

СИНТЕЗ ЧАСТОТНЫХ ЦИФРОВЫХ ПРИЕМНИКОВ ДЛЯ ЗАЩИЩЕННЫХ РАДИОСИСТЕМ

В.И. Панфилов

Южное территориальное управление компании МТС Украины, г. Одесса

А.А. Скопа

Международный гуманитарный университет, г. Одесса

Рассмотрен синтез цифрового приемника ЧМ-сигналов с целью применения его в радиосистемах повышенной защищенности. Показано, что при построении приемника целесообразно заменить функцию распределения импульса по длительности функцией распределения момента переходов случайного процесса через нуль. Разработанная процедура позволяет упростить синтез без потери общности решения поставленной задачи.

Ключевые слова: синтез приемников, частотные цифровые приемники, радиосистема.

Постановка проблемы в общем виде и актуальность. Интенсивное развитие цифровых методов приема дискретной информации выявило ряд преимуществ при использовании их в радиосистемах и сетях повышенной защищенности по сравнению с традиционными, использующими аналоговые методы обработки сигналов [1, 2]. **Обзор научной литературы**, которая посвящена проблемам анализа различных схем цифровых приемников, как для радиосистем общего использования, так и для защищенных, показал, что имеется достаточное количество различных схем приемников [3, 4], которые могут быть использованы в радиосистемах критического применения. Однако теоретические вопросы их синтеза и анализа разработаны в значительно меньшей степени, что определяет **актуальность** работы. Разработка метода решения задачи синтеза частотного цифрового приемника для защищенных радиосистем, который обладает повышенной помехоустойчивостью к преднамеренным мешающим флуктуационным воздействиям при приеме частотно-модулированных (ЧМ) сигналов, является **целью работы**.

Перейдем к изложению **основного материала**.

Пусть за время T_0 , равное длительности одной посылки сигнала, производится m отсчетов «элементарных» сигналов a_l ($l = 1, 2, \dots, m$). При воздействии преднамеренной помехи параметры «элементарного» сигнала, например, амплитуда, длительность, положение на временной оси, будут изменяться по закону, который определяется законом изменения преднамеренной помехи. Для простоты будем считать, что преднамеренная помеха носит импульсный характер, а закон ее изменения является случайным. Тогда выше указанные параметры, в соответствии с принятыми допущениями, будут изменяться случайным образом, соответственно закону распределения импульса $W(A_l)$, его длительности $W(\tau_l)$ и интервала между импульсами $W(t_l)$.

Сформулируем задачу в общем виде. Пусть на входе приемника имеется колебание $x(t)$, представляющее собой классическую смесь полезного сигнала $s(t)$ и преднамеренной помехи $n(t)$. Задача приемника на первом этапе заключается в том, чтобы принять решение, являющееся наилучшим в смысле заданного критерия

о переданных «элементарных» сигналах: a_i – обобщенный параметр отсчета, в качестве которого с учетом способа модуляции используется:

- при амплитудной модуляции: $a_i = A_i$;
- при фазовой модуляции: $a_i = t_i$;
- при ЧМ: $a_i = \tau_i$,

где A_i , τ_i , t_i – амплитуда сигнала, его длительность и положение на оси времени, соответственно.

В соответствии с критерием Котельникова об идеальном наблюдателе, выражение для выбора решения о передаче сигнала запишется в следующем виде:

$$\frac{W(x/a_{e,i})}{W(x/a_{e,j})} > \frac{P(a_i)}{P(a_j)}, \quad (1)$$

для всех $j \neq i$, где i, j – индексы передаваемых сигналов;

$P(a_i)$ – априорная вероятность передачи сигнала a_i ;

$W(x/a_i)$ – плотность вероятности x , если передавался сигнал a_i .

Вероятность ошибки при приеме посылки длительностью T_0 по принятым сигналам a_i можно определить следующим образом: если в посылке укладывается m сигналов a_i , n из которых приняты ошибочно, то вероятность такого события будет $P_n(m) = C_m^n p_q^n (1 - p_q)^{m-n}$, где p_q – вероятность ошибки при регистрации одного сигнала; C_m^n – число сочетаний из m по n .

