховым аппаратом оператора средства радиоразведки. Критерием качества приема при этом считается вероятность правильного узнавания слога оператором. Эта вероятность нелинейно зависит от соотношения сигнал/шум. Экспериментальная зависимость разборчивости речи, измеренной как вероятность правильного узнавания слога, от соотношения сигнал/шум в канале приведена на рис.1 [1].

Аппроксимация кривой разборчивости речи рис.1. дается соотношениями:

$$W(q_{\text{ВЫХ}}) = \begin{cases} 1 - 0,242q_{\text{ВЫХ}}^{-0,325}; & q_{\text{ВЫХ}} \geq 0,025 \\ 50q_{\text{ВЫХ}}^{1,5}; & q_{\text{ВЫХ}} < 0,025 \end{cases} \quad (1)$$

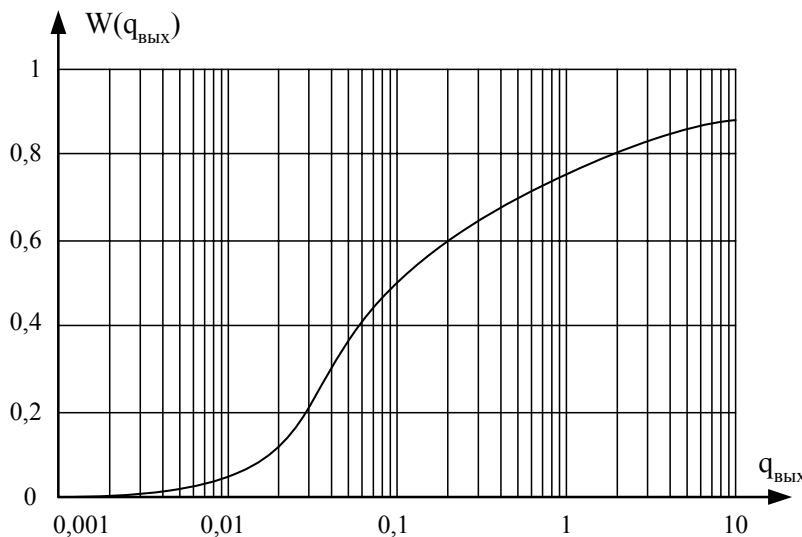


Рис.1. Зависимость вероятности правильного узнавания слога от соотношения сигнал/шум в акустическом канале.

Считается, что для удовлетворительной разборчивости речи необходимо обеспечить $W=0,2$. Как видно из рис.1, этому условию отвечает соотношение сигнал/шум на уровне $q_{\text{ВЫХ}} = 0,026$. В дальнейшем для определения порогового сигнала используются обе величины: пороговая вероятность для разборчивости $W=0,2$ и пороговое соотношение сигнал/шум $q_{\text{ВЫХ}} = 0,026$.

В радиоканале утечки информации (перехвата) действует сигнал $S(t)$, модулированный сообщением $x(t)$. Считается, что сообщение (модулирующая функция) нормировано к единице $|x(t)| \leq 1$. Спектр сообщения сосредоточен в полосе $f_x \in$

$(0; F_{\text{MAX}}]$. Это сообщение модулирует несущее колебание частоты f_0 . Модулированный сигнал $S(x(t))$. Ширина спектра сигнала не уже полосы сообщения. Средняя мощность сигнала на входе приемника средства разведки P_c , а мощность шума – $P_{\text{ш}}$. Так, что соотношение сигнал/шум, приведенное ко входу приемника $q_{\text{вх}} = \frac{P_c}{P_{\text{ш}}}$. Кроме того считается, что шум имеет равномерную спектральную плотность $N_0 = \frac{P_{\text{ш}}}{\Delta f}$ в полосе Δf , занятой спектром сигнала.

Относительно способа модуляции считается, что сигнал $S(t)$ модулирован сообщением по аргументу (по фазе либо по частоте).

При фазовой модуляции (ФМ) сигнал представляется как:

$$S(t) = a \cos[2\pi f_0 t + m_{\text{ФМ}} x(t)], \quad (2)$$

а ширина спектра определяется как шириной спектра модулирующей функции, так и фазовой модуляции $m_{\text{ФМ}}$.

При частотной модуляции:

$$S(t) = a \cos \left[2\pi f_0 t + 2\pi f_d \int_0^t x(Q) dQ \right], \quad (3)$$

где f_d – девиация частоты.

Индекс модуляции при ЧМ $m_{\text{ЧМ}} = \frac{f_d}{F_{\text{MAX}}}$, а ширина спектра $\Delta f_{\text{ЧМ}}$ может быть оценена

соотношением:

$$\Delta f_{\text{ЧМ}} = 2(f_d + F_{\text{MAX}}) = 2(m_{\text{ЧМ}} + 1)F_{\text{MAX}}. \quad (4)$$

Считается также, что приемники, для выделения сообщения $x(t)$, реализуют оптимальные алгоритмы демодуляции сигнала $S(t)$. Оптимальный в том смысле, что любой технически реализуемый, а тем более – реальный приемник – не может обеспечить лучшего воспроизведения сообщения.

Полученные при таких условиях оценки качества воспроизведения сообщения оказываются верхними, пессимистическими для системы противодействия: реальный приемник средства разведки может работать только хуже оптимального.

При линейных видах модуляции выходное соотношение сигнал/шум никогда не больше входного. Принципиально иное положение складывается при нелинейной модуляции.

При малых индексах ЧМ $m_{\text{ЧМ}} < 1$ ширина спектра сигнала не превосходит двойной ширины спектра сообщения (узкополосная ЧМ) и соотношение сигнал/шум при демодуляции не увеличивается.

