

Федеральное агентство по образованию Российской Федерации
Государственное образовательное учреждение
Высшего профессионального образования
Владимирский государственный университет
Кафедра вычислительной техники

Цифровые модемы
Методическое руководство к практическим работам

Составитель:
А.С.МЕРКУТОВ

Владимир 2011

Построение и исследование моделей модемов с цифровой фазовой (QPSK, DQPSK) и частотной (FSK) модуляцией в условиях когерентного и некогерентного приема. Исследование систем с расширением спектра типа DS-SS

1. Задание

Для каждой из функциональных моделей модемов, приведенных на рис. 1 – 4 выполнить следующее:

- 1.1 Изучить алгоритмы формирования и обработки сигналов в представленных цифровых модемах, используя лекционный материал.
- 1.2 Сформировать модели схем модемов в САПР ADS.
- 1.3 Сформировать блок внесения аддитивного белого гауссова шума в радиоканал с уровнем, определяемым на основании заданного отношения E_b/N_0 в дБ.
- 1.4 Установить параметры модулирующего сигнала в соответствии с заданием преподавателя.
- 1.5 Выполнив моделирование, определить значение E_b/N_0 , при котором значение относительной битовой ошибки будет равно 0,001. При необходимости синхронизировать входные и выходные цифровые потоки.
- 1.6 Выполнив моделирование, построить графики зависимости битовой ошибки от E_b/N_0 . Сравнить полученные зависимости с теоретически ожидаемыми.
- 1.7 Для некогерентных демодуляторов определить зависимость битовой ошибки от ухода частоты несущей при $E_b/N_0=7$ дБ.
- 1.8 Исследовать модель системы с расширением спектра методом прямой последовательности (DS-SS):
 - Рассчитать и построить кривые помехоустойчивости для различной длины кодовой последовательности. Сравнить их с теоретически ожидаемыми для когерентного QPSK-демодулятора информационных символов;
 - Исследовать влияние узкополосной помехи в радиоканале на помехоустойчивость при различной длине кодовой последовательности;
 - На базе предложенной модели реализовать и исследовать многопользовательский режим работы системы (каждому пользователю должна соответствовать своя ортогональная кодовая последовательность)

В четырехпозиционной фазовой модуляции ($\Phi M-4$, QPSK) используются четыре значения фазы несущего колебания.

$$QPSK(t) = A(t)\cos(\omega_{RF} t + \varphi(t)) = I(t) \cos(\omega_{RF} t) + Q(t) \sin(\omega_{RF} t), \quad (1)$$

В этом случае фаза сигнала, описываемого выражением (1) должна принимать четыре значения: 0° , 90° , 180° и 270° . Однако чаще используются другие значения фаз: 45° , 135° , 225° и 315° . Такой вид представления $\Phi M-4$ (QPSK) приведен на рисунке 1.

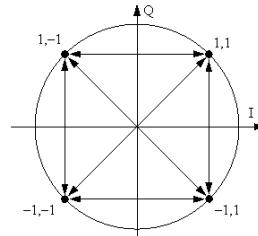


Рисунок 1 Полярная диаграмма сигнала четырехпозиционной фазовой модуляции QPSK.

На этом же рисунке представлены значения бит, передаваемых каждым состоянием фазы несущего колебания. Каждое состояние осуществляет передачу сразу двух бит полезной информации. При этом содержимое бит выбрано таким образом, чтобы переход к соседнему состоянию фазы несущего колебания за счет ошибки приема приводил не более чем к одиночной битовой ошибке.

Обычно для формирования сигнала QPSK модуляции используется квадратурный модулятор. Для реализации квадратурного модулятора потребуется два умножителя и сумматор. На входы умножителей можно подавать входные битовые потоки непосредственно в коде NRZ. Структурная схема такого модулятора приведена на рисунке 2.

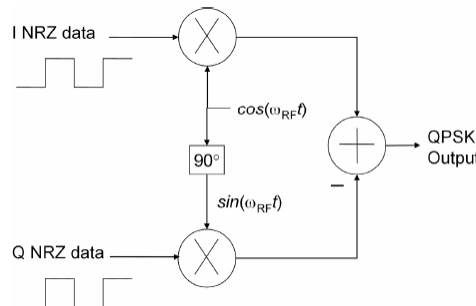


Рисунок 2. Структурная схема модулятора QPSK – NRZ.

Модулятор QPSK, показанный на рис.2, использует сумму синусоидального и косинусоидального слагаемых. Поток импульсов I_NRZ_data используется для амплитудной модуляции (с амплитудой +1 или -1) косинусоиды. Это равноценно сдвигу фазы косинусоиды на 0 или π ; следовательно, в результате получаем сигнал BPSK. Аналогично поток импульсов Q_NRZ_data модулирует синусоиду, что дает сигнал BPSK, ортогональный предыдущему. При суммировании этих двух ортогональных компонентов несущей получается сигнал QPSK. Так как $\cos(\omega_{RF} t)$ и $\sin(\omega_{RF} t)$ ортогональны, два сигнала BPSK можно обнаруживать отдельно. QPSK обладает рядом преимуществ перед BPSK: т.к. при модуляции QPSK один импульс передает два бита, то в два раза повышается скорость передачи данных или при той же скорости передачи данных, что и в схеме BPSK, используется в два раза меньшая полоса частот; а так же повышается помехоустойчивость,

т.к. импульсы в два раза длиннее, а следовательно и больше по мощности, чем импульсы BPSK.

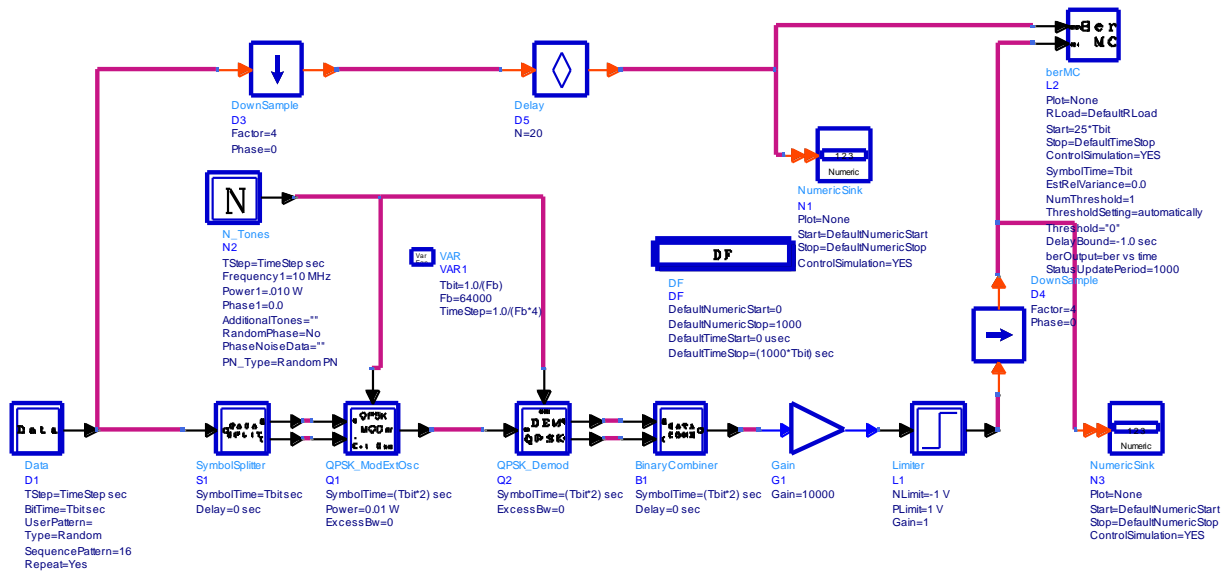


Рис. 3 Схема QPSK-модема с когерентным приемом

Исходный поток данных $d_k(t)=d_0, d_1, d_2, \dots$ состоит из биполярных импульсов, т.е. d_k принимают значения +1 или -1 (рис. 3), представляющие двоичную единицу и двоичный нуль. Этот поток импульсов разделяется на синфазный поток $I_NRZ_data - d_I(t)$ и квадратурный - $Q_NRZ_data - d_Q(t)$ компонентом SymbolSplitter, которые подаются на вход модулятора QPSK (рис 4.)

$$d_I(t)=d_0, d_2, d_4, \dots \text{ (четные биты);}$$

$$d_Q(t)=d_1, d_3, d_5, \dots \text{ (нечетные биты);}$$

Так как при этом виде модуляции в течение одного символического интервала передается сразу два бита входного битового потока, то символическая скорость компонентов QPSK_ModExtOsc, QPSK_Demod и BinaryCombiner составляет 2 бита на символ ($2 \cdot T_{bit}$).

Более подробное содержание компонентов QPSK_ModExtOsc, QPSK_Demod можно увидеть при использовании Push Into Hierarchy в меню (см. рис.4).

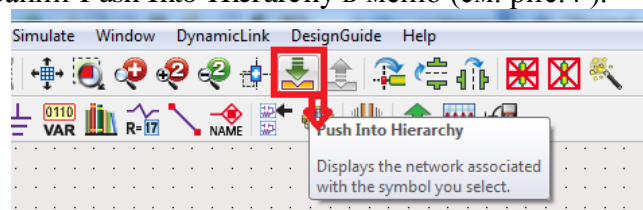


Рис.4 Push Into Hierarchy (для ADS2011)

Значение компонента Delay выбираем такой, чтобы входной и выходной битовые потоки совпадали, рис.5.

Данная схема работает без внесения шума.

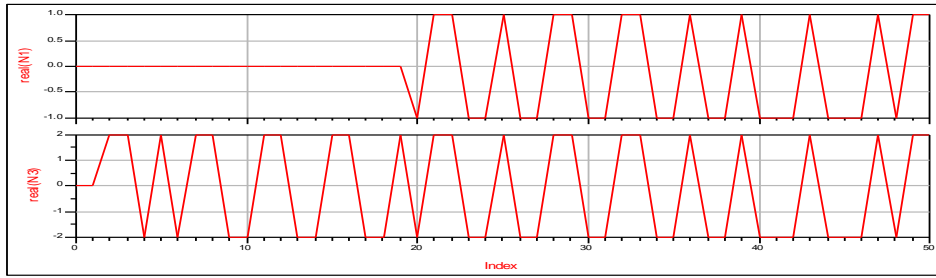


Рис.5 Входной (с задержкой = 20) и выходной битовые потоки

Добавим в радиоканал блок аддитивного белого гауссова шума с уровнем, определяемым на основании заданного отношения SNR в дБ (рис.6). При необходимости синхронизируйте входные и выходные цифровые потоки.

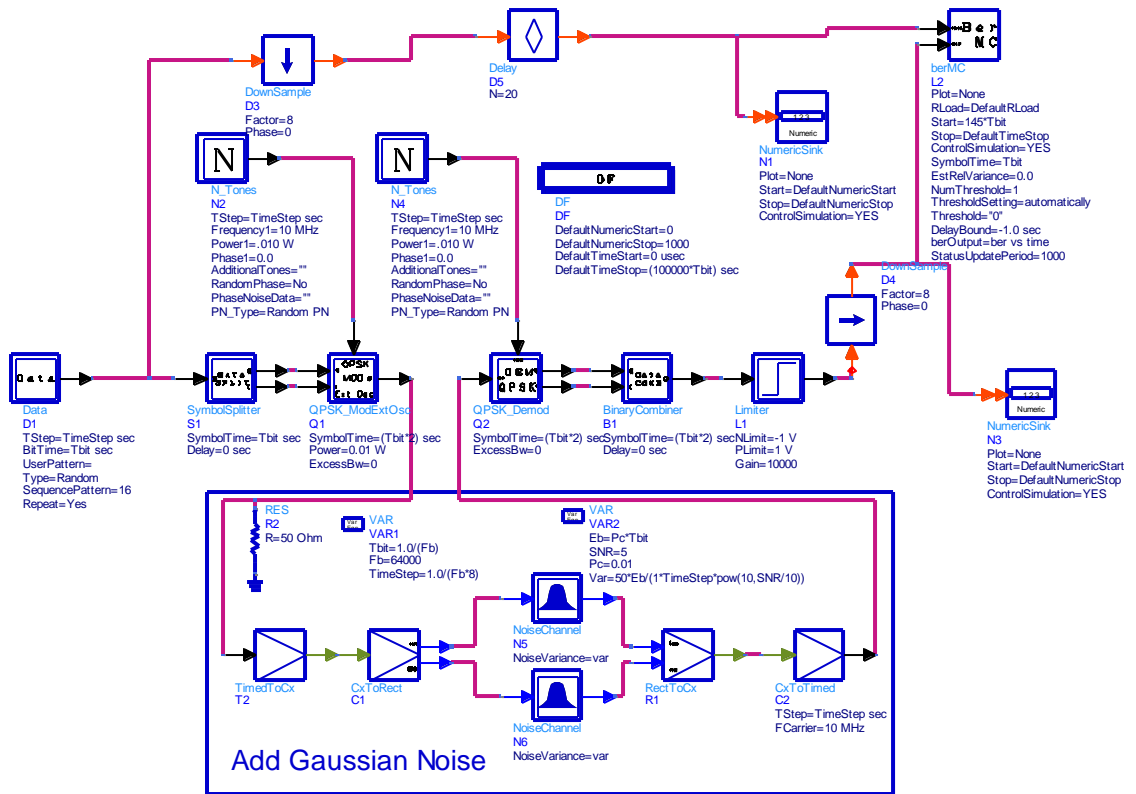


Рис.6 QPSK-модема с когерентным приемом и добавлением шума

При SNR=5 дБ значение относительной битовой ошибки BER = 0.0101546226566255 (рис. 7).