Если условием правильного приема посылки длительностью T_0 является ошибочный прием не более k сигналов, то вероятность правильного приема определится выражением:

$$P(n \leq k) = \sum_{n=1}^k C_m^n p_q^n (1 - p_q)^{m-n}.$$

Следовательно, вероятность ошибки составит:

$$P_{out} = 1 - P(n \leq k) = 1 - \sum_{n=1}^k C_m^n p_q^n (1 - p_q)^{m-n}. \quad (2)$$

Таким образом, синтез и анализ характеристик цифрового приемника производится в два этапа. На первом этапе определяется решающая схема для различения элементарного сигнала и рассчитывается ее помехоустойчивость, на втором этапе синтезируется схема для приема посылки в целом и рассчитывается помехоустойчивость этой схемы.

Основная трудность в решении задачи первого этапа заключается в нахождении законов распределения параметров элементарных сигналов, что является основным препятствием в создании общего алгоритма синтеза цифровых приемников. Попытка нахождения функции распределения параметров

элементарного сигнала методами теории выбросов приводит к общему выражению в виде медленно сходящегося ряда, членами которого являются интегралы неограниченно возрастающей кратности [5].

В приемных устройствах ЧМ-сигналов обычно используются амплитудные ограничители, и основная информация о сигнале оказывается сосредоточенной в моментах перехода принимаемого сигнала через нуль. В этом случае распределения длительности элементарного сигнала и интервала между ними можно заменить функциями распределения «нулей» [6]. Момент перехода через нуль характеризуется интервалом времени τ_0 между моментами перехода через нуль напряжения принимаемого сигнала и эталонного колебания. Тогда функция распределения «нулей» будет определяться функцией распределения интервалов времени τ_0 .

Рассмотрим это на примере синтеза цифрового приемника двоичных ЧМ-сигналов.

Пусть при передаче ЧМ-сигнала логической единице соответствует частота ω_i , а логическому нулю – частота $\omega_{отж}$, причем $\omega_n > \omega_{отж}$. При прохождении сигнала по каналу связи длительность периода будет изменяться случайным образом на величину τ_0 :

$$x(t) = T_n + \tau_{01}, \quad (3)$$

либо

$$x(t) = T_{отж} + \tau_{02}, \quad (4)$$

где T_n – период, соответствующий частоте ω_n ;

$T_{отж}$ – период, соответствующий частоте $\omega_{отж}$.

С учетом (3) и (4) выражение (1) примет вид:

$$\frac{W(x/T_n)}{W(x/T_{отж})} > \frac{P(T_{отж})}{P(T_n)}, \quad (5)$$

где $P(T_{отж})$ и $P(T_n)$ – априорные вероятности передачи периодов, соответствующих частотам $\omega_{отж}$ и ω_n .

Согласно сказанному, функции $W(x/T_n)$ и $W(x/T_{отж})$ можно заменить функциями $W(\tau_{01})$ и $W(\tau_{02})$, где τ_0 – интервал между переходами через нуль напряжения принимаемого сигнала и опорного напряжения в качестве которого используются колебания с частотами ω_n и $\omega_{отж}$.

При воздействии преднамеренной помехи с равномерным энергетическим спектром функция распределения интервала τ_0 определяется выражением, которое имеется в [6]:

$$W(\tau_0, y_0) = \frac{1}{2\pi\sigma_0\sigma'_0} e^{\left\{ \frac{[y_0 - s(\tau_0)]^2}{2\sigma_0^2} + \frac{[s(\tau_0)]^2}{2(\sigma'_0)^2} \right\}} \int_0^\infty x' e^{-\frac{(x')^2 - 2xs'(\tau_0)}{2(\sigma'_0)^2}} dx',$$

где σ_0^2 – дисперсия шума;

$(\sigma'_0)^2$ – дисперсия производной шума;

y_0 – переданный сигнал; $s(\tau_0)$ – производная сигнала y_0 ;

$s'(\tau_0)$ – производная смеси сигнала и шума.

