

МНОГОКАНАЛЬНАЯ ЦИФРОВАЯ СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ, ОСНОВАННАЯ НА АНАЛИЗЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В РЕЖЕКТОРНОМ ФИЛЬТРЕ

В. И. Парфенов, Е. И. Яцкина

Воронежский государственный университет
ОАО «Концерн «Созвездие» (г. Воронеж)

Поступила в редакцию 28.04.2010 г.

Аннотация: предложен новый подход для повышения скорости передачи информации при заданной достаточно узкой полосе частот канала, основанный на анализе переходных процессов в режекторном фильтре.

Ключевые слова: фазоманипулированный сигнал, режекторный фильтр, переходный процесс, узкополосные и широкополосные помехи.

Abstract: the new approach for increase of information rate transfer is offered at the narrow frequency band of the channel, based on the analysis of transients in rejection filter

Key words: phase-manipulated signal, rejection filter, transients, narrowband and wideband noise.

ВВЕДЕНИЕ

Существующие в настоящее время системы передачи информации основываются на выполнении условия ортогональности сигналов. Если это условие выполняется, то возможно в заданном частотном диапазоне и за определенный промежуток времени одновременно передавать большое количество сигналов. Известно три основных способа разделения сигналов, лежащих в основе многоканальных систем. Это частотное, временное и кодовое разделения. Все они основаны на том, что передаваемые сигналы различаются какими-либо характеристиками — либо их спектры не перекрываются, либо они передаются в разные промежутки времени, либо присваиваемые им кодовые последовательности ортогональны. Однако возможен еще один принцип разделения сигналов, основанный на известном свойстве возникновения переходных процессов на выходе частотно-избирательной системы. Данная статья посвящена исследованию характеристик многоканальной системы, основанной на анализе переходных процессов на выходе режекторного фильтра.

1. ПРИНЦИПЫ ПРИЕМА ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

В качестве исходных информационных сигналов возьмем обычные фазоманипулиро-

ванные (ФМ) сигналы (BPSK) [1] с амплитудой A_0 и длительностью, соответствующей одному биту передаваемой информации T_b . Амплитудный спектр такого сигнала

$$|S^+(f)| = A_0 \sqrt{T_b} \cdot |\sin c(\pi T_b(f - f_0))|,$$

где f_0 — частота несущего колебания,

$\sin c(x) = \frac{\sin(x)}{x}$. Пример этого спектра изображен на рис. 1 сплошной линией. Видно, что этот спектр убывает достаточно медленно.

Поэтому классические способы разделения сигналов, перечисленные выше, при передаче ФМ сигналов не подходят.

Предположим, что в заданном частотном диапазоне $[f_0 - \Delta f / 2; f_0 + \Delta f / 2]$ требуется передать несколько BPSK-сигналов. Величина данного частотного интервала Δf , как показали исследования, должна быть такой, чтобы в ней умещались как минимум два боковых лепестка спектра ФМ сигнала.

Если в одной полосе Δf мы сможем передать сигналы от N абонентов, то, очевидно, пропускная способность такого канала увеличится в N раз. В дальнейшем мы ограничимся рассмотрением только двухпозиционных ФМ сигналов (BPSK), т.к. они обладают наилучшей помехоустойчивостью среди фазоманипулированных сигналов (в том числе многопозиционных).

В качестве частотно-избирательной системы, переходные процессы в которой мы будем

