

Сторожев П. А.

ЦИФРОВАЯ БЕСПРОВОДНАЯ ПЕРЕДАЧА СВЕРХСЛАБЫХ РАДИОСИГНАЛОВ

Работа выполнена под руководством к.т.н. Дахновича А. А

*ГГТУ, Кафедра «Конструирование радиоэлектронных
и микропроцессорных систем»*

Из теории цифровой связи известно, что для достижения приемлемого уровня битовых ошибок при передаче сигналов определяющим является обеспечение достаточно высокого (10-15 дб) отношения энергии бита сигнала к спектральной плотности мощности шума - $\frac{E_b}{N_0}$ [2].

Несложное преобразование приводит к следующему соотношению :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S \cdot T}{N / \Delta F} = \frac{S}{N} \cdot \frac{\Delta F}{B}$$

где S – средняя мощность сигнала

N – Средняя мощность шума

ΔF – полоса частот, занимаемая каналом связи.

$B = 1 / T$ – скорость передачи в бит/с.

Из этого соотношения видно, что обеспечить нужное отношение E_b / N_0 можно даже в случае, когда сигнал «тонет» в шумах ($S / N < 1$), - достаточно увеличить длительность каждого бита T , т. е. снизить скорость передачи B . Следует однако отметить, что для реализации такой возможности приемник должен уметь накапливать энергию передаваемого бита до момента принятия решения о том, каково его значение - 0 или 1. Это делается либо с помощью согласованных фильтров, либо с помощью корреляторов. Сложность технической реализации приемника во многом зависит от выбранной схемы модуляции/демодуляции.

Исследовался наиболее интересный с точки зрения практического осуществления случай некогерентной бинарной частотной манипуляции на поднесущей. Ее легко осуществить с помощью схемы рис. 3, манипулируя на выходном порте МК двумя НЧ–колебаниями: f_1 – лог 0 и

f_2 – лог 1. В результате, при приеме информации обычным ЧМ–приемником после усиления и первичной демодуляции получим два НЧ сигнала с частотами f_1 и f_2 + помехи из радиоканала. Для некогерентного обнаружения (детектирования) этих сигналов можно использовать схему квадратурной обработки, представленную на рис. 1. В этой схеме две верхние ветви настроены на обнаружение сигнала с частотой ω_1 ; для синфазной ветви опорный сигнал имеет вид $\cos \omega_1 t$, а для квадратурной $\sin \omega_1 t$. Подобным образом две нижние ветви настроены на обнаружение сигнала с частотой ω_2 ; для синфазной ветви опорный сигнал имеет вид $\cos \omega_2 t$, а для квадратурной $\sin \omega_2 t$. Предположим, что принятый сигнал $r(t)$ имеет вид $\cos \omega_1 t + n(t)$, т.е. сигнальный компонент принятого сигнала точно соответствует (по частоте и фазе) опорному сигналу верхней ветви. В такой ситуации максимальный выход должен дать интегратор произведений верхней ветви. Вторая ветвь должна дать нулевой выход (проинтегрированный шум с нулевым средним), поскольку ее опорный сигнал $\sin \omega_1 t$ ортогонален сигнальному компоненту сигнала $r(t)$. Третья и четвертая ветви также должны дать выходы порядка нуля, поскольку их опорные сигналы также ортогональны сигнальному компоненту сигнала $r(t)$.

Рассмотрим теперь другую возможность. Пусть принятый сигнал $r(t)$ имеет вид $\sin \omega_1 t + n(t)$. В этом случае максимальный выход должна дать вторая ветвь схемы рис. 1, а выходы других ветвей должны быть порядка нуля. В реальной системе сигнал $r(t)$ скорее всего описывается выражением

$\cos(\omega_1 t + \phi) + n(t)$, т.е. входящий сигнал будет частично коррелировать с опорным сигналом $\cos \omega_1 t$ и частично — с сигналом $\sin \omega_1 t$. Поэтому некогерентный квадратурный приемник ортогональных сигналов и требует синфазной и квадратурной ветви для каждого возможного сигнала набора. Блоки, показанные на рис. 1. после интеграторов произведений, выполняют операцию возведения в квадрат, что предотвращает появление возможных отрицательных значений. Затем для каждого класса сигналов набора (в бинарном случае — для двух) складываются величины z_1^2 из синфазного канала и z_2^2 из квадратурного канала. На конечном этапе формируется тестовая статистика $z(T)$ и выбирается

сигнал с частотой ω_1 или ω_2 , в зависимости от того, какая пара детекторов энергии дала максимальный выход. Вышеописанная схема квадратурной корреляционной обработки сигналов легко реализуется с помощью современных цифровых сигнальных процессоров (DSP).

Исследование работы этой схемы проводилось методом моделирования. На рис. 2 приведена схема моделирования в пакете MATLAB. Элементы Sine Wave1, Sine Wave2, Pulse Generator, Switch1, Sum 1, Uniform Random Number служат для формирования сигнала зашумленного белым шумом. Score - блок индикации в виде многоканального осциллографа. Остальные элементы служат для корреляционного выделения сигнала из шума. Частоты манипуляции f_1 и f_2 были выбраны следующими: $f_1 = 1000$ Гц, $f_2 = 2000$ Гц. Частота дискретизации при моделировании была выбрана 10кГц, что удовлетворяет требованиям теоремы Котельникова.