При частотной модуляции с большим индексом $m_{\text{ЧМ}} > 1$ демодулятор "собирает" энергию сигнала из входной полосы $\Delta f_{\text{ЧМ}} \approx 2(f_{\text{д}} + F_{\text{МАХ}}) = 2(m_{\text{ЧМ}} + 1)F_{\text{МАХ}}$ и сосредотачивает ее в полосе сообщения $(0; F_{\text{МАХ}})$, тогда как приложенный к сообщению шум формируется выходными флюктуациями сигнала в полосе сообщения. То есть происходит обмен входной полосы сигнала на выходное соотношение сигнал/шум. Принципиально увеличение соотношения сигнал/шум имеет порядок соотношения полос:

$$m_{\text{ЧМ}} = \frac{\Delta f_{\text{ЧМ}}}{F_{\text{МАХ}}}. \quad (5)$$

Но обмен полосы на соотношение сигнал/шум происходит только при больших уровнях входного сигнала. При уменьшении входного соотношения сигнал/шум наступает пороговый эффект – резкое нелинейное уменьшение сигнала на выходе. Степень уменьшения выходного соотношения сигнал/шум зависит и от уровня сигнала, и от величины индекса модуляции сигнала.

В случае нелинейной (фазовой или частотной) модуляции модуль вектора сигнала $S(t)$ остается постоянным. Под воздействием модулирующего сообщения $x(t)$ вектор сигнала изменяется. Условие постоянства модуля означает, что конец вектора $S(t)$ в процессе модуляции должен скользить по поверхности постоянного радиуса – гиперсфере радиуса $|S(t)|$ в пространстве сигналов. Разным точкам поверхности сферы соответствуют разные сигналы. Но не все сигналы формируется в процессе модуляции. Поскольку по линии передается непрерывное аналоговое сообщение $x(t)$ (при передаче речи), близким значениям сообщения $x(t)$ соответствуют мало отличающиеся значения сигнала $S(t)$. То есть траектория конца вектора $S(t)$ – непрерывная кривая на поверхности гиперсферы. Для иллюстрации на рис. 2. показана такая гиперсфера и линия модулированных сигналов на ее поверхности в трехмерном пространстве.

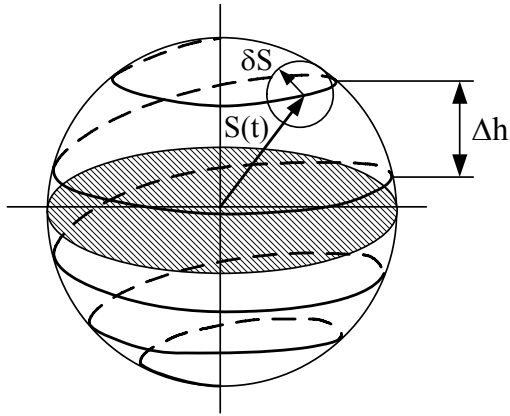


Рис.2. Геометрическая интерпретация ФМ и ЧМ сигналов.

В отличие от линейной модуляции протяженность линии сигналов при ЧМ или ФМ может быть сделана сколь угодно большой без увеличения мощности (или энергии) сигналов. Однако при этом "витки" линии нужно укладывать на поверхности гиперсферы все плотнее и плотнее и расстояние Δh между соседними витками ("шаг намотки") будет все меньше и меньше. Эта особенность приводит к существенному различию помехоустойчивости нелинейных видов модуляции по сравнению с линейными.

Для иллюстрации можно рассмотреть небольшой участок поверхности гиперсферы, на котором расположены три соседних "витка" линии сигнала с номерами $(i-1)$, i и $(i+1)$ (рис. 3).

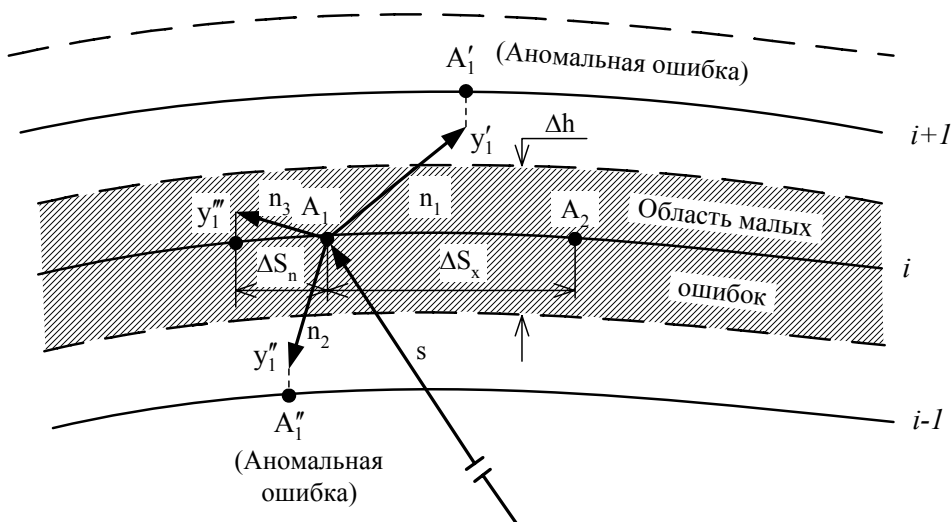


Рис.3. Участок поверхности гиперсферы в пространстве сигналов с тремя соседними витками линии ФМ и ЧМ сигналов.

В некоторый момент времени t_1 конец вектора сигнала S находился на линии сигнала в точке A_1 . При изменении непрерывного сообщения на величину Δx ($|\Delta x| \ll 1$)

сигнал изменится на некоторую величину ΔS_x , а конец вектора сигнала переместится по линии сигналов из точки A_1 в точку A_2 . Связь между Δx и ΔS_x устанавливается, если взять отношение:

$$K = \frac{\Delta S_x}{\Delta x} = \frac{S(t + \Delta t) - S(t)}{x(t + \Delta t) - x(t)} \approx \frac{dS(t)}{dx(t)}. \quad (6)$$

Учитывая (6), получим:

$$K = \frac{dS(t)}{dt} / \frac{dx(t)}{dt} = \frac{S'(t)}{x'(t)}. \quad (7)$$

Применив неравенство Бернштейна, приходим к следующему результату:

$$K \leq \frac{\Delta f \max |S(t)|}{F_{\max} \max |x(t)|}, \quad (8)$$

где Δf – ширина спектра модулированного сигнала;

F_{\max} – верхняя граничная частота спектра сообщения.

Приняв во внимание, что $\max |x(t)| = 1$, а для ЧМ (или ФМ) $\max |S(t)| = a$, можно получить следующее выражение для K :

$$K \approx a \Delta \varphi_M. \quad (9)$$

Величина K показывает, во сколько раз приращение сигнала ΔS больше соответствующего ему приращения сообщения Δx . Поэтому K можно назвать коэффициентом растяжения сигнала. Чем меньше этот коэффициент, тем протяженнее линия сигналов. Из выражения (9) следует, что при ЧМ или ФД можно увеличить длину линии сигналов за счет увеличения индекса модуляции $\Delta \varphi_M$, не изменяя при этом мощность (или энергию) сигнала.

Если кроме сигнала на входе приемника действует также аддитивная флюктуационная помеха, то она будет "сбивать" конец вектора с линии сигналов. Пока помеха "мала", результирующий вектор $S(t) + \Delta S$ с большой вероятностью попадает в окрестность точки A_1 , находящейся на рассматриваемом витке линии сигналов.

Влияние "малой" помехи можно оценить величиной дополнительного ("паразитного") смещения ΔS точки A_1 по линии сигналов. Полное смещение, определяемое как сообщением, так и помехой, окажется равным:

$$\Delta S = \Delta S_x + \Delta S_{\Pi} = \Delta S_x \left(1 + \frac{\Delta S_{\Pi}}{\Delta S_x} \right). \quad (10)$$

Случайную величину $\varepsilon = \frac{\Delta S_{\Pi}}{\Delta S_{\Sigma}}$ можно рассматривать как ошибку, вызванную помехой.

Чтобы влияние помехи было незначительным ("малая" помеха), нужно обеспечить условие $|\varepsilon| \ll 1$. Поскольку величина ε случайна, это условие носит вероятностный характер и должно выполняться с вероятностью, близкой к единице. Выполнить указанное условие можно по-разному: увеличением мощности сигнала на входе приемника; увеличением индекса модуляции, одновременным увеличением и мощности сигнала и его индекса модуляции.

Следует подчеркнуть, что стремление ослабить влияние помехи только за счет увеличения индекса модуляции (то есть за счет неэнергетического параметра), может привести к обратному результату и вместо уменьшения ошибки произойдет ее резкое возрастание. Это связано с тем, что при увеличении индекса модуляции расстояние между соседними витками линии сигнала уменьшается, а вероятность попадания конца вектора S в окрестность одного из соседних витков возрастает. Перескоки вектора y из окрестности "своего" витка в окрестность иного витка связаны с появлением значительных ошибок, которые называются аномальными. Величина аномальных ошибок во много раз превосходит величину "нормальных" ошибок, которые характерны для "малой" (слабой) помехи.

Эффект, связанный с появлением аномальных ошибок, называется пороговым. Количественно пороговый эффект можно характеризовать величиной допустимой вероятности появления аномальных ошибок. До тех пор пока вероятность "перескоков" не превышает допустимой величины, считается, что имеет место "малая" помеха и оптимальный прием осуществляется в надпороговой области. Это означает, что отношение сигнала к шуму на входе превышает пороговое.

Для объяснения формализации условий, приводящих к аномальным ошибкам при угловой модуляции (ФМ или ЧМ), можно рассмотреть следующую модель.

Принимаемое колебание, содержащее модулированный сигнал $S(t)$ в аддитивной смеси с шумом $n(t)$ можно представить вектором на комплексной плоскости (уже не в пространстве сигналов как рис.2.). Два варианта векторных представлений изображены на рис.4 а) и б).

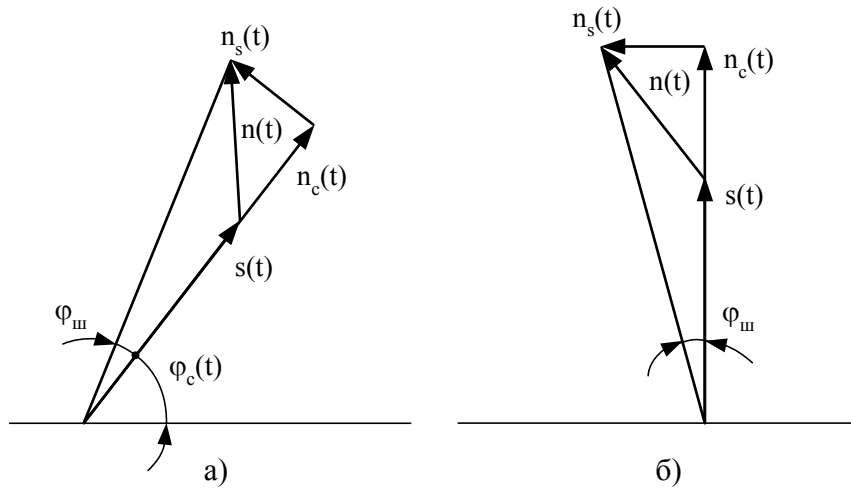


Рис.4. Векторные представления сигналов с угловой модуляцией.

Вектор сигнала имеет постоянный модуль a и переменную фазу, зависящую от времени и модулирующего сообщения:

$$\varphi(t) = 2\pi f t + 2\pi f_{\text{д}} \int_0^t x(\tau) d\tau. \quad (11)$$

Шум $n(t)$ векторно суммируется с вектором сигнала и суммарный вектор, изменяясь по модулю, вращается вокруг начала координат с переменной средней скоростью:

$$\omega(t) = 2\pi f + 2\pi f_{\text{д}} x(t) dt. \quad (12)$$

Кроме того фаза суммарного вектора флюктуирует. На рис.4. флюктуации фазы учтены случайной добавкой $\varphi_{\text{ш}}$ к мгновенной фазе сигнала.

Для дальнейшего важно описание именно шумовой составляющей вектора принятого колебания $S(t) + n(t)$. Поэтому удобнее рассматривать вектор этого колебания на плоскости, вращающейся вокруг начала координат со скоростью $2\pi f + 2\pi f_{\text{д}} x(t) dt$. Такой вектор, фаза которого испытывает только шумовые флюктуации, изображен на диаграмме рис.4.б).

Если соотношение сигнал/шум велико, $q_{\text{вх}} \gg 1$, модуль шумового вектора $n(t)$ с очень большой вероятностью меньше модуля $S(t)$ и траектория движения конца суммарного вектора будет примерно такой, как на рис. 5.

Суммарный вектор принимаемого колебания при $q_{\text{вх}} \gg 1$ не обходит начало координат. То есть случайная добавка к информационному параметру – фазе $\varphi_{\text{ш}}$ при ФМ

или частоте $f_{ш} = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt}$ – флуктуируют около нулевого среднего значения, поскольку фаза шума равновероятна на симметричном интервале $[-\pi; \pi]$.

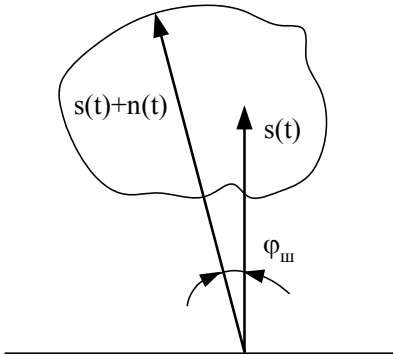


Рис.5. Траектория движения вектора сигнала с шумом при сильном сигнале $q_{ВХ} \gg 1$.

Если соотношение сигнал/шум мало $q_{ВХ} < 1$ и модуль вектора шума соизмерим или меньше a , траектория движения конца суммарного вектора будет выглядеть примерно как на рис.6. То есть время от времени будет охватывать начало координат.

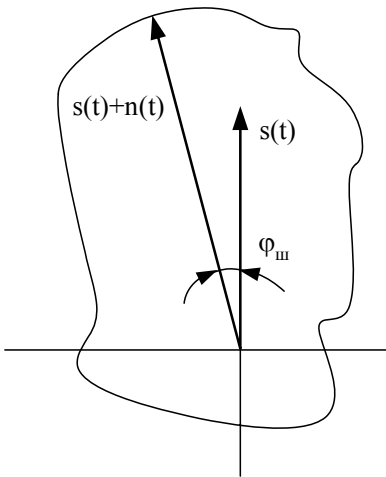


Рис.6. Траектория движения вектора сигнала с шумом при слабом сигнале $q_{ВХ} < 1$.

Каждому такому обходу соответствует приращение ("перескок") полной фазы принимаемого колебания на 2π . Перескоку фазы соответствует скачкообразное изменение частоты. То есть такие перескоки дают аномальные выбросы на выходе демодулятора. Эти аномальные выбросы всегда перекрывают мгновенные значения выходного сигнала и искажают его до неузнаваемости. Вероятность таких импульсов можно принять в качестве

оценки вероятности аномальной ошибки приема сигнала и, соответственно, вероятности W , характеризующей разборчивость речи. Для оценки вероятности аномальной ошибки можно поступить следующими образом.

Вектор шума $n(t)$ можно представить как сумму двух ортогональных проекций: на направление вектора сигнала – синфазная компонента $n_c(t)$ – и на ортогональное этому вектору направление – квадратурная компонента $n_s(t)$:

$$n(t) = n_c(t)\cos 2\pi f_0 t + n_s(t)\sin 2\pi f_0 t. \quad (13)$$

Эти компоненты – нормальные случайные процессы. Спектры этих колебаний сосредоточены в полосе, равной половине ширины спектра сигнала $S(t)$, поскольку шум $n(t)$ формируется в результате фильтрации белого шума в полосе спектра ЧМ сигнала. То есть спектр шумовых компонент лежит в полосе $[0; F_{\text{MAX}} + f_d]$.

Поскольку нормальные $n_c(t)$ и $n_s(t)$ ортогональны, они некоррелированы, имеют нулевые средние значения и равные дисперсии:

$$\langle n_c^2(t) \rangle = \langle n_s^2(t) \rangle = \langle n^2(t) \rangle = 2N_o (f_d + F_{\text{MAX}}). \quad (14)$$

Вероятность того, что вектор входного колебания $S(t) + n(t)$ совершит полный оборот вокруг точки $|S(t) + n(t)|$, по направлению против часовой стрелки за малое время Δt совпадает с вероятностью того, что совпадут сразу несколько событий:

- квадратурная компонента шума примет значение в малой окрестности нуля:

$$|n_s(t)| \leq \frac{\Delta}{2}; \quad (15)$$

- синфазная компонента шума примет отрицательное значение, по модулю большее амплитуды сигнала:

$$n_c < -a; \quad (16)$$

- квадратурная компонента должна уменьшаться:

$$\frac{dn_s}{dt} < 0. \quad (17)$$

То есть эта элементарная вероятность имеет вид:

$$P_1 = P \left\{ |n_s| \leq \frac{\Delta}{2}; n_c < -a; \frac{dn_s}{dt} < 0 \right\}. \quad (18)$$

Процесс $\frac{dn_s}{dt}$ получается из входного нормального колебания линейным преобразованием. Поэтому он тоже нормальный, как и $n(t)$.