* © Парфенов В. И., Яцкина Е. И., 2010

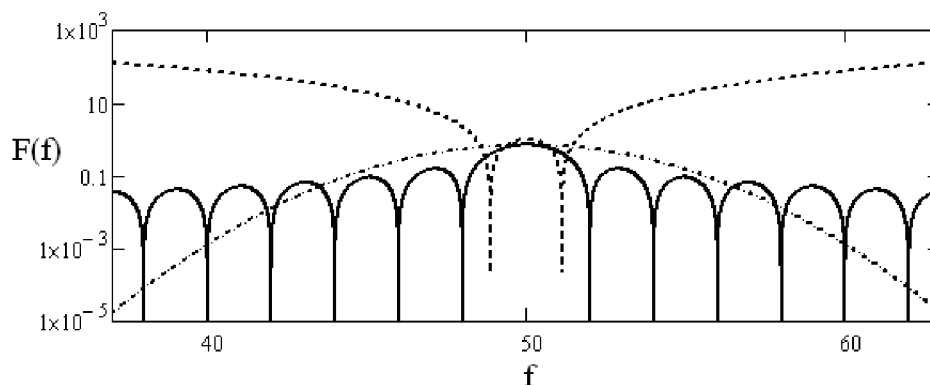


Рис. 1. Частотные характеристики сигнала, узкополосной помехи и фильтра

изучать, выберем следующую разновидность режекторного фильтра. Предварительно сделаем два замечания. Во-первых, синтез оптимальных алгоритмов приема нескольких BPSK-сигналов, расположенных в одном частотном диапазоне с разными моментами «скачков» фазы, обладающих случайными начальными фазами, является задачей весьма сложной. Такой синтез приводит к многоканальному приемному устройству, причем практическая реализация каждого из каналов представляется чрезвычайно сложной. Во-вторых, известно [2], что при приеме сигналов со скачкообразно изменяющимися свойствами (а BPSK-сигналы могут быть отнесены к таким сигналам, т.к. у них имеются «скачки» фазы на π) могут быть использованы дифференцирующие устройства. Однако, как показывают расчеты, подобные алгоритмы весьма чувствительны к шумам и будут проигрывать в помехоустойчивости рассмотренным приемникам.

2 ХАРАКТЕРИСТИКИ ФМ СИГНАЛА НА ВЫХОДЕ РЕЖЕКТОРНОГО ФИЛЬТРА

Итак, рассмотрим режекторный фильтр, структурная схема которого изображена на рис. 2.

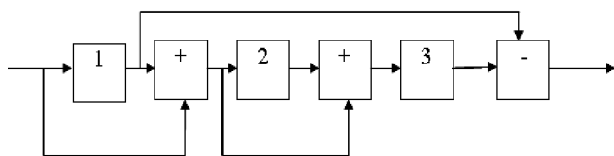


Рис. 2. Структурная схема фильтра

На этом рисунке обозначено: 1 и 2 — блоки задержки сигнала на половину периода $T_0/2$ несущего колебания, 3 — усилитель, с коэф-

фициентом усиления $K = \left(2 \cos \left(\frac{\Omega T_0}{4} \right) \right)^{-2}$, где

Ω — некоторая частота. Вообще, эта схема может быть использована для подавления гармонической помехи с частотой Ω при приеме гармонического сигнала с частотой $\omega_0 = 2\pi/T_0$. Действительно, предположим, что на вход этого фильтра поступает аддитивная смесь гармонических сигнала и помехи $x(t) = s(t) + \xi(t)$, где $s(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \phi_0)$, $\xi(t) = B \cos(\Omega t + \gamma)$. Тогда, несложно показать, что сигнал на выходе всего устройства имеет вид $x_{\text{вых}}(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \phi_0)$, т.е. полностью совпадает с полезным входным сигналом. Если сигнал и помеха не являются гармоническими, но удовлетворяют условию узкополосности, то подобное подавление помехи также будет происходить, однако это подавление будет осуществляться не полностью, что можно использовать при приеме ФМ сигналов.

Действительно, рассмотрим отрезок ФМ сигнала вида

$$s(t) = \begin{cases} A_0 \cos(\omega_0 t + \phi_0), & 0 \leq t \leq T_b, \\ -A_0 \cos(\omega_0 t + \phi_0), & T_b < t \leq 2T_b. \end{cases}$$

Из этого выражения следует, что скачок фазы на π в данном сигнале происходит в момент времени $t = T_b$. Подадим такой сигнал на вход рассматриваемого фильтра (рис. 2). На рис. 1 штриховой линией изображена амплитудно-частотная характеристика этого фильтра при $K = 201$, из которой действительно следует, что данный фильтр следует рассматривать как режекторный.

Величина коэффициента усиления K блока 3 (рис. 2) оказывает влияние на положение нулей в АЧХ этого фильтра. С уменьшением

величины K нули АЧХ все больше удаляются от несущей частоты f_0 . Как показывают исследования, в отсутствии помех величина K может выбираться достаточно произвольно, единственным ограничением является условие $K \geq (5 \div 15)$, в противном случае данный фильтр пропускает входной сигнал практически без искажений, поэтому значения $K < 5$ в дальнейшем не рассматриваются. Как показано далее, наличие узкополосной помехи оказывает достаточно существенное влияние на выбор величины параметра K . Поэтому в дальнейшем параметр K выбирался из условия обеспечения максимального отношения сигнал/помеха на выходе фильтра. Для сравнения на рис. 3 изображены амплитудные спектры сигналов на входе (сплошная линия) и на выходе (штриховая линия) рассматриваемого фильтра при $K = 201$.