Ошибка на приемной стороне нет. Результаты моделирования представлены в таблице 1.

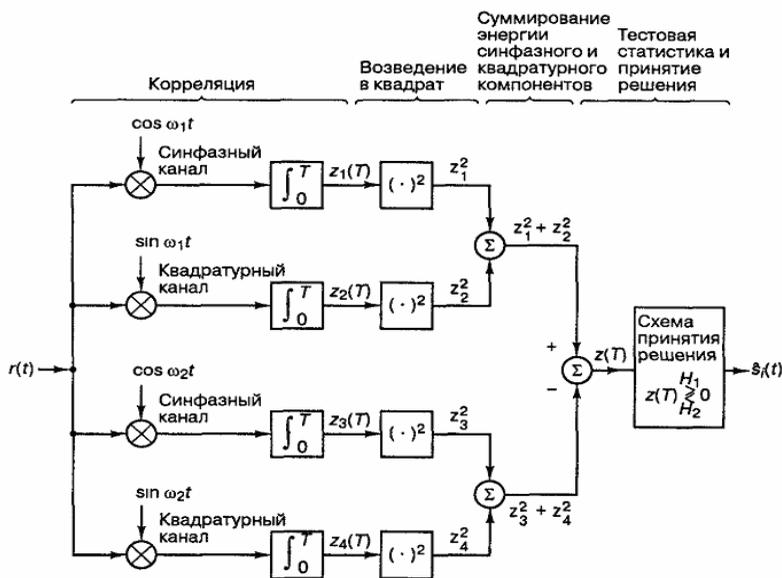


Рис. 1 Схема квадратурной обработки некогерентных сигналов FSK

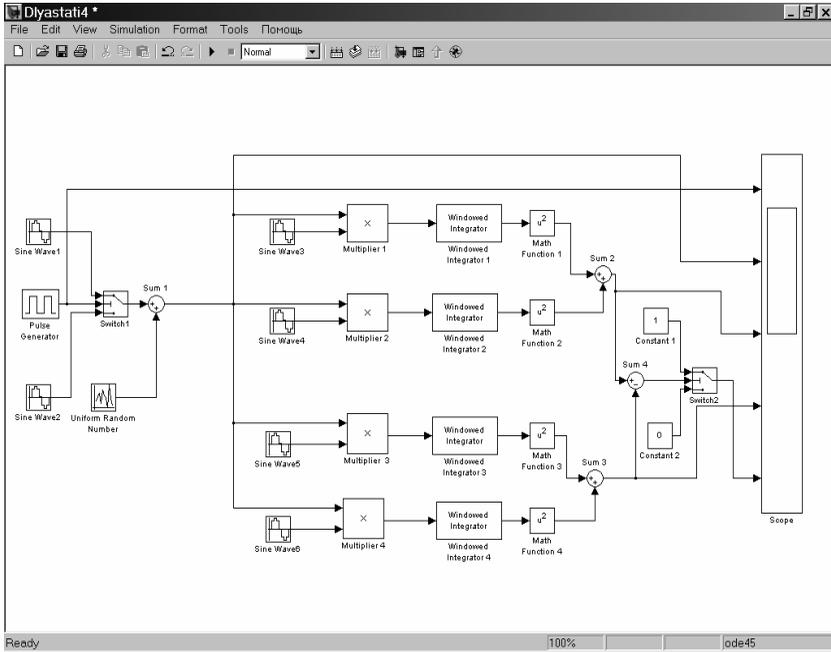


Рис. 2 Схема моделирования квадратурной обработки некогерентных сигналов FSK в пакете MATLAB

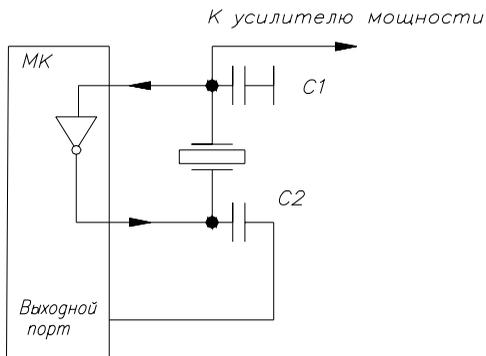


Рис. 3 Работа микроконтроллера в режиме частотной манипуляции

Результаты моделирования

Максимальный уровень напряжения с генератора белого шума при уровне сигнала 1В В	Максимальная скорость передачи информации при которой ошибок в приеме не наблюдается. Бит/с
30	0,2
10	2
3	20
1	200

Список литературы:

1. П. Хоровиц, У. Хилл. Искусство схемотехники, издание 6-е. : Пер. с англ. -М. : "Мир", 2003. - 704 с.
2. Скляр, Бернард. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение, 2-е издание. : Пер. с англ. -М. : Издательский дом "Вильямс", 2003. - 1104 с. : ил. - Парал. тит. Англ.