

A 01.04.03
ԱԴՐ - 502

« ԿՐԹՈՒԹՅԱՆ ԵՎ ԳԻՏՈՒԹՅԱՆ ՆԱԽԱՐԱՐՈՒԹՅՈՒՆ
ԵՐԵՎԱՆԻ ՊԵՏԱԿԱՆ ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆ

Թովմայան Կարդան Ժիրայրի

« ԵՆԱՀԱՂՈՐԴԱԿՑԱԿԱՆ ԱԶԴԱՆՇԱՆՆԵՐԻ ՄՇԱԿՈՒՄԸ ԵՆԱՅԻՆ ՍԱՐԲԵՐՈՎ

Ա.04.03 - «Ուղիով ֆիզիկա» մասնագիտությամբ
տեխնիկական գիտությունների թեկնածուի
գիտական աստիճանի հայցման ատենախոսության

Ս Ե Ղ Մ Ա Գ Ի Ր

Երևան-2008

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РА
ЕРЕВАНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ

Товмасын Вардан Жирайрович

ОБРАБОТКА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С ПОМОЩЬЮ
Пороговых устройств

АВТОРЕФЕРАТ

Диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук по специальности

01.04.03 - "Радиофизика"

ЕРЕВАН-2008

Ատենախոսության բեման հաստատվել է Երևանի պետական համալսարանում


Գիտական ղեկավար ֆիզ.-մաթ. գիտ. թեկնածու, դոցենտ
Ա.Ա. Հախումյան

Պաշտոնական ընդդիմախոսներ ֆիզ.-մաթ. գիտ. դոկտոր, պրոֆեսոր
Գ.Յու. Կրյուչկյան
տեխ. գիտ. թեկնածու, դոցենտ
Ա.Հ. Գրիգորյան

Առաջատար կազմակերպություն Երևանի Կապի Միջոցների ԳՀԻ ՓԲԸ

Ատենախոսության պաշտպանությունը տեղի կունենա 2008թ. հունիսի 14-ին, ժամը 12⁰⁰ Երևանի պետական համալսարանի 049 Մասնագիտական Խորհրդի նիստում:
Հասցեն՝ 0025 ք. Երևան, Ալեք Մանուկյան 1:

Ատենախոսությանը կարելի է ծանոթանալ ԵՊՀ գրադարանում:
Մեղմագիրն առաքվել է 2008թ. մայիսի 13-ին:

Մասնագիտական Խորհրդի Գիտական քարտուղար,  ֆիզ.-մաթ.գիտ. թեկնածու, դոցենտ
Վ.Պ. Բալանթարյան

Тема диссертации утверждена в Ереванском государственном университете

Научный руководитель: кандидат физ.-мат. наук, доцент
А.А. Ахумян
Официальные оппоненты: доктор физ.-мат. наук, профессор
Г.Ю. Крючкян
кандидат тех. наук, доцент
А.А. Григорян

Ведущая организация: Ереванский НИИ "Средств Связи" ЗАО

Защита диссертации состоится 14-го июня 2008 г. в 12⁰⁰ часов на заседании Специализированного Совета 049 Ереванского государственного университета по адресу: 0025, Ереван, ул. Алека Манукиана 1.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке ЕГУ
Автореферат разослан 13 мая 2008г.

Ученый секретарь специализированного совета  канд. физ.-мат. наук
В. П. Калантарян

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы. Основным направлением развития теории и практики телекоммуникации в последнее десятилетие является тотальный переход на цифровые методы синтеза, передачи, приема и обработки информационных сигналов. Фундаментальной проблемой цифровых систем связи, как и аналоговых, является выделение информационного сигнала на фоне шумов приемника. Если в аналоговых системах, являющихся по сути линейными, возрастание шумов всегда сопровождается ухудшением качества приема сигналов, то в цифровых системах ситуация неоднозначна.

Цифровые приемники, в силу порогового характера приема информационного сигнала, являются нелинейными системами, в которых воздействие шума может индуцировать новые более упорядоченные режимы, приводить к образованию более регулярных структур, увеличивать степень когерентности, вызывать рост усиления и увеличение отношения сигнал/шум и т.д. Другими словами, шум в нелинейных системах может играть конструктивную роль, вызывая рост степени порядка в системе.

Одним из наиболее ярких проявлений указанного типа поведения нелинейных систем при воздействии шума является эффект стохастического резонанса (СР). Эффект СР определяет группу явлений, при которых отклик нелинейной системы на слабый внешний сигнал заметно усиливается с ростом интенсивности шума в системе. При этом интегральные характеристики процесса на выходе системы, такие как коэффициент усиления и отношение сигнал/шум, имеют отчетливо выраженный максимум при некотором оптимальном уровне шума. Кроме того, зависимость выходного сигнала порогового устройства в режиме СР от частоты, фазы и амплитуды входного сигнала позволяет реализовать демодуляцию и детектирование различных по спектру сигналов в едином приемном пороговом элементе. В силу больших потенциальных возможностей, исследование пороговых устройств в режиме СР применительно к цифровым коммуникационным системам является актуальной и весьма перспективной задачей.

Целью диссертационной работы является:

- исследование пропускной способности нелинейного информационного канала в режиме СР;
- разработка модели нелинейного фильтра в режиме СР, реализованного пороговым устройством. Изучение зависимости выходного сигнала от уровня порога и мощности аддитивного шума и сравнение с согласованным и идеальным линейными фильтрами;
- разработка порогового нелинейного детектора в режиме СР для приема низкочастотных цифровых сигналов.
- исследование возможности детектирования подпороговых В-FSK модулированных цифровых сигналов с помощью триггера Шмидта;
- расширение стохастического детектора для детектирования М-FSK модулированных подпороговых сигналов.

Методы исследований. При решении поставленных задач были применены методы статистической радиофизики, теории информации, теории радиотехники, цифровой связи и методы компьютерного моделирования.

Научная новизна работы.

1. Получена зависимость скорости передачи информации через нелинейный канал от спектральной плотности мощности и полосы аддитивного гауссова шума. Получена оптимальная частота среза входного ФНЧ в зависимости от спектра

- входного сигнала, при котором на выходе имеется максимальное отношение сигнал/шум.
- Выявлена возможность реализации управляемого шумом нелинейного порогового фильтра, работающего в режиме стохастического резонанса. Установлено также, что при использовании нелинейного порогового фильтра для принятия цифровых сигналов можно выбором временной формы (при фиксированной энергии бита) достичь максимального выходного соотношения сигнал/шум.
 - Разработана новая модель нелинейного порогового детектора низкочастотных двоичных цифровых сигналов с однобитовым квантователем. Доказано, что нелинейный детектор может работать в режиме СР и детектировать слабые подпороговые сигналы. Получено, что добавление определенного уровня шума к входному сигналу может минимизировать вероятность ошибочного детектирования.
 - Предложена модель нелинейного детектора подпороговых В-FSK модулированных сигналов на основе триггера Шмидта. Методом симуляций выявлено, что зависимость вероятности ошибки детектирования имеет колоколообразный вид, т.е. существует оптимальный уровень шума, добавление которого к слабому входному сигналу приводит к детектированию с довольно низкой вероятностью ошибки. Получено, что по мере увеличения частоты среза ФНЧ вероятность правильного детектирования битов увеличивается, но, в то же время, сужается интервал мощности шума, при котором эффективность детектора остается высокой. Изучение показало, что, такой детектор устойчив к фазовым смещениям входного сигнала.
 - Показано, что предложенный нелинейный детектор может быть расширен для детектирования М-FSK сигналов. Из полученных результатов следует, что увеличение числа уровней М приводит к сужению интервала мощности инжектированного шума, при котором имеется достоверный прием, т.е. кривая зависимости вероятности достоверного приема приобретает более "резонансный" характер.