Протяженность интервала Δ не больше, чем возможное приращение процесса $S(t) + n(t)$ за время его корреляции $\Delta t = \frac{1}{f_d + F_{\text{MAX}}}$, то есть:

$$\Delta = \frac{dn_s(t)}{dt} \Delta t = \frac{dn_s(t)}{dt} \frac{1}{f_d + F_{\text{MAX}}}. \quad (19)$$

Это значит, что у производной $\frac{dn_s(t)}{dt}$ нулевое среднее, а дисперсия равна:

$$\sigma_Y^2 = 2 \int_0^{f_d + F_{\text{MAX}}} f^2 N_o df = \frac{2N_o (f_d + F_{\text{MAX}})^3}{3}. \quad (20)$$

Подставляя в (18) соотношения (19) и (20), получим:

$$\begin{aligned} P_1 &= \int_0^{\frac{\Delta}{2}} \int_{-\frac{\Delta}{2}}^{-a} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sqrt{3}}{(\sqrt{2\pi}\sigma_{\Pi})^3 (f_d + F_{\text{MAX}})} \exp\left\{-\frac{n_s^2}{2\sigma_{\Pi}^2} - \frac{n_c^2}{2\sigma_{\Pi}^2} - \frac{3Y^2}{2\sigma_{\Pi}^2 (f_d + F_{\text{MAX}})^2}\right\} dn_c dn_s dY = \\ &= \int_{-\infty}^{-a} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\Pi}} \exp\left\{-\frac{n_c^2}{2\sigma_{\Pi}^2}\right\} dn_c \int_0^{\frac{\Delta}{2}} \frac{\sqrt{3}}{(\sqrt{2\pi}\sigma_{\Pi}) (f_d + F_{\text{MAX}})} \exp\left\{-\frac{3Y^2}{2\sigma_{\Pi}^2 (f_d + F_{\text{MAX}})^2}\right\} \times \\ &\times \int_{\frac{0,5Y}{f_d + F_{\text{MAX}}}}^{\frac{0,5Y}{f_d + F_{\text{MAX}}}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\Pi}} \exp\left\{-\frac{n_s^2}{2\sigma_{\Pi}^2}\right\} dn_s dY, \end{aligned} \quad (21)$$

где обозначено:

$$Y = \frac{dn_s(t)}{dt}; \quad \sigma_{\Pi}^2 = 2N_o (f_d + F_{\text{MAX}}); \quad \Delta = \frac{dn_s(t)}{dt} \frac{1}{f_d + F_{\text{MAX}}} = \frac{Y}{f_d + F_{\text{MAX}}}; \quad (22)$$

$$\sigma_Y^2 = \frac{2N_o (f_d + F_{\text{MAX}})^3}{3} = \frac{\sigma_{\Pi}^2 (f_d + F_{\text{MAX}})}{3}.$$

Для упрощения определения элементарной вероятности P_1 сделаем подстановку:

$$v = \frac{Y}{\sigma_{\Pi} (f_d + F_{\text{MAX}})}; \quad dv = \frac{dY}{\sigma_{\Pi} (f_d + F_{\text{MAX}})}; \quad \alpha = \frac{n_s}{\sigma_{\Pi}}; \quad d\alpha = \frac{dn_s}{dt}. \quad (23)$$

С учетом (21), (22) и (23) окончательно получаем:

$$\begin{aligned}
P_1 &= \left[0,5 - \Phi_0 \left(\frac{a}{\sigma_{\Pi}} \right) \right] \int_0^{-\infty} \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2\pi}} \exp \left\{ -\frac{3v^2}{2} \right\} \int_{-\frac{v}{2}}^{\frac{v}{2}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp \left\{ -\frac{\alpha^2}{2} \right\} d\alpha dv = \\
&= 2 \left[0,5 - \Phi_0 \left(\frac{a}{\sigma_{\Pi}} \right) \right] \int_0^{-\infty} \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2\pi}} \exp \left\{ -\frac{3v^2}{2} \right\} \int_0^{\frac{v}{2}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp \left\{ -\frac{\alpha^2}{2} \right\} d\alpha dv = \\
&= 2 \left[0,5 - \Phi_0 \left(\frac{a}{\sigma_{\Pi}} \right) \right] \int_0^{-\infty} \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2\pi}} \exp \left\{ -\frac{3v^2}{2} \right\} \Phi_0 \left(\frac{v}{2} \right) dv = \\
&= 2 \left[1 - \Phi(q_{\text{ВХ}}) \right] \frac{1}{4\sqrt{3\pi}} = \frac{1}{2\sqrt{3\pi}} \left[1 - \Phi(q_{\text{ВХ}}) \right],
\end{aligned} \tag{24}$$

где $\Phi(\psi)$ – интегральная функция распределения нормальной случайной величины с нулевым средним значением и дисперсией, равной 1:

$$\begin{aligned}
\Phi(\psi) &= 1 - \Phi(-\psi) = 0,5 + \Phi_0(\psi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\psi} \exp \left\{ -\frac{\alpha^2}{2} \right\} d\alpha = \\
&= 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{-\psi} \exp \left\{ -\frac{\alpha^2}{2} \right\} d\alpha = 0,5 + \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{\psi} \exp \left\{ -\frac{\alpha^2}{2} \right\} d\alpha.
\end{aligned} \tag{25}$$

Вероятность того, что вектор входного колебания совершает полный оборот вокруг нуля против часовой стрелки хотя бы один раз за время, равное интервалу корреляции сообщения $x(t)$, то есть за время $\tau \cong \frac{1}{f_{\text{Д}}}$ при $f_{\text{Д}} > F_{\text{MAX}}$ ($m_{\text{ЧМ}} > 1$) или $\tau \cong \frac{1}{F_{\text{MAX}}}$ при $f_{\text{Д}} \leq F_{\text{MAX}}$ ($m_{\text{ЧМ}} \leq 1$), составляет:

$$P = \frac{\tau}{\Delta t} P_1 = \begin{cases} \frac{f_{\text{Д}}}{F_{\text{MAX}}}; m_{\text{ЧМ}} > 1 \\ \frac{F_{\text{MAX}}}{f_{\text{Д}}}; m_{\text{ЧМ}} \leq 1 \end{cases} \tag{26}$$

Учитывая, что вероятность обхода нуля по часовой стрелки и против часовой стрелки равны, можно утверждать, что полная вероятность аномального выброса в два раза больше P .