Интеграл $J = \int_0^\infty x' e^{-\frac{(x')^2 - 2xs'(\tau_0)}{2(\sigma'_0)^2}} dx'$ вычислен в [7] и равен:

$$J = (\sigma'_0)^2 \left\{ \Gamma(1) {}_1F_1 \left[1, \frac{1}{2} \frac{[s'(\tau_0)]^2}{2(\sigma'_0)^2} \right] + \frac{s'(\tau_0)}{(\sigma'_0)^2} \sqrt{2(\sigma'_0)^2} \Gamma\left(\frac{3}{2}\right) {}_1F_1 \left[\frac{3}{2}, \frac{3}{2}, \frac{s'(\tau_0)^2}{2(\sigma'_0)^2} \right] \right\},$$

где $\Gamma(x)$ – гамма-функция;

${}_1F_1(a, b, c)$ – вырожденная гипергеометрическая функция.

С учетом того, что $(\sigma'_0)^2 = \sigma_0^2 \omega_1^2$, $s(\tau_0) = A_m \sin \omega_0 \tau_0$, $s'(\tau_0) = A_m \omega_0 \cos \omega_0 \tau_0$, $y_0 = 0$,

$\Gamma(1) = 1$ и $\Gamma\left(\frac{3}{2}\right) = \frac{\sqrt{\pi}}{2}$, получим функцию распределения интервала времени τ_0 :

$$W(\tau_0) = \frac{\omega_1}{2\pi} e^{-\frac{h^2 \sin^2 \omega_0 \tau_0 + \frac{\omega_0^2 h^2}{\omega_1^2} \cos^2 \omega_0 \tau_0}{2}} \mathbf{F}_1 + \frac{\omega_0^2 h^2}{\omega_1^2} \cos^2 \omega_0 \tau_0 \sqrt{\frac{\pi}{2}} \mathbf{F}_2, \quad (6)$$

где $\mathbf{F}_1 = {}_1F_1 \left(1, \frac{1}{2}, \frac{\omega_0^2 h^2}{\omega_1^2} \cos^2 \omega_0 \tau_0 \right)$;

$\mathbf{F}_2 = {}_1F_1 \left(\frac{3}{2}, \frac{3}{2}, \frac{\omega_0^2 h^2}{\omega_1^2} \cos^2 \omega_0 \tau_0 \right)$;

$h = \frac{A_m}{\sigma_0}$ – отношение сигнал/шум;

$\omega_1 = \frac{1}{\sigma_0} \sqrt{\int_0^\infty \omega_0^2 G(\omega) d\omega_0}$ – среднеквадратичная частота энергетического спектра шума.

Полученная плотность (6) имеет достаточно сложный вид. В частном случае слабых сигналов ее можно упростить, разложив в (6) гипергеометрические функции в ряд. Произведя необходимые преобразования, получим:

$$W(\tau_0) = \frac{\omega_0}{2\pi} \left(1 + \frac{\omega_0}{\omega_1} \sqrt{\frac{\pi}{2}} h \cos \omega_0 \tau_0 \right).$$

Плотности вероятности при передаче сигналов с периодами T_n и $T_{отжс}$ соответственно могут быть определены по формулам:

$$W(\tau_{01}) = \frac{1}{T_n} + \frac{2\pi}{T_n^2 \omega_1} \sqrt{\frac{\pi}{2}} h \cos 2\pi \frac{\tau_{01}}{T_n}, \quad (7)$$

$$W(\tau_{02}) = \frac{1}{T_{отжс}} + \frac{2\pi}{T_{отжс}^2 \omega_1} \sqrt{\frac{\pi}{2}} h \cos 2\pi \frac{\tau_{02}}{T_{отжс}}. \quad (8)$$

Подставив (7) и (8) в (5), получим:

$$\frac{1}{T_n} \left(\frac{1}{\omega_1} \frac{2\pi z}{T_n} \cos 2\pi \frac{\tau_{01}}{T_n} + 1 \right) > \frac{P(T_{отжс})}{P(T_n)} \frac{1}{T_{отжс}} \left(\frac{1}{\omega_1} \frac{2\pi z}{T_{отжс}} \cos 2\pi \frac{\tau_{02}}{T_{отжс}} + 1 \right). \quad (9)$$

Будем считать появление периодов T_n и $T_{отжс}$ событиями равновероятностными. Тогда (9) примет вид:

$$\frac{1}{T_n} \left(\frac{1}{\omega_1} \frac{2\pi z}{T_n} \cos 2\pi \frac{\tau_{01}}{T_n} + 1 \right) > \frac{1}{T_{отжс}} \left(\frac{1}{\omega_1} \frac{2\pi z}{T_{отжс}} \cos 2\pi \frac{\tau_{02}}{T_{отжс}} + 1 \right), \quad (10)$$

где $z = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \frac{A_m}{\sigma_0}$.