Практическая значимость.

- Результаты исследований, приведенные в главе 1, позволяют провести оценку пропускной способности нелинейного канала в режиме СР и оптимальную полосу пропускания предварительного линейного фильтра.
- Предложенную в главе 2 модель нелинейного фильтра можно с успехом использовать в случае, когда невозможно спроектировать оптимальный линейный фильтр, т.е., когда неизвестна точная форма спектрального распределения принимаемого сигнала.
- На основе предложенной в главе 3 модели нелинейного детектора двоичных цифровых сигналов возможна разработка более простых и недорогих, по сравнению с оптимальным детектором, пороговых детекторов с незначительной потерей чувствительности приема.
- Разработанные в главе 4 модели пороговых детекторов В-FSK и М-FSK модулированных сигналов открывают новые возможности создания прямых цифровых приемников, которые весьма актуальны, благодаря развивающимся телекоммуникационным технологиям, низкой цене и низкому энергопотреблению.
- Спроектированные в системе MATLAB компьютерные модели детекторов, предложенных в главах 3 и 4, позволяют проводить исследование прямых

цифровых приемников для широкого спектра параметров системы и распределений шумов, искажающих передаваемый сигнал.

Внедрение результатов.

Результаты исследований, полученные в рамках диссертационной работы, используются в Институте радиофизики и электроники НАН РА.

На защиту выносятся.

- Предложенная методика оптимизации передачи информации через нелинейный канал путем регулирования уровня и полосы входного шума в зависимости от спектра сигнала.
- Предложенная модель нелинейного порогового фильтра, который для некоторого интервала мощности шума по выходному соотношению сигнал/шум превосходит идеальный фильтр Найквиста.
- Предложенная и разработанная модель нелинейного порогового детектора низкочастотных двоичных сигналов с однобитным квантователем.
- Предложенная и разработанная модель детектора В-FSK модулированных сигналов на основе триггера Шмидта.
- Расширенная модель детектора М-FSK модулированных сигналов на основе триггера Шмидта.

Апробация работы. Основные результаты работы докладывались и обсуждались на годичной научной конференции Гюмрийского государственного педагогического института им. М. Налбандяна, 2007 г., а также на семинарах кафедры СВЧ радиофизики и телекоммуникации факультета радиофизики ЕГУ.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, четырех глав и заключения, изложенных на 115 страницах, включая 53 рисунка и список литературы из 178 наименований.

Публикации. По теме диссертации опубликовано 6 работ, список которых приведен в конце автореферата.

СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во Введении обоснована актуальность темы диссертационной работы, сформулированы цели исследования, их научная новизна и практическая значимость, приведены основные результаты, выносимые на защиту.

В Первой главе приведен обзор и анализ по теории стохастического резонанса и его применения в задачах телекоммуникации. В конце главы изложено исследование скорости передачи информации через нелинейный канал со стохастическим резонансом.

В §1.1 приводится описание механизма эффекта стохастического резонанса на основании простой модели движения частицы в симметричном двухямном потенциале в условиях большого трения.

В §1.2 описаны характеристики эффекта стохастического резонанса для разных методов и подходов исследования.

В §1.3 и §1.4 изложены наиболее распространенные теоретические подходы и инструменты исследования стохастического резонанса.

В §1.5 анализируются возможности применения стохастического резонанса в задачах телекоммуникации. Вводятся понятия «аперидического», «кратковременного»,

«надпорогового» стохастического резонанса, которые широко используются в исследованиях прикладных проблем обработки сигналов.

В §1.6 анализируется нелинейный информационный канал в режиме стохастического резонанса. Для линейных систем передачи аналоговых сигналов удобным критерием качества приема является выходное отношение сигнал/шум (SNR), а в телекоммуникационных задачах более удобной величиной, характеризующей канал связи, является скорость передачи информации C с заданной вероятностью ошибки.

Получено, что при передаче подпороговых сигналов существует оптимальный уровень шума, при котором на выходе получается максимальное соотношение сигнал/шум и, соответственно, максимальная скорость передачи. При оптимальном значении уровня шума получено максимальное значение

$$(SNR_{out})_{max} \approx 1,7 \cdot SNR_{in}.$$

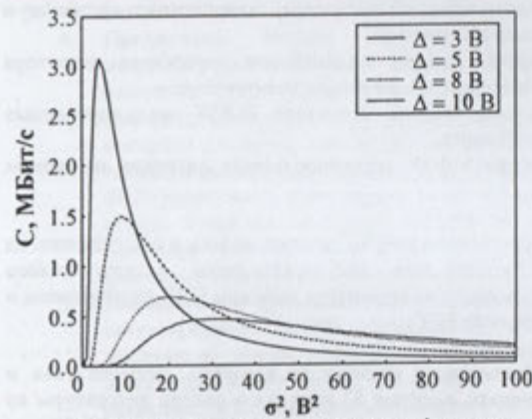


Рис.1. Зависимость скорости передачи информации от мощности шума.

Во Второй главе проводится исследование нелинейной фильтрации пороговыми устройствами с помощью стохастического резонанса.

В §2.1 приведена физическая модель нелинейного фильтра и механизм работы, в которой явление стохастического резонанса рассматривается как чисто пороговый эффект. Исследован случай, когда на входе порогового устройства имеется слабый сигнал

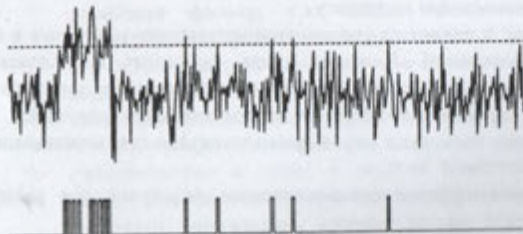


Рис.2. Схема генерации импульсов, соответствующих моментам пересечения порога смесью слабого сигнала и добавляемого шума.

На рис.1 представлена зависимость скорости передачи информации в зависимости от уровня шума при различных значениях порога.

Из условия максимальности выходного отношения сигнал/шум и теоремы Найквиста (Котельникова) найдена оптимальная входная полоса шума B_n^{in} (в зависимости от полосы сигнала B_s), при котором имеется оптимальный режим передачи информации через нелинейный канал (т.е. $C = C_{max}$)

$$B_n^{in} = 2\sqrt{3}e \cdot B_s.$$

формы (рис.2).

При подаче на вход пороговой системы только гауссова белого шума среднее значение амплитуды случайной последовательности импульсов может быть определено из:

$$\langle V \rangle = A\tau \langle v \rangle = A\tau \left(f_0 / \sqrt{3} \right) \exp\left(-\Delta^2 / 2\sigma^2 \right).$$

Добавление сигнала к шуму приводит к модуляции порога по закону изменения сигнала, и средняя амплитуда выходного сигнала становится зависимой от времени:

$$\langle V(t) \rangle = \frac{A f_0}{\sqrt{3}} \exp\left[-\frac{\Delta^2}{2\sigma^2} \right] \exp\left[-\frac{\Delta \cdot U(t)}{\sigma^2} - \frac{U(t)^2}{2\sigma^2} \right].$$

Посредством преобразования Фурье можно получить спектр мощности сигнала: $S(f) = FFT[\langle V(t) \rangle^2]$, а выходное отношение сигнал/шум SNR можно определить как отношение интегрального спектра мощности к интегралу шумового спектра:

$$SNR_{out} = \int S(f) df / \int N(f) df.$$

Из соотношений видно, что спектр сигнала на выходе нелинейного порогового элемента зависит от интенсивности шума. Отсюда следует, что изменение интенсивности (мощности) шума приводит к изменению выходного спектра сигнала. Это, в свою очередь, означает, что можно управлять полосой пропускания путем изменения уровня шума, то есть можно осуществить нелинейную стохастическую фильтрацию. Важно отметить, что каждому частотному диапазону соответствует свой оптимальный уровень шума.