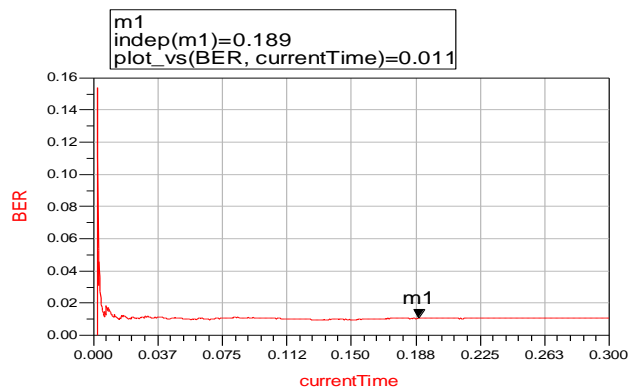


Рис.7 Значение BER при SNR = 5 дБ.

Для построения графика зависимости битовой ошибки от E_b/N_0 необходимо воспользоваться компонентом ParamSweep.

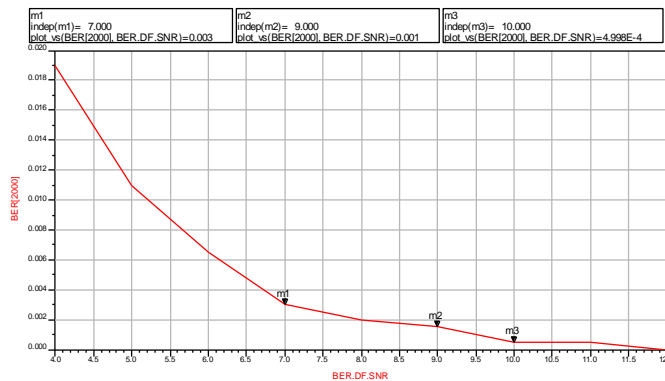


Рис. 8 График зависимости BER от E_b/N_0

Рассмотрим еще один вид фазовой модуляции - относительную фазовую модуляцию (ОФМ) или дифференциальную фазовую модуляцию (DPSK). Название дифференциальная фазовая модуляция требует некоторого пояснения, поскольку со словом «дифференциальный» связано два различных аспекта процесса модуляции/демодуляции: процедура кодирования и процедура обнаружения. Термин «дифференциальное кодирование» употребляется тогда, когда кодировка двоичных символов определяется не их значением (т.е. нуль или единица), а тем, совпадает ли символ с предыдущим или отличается от него. Термин «дифференциальное когерентное обнаружение» сигналов в дифференциальной модуляции PSK (именно в этом значении обычно используется название DPSK) связан со схемой обнаружения, которая зачастую относится к некогерентным схемам, поскольку не требует согласования по фазе с принятой несущей.

Основа дифференциального когерентного обнаружения сигналов в модуляции DPSK состоит в следующем. В процессе демодуляции в качестве опорной фазы может применяться фаза несущей предыдущего интервала передачи символа. Ее использование требует дифференциального кодирования последовательности сообщений в передатчике, поскольку информация кодируется разностью фаз между двумя последовательными импульсами. Для передачи i -го сообщения ($i=1,2,\dots,M$) фаза текущего сигнала должна быть смещена на

$\varphi_i = 2\pi i/M$ радиан относительно фазы предыдущего сигнала. Вообще, детектор вычисляет координаты поступающего сигнала путем определения его корреляции с локально генерируемыми сигналами $\cos(\omega_{RF}t)$ и $\sin(\omega_{RF}t)$. Затем, как показано на рис. 10, детектор измеряет угол между вектором текущего принятого сигнала и вектором предыдущего сигнала.

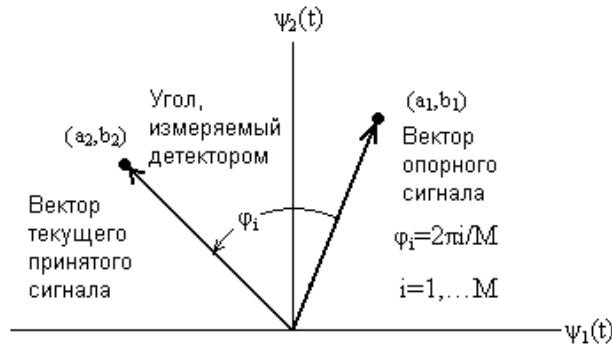


Рис. 10 Сигнальное пространство для схемы DPSK.

Схема DPSK менее эффективна, чем PSK, поскольку в первом случае, вследствие корреляции между сигналами, ошибки имеют тенденцию к распространению (на соседние времена передачи символов). Стоит помнить, что схемы PSK и DPSK отличаются тем, что в первом случае сравнивается принятый сигнал с идеальным опорным, а во втором - два зашумленных сигнала. Отметим, что модуляция DPSK дает вдвое больший шум, чем модуляция PSK. Следовательно, при использовании DPSK следует ожидать вдвое большей вероятности ошибки, чем в случае PSK. Преимуществом схемы DPSK можно назвать меньшую сложность системы.