Выражение (10) определяет структуру оптимального приемника ЧМ-сигналов для радиосистем повышенной защищенности. Анализируя (10), приходим к выводу, что цифровой приемник для указанных радиосистем должен содержать устройство формирования отсчетов (оценок периодов ЧМ-сигналов (3) и (4)), генераторы колебаний с периодами T_n и $T_{отжс}$, формирователи разностей $\tau_{01} = x - T_n$ и $\tau_{02} = x - T_{отжс}$, нелинейные преобразователи и схему сравнения.

Решающая схема второго этапа обработки, т.е. распознавания посылки в целом, реализует алгоритм:

$$\sum_{i=1}^m a_i \begin{cases} > m - k, & \text{принята логическая единица,} \\ < m - k, & \text{принят логический нуль,} \end{cases}$$

где k – величина порога различения.

Основные сведения по схемотехнической реализации приемников изложены в [8...10].

Произведем оценку помехоустойчивости приемника к преднамеренным помехам. Определять ее будем в два этапа. На первом этапе рассчитаем вероятность ошибочного приема одного сигнала a_i , а на втором – вероятность ошибки при приеме сигнала в целом. При этом будем считать, что в канале присутствует преднамеренная помеха, владеющая флуктуационными признаками. Тогда полная вероятность ошибочного приема сигнала будет:

$$P_q = P(T_n)P_{T_n}(T_{отж}) + P(T_{отж})P_{T_{отж}}(T_n),$$

где $P(T_n)$ и $P(T_{отж})$ – априорные вероятности передачи сигналов с частотами ω_n и $\omega_{отж}$ соответственно; $P_{T_n}(T_{отж})$ – вероятность того, что зарегистрирован период при переданном T_n ; $P_{T_{отж}}(T_n)$ – вероятность того, что зарегистрирован период при переданном $T_{отж}$.

Будем считать, что $P(T_n) = P(T_{отж}) = 0,5$ и $P_{T_n}(T_{отж}) = P_{T_{отж}}(T_n)$. Тогда $P_q = P_{T_n}(T_{отж}) = P_{T_{отж}}(T_n)$. Пусть передан сигнал с частотой ω . В этом случае получаем:

$$P_q = \int_0^{\Delta t} W(\tau_0) d\tau_0, \quad (11)$$

где $\Delta t = \frac{T_{отж} - T_n}{2}$.

Подставим (6) в (11) и определим вероятность ошибки одного элементарного сигнала:

$$P_q = \frac{\omega_0}{2\pi} \int_0^{\Delta t} e^{-\frac{h^2}{2} \sin^2 \omega_n \tau_{01} + \frac{\omega_n h^2}{\omega_1^2} \cos^2 \omega_n \tau_{01}} {}_1F_1\left(1, \frac{1}{2}, \frac{\omega_n^2}{\omega_1^2} \cos^2 \omega_n \tau_{01}\right) d\tau_{01} + \\ + \sqrt{\frac{\pi}{2}} \frac{h^2}{2} \frac{\omega_n^2}{\omega_1^2} \int_0^{\Delta t} \cos^2 \omega_n \tau_{01} {}_1F_1\left(\frac{3}{2}, \frac{3}{2}, \frac{\omega_n^2 h^2}{\omega_1^2} \cos^2 \omega_n \tau_{01}\right) d\tau_{01}. \quad (12)$$

Подставим (12) в (2) и найдем вероятность ошибки посылки в целом:

$$P_{ош} = 1 - \sum_{n=1}^k C_m^n \left[\frac{\omega_1}{2\pi} \int_0^{\Delta t} e^{-\frac{h^2}{2} \sin^2 \omega_n \tau_{01} + \frac{\omega_n h^2}{\omega_1^2} \cos^2 \omega_n \tau_{01}} \mathbf{F}_3 d\tau_{01} + \sqrt{\frac{\pi}{2}} \frac{h^2}{2} \frac{\omega_n^2}{\omega_1^2} \int_0^{\Delta t} \cos^2 \omega_n \tau_{01} \mathbf{F}_4 d\tau_{01} \right]^2 \times \\ \times \left[1 - \frac{\omega_1}{2\pi} \int_0^{\Delta t} e^{-\frac{h^2}{2} \sin^2 \omega_n \tau_{01} + \frac{\omega_n h^2}{\omega_1^2} \cos^2 \omega_n \tau_{01}} \mathbf{F}_3 + \sqrt{\frac{\pi}{2}} \frac{h^2}{2} \frac{\omega_n^2}{\omega_1^2} \int_0^{\Delta t} \cos^2 \omega_n \tau_{01} \mathbf{F}_5 d\tau_{01} \right]^{m-n}. \quad (13)$$

где

$$\mathbf{F}_3 = {}_1F_1\left(1, \frac{1}{2}, \frac{\omega_n^2}{\omega_1^2} \cos^2 \omega_n \tau_{01}\right);$$

$$\mathbf{F}_4 = {}_1F_1\left(\frac{3}{2}, \frac{3}{2}, \frac{\omega_n^2 h^2}{\omega_1^2} \cos^2 \omega_n \tau_{01}\right);$$

$$\mathbf{F}_5 = {}_1F_1\left(\frac{3}{2}, \frac{3}{2}, \frac{\omega_n^2 h^2}{\omega_1^2} \cos^2 \omega_n \tau_{01}\right).$$

По формуле (13) был произведен расчет вероятностей ошибок в зависимости от отношения сигнал/шум и числа элементарных сигналов m . Полученные кривые вероятностей ошибок представлены на рис. 1. На рисунке: кривые 1, 2, 3, 4 – помехоустойчивость цифрового приемника ЧМ-сигналов для $m=2$, $m=4$, $m=6$ и $m=8$ соответственно; кривая 5 – потенциальная помехоустойчивость когерентного приемника; кривая 6 – помехоустойчивость цифрового приемника с детектором на колебательных контурах [11].

Проведенные исследования показали, что увеличение числа $m > 8$ значительного выигрыша в защищенности от преднамеренной помехи не дает.