В §2.2 представлен краткий обзор линейной оптимальной фильтрации.

В §2.3 проводится сравнение нелинейного фильтра с согласованным и идеальным фильтрами при приеме единичных прямоугольных импульсов.

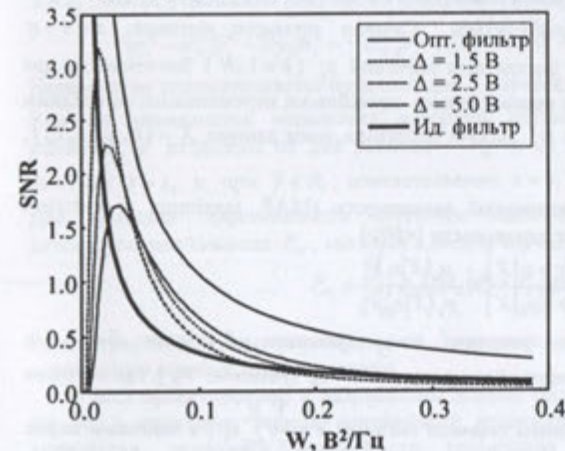


Рис.3. Сравнение SNR_{out} с SNR_{opt} и SNR_{id} . Амплитуда сигнала $V=1$ В, порог $\Delta=1.5, 2.5$ и 5.0 В, частота среза $f_0=100$ Гц, длительность импульса $T=1$ с.

На рис.3. представлен график сравнения выходных SNR_{out} , SNR_{opt} и SNR_{id} при одинаковых входных параметрах.

Результаты свидетельствуют о том, что для данного сигнала и при гауссовом шуме линейная оптимальная фильтрация дает более высокое значение выходного отношения сигнал/шум. Стохастическая фильтрация уступает когерентному приему примерно на 3дБ, приблизительно столько же, что и некогерентный прием уступает когерентному. Но при некотором

диапазоне значений шума нелинейный фильтр превосходит идеальный фильтр. Из полученного результата следует, что в определенных случаях вместо идеального фильтра более эффективно использовать нелинейный фильтр. Также выявлено, что для систем с фиксированным порогом форма и вид спектрального распределения передаваемого

сигнала сильно влияют на выходное соотношение сигнал/шум, что не всегда справедливо в линейных системах.

Важно отметить, что нелинейная фильтрация со стохастическим резонансом может быть с успехом использована в случаях, когда имеется полоса сигнала, но неизвестна точная форма спектрального распределения сигнала (в этом случае невозможно спроектировать оптимальный фильтр).

В Третьей главе проводится разработка нелинейного порогового детектора низкочастотных двоичных цифровых сигналов.

В настоящее время, при решении коммуникационных задач наиболее широко применяются линейные методы обработки сигналов, что обусловлено развитой теорией этих методов и возможностью реализации согласованной фильтрации в гауссовом шуме. Нелинейные методы имеют высокий потенциал для применений, особенно при обработке цифровых сигналов, однако теория этих методов недостаточно развита в силу математических сложностей. Несмотря на это, существуют нелинейные системы, которые просты для теоретического анализа (а также для практической реализации) и в особых случаях улучшают производительность в сравнении с линейными системами. Ярким примером таких систем являются пороговые системы.

В §3.1 приводится модель линейного детектора, механизм работы и расчетные формулы вероятности ошибки детектирования бита. Рассмотрен случай, когда имеется сигнал S , который в течение символа s принимает одно из постоянных значений s_0 (гипотеза H_0) и s_1 (гипотеза H_1). Вероятность гипотезы H_0 есть P_0 , а для $H_1 - P_1 = 1 - P_0$. В момент принятия сигнала на него добавляется аддитивный стационарный белый шум η с нулевым средним, с дисперсией σ_η^2 , функцией распределения $F_\eta(u)$ и функцией плотности распределения $f_\eta(u) = dF_\eta(u)/du$. Символ шумного сигнала $x = s + \eta$ дискретизируется и получается N дискретных значений x_k ($k = 1..N$). Значения x_k для разных символов сигнала являются независимыми случайными переменными со средним значением s_0 или s_1 и дисперсией σ_η^2 . Задача детектора, имея данные $X = (x_1, x_2, \dots, x_N)$, принять решение $s = s_0$ или $s = s_1$.

Критерий максимальной апостериорной вероятности (МАР, maximum a posteriori probability) использует коэффициент вероятности [$<50>$]

$$\lambda = \frac{\Pr\{s = s_1 | X\}}{\Pr\{s = s_0 | X\}} = \frac{p_x(X | s_1) P_1}{p_x(X | s_0) P_0}$$

При $\ln \lambda > 0$ детектор принимает решение $s = s_1$ (решение R_1) если $\bar{x} > x_T$, в противоположном случае $\bar{x} < x_T$ принимается решение $s = s_0$ (решение R_0), где тестовая статистика является средним значением символа сигнала $\bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N x_k$, а тестовый порог определяется как $x_T = (s_0 + s_1)/2 + (\sigma_\eta^2/N)/(s_1 - s_0) \ln(P_0/P_1)$.

При равновероятных символах ($P_1 = P_0 = 1/2$), пороговое значение будет выражено как $x_T = (s_0 + s_1)/2$. В этом случае вероятность ошибки детектирования имеет следующий вид $P_{er} = \frac{1}{2} [1 + P_1 \operatorname{erf}(\sqrt{N}(x_T - s_1)/(\sqrt{2}\sigma_\eta)) - P_0 \operatorname{erf}(\sqrt{N}(x_T - s_0)/(\sqrt{2}\sigma_\eta))]$.

При не гауссовых шумах, основываясь на предельной теореме, можно решить проблему посредством увеличения N , т. е., несмотря на распределение шума η , искажающего сигнал, при большом N среднее \bar{x} становится нормально распределенным (с дисперсией σ_η^2/N) и будет иметь среднее равное s_1 или s_0 .

В §3.2 разработан нелинейный пороговый детектор, для которого была введена другая тестовая статистика. В этом случае входная смесь сигнала с шумом $x = s + \eta$ обрабатывается не напрямую, а только проходя через нелинейность с двумя состояниями

$$y = \begin{cases} 1, & s + \eta - \theta \geq 0 \\ -1, & s + \eta - \theta < 0 \end{cases}$$

где порог равен $\theta = (s_1 + s_0)/2$. От двоичных выходных значений $y = \pm 1$ формируется последовательность $Y = (y_1, y_2, \dots, y_N)$. Проблема состоит в том, чтобы определить тестовую статистику, которая, используя среднее \bar{y} от полученных значений y_k , может наилучшим образом детектировать $s = s_1$ или $s = s_0$.