Полагая граничное значение вероятности аномальной ошибки при приеме каждого слога $W=0,2$ из (21) и (25) можно найти пороговое соотношение сигнал/шум в полосе приемника с угловой модуляцией, при котором уже не обеспечивается разборчивость речи. Диаграмма обмена между индексом частотной модуляции и входным соотношением сигнал/шум разведывательного приемника представлена на рис.7.

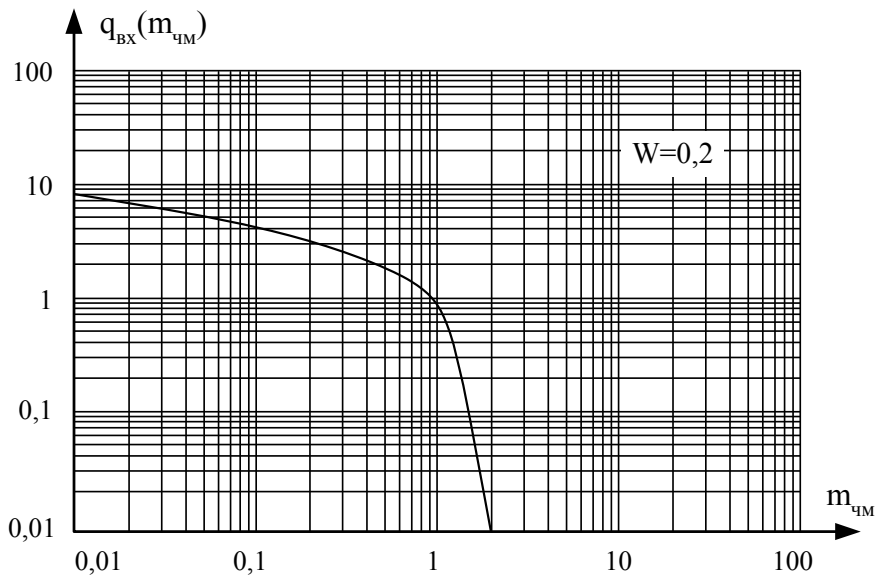


Рис.7. Диаграмма для определения порогового соотношения сигнал/шум на входе частотного детектора.

Оценка вероятности аномальной ошибки при угловой модуляции в соответствии с (26) является несколько заниженной, пессимистической. Во всех реальных демодуляторах возможно (хотя и маловероятно) наличие больше, чем одного выброса за период частоты F_{MAX} . Кроме того, полученная оценка характеризует аномальные искажения в обычном приемнике с амплитудным ограничителем на входе частотного детектора. Но такая схема демодуляции ЧМ далека от оптимальной при сравнительно сильных шумах. Приведенный в [2] и других источниках анализ показывает, что демодулятор, оптимальный в смысле максимального правдоподобия, должен строиться на основе следящей схемы автоподстройки частоты. Например – на основе системы ФАПЧ, как на схеме рис.8.

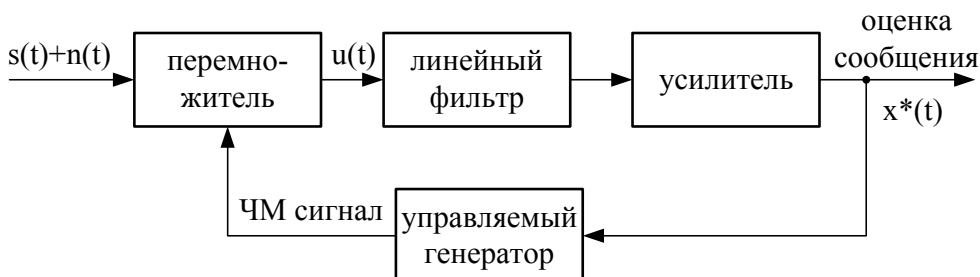


Рис.8. Система ФАПЧ для следящей демодуляции ЧМ.

При использовании следящего приема ЧМ тоже приходится считаться с пороговым эффектом. Но механизм проявления этого эффекта иной. При работе следящая система ФАПЧ подстраивает местный гетеродин под мгновенную частоту входного процесса. Для этого гетеродин должен иметь перестройку в полосе $\pm f_d$ около номинального значения несущей частоты f_0 . Полоса $\Delta f_{уд} = 2f_d$ – это полоса удержания системы ФАПЧ. Для обеспечения слежения за частотой входного сигнала в полосе удержания на управляемый гетеродин должна подаваться копия принимаемого сообщения. Эта копия формируется на выходе системы ФАПЧ. Формирование выходной копии без значительной динамической ошибки возможно, если система ФАПЧ не исказит спектра принимаемого сообщения, то есть будет иметь полосу, не меньшую F_{MAX} . Примерно такой же будет и эквивалентная шумовая полоса системы ФАПЧ.

Аномальная работы системы ФАПЧ – это срыв синхронизма, то есть нарушение установившегося процесса слежения за частотой. Теория переходных процессов в такой существенно нелинейной системе, какой является ФАПЧ, достаточно разработана и позволяет оценивать характеристики срыва синхронизма при заданных параметрах самой системы и входного воздействия. Однако, для рассматриваемой задачи оценки достоверности приема, достаточно использовать общеизвестный вывод о том, что устойчивая, без срывов, работа системы ФАПЧ будет в том случае, если соотношение сигнал/шум в полосе этой системы составляет 5...10.