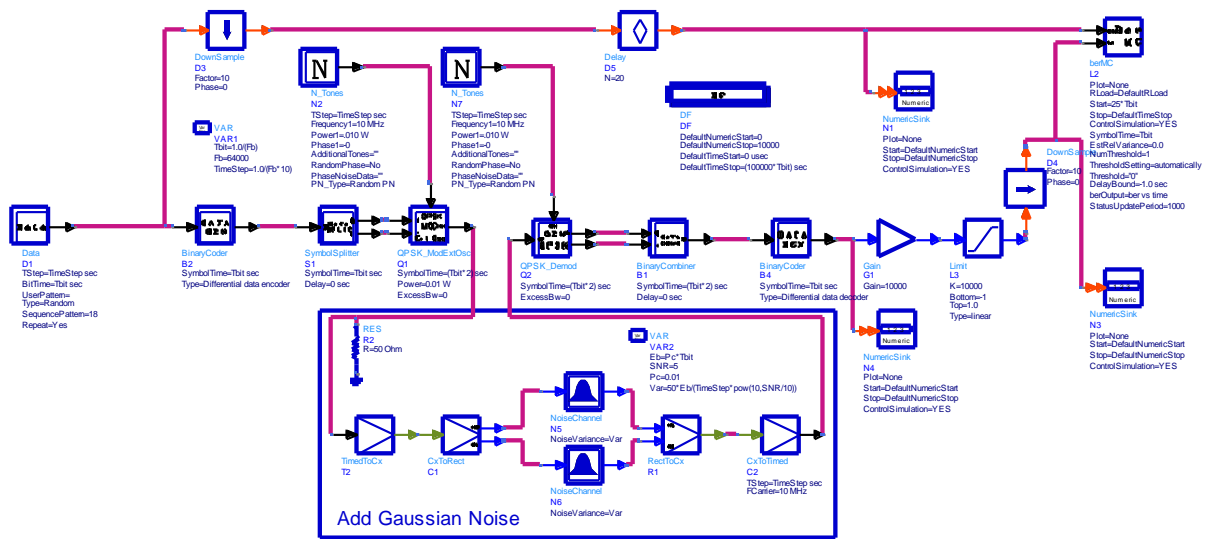


Рис. 9 Схема DQPSK-модема с когерентным приемом

Модернизируем схему QPSK – модема с когерентным приемом и добавлением шума для анализа DQPSK-модема с когерентным приемом и добавлением шума (рис. 9).

Перед блоком SymbolSplitter при модуляции и после BinaryCombiner при демодуляции используем BinaryCoder – это компонент дифференциального кодирования (для

Type=Differential data encoding) или дифференциального декодирования (при Type=Differential data decoding).

При необходимости синхронизируйте входные и выходные цифровые потоки.

При SNR=5 дБ значение относительной битовой ошибки BER = 0.027366568 (рис. 11).

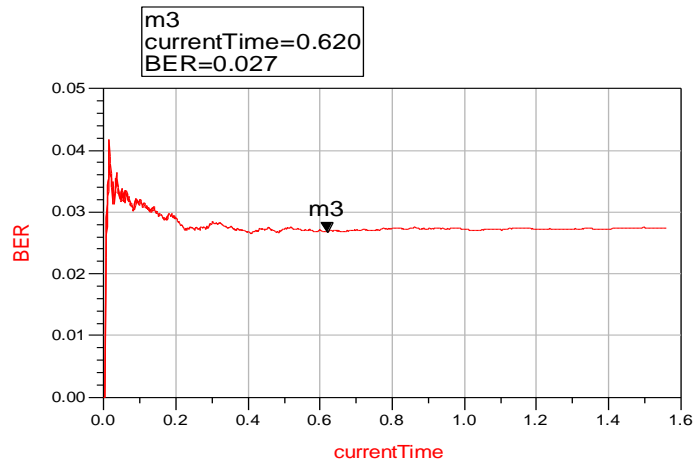


Рис.11 Значение BER при SNR = 5 дБ.

Для построения графика зависимости битовой ошибки от E_b/N_0 необходимо воспользоваться компонентом ParamSweep.

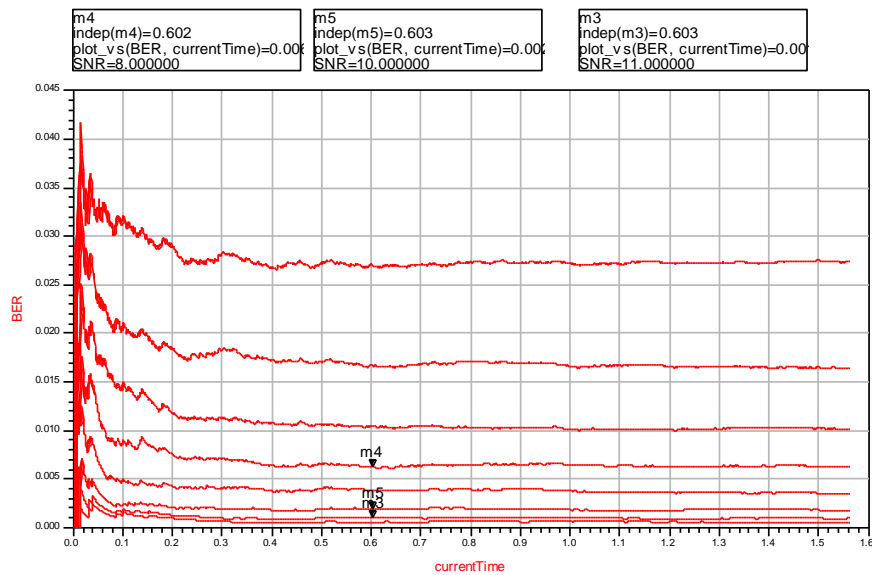


Рис. 12.1 График зависимости BER от E_b/N_0 в различные моменты времени

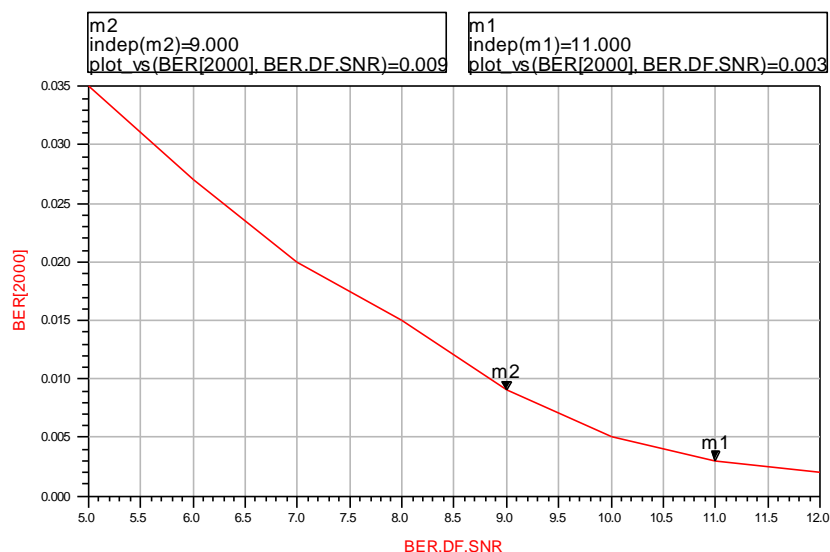


Рис. 12.2 График зависимости BER от E_b/N_0

По аналогии со схемой QPSK-модема с когерентным приемом и добавлением шума (рис.6) составим схему для анализа DQPSK-модема с некогерентным приемом, заменим при этом QPSK_ModExtOsc и QPSK_Demod на компоненты DQPSK_Mod, DQPSK_Demod. Необходимо убрать компоненты N_Tones, так как частоту несущей можно задавать в QPSK_ModExtOsc и QPSK_Demod.

При необходимости синхронизируйте входные и выходные цифровые потоки.

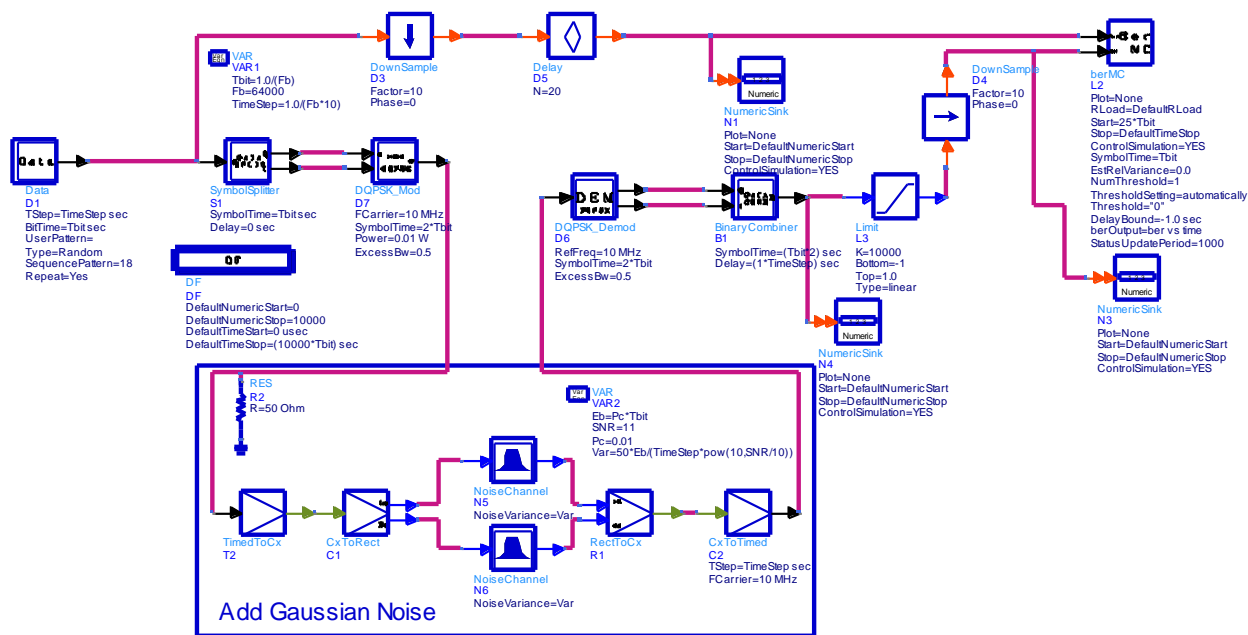


Рис. 13 Схема DQPSK-модема с некогерентным приемом

При SNR=11 дБ значение относительной битовой ошибки BER = 0.001503609 (рис. 14).

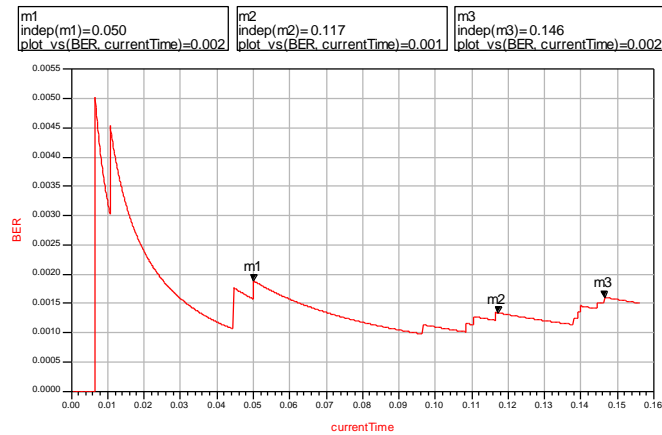


Рис.14 Значение BER при SNR = 11 дБ.

Для построения графика зависимости битовой ошибки от E_b/N_0 необходимо воспользоваться компонентом ParamSweep (рис. 15).

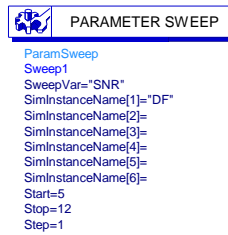


Рис. 15 Компонент ParamSweep

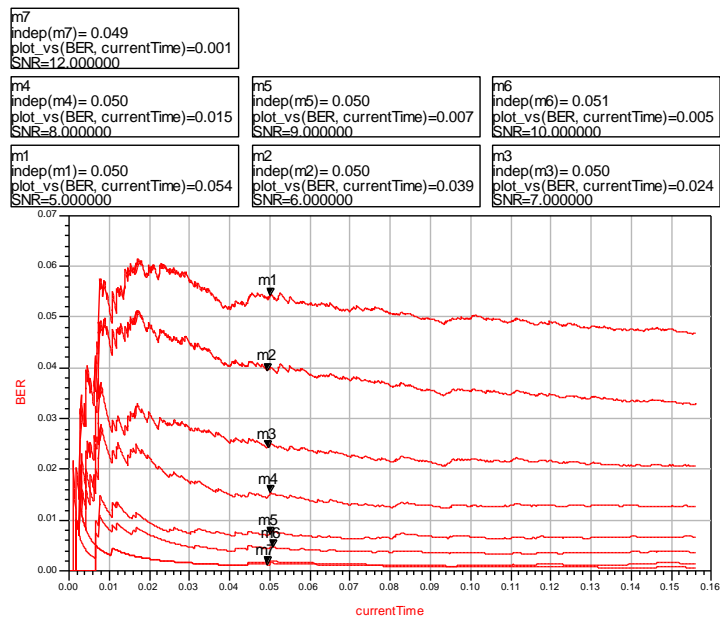


Рис. 16.1 График зависимости BER от E_b/N_0 в различные моменты времени

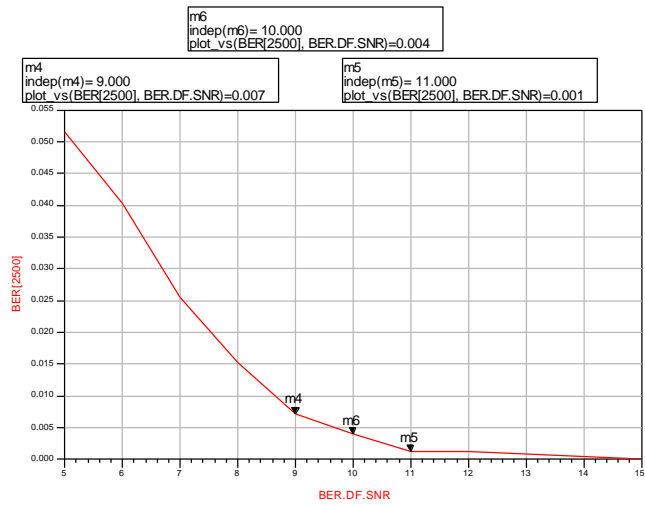


Рис. 16.2 График зависимости BER от E_b/N_0

Для определения зависимости битовой ошибки от ухода частоты несущей при $SNR=7$ дБ необходимо воспользоваться компонентом ParamSweep.

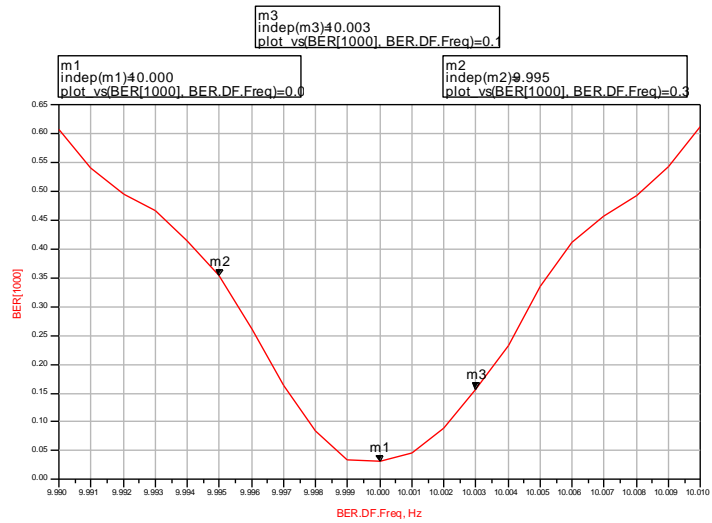


Рис. 17 График зависимости BER от ухода частоты несущей при $SNR=7$ дБ

FSK модуляция (частотная манипуляция, Frequency Shift Keying) является наиболее распространенным видом цифровой модуляции радиочастотных сигналов и нашла широкое применение в связи и телефонии.

Двоичная FSK (обычно называемая просто FSK) представляет собой способ модуляции, обычно используемой для передачи цифровой информации между цифровыми устройствами, такими как телетайпы или компьютеры. Данные передаются путем сдвига частоты непрерывно передаваемой несущей попеременно на одну из двух дискретных частот. Одна из этих частот определена как частота «mark», а другая – как частота «space». Mark и space соответствуют двоичной единице и нулю соответственно.

Частотные измерения FSK сигнала обычно основываются на понятиях сдвига и центральной частоты. Сдвиг представляет собой разницу между частотами mark и space. Сдвиг обычно лежит в интервале от 50 до 1000 Гц. Центральная частота представляет собой среднюю частоту между частотами mark и space. Иногда используется термин «девиация», применяемый для частотной модуляции. Девиация равна абсолютному значению разницы между центральной частотой и частотой mark или space. Девиация также численно равна половине сдвига.

FSK может передаваться когерентно и некогерентно. Когерентность подразумевает, что фаза каждой посылки mark или space является неизменной по отношению к некоторому эталону. Это соответствует генерации FSK сигнала путем переключения между двумя генераторами, работающими на частотах mark и space. Несмотря на то, что этот метод иногда используется, существует ограничение: чтобы переход от mark к space и обратно происходил без разрыва фазы, значения сдвига и скорости передачи должны быть связаны между собой.

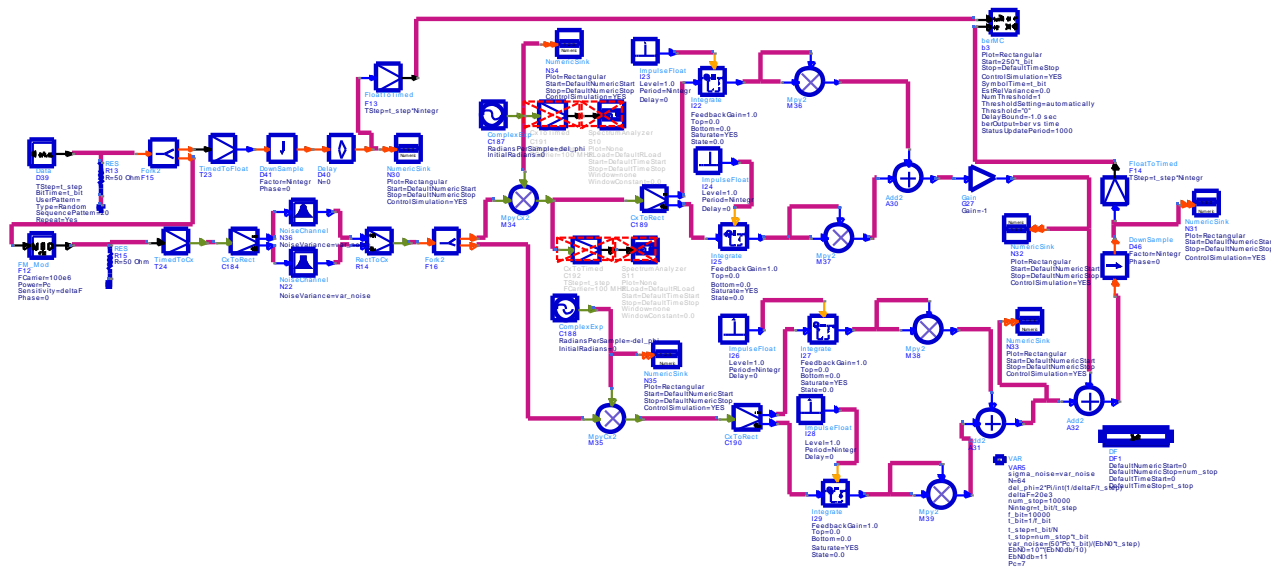


Рис. 18 Схема FSK-модема с корреляционным некогерентным приемом

Var Eqn	VAR VAR5 sigma_noise=var_noise N=64 del_phi=2*Pi/int(1/deltaF/t_step) deltaF=20e3 num_stop=10000 Nintegr=t_bit/t_step f_bit=10000 t_bit=1/f_bit t_step=t_bit/N t_stop=num_stop*t_bit var_noise=(50*Pc*t_bit)/(EbN0*t_step) EbN0=10**(EbN0db/10) EbN0db=11 Pc=7	D F	DF DF1 DefaultNumericStart=0 DefaultNumericStop=num_stop DefaultTimeStart=0 DefaultTimeStop=t_stop
------------	---	------------	---

Рис. 19 Параметры для моделирования

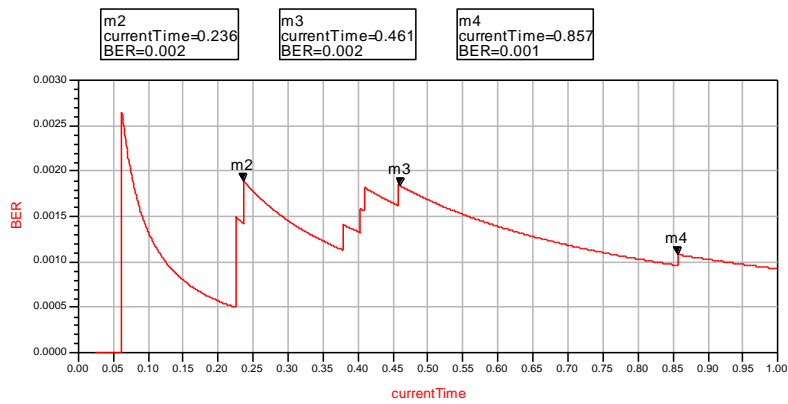


Рис. 20 Параметры для моделирования

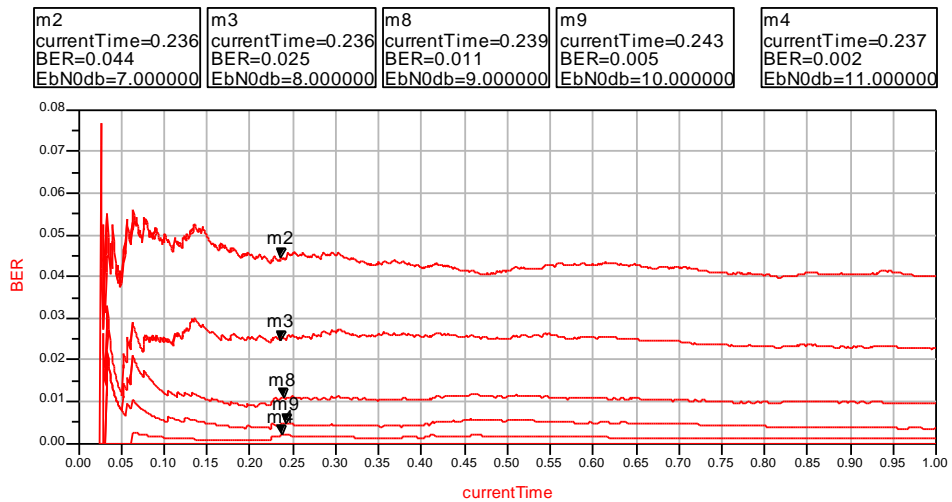


Рис. 16.1 График зависимости BER от E_b/N_0 в различные моменты времени

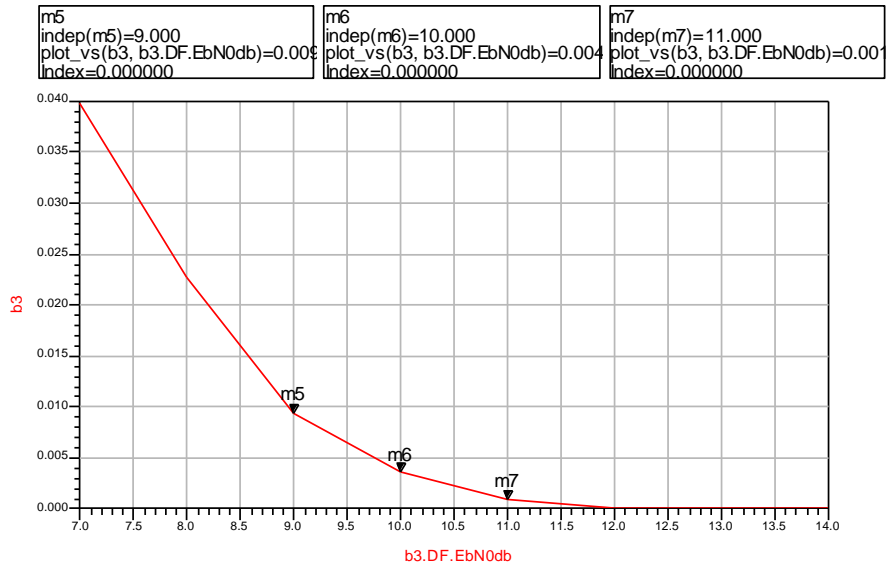


Рис. 16.2 График зависимости BER от E_b/N_0

Метод расширения спектра методом прямой последовательности (DSSS - Direct Sequence Spread Spectrum) — широкополосная модуляция с прямым расширением спектра.

В каждый передаваемый информационный бит (логический 0 или 1) встраивается последовательность так называемых чипов. Если информационные биты — логические нули или единицы — при потенциальном кодировании информации можно представить в виде последовательности прямоугольных импульсов, то каждый отдельный чип — это тоже прямоугольный импульс, но его длительность в несколько раз меньше длительности информационного бита. Последовательность чипов представляет собой последовательность прямоугольных импульсов, то есть нулей и единиц, однако эти нули и единицы не являются информационными. Поскольку длительность одного чипа в n раз меньше длительности информационного бита, то и ширина спектра преобразованного сигнала будет в n -раз больше ширины спектра первоначального сигнала. При этом и амплитуда передаваемого сигнала уменьшится в n раз.

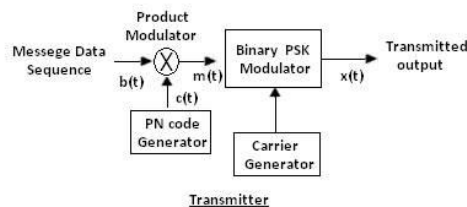


Рис. 18 Модулятор QPSK с DSSS

Чиповые последовательности, встраиваемые в информационные биты, называют шумоподобными кодами (PN-последовательности), что подчеркивает то обстоятельство, что

результатирующий сигнал становится шумоподобным и его трудно отличить от естественного шума.