Для фиксированного символа сигнала s и шума η с распределением F_η , случайный сигнал y имеет среднее $E(y) = 1 - 2F_\eta(\theta - s)$ и дисперсию $\operatorname{var}(y) = 4F_\eta(\theta - s)[1 - F_\eta(\theta - s)]$. Рассмотрен случай, когда N имеет большое значение. Тогда для критерия МАР можно написать:

$$\ln \lambda_y = \ln((\sigma_0 P_1)/(\sigma_1 P_0)) + (\bar{y} - y_0)^2/2\sigma_0^2 - (\bar{y} - y_1)^2/2\sigma_1^2$$

При условии $\ln \lambda_y > 0$, детектор принимает решение $s = s_1$, и в противоположном случае $s = s_0$. После упрощения получается следующее квадратичное неравенство для \bar{y}

$$(\sigma_1^2 - \sigma_0^2)\bar{y}^2 - 2(y_0\sigma_1^2 - y_1\sigma_0^2)\bar{y} + y_0^2\sigma_1^2 - y_1^2\sigma_0^2 + 2\sigma_0^2\sigma_1^2 \ln((\sigma_0 P_1)/(\sigma_1 P_0)) > 0$$

Неравенство рассматривается отдельно для 3 случаев: а) $\sigma_1 = \sigma_0$, б) $\sigma_1 > \sigma_0$ и в) $\sigma_1 < \sigma_0$. Решение неравенства определяет алгоритм оптимального детектирования. Область значений \bar{y} разделена на два региона - R_0 и R_1 . Если $\bar{y} \in R_0$ детектор принимает решение $s = s_0$ и, при $\bar{y} \in R_1$, соответственно $s = s_1$. Очевидно, что $R_0 \cup R_1 = (-\infty; +\infty)$. Для критерия эффективности детектора была выбрана вероятность ошибочного детектирования символа P_{er} , который в общем случае имеет следующий вид

$$P_{er} = P_0 \int_{R_1} p_y(\bar{y} | s_0) d\bar{y} + P_1 \int_{R_0} p_y(\bar{y} | s_1) d\bar{y}$$

Рассмотрение для вышеприведенных 3 случаев приводит к расчетным формулам вероятности ошибки детектирования.

В §3.3 спроектированы и разработаны модели обоих детекторов в системе MATLAB. На рис.4 приведена модель нелинейного детектора, который состоит из порогового устройства, основного нелинейного процессора тестовой статистики и блока, вычисляющего параметры процессора для данных значений параметров системы (s_0 , s_1 , σ и N). Вычисление значений оптимальных порогов проводится в самом процессоре. Отметим, что пороговое устройство имеет время релаксации τ , которое характеризует процесс переключения, и отсюда максимальное допустимое количество выборок в течение символа N_{\max} определяется соотношением $N_{\max} = T/\tau$.

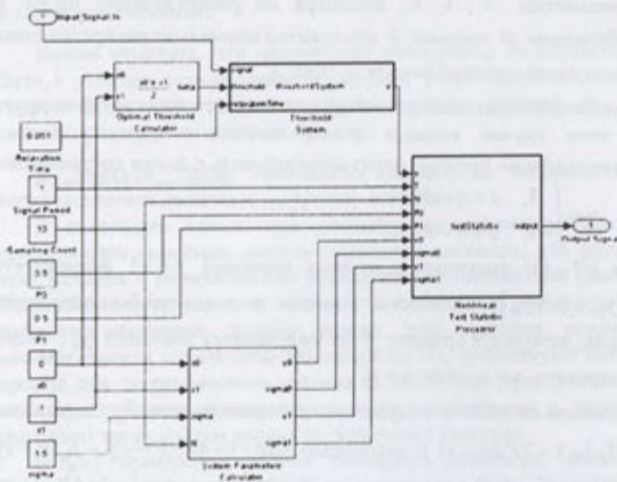


Рис. 4. Схема модели нелинейного детектора.

В §3.4 приводятся результаты сравнения эффективности детекторов для трех распределений шума, искажающих принятый сигнал: гауссов шум, равномерный шум и шум Лапласа. На рис.5 изображены результаты сравнения. Гладкие линии соответствуют теоретическим вычислениям P_{er} , а точки на линиях получены с помощью симуляций в системе MATLAB.

Вероятность ошибки, полученная в результате симуляций в системе MATLAB, отображает относительную частоту ошибок при детектировании большого объема данных разработанными моделями детекторов. Для вычислений, как входные данные, были использованы 10000 равных по количеству и вероятности нулей и единиц.

На вход линейного детектора подается сигнал с гауссовым шумом, а нелинейный детектор обрабатывает сигналы с тремя шумами. Параметры системы $\tau=10^{-3}$, $T=1$, $s_0=0$, $s_1=1$, $P_0=P_1=0.5$ и $N=10$. Наряду с

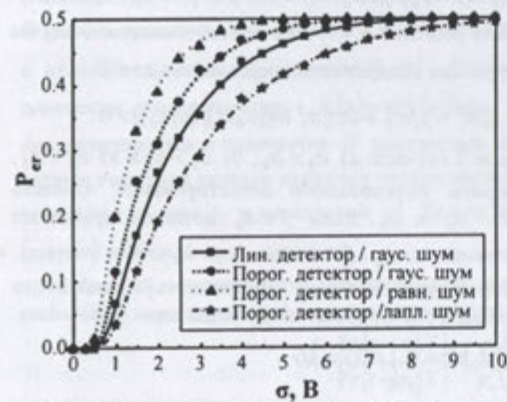


Рис. 5. Вероятность ошибки детектирования бита.

вычислениями вероятности ошибки детектирования с использованием формул, проводятся симуляции с помощью разработанных моделей. При гауссовом шуме нелинейный детектор незначительно уступает по своей эффективности линейному детектору, так как он не сохраняет всю информацию о выборке и использует только один бит. При негауссовых шумах существуют случаи, когда нелинейный детектор превосходит линейный. Как и следовало ожидать, увеличение N , т.е. использование большего количества выборок для вычисления тестовой статистики, уменьшает P_{er} при данной дисперсии шума, но не меняет вид зависимости.

В §3.5 анализируется работа нелинейного детектора в режиме фиксированного порога. Для детектирования слабых подпороговых сигналов нужно к нему добавить шум, поскольку нет возможности регулирования порога. Дополнительный шум позволит слабому сигналу преодолеть порог. В исследованиях были рассмотрены 3 вида распределений шума: гауссов, равномерный шум и шум Лапласа. На рис.6 приведена зависимость вероятности ошибки детектирования нелинейного детектора от мощности добавляемого шума для значения порога 1.2. В симуляциях использовались следующие параметры детектора и сигнала – $\tau=10^{-3}$, $T=1$, $s_0=0$, $s_1=1$, $P_0=P_1=0.5$, $N=10$.

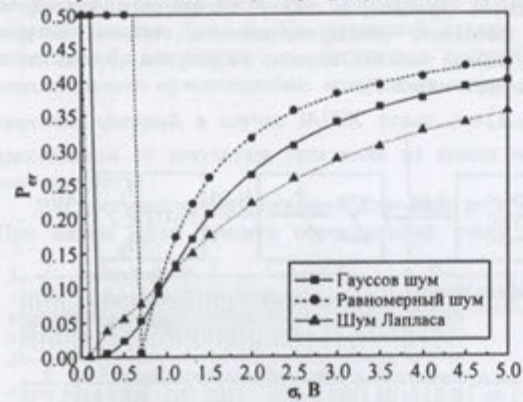


Рис. 6. Вероятность ошибки детектирования бита. $\theta=1.2$.

Результаты подчеркивают строго нелинейный характер процессов. До того момента, когда шумовой сигнал не доходит до порога, детектор не работает. Когда шум достигает определенного уровня, вероятность ошибки резко падает, и далее с ростом шума происходит ее монотонное возрастание. Т.е., имеем возможность, посредством добавления шума, выбрать оптимальную рабочую точку для максимальной эффективности детектора. Нужно отметить, что оптимальный уровень отличается для разных распределений шума. При фиксированных параметрах системы вариация N меняет ширину оптимального диапазона шума (рис.7).