Приняв в качестве порогового минимальное значение $q_{ФАПЧ} = 5$ и учитывая, что спектральная плотность шума на входе системы ФАПЧ (в полосе УПЧ приемника) составляет:

$$N_0 = \frac{P_{ш}}{2(f_d + F_{MAX})}. \quad (27)$$

можно получить:

$$q_{ФАПЧ} = \frac{P_C}{N_0 F_{MAX}} = q_{ВХ} \frac{2(f_d + F_{MAX})}{F_{MAX}} = q_{ВХ} 2(m_{ЧМ} + 1). \quad (28)$$

На основании (28) можно получить соотношение для построения диаграммы обмена входного соотношения сигнал/шум на индекс частотной модуляции для оптимального демодулятора, использующего систему ФАПЧ:

$$q_{\text{вх}} = \frac{2,5}{m_{\text{чм}} + 1}. \quad (29)$$

Построенная в соответствии с (29) диаграмма приведена на рис.9.

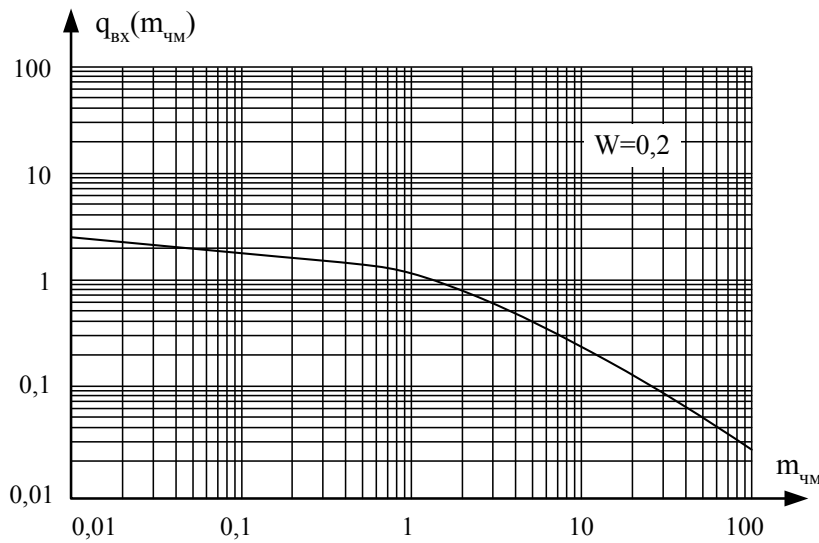


Рис.9. Диаграмма для определения порогового соотношения сигнал/шум на входе оптимального частотного демодулятора.

На рис.10. совмещены зависимости порогового соотношения сигнал/шум для реального частотного детектора с ограничителем на входе и для оптимального демодулятора ЧМ.

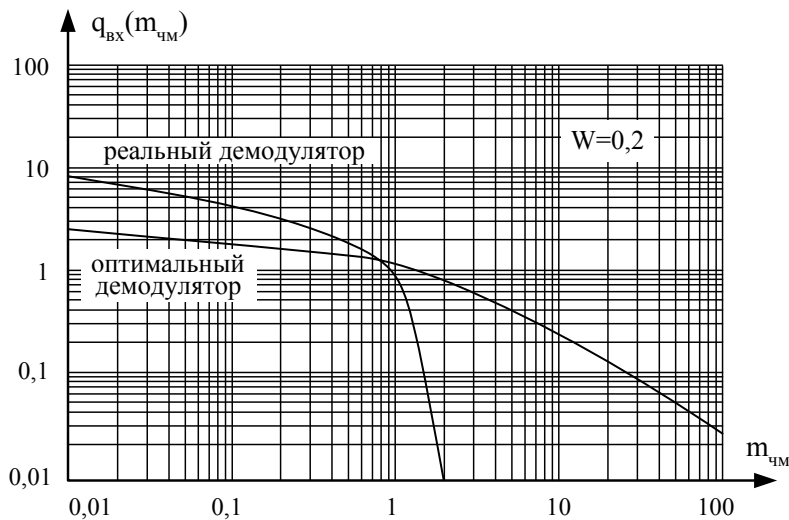


Рис. 10. Пороговое соотношение сигнал/шум на входе оптимального и реального частотных демодуляторов.

На рис.10 наблюдается парадоксальный эффект: при $q_{\text{вх}} < 1$ реальный частотный демодулятор оказывается лучше оптимального. Но этот парадокс разрешается очень просто: пороговое соотношение на входе реального детектора получено на основе анализа только аномальных ошибок. При $q_{\text{вх}} > 1$ и $m_{\text{чм}} > 1$ вовсе не аномальные ошибки определяют качество работы дискриминатора, а выходные шумы, мощность которых примерно в $m_{\text{чм}}$ раз меньше мощности шумов на входе.

По-видимому в качестве осторожной оценки порогового соотношения сигнал/шум следует использовать зависимость рис. 9.

Представляет интерес аналитическая аппроксимация зависимости порогового соотношения сигнал/шум от индекса частотной модуляции. Для получения такой зависимости на рис.11 полученные выше диаграммы $q_{\text{вх}}(m_{\text{чм}})$ построены в натуральном масштабе.