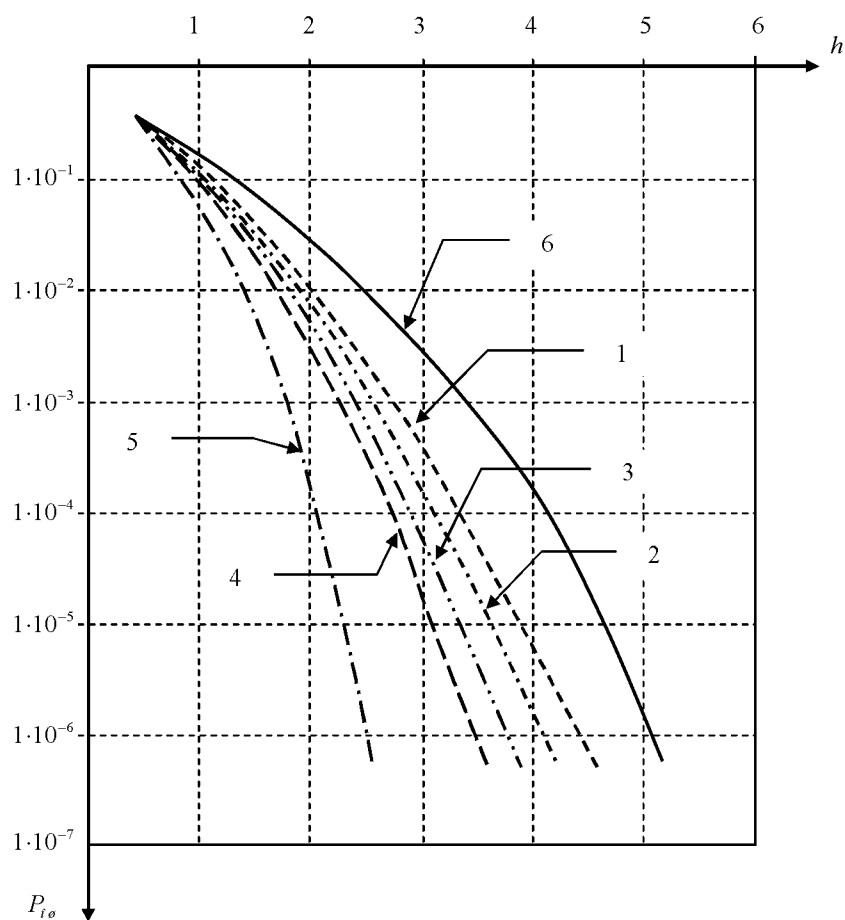


Рис. 1. Зависимость вероятности ошибок от отношения сигнал/шум и числа m

Выводы

Для синтеза цифрового приемника ЧМ-сигналов с целью применения его в радиосистемах повышенной защищенности целесообразно заменить функцию распределения импульса по длительности функцией распределения момента переходов случайного процесса через нуль. Эта процедура упрощает синтез без потери общности решения поставленной задачи. Помехоустойчивость такого приемника несколько хуже оптимального когерентного приемника относительно преднамеренной помехи, имеющей флуктуационные признаки.

Литература

1. Орлов А. Парадоксы цифрового телевидения. – [Электронный ресурс]: [http:// www.ctspi.ru/TechSupp/ DigiTV/DigiParadox.htm](http://www.ctspi.ru/TechSupp/DigiTV/DigiParadox.htm) (Режим доступа свободный): перевод с The standardt.com. – 2001.
2. Панфилов И.П. Синтез цифровых приемников / Теория передачи информации по каналам связи: Сб. научн. трудов учебных институтов связи. – Л.: ЛЭИС, 1984. – 170 с.
3. Абдельтауаб Сейф Хазза. Формирование и исследование математических и схемотехнических моделей приемных систем спутникового телевидения / Автореф. дисс. ... канд. техн. наук. – Таганрог, 2007. – [Электронный ресурс]: http://www.znb.rsu.ru/referat/D212-208-20/05-12-04/20070831_D212-208-20_05-12-04_HazzaAS.doc (Режим доступа свободный).
4. Машбиц Л.Н. Цифровая обработка сигналов в радиотелефонной связи. – М.: Связь, 1974. – 203 с.
5. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. 2. – М.: Сов. радио, 1968. – 326 с.
6. Пестряков В.Б. Фазовые радиотехнические системы. – М.: Сов. радио, 1968. – 382 с.
7. Мидлтон Д. Введение в статистическую теорию связи. – М.: Сов. радио, 1962. – 732 с.
8. А.с. 766036 [СССР]. Адаптивный приемник частотно-манипулированных сигналов / И.П. Панфилов, М.Т. Козаченко, М.П. Белевский. – Оpubл. в Б.И., 1980, №35.
9. А.с. 784715 [СССР]. Детектор частотно-манипулированных сигналов / И.П. Панфилов, В.Д. Иванченко. – Оpubл. в Б.И., 1980, №53.
10. А.с. 1019660 [СССР]. Система передачи и приема двоичных сигналов с частотной манипуляцией / В.Д. Иванченко, А.Ю. Лев, И.П. Панфилов, Ю.В. Флейта. – Оpubл. в Б.И., 1983, №19.
11. Панфилов И.П., Дырда В.Е. Теория электрической связи. – М.: Радио и связь, 1991. – 344 с.

УДК 621.396.626

Панфілов В.І., Скопа А.А. Синтез частотних цифрових приймачів для захищених радіосистем

Розглядається синтез цифрового приймача ЧМ-сигналів з метою його застосування в радіосистемах підвищеної захищеності. Показано, що при побудові приймача доцільно замінити функцію розподілу імпульса за тривалістю функцією розподілу моменту переходів випадкового процесу через нуль. Розроблена процедура дозволяє спростити синтез без втрати загальності розв'язку поставленої задачі.

Ключові слова: синтез приймачів, частотні цифрові приймачі, радіосистема.

UDC 621.396.626

Panfilov V., Skopa A. Synthesis of frequency digital receiver for protected radiosystems

Synthesis of digital receiver of FM-signals with the view of it usage in ruggedized radiosystems has been investigated. Proved that while building the receiver it is reasonable to substitute duration distribution function of impulse by moment distribution function of random process transitions through a zero. The developed procedure make it possible to simplify the synthesis without loss of assigned task solution generality.

Key words: synthesis of receivers, frequency digital receivers, radiosystem.