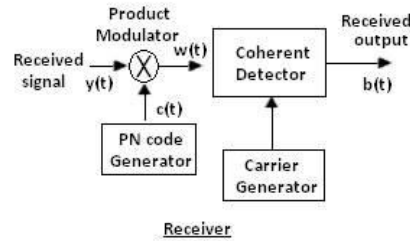


Рис. 19 Демодулятор QPSK с DSSS

Используемые для уширения спектра сигнала чиповые последовательности должны удовлетворять определённым требованиям автокорреляции. Под термином автокорреляции в математике подразумевают степень подобия функции самой себе в различные моменты времени. Если подобрать такую чиповую последовательность, для которой функция автокорреляции будет иметь резко выраженный пик лишь для одного момента времени, то такой информационный сигнал возможно будет выделить на уровне шума. Для этого в приёмнике полученный сигнал умножается на ту же чиповую последовательность, то есть вычисляется автокорреляционная функция сигнала. В результате сигнал становится опять узкополосным, поэтому его фильтруют в узкой полосе частот и любая помеха, попадающая в полосу исходного широкополосного сигнала, после умножения на чиповую последовательность, наоборот, становится широкополосной и обрезается фильтрами, а в узкую информационную полосу попадает лишь часть помехи, по мощности значительно меньшая, чем помеха, действующая на входе приёмника

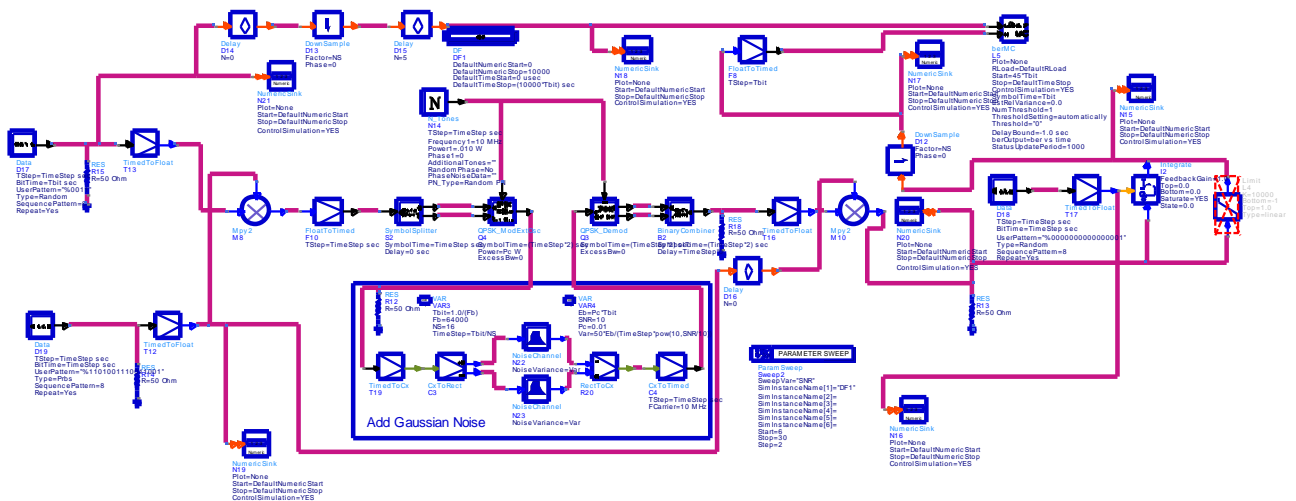


Рис. 20 Схема QPSK-модема с расширением спектра прямой последовательностью
 Последовательность при $n=16$: 1001101010011100;
 Последовательность при $n=8$: 10011010;

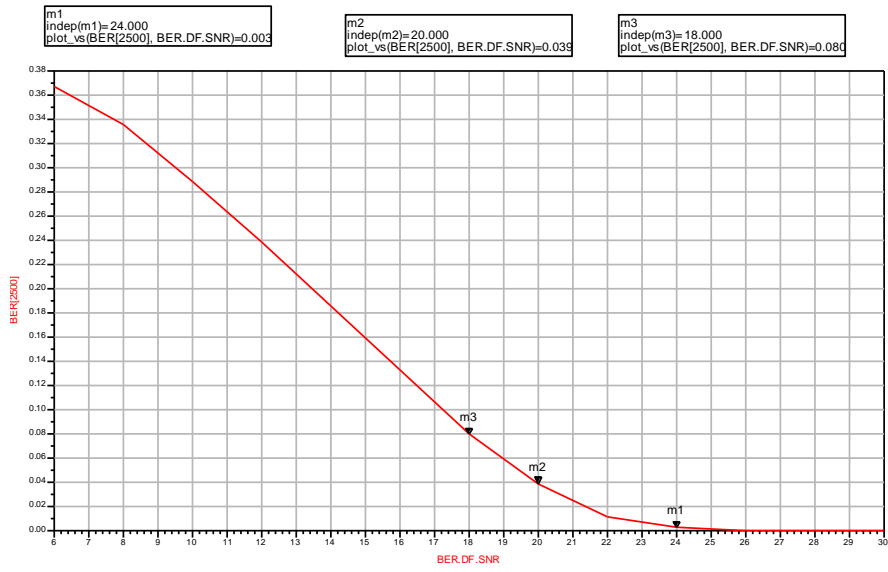


Рис. 21 График зависимости BER от E_b/N_0 при $n=16$

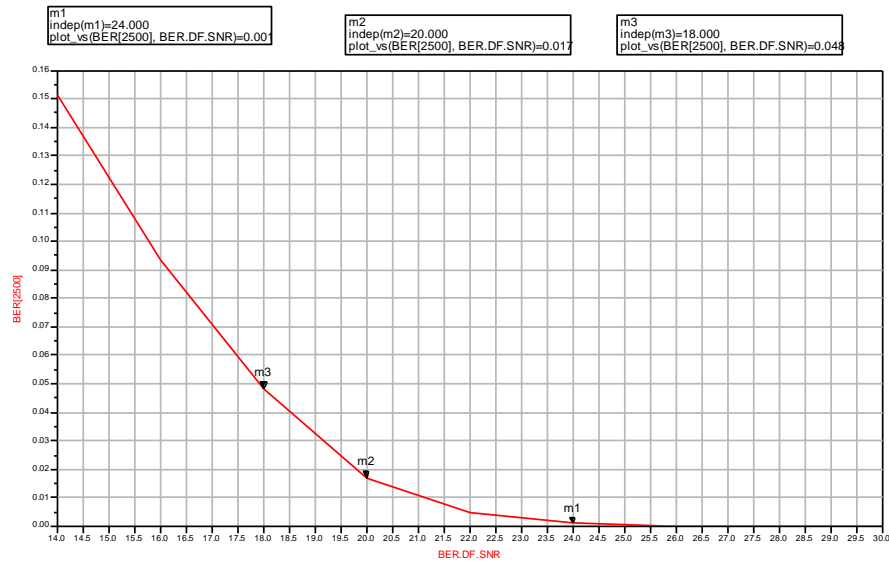


Рис. 21 График зависимости BER от E_b/N_0 при $n=8$