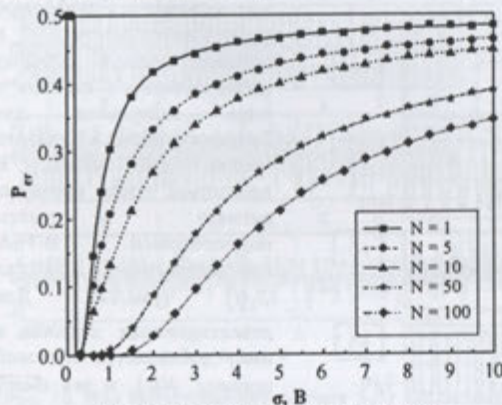


Рис. 7. Вероятность ошибки для разных частот выборок при гауссовом шуме.

Четвертая глава посвящена разработке нелинейного порогового детектора FSK модулированных цифровых сигналов, работающего на основе эффекта стохастического резонанса.

В §4.1 разработана концепция нелинейного порогового детектора B-FSK модулированных цифровых сигналов. Источник цифровой информации передает в информационный канал с потерями B-FSK модулированный цифровой сигнал $S(t) = A \cos(2\pi f_n t + \varphi_n)$, $n=1,2$, для $(k-1)T \leq t < kT$, $k=1,2,\dots$, где A – амплитуда модулированного сигнала, f_1 и f_2 – несущие частоты B-FSK модуляции, φ_1 и φ_2 – введенные каналом связи сдвиги фазы, соответственно, для несущих частот f_1 и f_2 , а T – длительность одного бита.

Для детектирования принятого слабого сигнала предлагается использовать приемник со стохастическим резонатором (СРР), т.е., с нелинейным пороговым устройством, который состоит из триггера Шмидта, ФНЧ, счетчика пересечений сигнала с соответствующим выбранным пороговым уровнем, а также логического устройства принятия решения и генерации выходного демодулированного сигнала. Следует отметить, что здесь ФНЧ – необязательный элемент, поэтому на рисунке он отделен от остальных элементов пунктирным квадратом (рис.8).

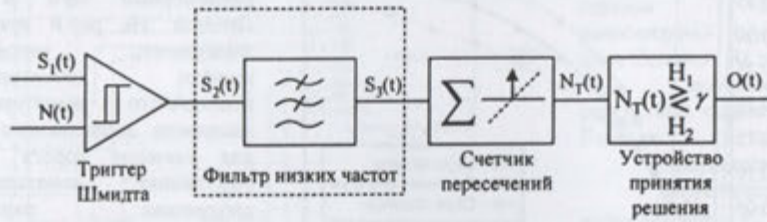


Рис. 8. Логическая схема B-FSK приемника со стохастическим резонатором.

Целесообразно детально рассмотреть каждый этап детектирования. На рис.9а можно

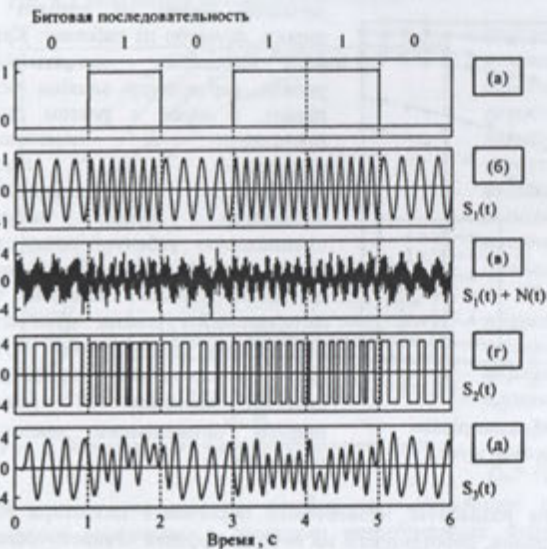


Рис. 9. Формы сигналов на разных этапах детектирования.

увидеть переданную изначальную цифровую последовательность и соответствующую форму низкочастотного сигнала в виде импульсов для битовых единиц и нулевого уровня для нулей. В приемнике после принятия сигнала имеем подпороговый B-FSK модулированный сигнал $S_1(t)$ (рис.9б). Для детектирования сигнала к нему добавляется шумовой процесс $N(t)$, и эта смесь подается на вход триггера Шмидта (рис.9в). Необходимо отметить, что триггер Шмидта имеет время релаксации τ , т.е. переключение триггера с одного стабильного

состояния в другое происходит в течение этого времени. На выходе триггера получаем сигнал $S_2(t)$ в виде телеграфного процесса (рис.9г). Далее сигнал $S_2(t)$ фильтруется с помощью ФНЧ с частотой среза F_0 , и получается процесс $S_3(t)$ (рис.9д). Фильтрованный сигнал $S_3(t)$ передается в счетчик, где считываются пересечения в возрастающем направлении сигнала с данным уровнем A_0 . При детектировании цифровых сигналов

суть задачи состоит в правильном определении значения переданного бита (в общем случае символа), а не в точном восстановлении формы переданного сигнала. То есть, если в течение длительности одного бита пересчитать количество пересечений сигнала в одном направлении, то это число при оптимальном шуме должно быть близким к одной из несущих частот f_1 и f_2 . На последней стадии обработки полученное количество пересечений передается в логическое устройство, работающее на принципе максимального правдоподобия: полученная цифра $N_T(t)$ сравнивается с оптимальным порогом, который в случае B-FSK равен $\gamma = (f_1 + f_2)/2$ (с учетом $P_0 = P_1 = 0.5$). В зависимости от результата сравнения на выход подается импульс соответствующего значения бита.

Для достижения синхронизации ключевую роль играет мощность добавляемого шума. При малом шуме процесс переключений очень медленный, и на выходе фильтра получается выходной сигнал, форма которого показана на рис.10б. Очевидно, что такой сигнал не может быть правильно детектирован. При оптимальном уровне шума сигнал детектируется корректно (рис.10в.), так как имеет место синхронизация частоты сигнала и частоты переключений. Постепенно усиливая шум на выходе триггера Шмидта, получаем сигнал с многочисленными переключениями. После фильтрации сигнал получается довольно слабым, так как большая часть энергии была сконцентрирована в отфильтрованных высокочастотных компонентах (рис.10г,д): в этом случае также правильное детектирование невозможно.

Разъясним механизм получения в детекторе эффекта СР. В течение передачи каждого символа сигнал является периодичной монохроматической волной, и при добавлении шума можно получить традиционный эффект СР, который характеризуется статистической мерой (скажем SNR), получаемой от данных наблюдений в длительном отрезке времени. В данном случае ключевую роль играет вспомогательное действие шума в течение периода сигнала. Такой эффект имеет название "кратковременный" СР.

Для проведения анализа проектированного детектора использовано компьютерное моделирование. В системе MATLAB была проектирована модель детектора, и

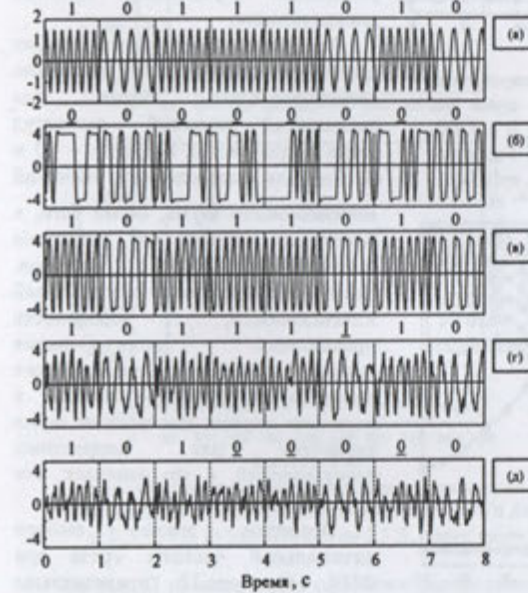


Рис. 10. Вид фильтрованного сигнала $S_3(t)$ для разных мощностей добавляемого шума: (б) 0.1; (в) 0.5; (г) 5.0; (д) 12. На рис.(а) представлен входной сигнал с амплитудой 1.5 В. Несущие частоты равны 4 Гц и 7 Гц, порог равен 2 В, $T=1с$, $F_0=10$ Гц. Впоследствии неправильно детектированные биты показаны подчеркнутым фонтом.