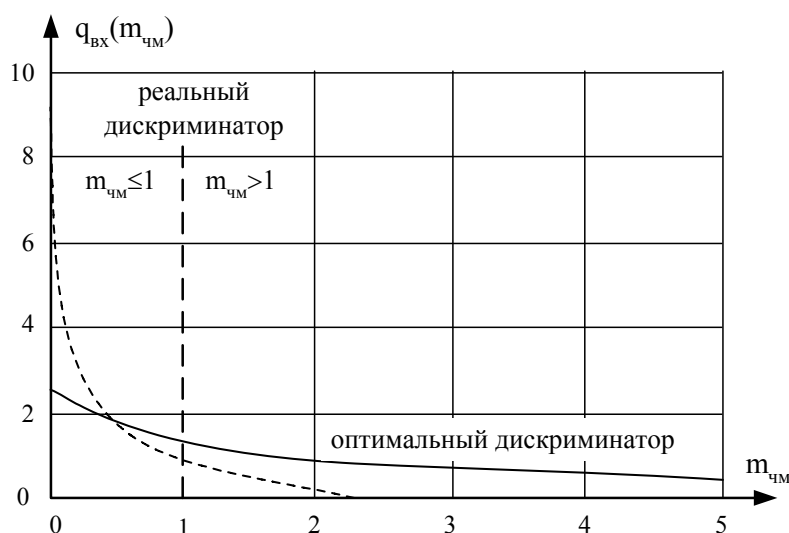


Рис.11. Пороговое соотношение сигнал/шум на входе оптимального и реального частотных демодуляторов.

В качестве хорошей аппроксимирующей функции, описывающей пороговые свойства оптимального демодулятора при больших шумах и реального – при малых можно использовать:

$$q_{\text{вх}}(m_{\text{чм}}) = \frac{1,65}{m_{\text{чм}}^{0,8} + 0,16}. \quad (30)$$

Фазовая модуляция обычно не применяется для передачи непрерывных сообщений [3]. Это утверждение, однако, требует некоторых комментариев.

1. Напряжение на выходе частотного детектора всегда пропорционально частоте входного сигнала. Поэтому шум с равномерным в полосе УПЧ спектром превращается частотным детектором в случайное колебание с параболической зависимостью спектральной плотности от частоты. В таких условиях чтобы избежать существенных искажений высокочастотных составляющих сообщения, их "подчеркивают" на передающей стороне – пропускают модулирующую функцию через дифференцирующий фильтр. Но модуляция частоты производной от сообщения – это модуляция сигнала по фазе.

2. Технически, чтобы получить большую девиацию частоты стабильного по средней частоте несущего колебания используют фазовый модулятор на низкой частоте задающего генератора и умножают частоту полученного ФМ колебания до номинала несущей, пропорционально умножая размах фазовых отклонений до больших индексов $m_{\text{ФМ}} \gg 2\pi$.

3. Ширина спектра ФМ сигнала пропорциональна ширине спектра модулирующего сообщения, тогда как при ЧМ с большим индексом ширина спектра сигнала определяется, прежде всего и в основном, девиацией частоты и от F_{MAX} почти не зависит. Поэтому на практике при передаче непрерывных соотношений предпочитают использовать ЧМ.

Учитывая сказанное можно считать, что полученные оценки пороговых сигналов при ЧМ достаточно характеризуют все практически применимые виды угловой модуляции. Тем не менее, для полноты картины можно построить диаграмму для определения порогового соотношения сигнал/шум при ФМ непрерывным сообщением. Легче всего такую зависимость получить, используя связь между индексами модуляции и шириной спектра сигнала при ЧМ и ФМ.

Пусть два сигнала:

- ЧМ с индексом $m_{\text{ЧМ}} = \frac{f_{\text{д}}}{F_{\text{MAX}}}$ и

- ФМ с индексом $\Delta\varphi_{\text{ФМ}}$

образуются в результате модуляции несущего колебания одним и тем же сообщением $x(t) \in [-1; +1]$.

Ширина спектра при ЧМ определяется соотношением (4):

$$\Delta f_{\text{ЧМ}} = 2(f_{\text{д}} + F_{\text{MAX}}) = 2(m_{\text{ЧМ}} + 1)F_{\text{MAX}}.$$

При ФМ исследования и расчеты [3] показывают, что ширина спектра с достаточной точностью может быть оценена как:

$$\Delta f_{\text{ФМ}} = 2F_{\text{МАХ}}(1 + \Delta\varphi_{\text{ФМ}}). \quad (31)$$

Приравнивая (4) и (31), можно получить:

$$(m_{\text{ЧМ}} + 1)F_{\text{МАХ}} = (1 + \Delta\varphi_{\text{ФМ}})F_{\text{МАХ}}, \quad (32)$$

откуда сразу следует, что у эквивалентных по ширине спектра сигналов с разными типами угловой модуляции

$$m_{\text{ЧМ}} = \Delta\varphi_{\text{ФМ}} \quad (33)$$

и для оценки порогового сигнала при ФМ можно пользоваться той же диаграммой рис.7.

Защищенность от перехвата речевых сообщений, передаваемых по радиоканалам систем связи, обычно оценивается соотношением мощностей сигнала и шума на выходе технического канала утечки информации. Но соотношение сигнал/шум не адекватно для оценки возможности обнаружения и перехвата речевой информации оператором, восприятие которого сложным нелинейным образом зависит и от мощности сигнала, и от уровня помех в акустическом канале. Поэтому в статье определены допустимые уровни сигналов как в акустических, так и в радиоканалах утечки речевой информации, которые (уровни) учитывают вероятностные данные о порогах слуховой чувствительности человека.

Полученные данные могут быть использованы для оценки предельных характеристик защищенности речевого сигнала от перехвата и несанкционированного восстановления сообщения средствами радиоразведки.

Библиографический список

1. Покровский Н.Б. Расчет и измерение разборчивости речи. – М.: Радио и связь, 1962. – 392с.
2. Быков Ю.С. Теория разборчивости речи и повышение эффективности радиотелефонной связи. – М. – Л.: Госэнергоиздат, 1959. – 351с.
3. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Радио и связь, 1986. – 612с.
4. Михайлов В.Г. Измерение параметров речи. – М.: Радио и связь, 1987. – 168с.

Сведения об авторе

Большов Олег Анатольевич, доцент кафедры радиосистем передачи информации и управления Московского авиационного института (государственного технического университета), к.т.н., контактный телефон: +7 499 158–49–33.