Видно, что возрастают боковые лепестки в спектре выходного сигнала. Все это приводит к тому, что сигнал на выходе рассматриваемого фильтра приобретает вид, изображенный на рис. 4.

Из рис. 4 следует, что в момент времени, в который входной сигнал претерпевает «скачок» фазы, т.е. в момент $t = T_b$, в выходном сигнале наблюдается переходный процесс, заключающийся в резком увеличении амплитуды сигнала примерно в $2K$ раз и длящийся в течение одного периода несущего колебания T_0 . В остальное время сигнал на выходе ничем не отличается от гармонического. В этом сигнале также присутствует скачок фазы. Однако более важным представляется наличие мощных коротких переходных процессов в этом сигнале, соответствующих моментам изменения фазы во входном сигнале. По их наличию можно судить о наличии «скачков» фазы входного ФМ сигнала, т.е. осуществлять его демодуляцию посредством определения превышения или не превышения некоторого порога на малых интервалах времени длительности T_0 .

Подадим теперь на вход рассматриваемого режекторного фильтра сумму нескольких BPSK-сигналов с одинаковыми несущими частотами и одинаковыми длительностями одного бита T_b , различающихся лишь моментами вре-

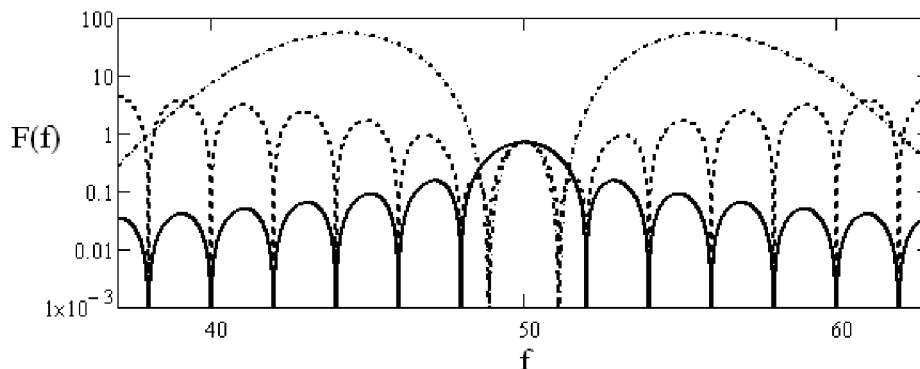


Рис. 3. Спектр сигнала и узкополосной помехи на входе и выходе фильтра

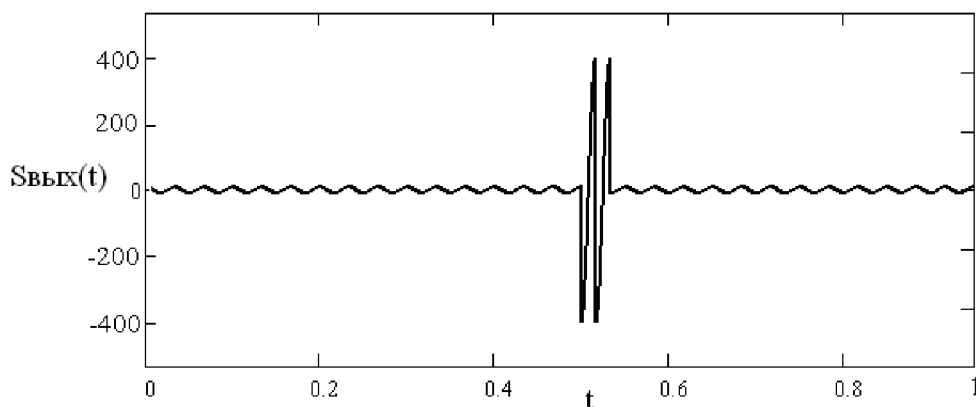


Рис. 4. ФМ сигнал на выходе фильтра

мени, в которые происходят «скачки» фазы. Анализируемый фильтр реагирует на все изменения фазы во входном сигнале, т.к. он является линейным устройством и на вход подается аддитивная сумма сигналов.

Единственным ограничением на количество передаваемых сигналов является следующее: минимальный промежуток времени между моментами «скачков» фазы у сигналов должен быть не меньше периода несущего колебания (лучше $(2 \div 3)T_0$). Следовательно, количество передаваемых BPSK-сигналов в одной и той же полосе удовлетворяет условию $N \leq T_b / (2 \div 3)T_0$, что позволяет существенно повысить скорость передачи информации. Для примера на рис. 5 приведен выходной сигнала рассматриваемого фильтра при подаче на его вход пяти BPSK-сигналов, различающихся только моментами «скачков» фазы. Видно, что, кроме переходного процесса в начальный момент времени, переходные процессы длительностью T_0 наблюдаются также и в моменты, соответствующие моментам «скачков» фазы у исходных пяти сигналов.

Проанализируем теперь влияние шумов на работоспособность предлагаемого алгоритма приема BPSK-сигналов. Рассмотрим вначале влияние достаточно узкополосной помехи, которую будем считать гауссовским случайным процессом со спектральной плотностью мощности

$$W^+(f) = \sigma^2 \sqrt{\frac{\pi}{4\alpha}} \cdot \exp\left(-\frac{\pi^2(f - f_0)^2}{\alpha}\right), \quad (1)$$

график которой, изображен на рис. 1 штрихпунктирной линией при $\alpha T_0^2 = 0.01$. Варьируя параметр α , можно изменять ширину спектра мощности узкополосной помехи.

Будем выбирать параметр K фильтра таким образом, чтобы отношение мощностей выходных сигнала и узкополосной помехи было максимальным. Для рассмотренного примера, когда спектральная плотность мощности узкополосной помехи описывается формулой (1), можно показать, что данное условие будет выполняться, если

$$K = \left[2 - \exp\left(\frac{\alpha T_0^2}{4}\right) - \exp\left(-\frac{3\alpha T_0^2}{4}\right) \right]^{-1}. \quad (2)$$

На рис. 1 и рис. 3 штрихпунктирными линиями показан спектр мощности узкополосной помехи на входе и на выходе рассматриваемого фильтра соответственно при $A_0^2 / 2\sigma^2 = 0.125$, $\alpha T_0^2 = 0.01$. В этом случае в соответствии с формулой (2) $K = 201$. Видно, что спектр мощности узкополосной помехи перераспределяется по частотам, уменьшаясь в окрестности несущей частоты. Таким образом, выбор коэффициента K фильтра должен осуществляться в соответствии с формулой (2).

Учтем теперь влияние широкополосного флуктуационного шума, который неизбежно присутствует в любой радиоэлектронной системе. Рассмотрим, как будет выглядеть выходной сигнал фильтра при подаче на его вход суммы пяти BPSK-сигналов (как и на рис. 5), узкополосной помехи при $A_0^2 / 2\sigma^2 = 0.125$ и широкополосного шума с равномерным спектром мощности в полосе частот приемника и дисперсией σ_0^2 , удовлетворяющей условию $A_0^2 / 2\sigma_0^2 = 12.5$. Полное отношение сигнал/(шум+помеха) в этом случае равно $A_0^2 / 2(\sigma^2 + \sigma_0^2) = 0.12$. На рис. 6 изображен выходной сигнал режекторного фильтра в рассматриваемых условиях.

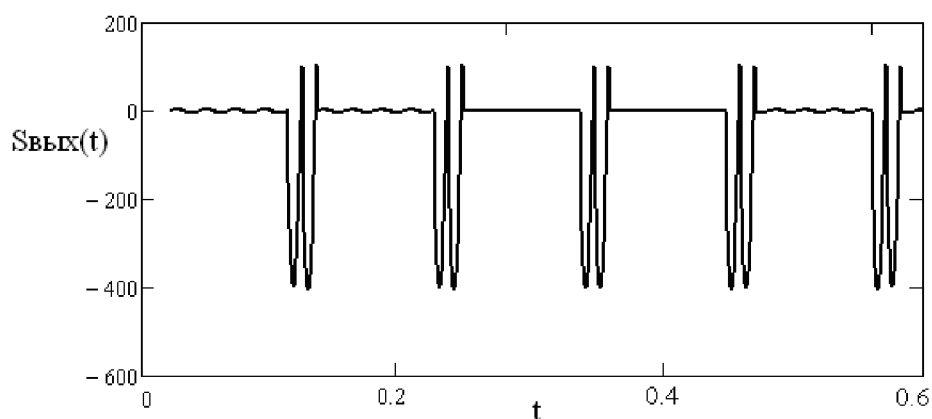


Рис. 5. ФМ сигнал на выходе фильтра

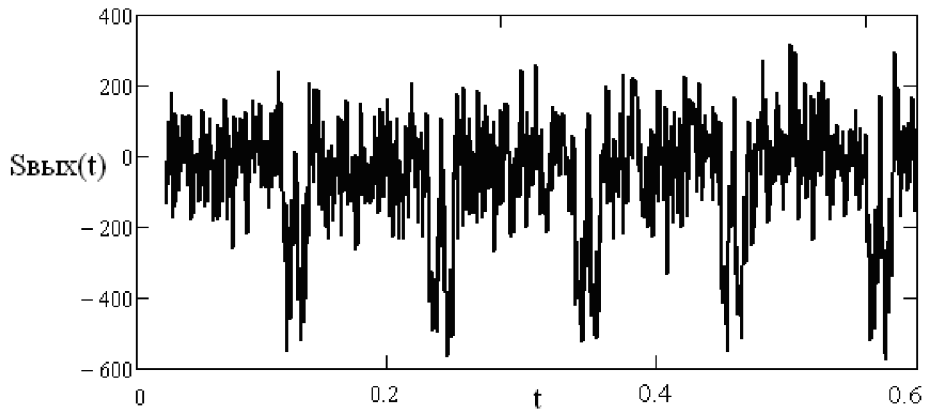


Рис. 6. ФМ сигнал на выходе фильтра при наличии узкополосной помехи и широкополосного шума

Сравнение рис. 5 и рис. 6 показывает, что помехи, как узкополосные, так и широкополосные, оказывают влияние на работоспособность предлагаемого алгоритма приема. Причем, влияние широкополосной помехи более существенно. Тем не менее, алгоритм остается работоспособным в определенных условиях. Предварительные расчеты показали, что вероятность ошибки 10^{-3} можно обеспечить, если выполнены условия $A_0^2 / 2\sigma^2 > 0.1$, $A_0^2 / 2\sigma_0^2 > 12$ при $\alpha T_0^2 = 0.01$.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, для повышения скорости передачи информации при заданной достаточно узкой полосе частот канала, кроме существующих в настоящее время принципов многоканальной передачи, может быть применен подход, основанный на анализе переходных процессов в режекторном фильтре. При этом

можно осуществить одновременную передачу в этой полосе нескольких сигналов с бинарной фазовой модуляцией. Единственным требованием является необходимость сохранения временных интервалов между моментами «скачков» фазы каждого из передаваемых сигналов, не меньших двух-трех периодов несущего колебания. В результате скорость передачи информации при фиксированной величине T_b возрастает в $T_b / (2 \div 3)T_0$ раз, что может достигать большой величины. Например, при $f_0 = 1 / T_0 = 8 \cdot 10^{+8}$ Гц и $T_b = 4 \cdot 10^{-6}$ с увеличение скорости составит до 1000 раз.

ЛИТЕРАТУРА

1. Прохис Д., Цифровая связь / под ред. Д. Д. Кловского. — М. : Радио и связь, 2000. — 800 с.
2. Бассвиц М., Вилски А., Банвенист А. и др. Обнаружение изменений свойств сигналов и динамических систем. — М. : Мир, 1989. — 278 с.

Парфенов В. И., профессор, доктор физико-математических наук, Воронежский государственный университет

Тел.: (4732) 208-916, 8-908-146-69-96

E-mail: vip@phys.vsu.ru

Яцкина Е. И., аспирант, инженер-конструктор, ОАО «Концерн «Созвездие» (г. Воронеж)

Тел.: 8-908-139-67-22

Parfenov V. I., Professor, doctor of physical and mathematical sciences, Voronezh State University

Tel.: (4732)208-916, 8-908-146-69-96

E-mail: vip@phys.vsu.ru

Yackina E. I., Postgraduate, engineer-designer, Public corporation «Concern «Sozvezdie» (Voronezh)

Tel.: 8-908-139-67-22