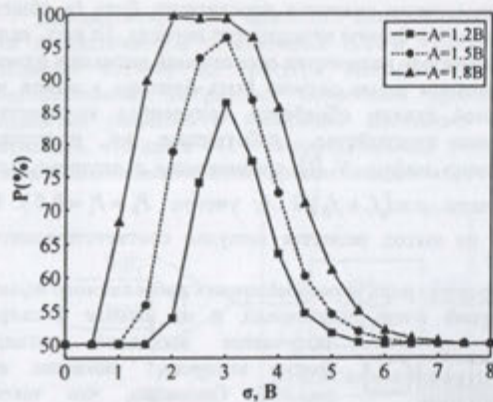


Рис. 11. Процент P правильно детектированных битов в зависимости от мощности шума для амплитуд входного сигнала 1,2 В, 1,5 В и 1,8 В, несущие частоты равны 40 Гц и 60 Гц, порог равен 2 В, $T=1$ с, $F_0=150$ Гц, $\Delta t=10^{-3}$ с, $\tau=10^{-3}$ с.

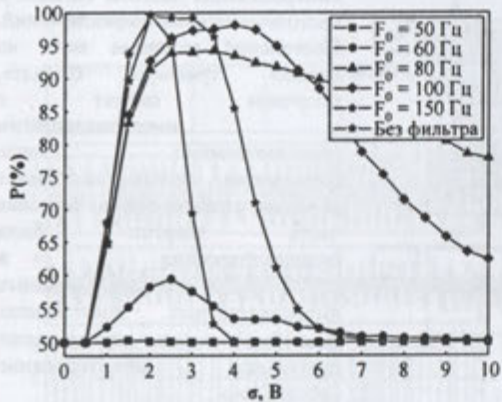


Рис. 12. Процент P правильно детектированных битов в зависимости от мощности шума для частот среза ФНЧ равных 50 Гц, 60 Гц, 80 Гц, 100 Гц, 150 Гц и ∞ Гц, т.е. режим без фильтра. Амплитуда входного сигнала равна 1,8 В, несущие частоты равны 40 Гц и 60 Гц, порог равен 2 В, $T=1$ с, $\Delta t=10^{-3}$ с, $\tau=10^{-3}$ с.

характеристикой ФНЧ. Также видно, что по мере увеличения частоты среза ФНЧ процент правильно детектированных битов увеличивается и в наилучшем случае стремится к 100%, но в то же время сужается диапазон шума, при котором эффективность детектора остается высокой. Таким образом, при правильном выборе частоты среза ФНЧ можно

посредством симуляций были получены количественные характеристики. Модель детектора работает в дискретном режиме с периодом дискретизации Δt секунд. Минимальная частота дискретизации $f_{min}^d = (1/\Delta t)_{min}$ определяется теоремой Найквиста – Котельникова $f_{min}^d \geq 2 \cdot F_{max}$. Время корреляции генерированного шума, а также минимальное время релаксации обусловлено частотой дискретизации.

На рис.11 представлен график зависимости вероятности правильно детектированных битов для различных значений амплитуд сигнала для частот несущих – 40 и 60 Гц. Для определенных значений

интенсивности шума, более того, в некоторых случаях для диапазона интенсивности шумов, расположенного около оптимальной интенсивности, вероятность правильного детектирования высока. Очевидно, чем ближе значение амплитуды сигнала к величине порога, тем меньше шума требуется для корректных переключений, а это означает, что P будет иметь высокое значение.

Проведен анализ выбора оптимальной частоты среза для ФНЧ. На рис.12 представлены графики процента правильно детектированных битов в зависимости от мощности шума для различных значений частот среза ФНЧ. Как видно из рисунка, при частоте среза близкой к несущим частотам, детектор имеет довольно низкую эффективность, это объясняется неидеальной

получить эффективно работающий детектор для более широкого диапазона шумов, чем тот же детектор, но без ФНЧ.

Имеет смысл исследовать выходные сигналы СРР до, и после фильтрации с ФНЧ. При передаче FSK модулированных сигналов представляет интерес рассмотрение спектра сигнала в течение одного периода, когда частота не меняется.

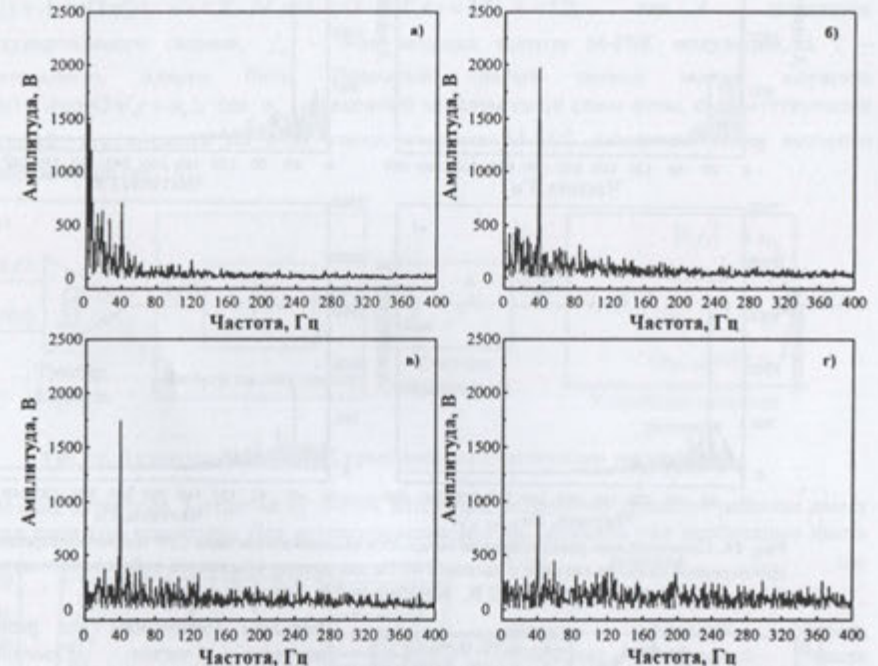


Рис. 13. Спектральное распределение мощности выходного сигнала СРР до фильтрации, при передаче символа сигнала с частотой 40 Гц для разных мощностей добавляемого шума: а) 0,2, б) 2,0, в) 5,0 и г) 20,0. $A=1,5$ В, порог равен 2 В, $T=1$ с, $\Delta t=10^{-3}$ с, $\tau=10^{-3}$ с.

На рис.13 приведено спектральное распределение символа сигнала с частотой 40 Гц для четырех значений добавляемой мощности гауссова шума. При недостаточном уровне шума периодика сигнала не восстанавливается (рис.13а) и в спектральном распределении не видно ярко выраженной составляющей 40 Гц. При оптимальном уровне шума отчетливо виден пик в точке 40 Гц (рис.13б). При последующем увеличении мощности шума происходит уменьшение высоты пика (рис.13в,г). После фильтрации спектральное распределение имеет вид, приведенный на рис.14. Заметно понижение уровня пиков. Это объясняет поведение детектора, когда без фильтра P получается наибольшим (рис.12). Спектральный анализ сигнала для другого символа с частотой 60 Гц показал, что сохраняется та же закономерность, и при равных мощностях шума имеем схожий уровень спектральной компоненты. Получается, что пару частот 40 и 60 Гц можно с успехом использовать как пару несущих частот при передаче B-FSK модулированных сигналов. Для исследования устойчивости детектора к фазовым искажениям проведены сравнения процента правильного детектирования битов для различных значений фазовых смещений входного сигнала. Временная задержка, внесенная каналом, приводит к различным

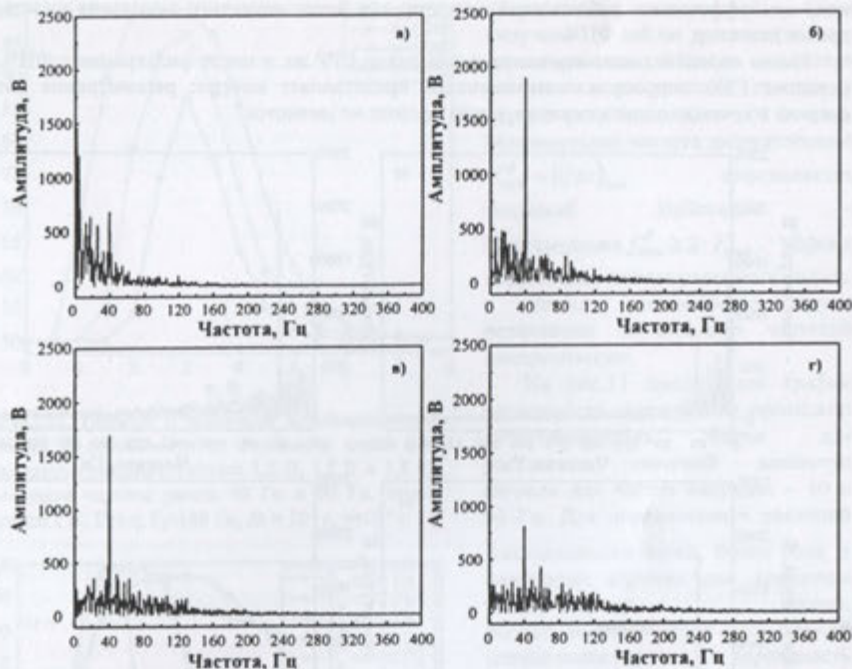


Рис. 14. Спектральное распределение мощности выходного сигнала СРР после фильтрации, при передаче символа сигнала с частотой 40 Гц для разных мощностей добавляемого шума: а) 0,2, б) 2,0, в) 5,0 и г) 20,0. $A=1,5$ В, порог равен 2 В, $T=1$ с, $\Delta t = 10^{-3}$ с, $\tau = 10^{-3}$ с.

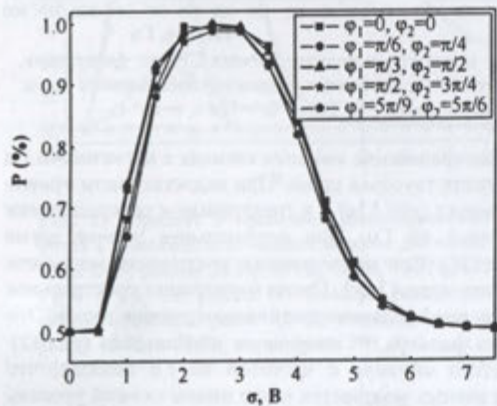


Рис. 15. Процент P правильно детектированных битов в зависимости от мощности шума для разных значений фазовых смещений. Амплитуда входного сигнала равна 1,8 В, несущие частоты равны 40 Гц и 60 Гц, порог равен 2 В, $T=1$ с, $\Delta t = 10^{-3}$ с, $\tau = 10^{-3}$ с.

фазовым смещениям для разных несущих частот. Поскольку детектор принимает решение только на основе количества переключений триггера в течение длительности символа, временные смещения данных переключений в некотором допустимом интервале не влияют на точность принятия решения. Результаты симуляций показали, что данный детектор довольно устойчив к фазовым искажениям, что также свидетельствует об эффективности и работоспособности нелинейных детекторов в режиме СР. На рис.15. представлены зависимости процента правильно детектированных битов от мощности шума для различных фазовых смещений

($\varphi_1 \in [0; 5\pi/9]$, $\varphi_2 \in [0; 5\pi/6]$).

В §4.2 концепция В-FSK детектора была расширена для исследования возможности детектирования М-FSK сигналов приведенным в §4.1 подходом. Рассмотрена система передачи информации через информационный канал с потерями, в которую передается М-FSK модулированный цифровой сигнал $S(t) = A \cos(2\pi f_n t)$, $n = 1, 2, \dots, M$ для $(k-1)T \leq t < kT$, $k = 1, 2, \dots$, где A – амплитуда модулированного сигнала, f_n – n -ая несущая частота М-FSK модуляции, а T – длительность одного бита. Принятый слабый сигнал можно выразить $S_1(t) = A \cos(2\pi f_n t + \varphi_n)$, где φ_n – введенный каналом связи сдвиг фазы, соответствующий несущей f_n , подается на вход стохастического М-FSK детектора, схема которого изображена на рис.16.

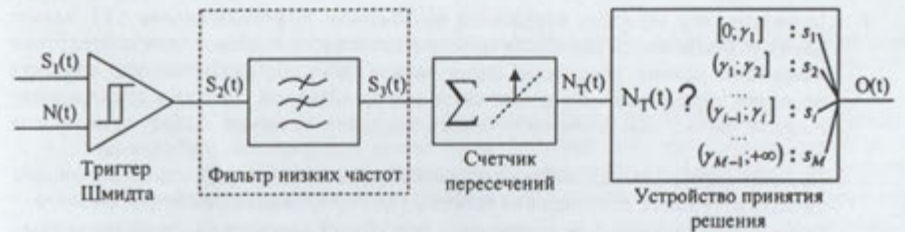


Рис. 16. Логическая схема М-FSK приемника со стохастическим резонатором.

У М-FSK детектора, в отличие от В-FSK детектора, устройство принятия решения имеет более сложную структуру. Для детектирования М-FSK сигналов уже необходимо иметь

$N-1$ порогов γ_i , где

$$\gamma_i = (f_i + f_{i+1})/2; i = 1, 2, \dots, N-1,$$

которые разделяют область возможных значений числа пересечений на N промежутков – $[0; \gamma_1]$, $(\gamma_1; \gamma_2]$, $\dots, (\gamma_{N-1}; +\infty)$. Тогда задача логического устройства состоит в том, чтобы найти в каком промежутке находится полученное от счетчика значение пересечений $N_T(t)$ и сгенерировать соответствующий ему символ $O(t)$.

В системе MATLAB спроектирована модифицированная модель детектора. В новой модели основным изменением является логическое устройство, которое в отличие от логического устройства

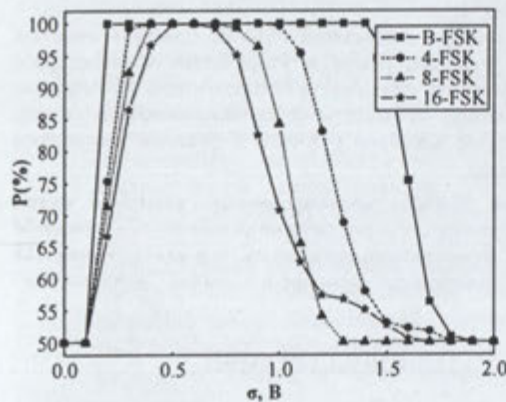


Рис. 17. Процент P правильно детектированных битов для М-FSK модулированных сигналов ($M=2,4,8,16$), частота среза ФНЧ = 500 Гц. Амплитуда входного сигнала равна 1,5 В, порог равен 2 В, $T=1$ с, $\Delta t = 10^{-3}$ с, $\tau = 10^{-3}$ с.

В-FSK детектора, имеет $M-1$ пороговых значений.

Анализ производительности детектора проведен методом симуляций. Критерием качества работы детектора выбран процент P правильного детектирования символов при

передаче большого объема данных. Несущие частоты равномерно распределены в интервале от 40 до 115 Гц; для B-FSK имеем 40 и 115 Гц, для 4-FSK - 40, 65, 90 и 115 Гц, для 8-FSK 40, 50, ..., 100 и 110 Гц и для 16-FSK имеем от 40, 45, ..., 115 Гц. Амплитуды всех сигналов равны 1,5 В, период - 1 с, а частота среза ФНЧ равна 500 Гц, $\Delta t = 10^{-4}$, $\tau = 5 \cdot 10^{-4}$ (рис.17). Из полученных результатов следует, что увеличение числа уровней M приводит к сужению интервала мощности инжектированного шума, при котором имеется достоверный прием. То есть кривая зависимости приобретает более "резонансный" характер. Выявленная выше особенность приводит к тому, что использование M-FSK детекторов требует более точной настройки уровня мощности управляющего шума.

В заключении приведены основные результаты и выводы диссертационной работы.

ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ

1. Выявлено, что скорость передачи в нелинейном информационном CPP канале имеет немонотонную зависимость от интенсивности шумов и, что посредством изменения уровня мощности шума можно достичь максимальной скорости передачи информации. Получена связь между спектром сигнала и спектральной полосой шума, при котором скорость передачи в канале имеет оптимальное значение.
2. Предложена модель нелинейного порогового фильтра, который может обеспечить на выходе большее соотношение сигнал/шум, чем идеальный фильтр Найквиста.
3. Разработана модель нелинейного порогового детектора низкочастотных цифровых сигналов, который имеет более простую конструкцию, чем линейный детектор, и лишь незначительно уступает ему по эффективности. Рассмотрена работа нелинейного детектора в режиме стохастического резонанса и выявлена возможность детектирования слабых подпороговых сигналов путем добавления оптимального уровня аддитивного шума.
4. Предложена модель стохастического детектора B-FSK модулированных цифровых сигналов на основе триггера Шмидта. Разработана компьютерная модель, и методом цифровых симуляций проведен анализ детектора. Исследована зависимость эффективности детектора от частоты среза использованного в нем ФНЧ. Также получено, что детектор довольно устойчив к фазовым смещениям ($[0; 5\pi/6]$), вводимым каналом связи.
5. Разработана модель детектора M-FSK модулированных сигналов путем расширения B-FSK детектора. Получено, что увеличение размерности символа M приводит к сужению интервала инжектированного шума, при котором имеется достоверный прием, и кривая зависимости приобретает более "резонансный" характер.

ПУБЛИКАЦИИ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

Основные результаты диссертационной работы опубликованы в следующих работах:

1. А.А. Ахумян, В.Ж. Товмасян, О.С. Ароян. "Детектирование B-FSK сигналов с помощью триггера Шмидта", Известия НАН Армении, Физика, Ереван, 2008, т. 43, №3, с. 196-203.
2. А.А. Ахумян, В.Ж. Товмасян, О.С. Ароян. "Оптимальная передача информации через пороговую систему со стохастическим резонансом", Математические вопросы кибернетики и вычислительной техники, Ереван, 2008, №30, с. 87-91.

3. В.Ж. Товмасян. "Реализация нелинейной фильтрации пороговыми устройствами при помощи стохастического резонанса", Информационные Технологии и Управление, Ереван, 2008, №1, с. 28-35.
4. В.Ж. Товмасян, О.С. Ароян. "Модель детектора M-FSK сигналов на основе стохастического резонанса", Объединенный Научный Журнал, Москва, 2008, №3(209), с. 77-79.
5. В.Ж. Товмасян. "Модель нелинейного порогового детектора аperiodических двоичных сигналов", Информационные Технологии и Управление, Ереван, 2008, №2, с. 17-25.
6. А.А. Ахумян, О.С. Ароян, В.Ж. Товмасян. "Скорость передачи информации через нелинейный канал со стохастическим резонатором", Сборник научных материалов Международной Академии Образования, Ереван, 2008, с. 201

ԱՄՓՈՓՈՒՄ

Ատենախոսությունը նվիրված է հեռահաղորդակցական ազդանշանների մշակման շեմային սարքերի հետազոտմանը:

1. Ստացվել է, որ ստոխաստիկ ռեզոնանսը ոչ գծային ինֆորմացիոն կապուղում հաղորդման արագության կախումը աղմուկների հզորությունից մոնոտոն չէ և, աղմուկների մակարդակը դեկավարելով, հնարավոր է կապուղում ապահովել հաղորդման առավելագույն արագություն: Դուրս է բերվել ազդանշանի և աղմուկների սպեկտրալ շերտերի միջև կապը, որի դեպքում կապուղին գործում է օպտիմալ:
2. Առաջարկվել է ոչ գծային շեմային գոյիչ, որը կարող է ելքում ապահովել ավելի մեծ ազդանշան աղմուկ հարաբերություն, քան Նայքվիստի իդեալական գոյիչը: Հիմնվելով հետազոտության արդյունքների վրա՝ կարելի է եզրակացնել, որ մշակված ոչ գծային գոյիչը հաջողությամբ կարող է կիրառվել այն դեպքերում, երբ հայտնի չէ ընդունվող ազդանշանի սպեկտրալ բաշխվածության ճշգրիտ տեսքը և հնարավոր չէ նախագծել համաձայնեցված գոյիչ:
3. Մշակվել է ցածրհաճախային քվային ազդանշանների ոչ գծային շեմային ընդունիչ, որն ունի գծային ընդունիչից ավելի պարզ կառուցվածք և արդյունավետությամբ նրան զիջում է աննշան: Դիտարկվել է ոչ գծային ընդունիչի աշխատանքը ստոխաստիկ ռեզոնանսի ռեժիմում և ստացվել է բույլ նախաշեմային ազդանշանների ընդունման հնարավորություն՝ օպտիմալ մակարդակով աղիտիվ աղմուկ ավելացնելու միջոցով:
4. Առաջարկվել է Շմիդտի տրիգերի վրա հիմնված B-FSK մոդուլված քվային ազդանշանների ստոխաստիկ ընդունիչ: Մշակվել է ընդունիչի համակարգչային մոդելը և սիմուլյացիաների միջոցով կատարվել է վերլուծություն: Հետազոտվել է ընդունիչի արդյունավետության կախվածությունը ընդունիչում օգտագործված Θ -ի կտրման հաճախությունից: Յույց է տրվել, որ ընդունիչը բավականին կայուն է կապուղով պայմանավորված փոփոխյին շեղումների ($[0; 5\pi/6]$) նկատմամբ:
5. Նախագծված B-FSK ընդունիչի գաղափարի հիման մշակվել է M-FSK մոդուլված ազդանշանների ընդունիչ: Հետազոտությունների արդյունքում ստացվել է, որ սիմվոլի M երկարության մեծացումը բերում է հավաստի ընդունում ապահովող ավելացված աղմուկների հզորության միջակայքի նեղացմանը, այսինքն աղմուկի մակարդակից ճիշտ ընդունման հավանականության կախվածության կորը ընդունում է ավելի «ռեզոնանսային» տեսք:

