

Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого
Институт физики, нанотехнологий и телекоммуникаций
Кафедра радиоэлектронных средств защиты информации

Работа допущена к защите

Зав. кафедрой

_____ С.Б. Макаров

“ ” _____ 2015 г.

ВЫПУСКНАЯ РАБОТА БАКАЛАВРА

Тема: Выбор уровня клиппирования при передаче сигналов SEFDM

Направление 11.03.01 – Радиотехника

Студент гр.43427/1

Брюховецкая Д.А.

Руководитель

асс.

Фадеев Д.К.

Санкт-Петербург

2015 г.

РЕФЕРАТ

34 страницы, 20 рисунков, 2 таблицы

Ключевые слова: SEFDM-сигнал, клиппирование, энергетический проигрыш, пик-фактор, усилитель мощности

Проводится исследование помехоустойчивости приема сигналов с SEFDM в условиях ограниченного динамического диапазона усилителя мощности с возможностью предварительного клиппирования. В качестве количественного критерия оценки энергетической эффективности системы использовано значение энергетического проигрыша относительно системы с линейной характеристикой во всем диапазоне значений сигнала. Получены зависимости энергетического проигрыша от смещения рабочей точки усилителя относительно области насыщения при различных параметрах сигнала. На основе полученных результатов для сигналов SEFDM с заданными параметрами можно определить величину смещения рабочей точки, которая обеспечивает минимальный энергетический проигрыш относительно идеального случая.

Содержание

Введение.....	6
1. Анализ свойств многочастотных сигналов.....	8
1.1. Свойства сигналов OFDM и SEFDM	8
1.2. Методы снижения пик-фактора многочастотных сигналов	10
1.3. Модель усилителя мощности	17
1.4. Критерий оценки эффективности системы.....	19
1.5. Выводы по разделу.....	20
2. Исследование влияния амплитудного ограничения на помехоустойчивость приема сигналов	21
1.6. Описание модели.....	21
1.7. Выбор рабочей точки усилителя для сигналов с различными параметрами	22
1.8. Влияние клиппирования на помехоустойчивость приема сигналов	24
1.9. Выводы по разделу.....	31
3. Заключение	33
Список использованных источников	34

Введение.

Для повышения пропускной способности линий связи широко используются сигналы с ортогональным многочастотным мультиплексированием (OFDM), которые обеспечивают высокую помехоустойчивость приема в условиях межсимвольной интерференции. Такие сигналы применяются в цифровых системах передачи данных Wi-Fi, WiMAX, DVB-T, DAB и DRM. Применение многочастотных сигналов с неортогональным частотным разносом (SEFDM) позволяет повысить спектральную эффективность многочастотных систем передачи сообщений за счет уменьшения занимаемой полосы частот по сравнению с системой передачи с ортогональным частотным разносом. Основным недостатком сигналов как с OFDM, так и с SEFDM является высокое значение пик-фактора колебаний, что приводит к неэффективному использованию выходных усилителей мощности и повышенному энергопотреблению мобильных терминалов и базовых станций. По этой причине накладываются дополнительные ограничения на скорость передачи и достоверность приема.

Поскольку сигналы SEFDM являются перспективной технологией для использования в проектируемых системах передачи данных, в частности, в сетях пятого поколения, исследование влияния усилителя мощности и предварительного амплитудного ограничения на помехоустойчивость приема сигналов SEFDM, а также оценка суммарной энергетической эффективности такой системы является актуальной задачей.

Целью работы является определение уровня клиппирования и выбор рабочей точки усилителя мощности для обеспечения наилучшей помехоустойчивости приема сигналов SEFDM. Для достижения цели необходимо решить следующие задачи:

1. Разработать модель для исследования влияния усилителя мощности на помехоустойчивость приема сигналов SEFDM.

2. Разработать модель для исследования влияния клиппирования на помехоустойчивость приема сигналов SEFDM.
3. Оценить энергетическую эффективность системы в зависимости от смещения рабочей точки усилителя, уровня клиппирования, числа поднесущих частот, величины частотного разнеса между поднесущими и вида модуляции сигналов.

1. Анализ свойств многочастотных сигналов.

1.1 Свойства сигналов OFDM и SEFDM

Аналитическая запись сигналов с OFDM имеет вид[1]:

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi n t / T}, 0 \leq t \leq T, \quad (1)$$

где X_n – модуляционные символы, N – число поднесущих, T – длительность OFDM-символа.

Разнос между поднесущими Δf , равный $1/T$, обеспечивает ортогональность между поднесущими на интервале $0 \leq t \leq T$.

Расстановка частот OFDM поднесущих в многочастотной посылке выбирается таким образом, чтобы сигнальные отклики в приемнике приходились на максимумы амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) синтезированных в результате быстрого преобразования Фурье (БПФ) частотных фильтров (рис. 1).

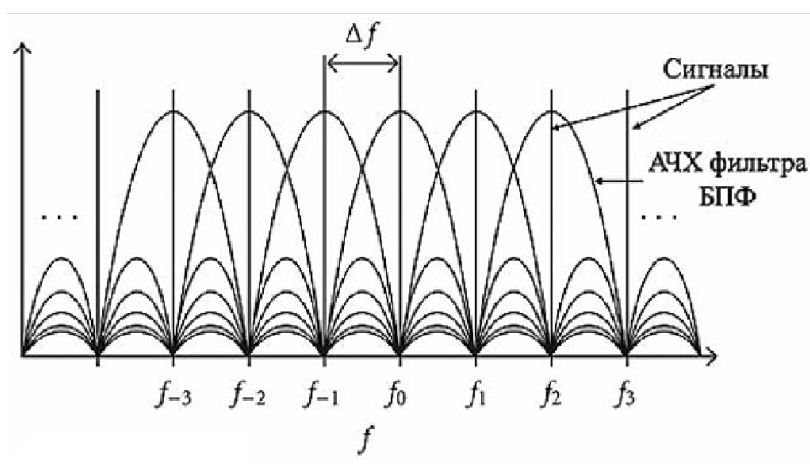


Рис. 2.1. OFDM-пакет [2]

Условие ортогональности поднесущих обуславливает такой весомый недостаток метода OFDM, как ограниченная спектральная эффективность при использовании относительно широкой полосы частот. Так же основным недостатком сигналов с OFDM является высокое значение пик-фактора колебаний, что приводит к значительному недоиспользованию выходных усилителей по мощности и повышенному энергопотреблению мобильных терминалов и базовых станций.

С учетом анализа возможностей OFDM представляется перспективным разместить частоты сигналов более плотно, сделав их неортогональными друг другу.

Сигналы SEFDM.

Название SEFDM определяет вид частотного мультиплексирования (Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing, неортогональное мультиплексирование с разделением частот). Также употребляется альтернативный термин – (N-OFDM, Non-Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Суть такого подхода пояснена на рис. 3 и заключается в произвольной расстановке поднесущих относительно АЧХ частотных фильтров.

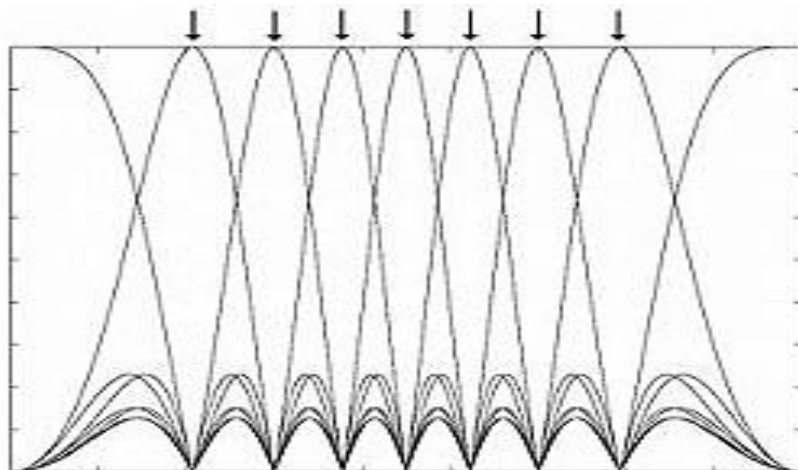


Рис.2.2. SEFDM-пакет [2].

При этом частотный разнос сигналов может быть меньше величины $(1/T)$, то есть в один частотный фильтр может попадать несколько поднесущих.

Пик-фактор.

Пик-фактор сигнала P_F определяется следующим выражением[1]:

$$P_F = \frac{P_{PEAK}}{P_{AVG}}, \quad (2)$$

где $P_{PEAK} = \max\{|x(t)|^2\}_{t \in [0, T]}$ – пиковая мощность и $P_{AVG} = \frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|^2 dt$ – средняя

мощность сигнала.

Пик-фактор сигнала с OFDM может принимать широкий диапазон значений в зависимости от входного набора данных $X = \{X_1, \dots, X_N\}$. Максимально возможное значение пик-фактора сигналов с OFDM равно N . Таким образом, для того, чтобы сигнал не искажался в усилителе, средняя мощность сигнала должна быть в N раз меньше максимально допустимой. В этом случае КПД работы мощных каскадов РПУ будет составлять единицы процентов.

1.2 Методы снижения пик-фактора многочастотных сигналов

Методы снижения пик-фактора делятся на две категории: методы, которые вносят искажения в передаваемый сигнал и методы, которые оставляют информационный сигнал без искажений. Методы, относящиеся к первой категории существенно проще в реализации, но из-за влияния искажений снижается помехоустойчивость приема и увеличивается полоса частот, занимаемых таким сигналом. Методы, относящиеся ко второй категории, требуют большие вычислительные затраты и чаще всего требуют передачу дополнительной информации от передатчика к приемнику, что также приводит к дополнительным энергетическим затратам или увеличению полосы частот. [3]

Клиппирование сигнала.

Самым простым способом снижения пик-фактора сигнала является его амплитудное ограничение (клиппирование). Аналитическая запись процедуры амплитудного ограничения сигнала $X(t)$ определяется следующим выражением:

$$X_{clip}(t) = \begin{cases} X(t), & |X(t)| \leq S \\ S \cdot \arg(X(t)), & |X(t)| > S \end{cases} \quad (3)$$

где S – порог клиппирования, $\arg(X(t))$ – фаза сигнала $X(t)$.

Поскольку максимальный пик-фактор сигналов с OFDM может достигать значения, численно равного размерности преобразования Фурье, необходимо обеспечить широкий динамический диапазон сигнала как в цифровой, так и в аналоговой части устройства. В цифровой части устройства динамический

диапазон определяется разрядностью переменных, а аналоговой части динамический диапазон зависит от характеристик усилительных каскадов.

Размерность преобразования Фурье для формирования сигналов с OFDM может достигать нескольких тысяч, поэтому, в случае отсутствия схемы снижения пик-фактора сигнала, клиппирование естественным образом будет присутствовать в устройствах формирования сигналов с OFDM. На практике средняя мощность сигнала выбирается таким образом, чтобы вероятность того, что OFDM-символ подвергнется амплитудному ограничению (вероятность клиппирования) P_{clip} составляла $10^{-4} - 10^{-5}$. Такая вероятность считается достаточно малой, чтобы считать сигнал практически не искаженным.

Применением клиппирования можно добиться получения практически любого заданного значения пик-фактора сигнала, однако, при снижении порога клиппирования увеличивается степень искажений сигнала и увеличивается полоса частот, занимаемая сигналом. Искажения, внесенные в сигнал, приводят к возрастанию корреляционных связей между поднесущими и снижают помехоустойчивость приема сигнала.

В то же время снижение пик-фактора сигнала позволяет увеличить среднюю мощность сигнала РС. Увеличение средней мощности сигнала будет приводить к повышению помехоустойчивости приема. Превалирующее действие того или иного фактора последствий амплитудного ограничения (возрастание корреляционных связей между поднесущими или увеличение средней мощности колебаний) зависит от степени ограничения сигналов, числа поднесущих частот и вида модуляции сигналов, расположенных на каждой поднесущей частоте, а также от условий приема.

Для того, чтобы минимизировать увеличение полосы частот сигнала после применения клиппирования применяют фильтрацию. Однако фильтрация приводит к увеличению амплитуды пиков сигнала, поэтому процедуры клиппирования и фильтрации последовательно повторяют несколько раз, что приводит к появлению дополнительных искажений сигнала и еще большему ухудшению помехоустойчивости приема.

Помимо классического амплитудного ограничения существует еще несколько видов клиппирования: жесткое клиппирование (Heavyside Clipping), глубокое клиппирование (Deep Clipping) и гладкое клиппирование (Smooth Clipping).

Аналитическая запись процедуры жесткого клиппирования определяется следующим выражением:

$$f(r) = A, \forall r \geq 0. \quad (4)$$

Данный метод редко применяется на практике, поскольку приводит к значительному ухудшению помехоустойчивости приема.

Использование метода глубокого клиппирования подразумевает клиппирование немного ниже заданного порога для того, чтобы компенсировать увеличение пиков сигнала при последующей фильтрации сигнала.

Гладкое клиппирование определяется следующим выражением:

$$f(r) = \begin{cases} r - \frac{1}{b} r^3, r \leq \frac{3}{2} A \\ A, r \geq \frac{3}{2} A \end{cases}, \text{ где } b = \frac{27}{4} A^2. \quad (5)$$

Последний метод клиппирования снижает пик-фактор сигнала в меньшей степени, но при этом вносит меньше искажений в исходный сигнал.

Компандирование.

Компандирование – это преобразование сигнала по некоторому закону для уменьшения его динамического диапазона. В приемнике для восстановления сигнала применяется обратное преобразование.

Принцип командирования заключается в том, что диапазон значений амплитуды от максимального до минимального разбивается на сегменты. Те из них, которые соответствуют меньшим значениям сигнала, квантуются более мелкими квантами, а для больших значений выбираются большие кванты, величина которых возрастает с номером сегмента.

Используются два закона неравномерного кодирования: μ -командирование и А-командирование. При А-командировании весь диапазон амплитуд измеряется с помощью 4096 квантов. Весь диапазон амплитуд разбивается на 8 сегментов, включая нулевой. В каждом сегменте для измерения применяются 16 шагов квантования различной величины. При переходе от сегмента к сегменту величина шага квантования внутри сегмента увеличивается в 2 раза. Исключение составляют первые два сегмента, в которых шаги квантования равны 2. С уменьшением шага точность квантования возрастает в два раза. Соответственно, уменьшается абсолютное значение ошибки квантования. Относительная ошибка на всех шагах приблизительно одинакова и определяется разбросом амплитуд конкретного сигнала в данном сегменте.

Закон μ -командирования отличается большим числом квантов для кодирования сигнала. Их 8159, что позволяет более точно кодировать слабые сигналы.

Применение командирования по экспоненциальному закону приводит к снижению максимального пик-фактора до уровня 2 дБ выше среднего значения пик-фактора (64 поднесущих) и при этом помехоустойчивость приема проигрывает менее 1 дБ алгоритму без командирования.

Селективное отображение (Selective Mapping, SLM).

В методе селективного отображения несущий информацию вектор a умножается поэлементно на Q векторов $\{u_q\}_{q=1}^Q$, имеющих вид $u_q = [e^{j\phi_1^{(q)}}, e^{j\phi_2^{(q)}}, \dots, e^{j\phi_K^{(q)}}]$. $\phi_k^{(q)}$, $k=0, 1, \dots, K$; $q = 1, 2, \dots, Q$ обычно выбираются произвольно из набора $\{0, \pi\}$ или $\{0, \pi/2, -\pi, -\pi/2\}$. В результате имеются Q векторов, которые несут одну и ту же информацию, модулируются параллельно с использованием OFDM для получения $\{x_q(t)\}_{q=1}^Q$ различных сигналов. Передается обычно $x_{q_{opt}}(t)$, имеющая наименьшее PAPR. Количество q_{opt} кодируется и передается как дополнительная информация, занимая определённую полосу частот. Приёмник использует эту дополнительную информацию для восстановления вектора a , несущего информацию, путём поэлементного умножения на сигнал с

выхода БПФ. Для реализации метода селективного отображения, часть полосы пропускания отдаётся под передачу дополнительной информации, что приводит к уменьшению пропускной способности канала [4].

Инжективное тона (TI)

Метод инжектирования тона использует расширение сигнального созвездия для уменьшения PAPR. Базовая идея состоит в том, чтобы увеличить размер созвездия для некоторых поднесущих таким образом, чтобы каждая точка в исходном созвездии могла быть отображена в несколько точек соответствующего ему расширенного созвездия. Расстояние между этими точками созвездий выбирается таким образом, чтобы не уменьшалось минимальное Евклидово расстояние (d_{\min}) полного созвездия, так чтобы BER не увеличивается. Обычно рассматривают квадратные сигнальные созвездия QAM, и расстояние $D = \rho * d_{\min} \sqrt{M}$ выбирается между точками созвездия, где M — количество точек в одном измерении созвездия QAM и $\rho > 1$. Реализация метода инжектирования тона требует использования увеличенной мощности передатчика, что влечет уменьшение эффективности усилителя мощности, но не требует передачи дополнительной информации в занимаемой полосе пропускания [4].

Резервирование тона (Tone reservation, TR)

В методе резервирования тона некоторые из поднесущих не модулируются полезной информацией. Обозначим NTR – множество таких тонов (под несущих). Зарезервированные поднесущие "модулируются" последовательностью $\{C_1, C_2, \dots, C_{NTR}\}$. Набор комплексных чисел $\{C_n\}$, $n=1 \dots NTR$ выбирается таким образом, чтобы сделать пик-фактор текущего OFDM символа минимальным. Количество резервируемых тонов NTR, как и их расположение, определяется заранее для заданной системы. Основная идея резервирования тона состоит в том, что некоторые из поднесущих не содержат информационных данных, а используются для уменьшения пик-фактора. Поскольку поднесущие с данными и зарезервированные поднесущие находятся в смежных наборах поднесущих, эта технология не требует передачи особой

информации для детектирования на приёмной стороне, кроме индикации об её использовании в поле пресигнализации [4].

Partial Transmit Sequence (PTS)

Метод основан на разбиении вектора данных на несколько субблоков с последующей корректировкой фазы каждого из них так, чтобы пик-фактор суммарного сигнала был минимальным. Смещение фазы может принимать одно значение из ограниченного набора. Информация о смещении фазы каждого субблока передается в приемник для корректного приема данных. Количество избыточных бит равно

$$R_{ap} = (V - 1) \log_2 W, \quad (6)$$

где V – количество субблоков, W – количество возможных значений фазового смещения.

Метод PTS позволяет снизить пик-фактор сигнала более значительно, чем метод SLM (на 3-5 дБ), но требует больший объем вычислений и больший объем избыточной информации. При одинаковом требуемом объеме избыточной информации метод PTS проигрывает методу SLM около 1 дБ [3].

Блочное кодирование

Основная идея кодирования для снижения пик-фактора заключается в том, чтобы, вводя относительно небольшую избыточность в передаваемое сообщение, отобразить все множество входных комбинаций во множество слов с пик- фактором, не превышающим заданный.

Для сигналов с OFDM с двоичной фазовой манипуляцией и восемью и шестнадцатью поднесущими предлагаемый блочный код со скоростью 0.75 позволяет снизить максимальный пик-фактор колебаний случайной последовательности OFDM-символов на 4.5 дБ и на 5.9 дБ соответственно [3].

Метод скользящего окна (Sliding Window, SLW).

Данный метод основан на использовании свойств сигналов SEFDM.

Необходимо заметить, что период сигнала SEFDM равен T/α (α -частотный разнос), однако для передачи используются только его часть длительностью T .

Идея метода SLW заключается в том, что для передачи выбирается та часть периода длительностью T , которая обладает наименьшим пик-фактором.

Сигнал SEFDM может быть сформирован при помощи IDFT ($0 \leq k \leq \rho N - 1$):

$$X[k] = \frac{1}{\sqrt{\alpha}} F^{-1,M} \{S\}, \quad (7)$$

где $F^{-1,M}\{A\}$ – ОБПФ размерностью M , $M = \rho N / \alpha$, ρ – коэффициент повышения частоты дискретизации,

$$S = \begin{cases} s_i, & 0 \leq i \leq N \\ 0, & N \leq i \leq M - 1 \end{cases}, \quad (8)$$

где $S = [s_0, \dots, s_{N-1}]$ – вектор информационных данных.

k -й отсчет сигнала после применения ОБПФ определяется следующим выражением:

$$X[k] = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{n=0}^{M-1} s_n \exp\left(\frac{j2\pi nk\alpha}{M}\right), k = 0, 1, \dots, \rho N - 1. \quad (9)$$

Для того, чтобы выделить часть сигнала длительностью T , вводится оконная функция W :

$$W_g = \begin{cases} 1, & a_g \leq k \leq a_g + \rho N - 1 \\ 0, & \text{в остальных случаях} \end{cases}, \quad (10)$$

где a_g – номер отсчета, с которого начинается временное окно длительностью T .

После применения оконной функции k -й отсчет сигнала записывается следующим образом:

$$X[k] = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{n=0}^{M-1} W_g s_n \exp\left(\frac{j2\pi nk\alpha}{M}\right). \quad (11)$$

Сделав замену $k = h + a_g$, получаем

$$\begin{aligned} X[h + a_g] &= \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{n=0}^{M-1} s_n \exp\left(\frac{j2\pi n(h + a_g)\alpha}{M}\right) = \\ &= \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{n=0}^{M-1} s_n \exp\left(\frac{j2\pi n a_g \alpha}{M}\right) \exp\left(\frac{j2\pi n h \alpha}{M}\right) \end{aligned} \quad (12)$$

Таким образом, применение оконной функции означает сдвиг начальной фазы сигналов на каждой поднесущей.

Номер отсчета, с которого начинается оконная функция, передается в качестве дополнительной информации вместе с каждым SEFDM-символом. Для уменьшения объема дополнительной информации значение сдвига оконной функции может принимать одно из ограниченного ряда значений, т.е. определено ограниченное количество разрешенных окон w . В этом случае требуется дополнительно передавать $\log_2(w)$ бит для каждого символа.

Метод SLW позволяет снизить пик-фактор сигнала на 2-3 дБ ($\alpha < 0,6$), что соответствует результату метода SLM при одинаковом количестве дополнительной информации. При увеличении α эффективность метода будет снижаться. Увеличения полосы частот, занимаемой сигналом, после применения метода SLW не происходит. Помехоустойчивость приема также остается без изменений. Метод обладает меньшей вычислительной сложностью по сравнению с методами SLM и PTS [3].

1.3 Модель усилителя мощности

В общем, моделирование нелинейных усилителей мощности является сложной задачей. Для выбранной модели усилителя предположим, что нелинейность АЧХ мала, соответственно, усилитель не является частотно-селективным (усиливает на всех частотах). Рассмотрим пример [5].

На вход усилителя подается сигнал

$$y_{\text{вх}} = A(t) \exp[j\varphi(t)], \quad (13)$$

Сигнал на выходе усилителя

$$y_{\text{вых}} = G[A(t)] \exp\{j(\varphi(t) + \Phi[A(t)])\}, \quad (14)$$

где G – АМ/АМ преобразование, Φ – АМ/ФМ преобразование.

Наиболее широко используется следующая модель твердотельного усилителя мощности:

$$G(A) = \frac{g_0 A}{\left[1 + (A / A_{\text{нас}})^{2p}\right]^{1/2p}}, \quad (15)$$

$$\Phi(A) = 0, \quad (16)$$

где g_0 – коэффициент усиления, $A_{\text{нас}}$ – уровень насыщения на входе, p – коэффициент, контролирующий резкость области насыщения.

Предполагается, что искажения АМ/ФМ преобразования пренебрежимо малы.

Для уменьшения нелинейных искажений в передаваемом OFDM сигнале требуется входное смещение (ИВО), определяемое формулой:

$$ИВО = \frac{A_{\text{нас}}^2}{P_{\text{вх}}}, \quad (17)$$

где $P_{\text{вх}}$ – средняя мощность входного сигнала:

$$P_{\text{вх}} = E[|y_{\text{вх}}(t)|^2] = E[A^2(t)]. \quad (18)$$

Запишем (18) в виде:

$$P_{\text{вх}} = \frac{A_{\text{нас}}^2}{ИВО}. \quad (19)$$

Максимальная мощность входного сигнала

$$P_{\text{max}} = PAPR_{\text{вх}} * P_{\text{вх}} = \frac{PAPR_{\text{вх}}}{ИВО} A_{\text{нас}}^2 = \frac{A_{\text{нас}}^2}{K}, \quad (20)$$

где K – коэффициент отсечки:

$$K = \frac{ИВО}{PAPR_{\text{вх}}}. \quad (21)$$

Заметим, для $K > 1$ отсечка больше мощности входного сигнала; для $K < 1$ отсечка недостаточна для того, чтобы обеспечить необходимый запас для корректного приема сигнала. Максимальное значение входного сигнала $A_{\text{max}} = \max\{A(t)\}$. Перепишем A_{max} с учетом коэффициента отсечки K и уровня насыщения на входе $A_{\text{нас}}$:

$$A_{\text{max}} = \sqrt{P_{\text{max}}} = \frac{A_{\text{нас}}}{\sqrt{K}}. \quad (22)$$

На рисунке 3 показано преобразование АМ/АМ для модели усилителя с $p = 2$, для различных значений K . По оси x нормированные значения $G(A)/g_0 A_{\text{нас}}$, по оси y $A/A_{\text{нас}}$.

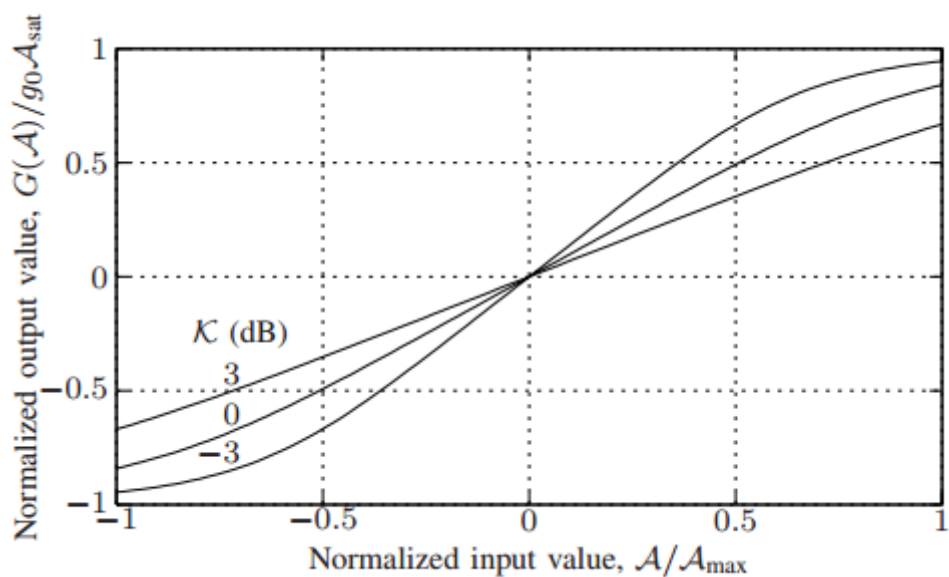


Рис. 2.3. График зависимости нормированного выходного напряжения от входного [5]

Для $K = -3$ дБ, $PAPR$ входного сигнала в два раза больше ИВО, таким образом, уровень нелинейности большой. С другой стороны, для $K = 3$ дБ ИВО в два раза больше чем $PAPR_{in}$ и AM/AM преобразование почти линейно.

1.4 Критерий оценки эффективности системы

Для оценки эффективности работы системы используется понятие total degradation (TD) [5].

$$TD = SNR_{yM} (ИВО) - SNR_{ш} + ИВО[\partial Б], \quad (23)$$

где $SNR_{ш}$ – отношение сигнал/шум, обеспечивающее заданную вероятность ошибочного приема при наложении шума.

SNR_{yM} – отношение сигнал/шум с учетом нелинейных искажений усилителя при смещении рабочей точки на заданную величину.

Цель – определить оптимальное значение ИВО, при котором достигается наименьшее значение TD.

Эффективная схема уменьшения пик-фактора входного сигнала должна уменьшать значение TD. Вопрос заключается в том, обеспечивает ли общий выигрыш помехоустойчивости клипированный сигнал большей мощности с наличием межсимвольной интерференции.

1.5 Выводы по разделу

Проведен анализ свойств сигналов с ортогональным и неортогональным частотным мультиплексированием. Основным недостатком таких сигналов – высокое значение пик-фактора. Рассмотрены различные методы снижения пик-фактора сигналов с OFDM и SEFDM. Описана модель усилителя мощности, вносящего искажения в сигнал, обусловленные нелинейностью амплитудной характеристики. В качестве критерия оценки энергетической эффективности системы выбран параметр TD (total degradation), определенный как сумма смещения рабочей точки усилителя относительно области насыщения (случая, в котором достигается максимальный КПД) и разности отношений сигнал шум для случая, учитывающего влияние нелинейных искажений усилителя, и идеального случая.

2. Исследование влияния амплитудного ограничения на помехоустойчивость приема сигналов

2.1 Описание модели

Для исследования помехоустойчивости SEFDM-сигнала разработана модель в среде MatLab, представленная на рис. 4.

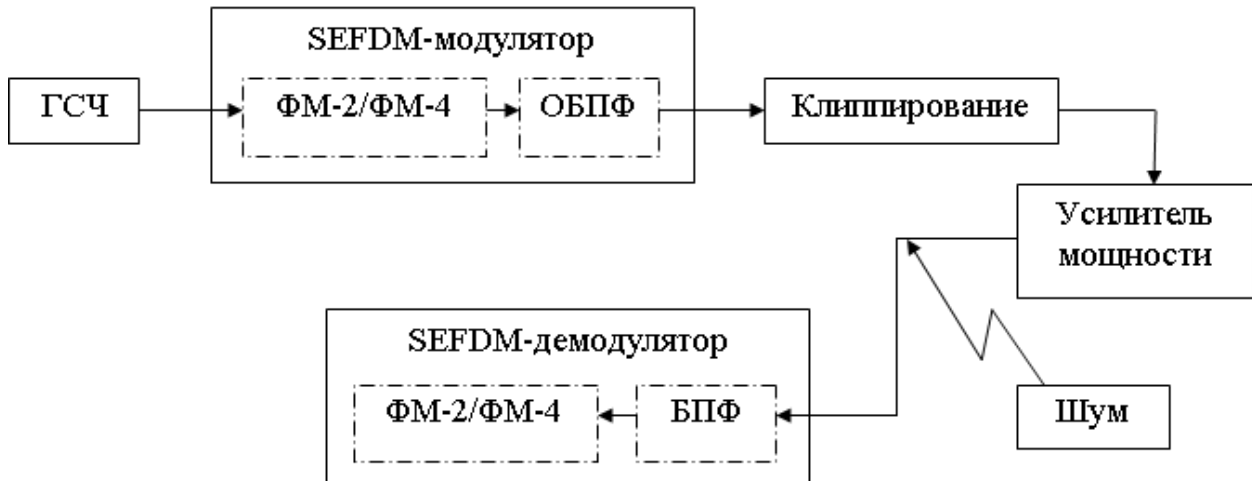


Рис. 3.1. Модель для исследования помехоустойчивости SEFDM-сигнала.

Для формирования SEFDM символа генерируется случайный сигнал, который поступает в модулятор. Модуляционные символы подвергаются обратному быстрому преобразованию Фурье с частотным разносом $\Delta f = \alpha/T$, где $\alpha < 1$. Полученная последовательность SEFDM – символов клиппируется по порогу X так, чтобы достигалась заданная помехоустойчивость ($P_{clip}=10^{-3}$). Клиппированный сигнал поступает на вход усилителя, описанного в разделе 2.3 с передаточной характеристикой (15). Прием осуществляется по алгоритму диаграммы состояний, на выходе которого имеется последовательность SEFDM–символов, минимизирующая весовую функцию Q , определяемую выражением[6]:

$$Q = \int_{-T/2}^{T/2} |x(t) - s(t, d_{i(-(N-1)/2)}, d_{q(-(N-1)/2)}, \dots, d_{i((N-1)/2)}, d_{q((N-1)/2)}| dt. \quad (24)$$

Далее к сигналу, прошедшему усилитель, добавляется аддитивный белый гауссовский шум с фиксированной мощностью $P_{ш}$, осуществляется прием и демодуляция этого сигнала. Затем вычисляется метрика энергетической эффективности системы TD.

2.2 Выбор рабочей точки усилителя для сигналов с различными параметрами

Чтобы эффективно использовать усилитель мощности, т.е. обеспечить его максимальный КПД, требуется выбрать рабочую точку так, чтобы средняя мощность на входе усилителя равнялась уровню насыщения $A_{\text{нас}}$. Для того, чтобы уменьшить уровень искажений SEFDM сигнала в усилителе, необходимо выбрать рабочую точку, которая соответствует средней мощности сигнала, на линейном участке. Таким образом, существует два фактора, зависящих от величины смещения рабочей точки усилителя относительно точки насыщения: изменение средней мощности сигнала и появление искажений в сигнале из-за нелинейной передаточной характеристики усилителя.

Результаты получены для значений $\alpha = [1 \ 0.9 \ 0.825]$ и модуляции ФМ-2, ФМ-4.

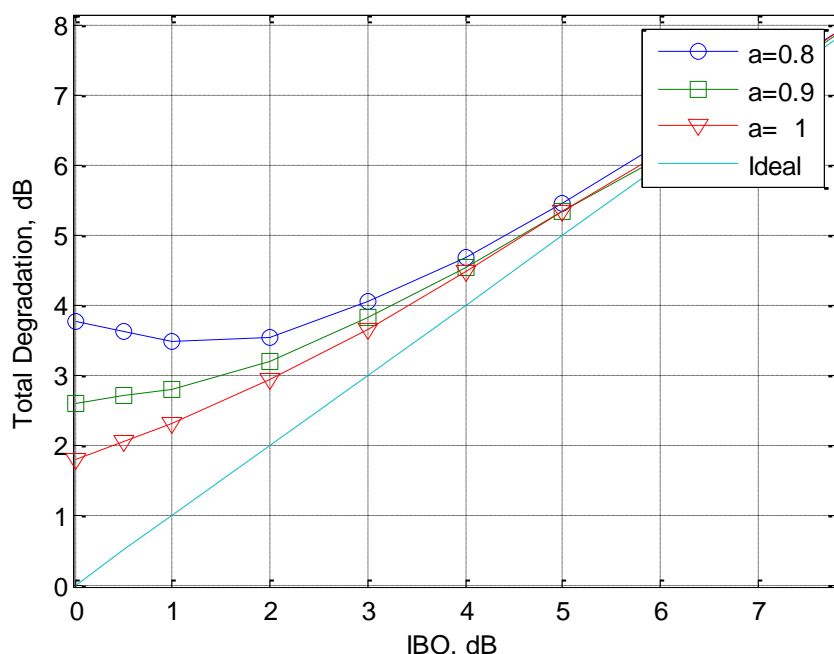


Рис.3.2. Зависимость энергетической эффективности системы TD от смещения IBO, ФМ-2, $N=64$.

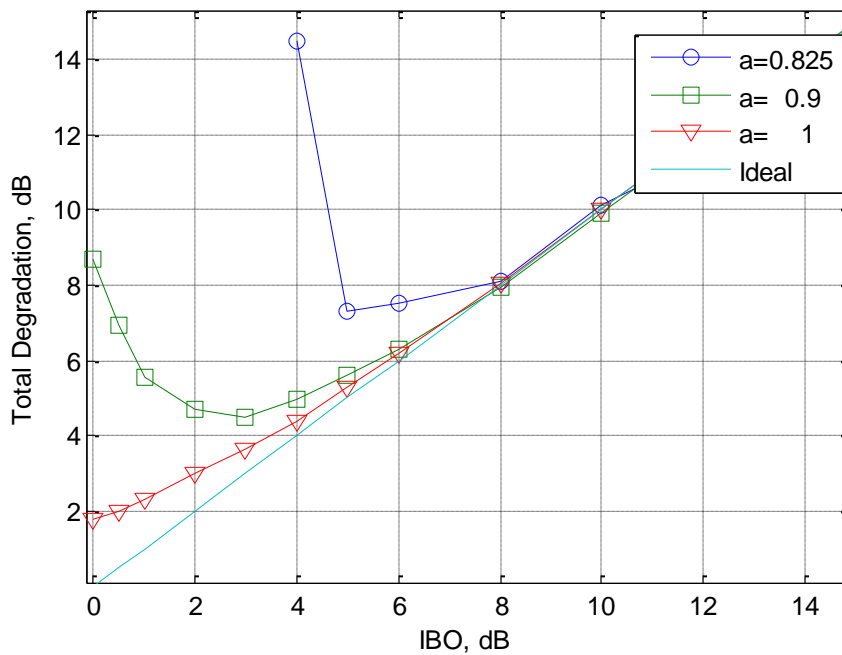


Рис.3.3. Зависимость энергетической эффективности системы TD от смещения IBO, ФМ-4, $N=64$.

Увеличение величины частотного разноса α и уменьшение величины смещения IBO приводит к увеличению энергетического проигрыша системы.

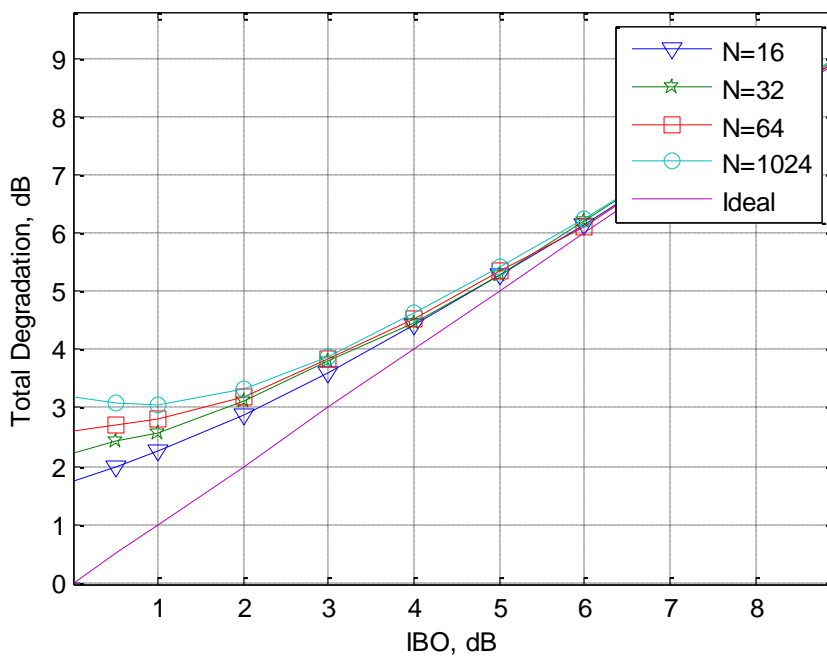


Рис. 3.4. Зависимость энергетической эффективности системы TD от смещения IBO, ФМ-2, $\alpha=0.9$ при различных значениях N .

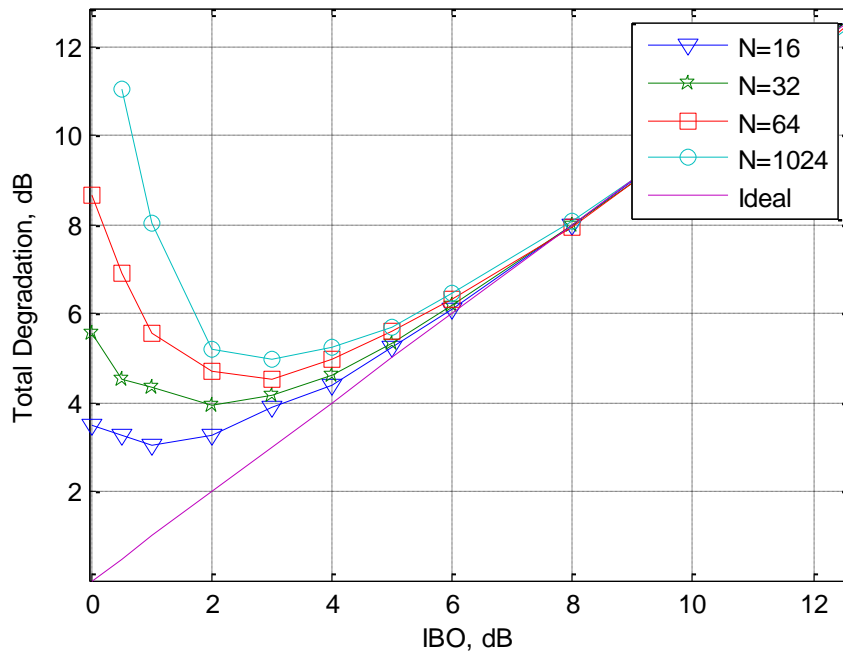


Рис. 3.5. Зависимость энергетической эффективности системы TD от смещения IBO, ФМ-4, $a=0.9$ при различных значениях N .

Чем больше количество поднесущих N в сигнале, тем больше его пик-фактор, а значит, требуется большее значение IBO.

2.3 Влияние клиппирования на помехоустойчивость приема сигналов

Клиппирование сигнала производится в соответствии с формулой (3). Моделирование проводится для 2 уровней клиппирования: уровня, равного уровню насыщения $X_{\text{нас}}$, и уровня, смещенного на -1 дБ от уровня насыщения $X_{\text{нас}}-1$, при различных $\alpha = [1 \ 0.9 \ 0.825]$, видах модуляции ФМ-2, ФМ-4, количество поднесущих $N = 64$.

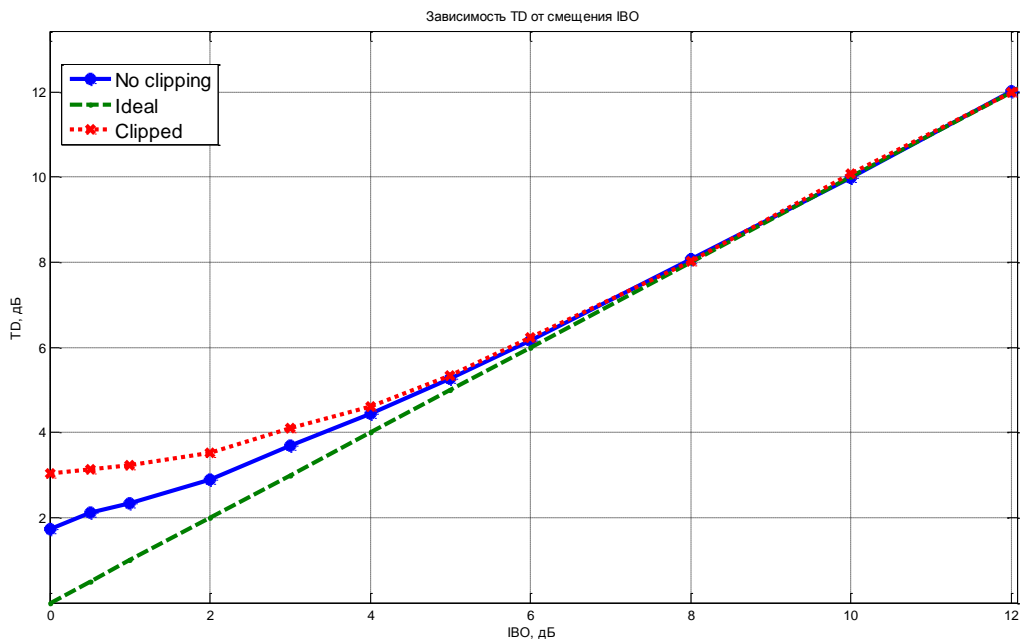


Рис.3.6. Зависимость энергетической эффективности системы TD от смещения ИВО, ФМ-2, $N=64$, $\alpha = 0.825$, $X = X_{\text{нас}}$.

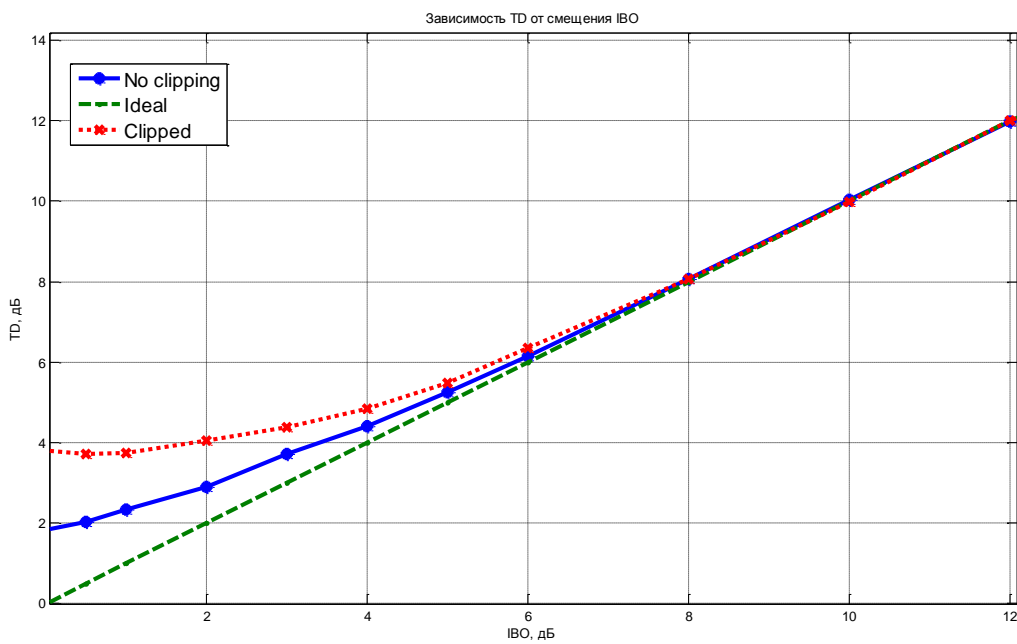


Рис.3.5. Зависимость энергетической эффективности системы TD от смещения ИВО, ФМ-2, $N=64$, $\alpha = 0.825$, $X = X_{\text{нас}}-1$.

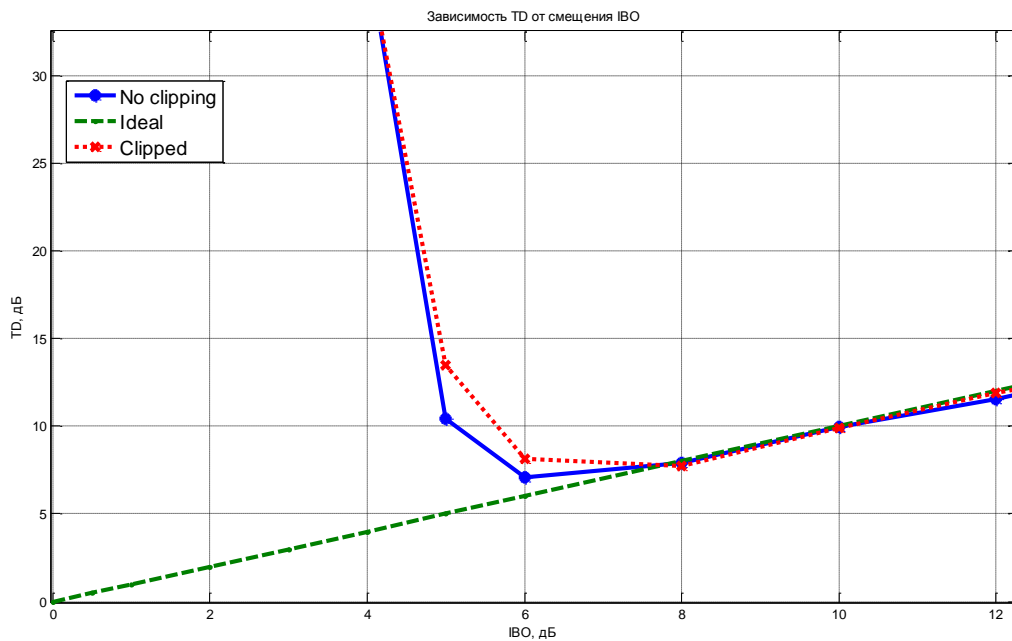


Рис.3.6. Зависимость энергетической эффективности системы TD от смещения ИВО, ФМ-4, $N=64$, $\alpha = 0.825$, $X = X_{\text{нас}}$.

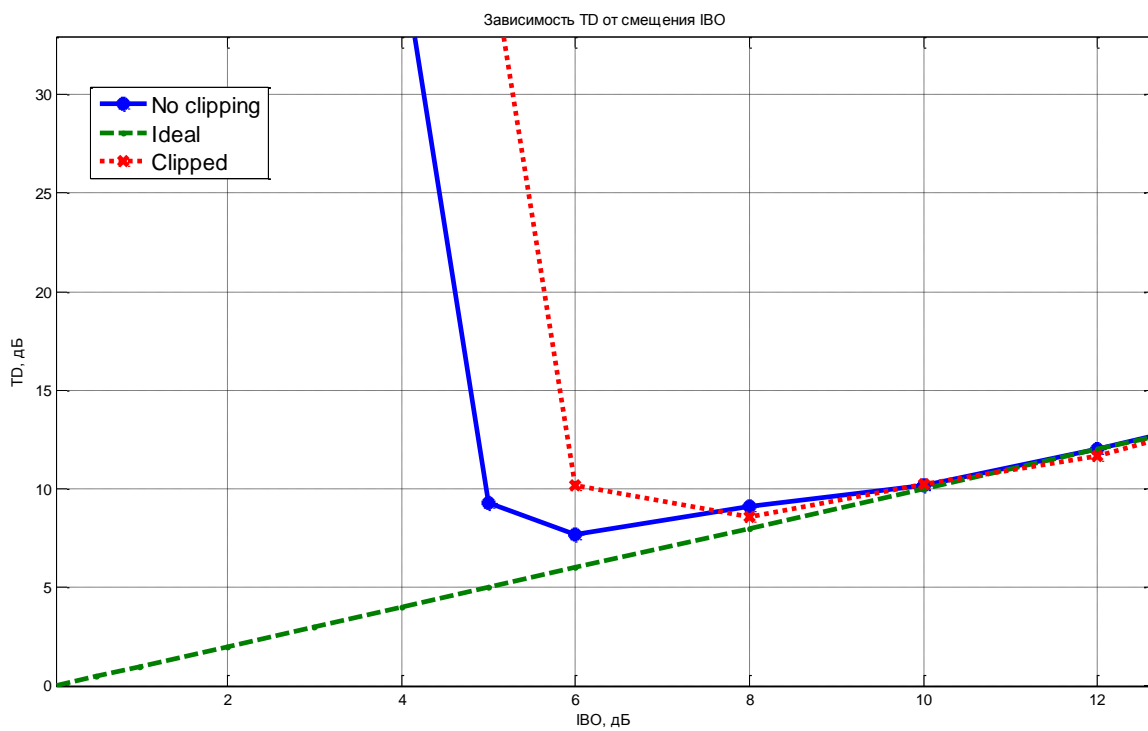


Рис.3.7. Зависимость энергетической эффективности системы TD от смещения ИВО, ФМ-4, $N=64$, $\alpha = 0.825$, $X = X_{\text{нас}}-1$.

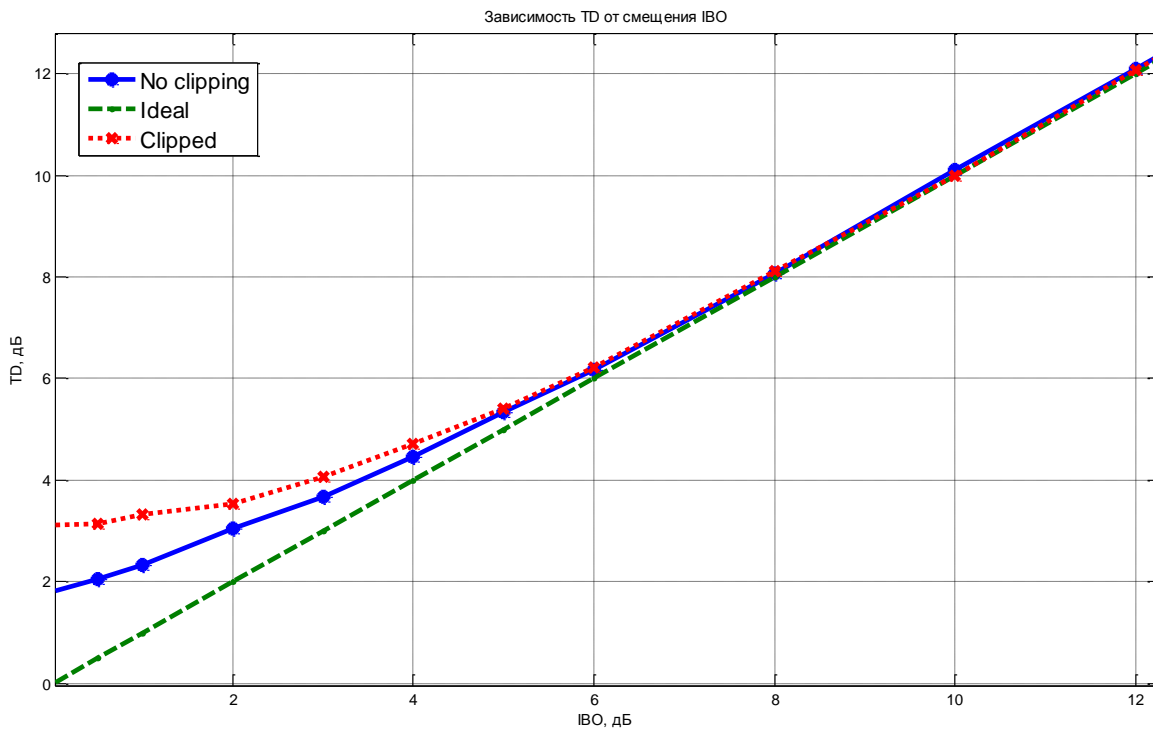


Рис.3.8. Зависимость энергетической эффективности системы TD от смещения IBO, ФМ-2, $N=64$, $\alpha = 0.9$, $X = X_{\text{нас}}$.

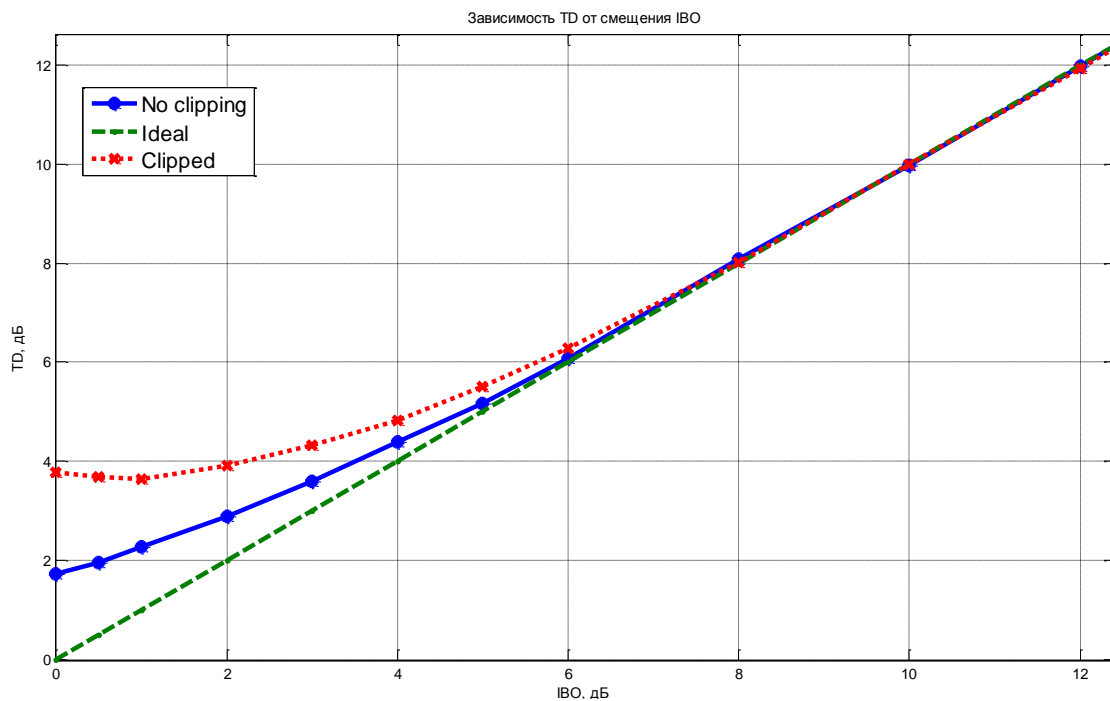


Рис.3.9. Зависимость энергетической эффективности системы TD от смещения IBO, ФМ-2, $N=64$, $\alpha = 0.9$, $X = X_{\text{нас}} - 1$.

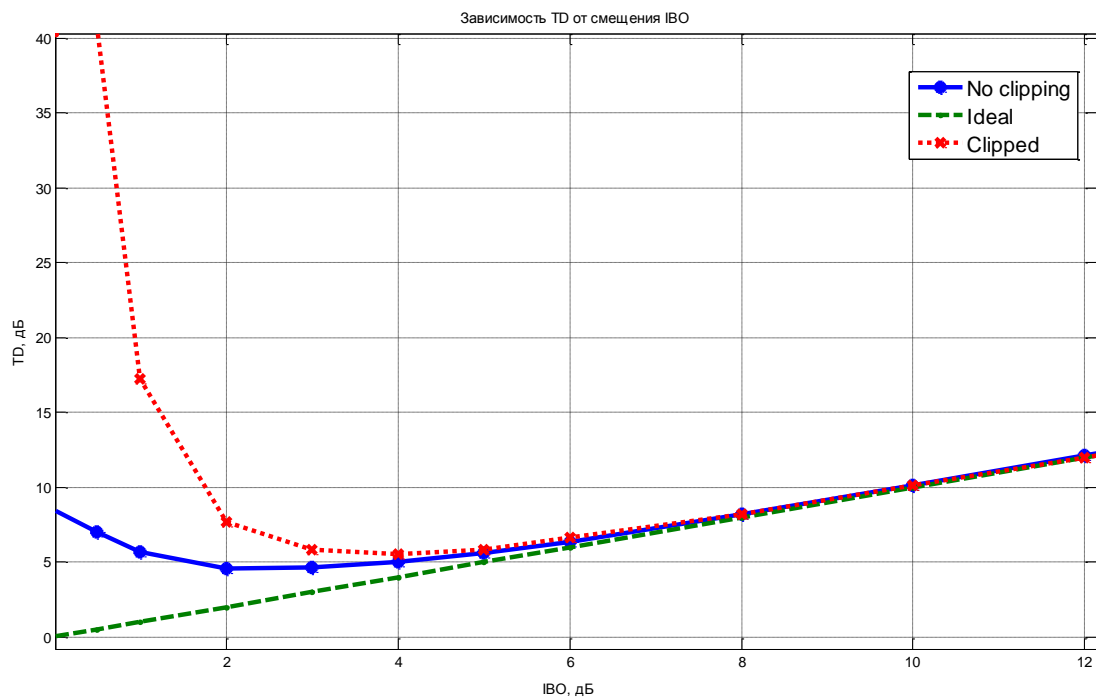


Рис.3.10. Зависимость энергетической эффективности системы TD от смещения IBO, ФМ-4, $N=64$, $\alpha = 0.9$, $X = X_{\text{нас}}$.

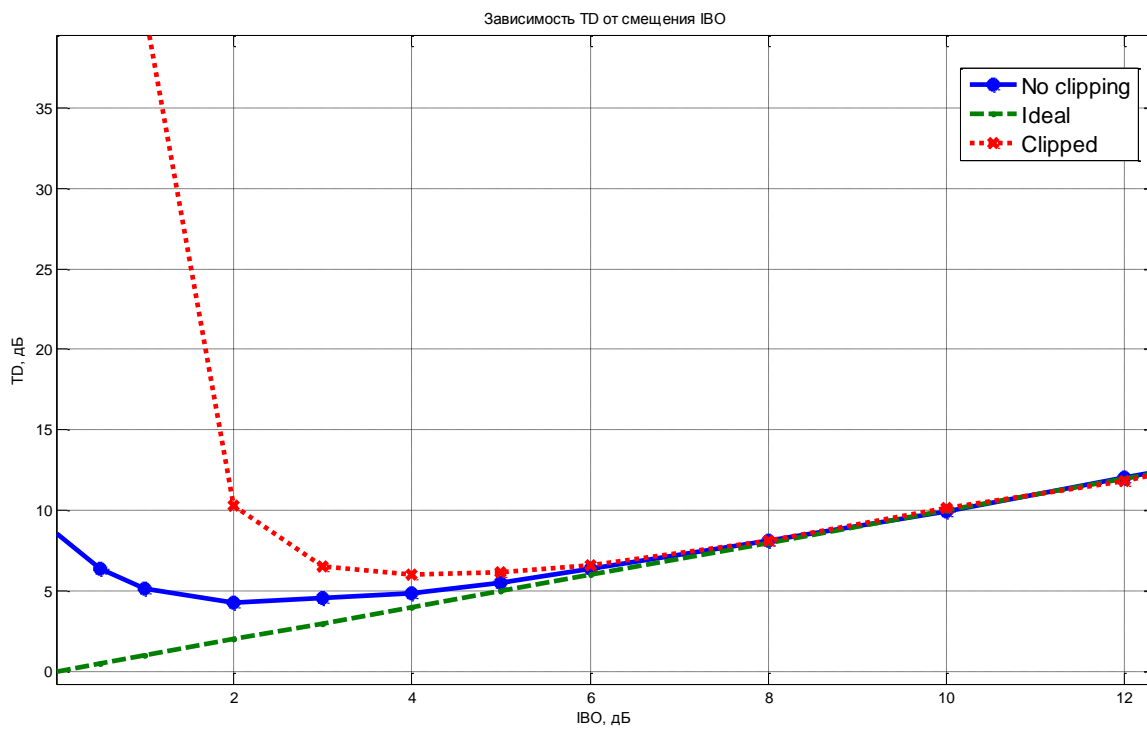


Рис.3.11. Зависимость энергетической эффективности системы TD от смещения IBO, ФМ-4, $N=64$, $\alpha = 0.9$, $X = X_{\text{нас}}-1$.

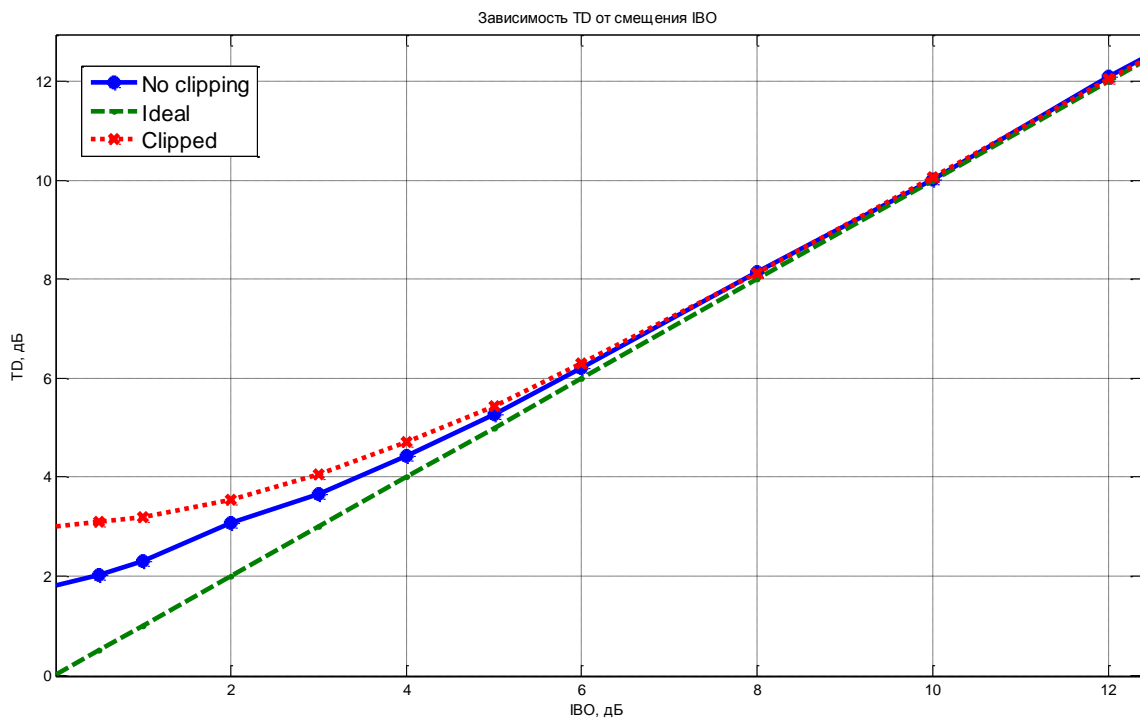


Рис.3.12. Зависимость энергетической эффективности системы TD от смещения IBO, ФМ-2, $N=64$, $\alpha = 1$, $X = X_{\text{нас}}$.

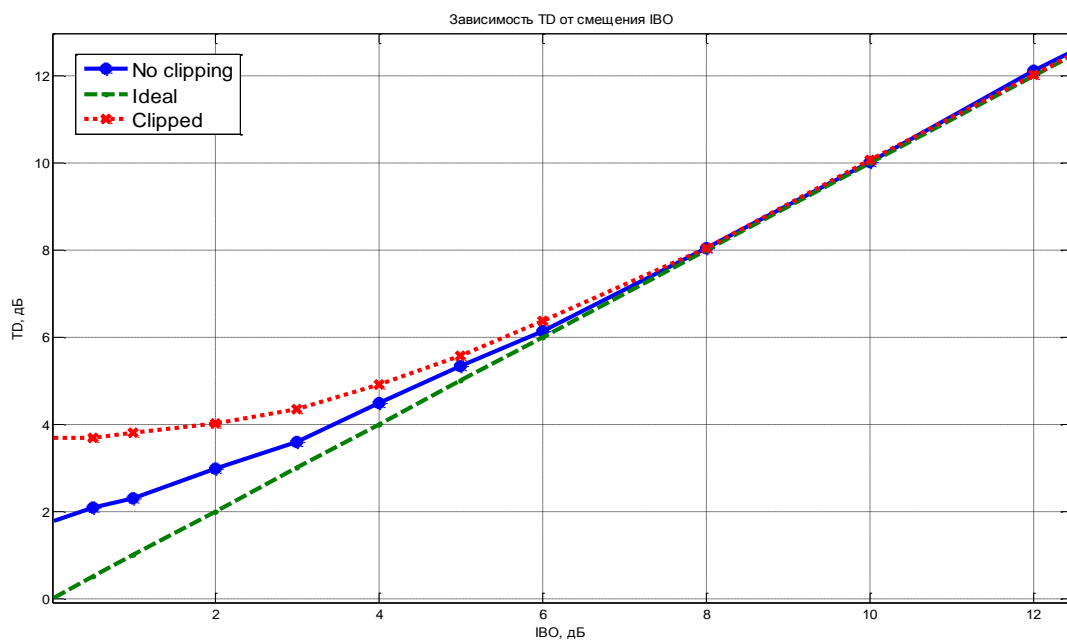


Рис.3.13. Зависимость энергетической эффективности системы TD от смещения IBO, ФМ-2, $N=64$, $\alpha = 1$, $X = X_{\text{нас}}-1$.

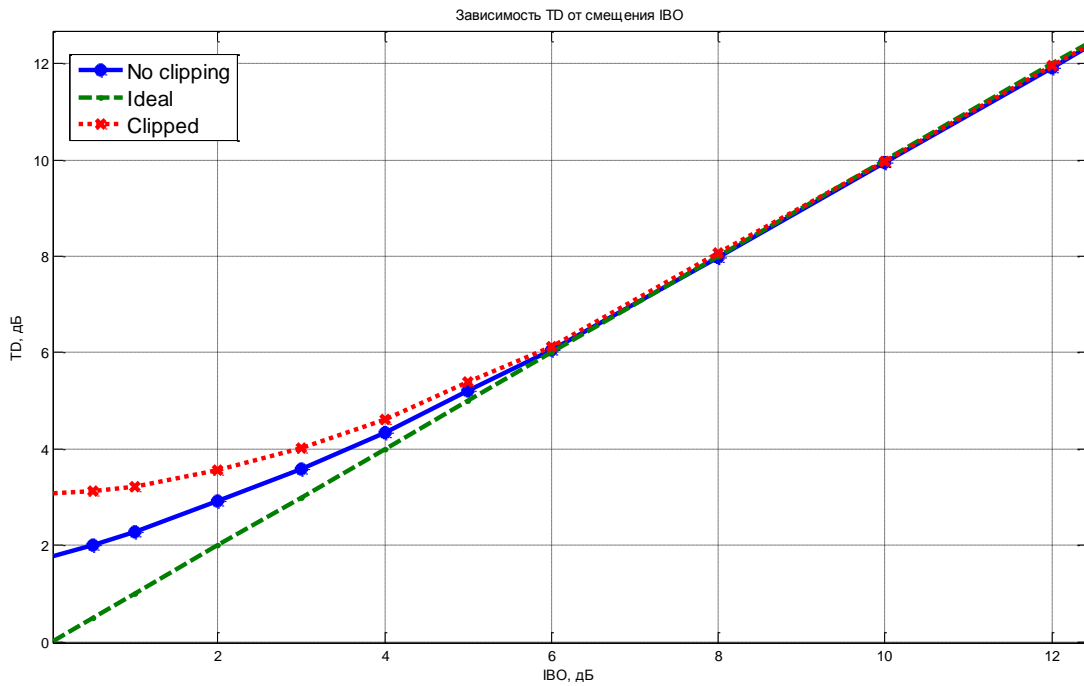


Рис.3.14. Зависимость энергетической эффективности системы TD от смещения IBO, ФМ-4, $N=64$, $\alpha = 1$, $X = X_{\text{нас}}$.

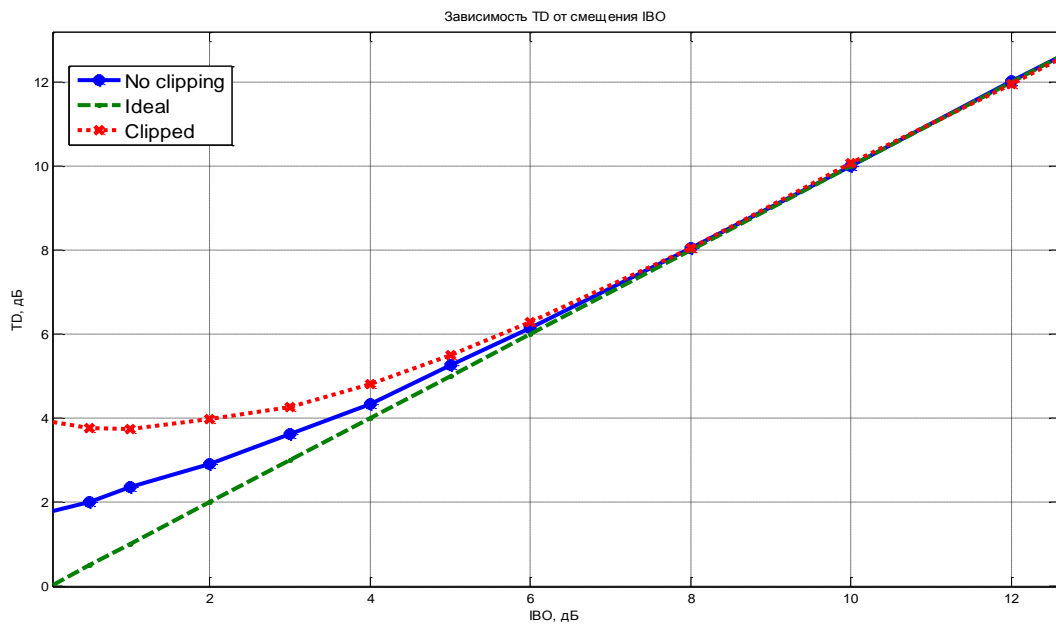


Рис.3.15. Зависимость энергетической эффективности системы TD от смещения IBO, ФМ-4, $N=64$, $\alpha = 1$, $X = X_{\text{нас}}-1$.

Задачей является выбор такой рабочей точки усилителя, которая обеспечивала бы минимальное значение TD при заданном уровне клиппирования.

Для модуляции ФМ-2 и уровня клиппирования, равного уровню насыщения, максимальный энергетический проигрыш при смещении рабочей точки на 2 дБ клиппированного сигнала по сравнению с идеальным на 1-1.5 дБ

больше, чем у не клипированного сигнала. Для уровня клипирования, меньшего уровня насыщения на 1 дБ, максимальный энергетический проигрыш клипированного сигнала на 2 дБ больше, чем у не клипированного сигнала. Влияние частотного разнеса для данного вида модуляции не велико, при увеличении α энергетический проигрыш уменьшается на 0.1-0.4 дБ.

α	TD клипированный	TD без клипирования
1	3.01 дБ	1.825 дБ
0.9	3.02 дБ	1.8 дБ
0.825	3.05 дБ	1.75 дБ

Для модуляции ФМ-4 и уровня клипирования, равного уровню насыщения, максимальный энергетический проигрыш клипированного сигнала по сравнению с идеальным на 1 дБ больше при $\alpha = 1$ и на 3 дБ больше при $\alpha = 0.9$ и 0.825, чем у не клипированного сигнала. При увеличении частотного разнеса увеличивается наименьшее достижимое значение энергетического проигрыша TD. Для ФМ-4 с уменьшением частотного разнеса α минимальные значения TD достигаются при больших значения смещения по сравнению с ФМ-2.

α	TD клипированный	TD без клипирования	ИВО
1	3.08 дБ	1.765 дБ	0 дБ
0.9	5.8 дБ	4.6 дБ	3 дБ
0.825	8.15 дБ	7.1 дБ	6 дБ

Для уровня клипирования, меньшего уровня насыщения на 1 дБ, при уменьшении частотного разнеса α наименьшее достижимое значение энергетического проигрыша клипированного сигнала увеличивается.

2.4 Выводы по разделу

На основе материалов пп. 2.2, 2.3 в среде MatLab были разработаны модель усилителя мощности и модель клипирования. Для различных значений смещения рабочей точки, уровней клипирования, величин частотного разнеса и видов модуляции проводилась оценка энергетической эффективности системы.

На основе полученных результатов можно сделать вывод о неэффективности применения клиппирования к сигналам, поступающим на вход усилителя. Используя полученные результаты, для сигналов SEFDM, в зависимости от их параметров и вида модуляции поднесущих, можно найти величину смещения рабочей точки, обеспечивающую требуемую помехоустойчивость, но клиппированный сигнал с любыми параметрами будет заведомо иметь больший энергетический проигрыш, чем не клиппированный.

3. Заключение

В результате работы были разработаны модель для исследования влияния усилителя мощности и модель для исследования влияния клиппирования на помехоустойчивость приема сигналов SEFDM.

Получены зависимости величины энергетического проигрыша TD от смещения рабочей точки ИВО для различных параметров сигнала.

Минимальное значение TD увеличивается при уменьшении частотного разноса α . Для ФМ-2 минимальное значение TD = 1.75 дБ достигается при ИВО = 0 дБ. Для ФМ4 минимальное значение TD достигается при значениях ИВО от 0 до 6 дБ в зависимости от α .

Для ФМ-4 с уменьшением частотного разноса α минимальные значения TD достигаются при больших значения смещения.

Введение дополнительного клиппирования приводит к увеличению энергетического проигрыша, который составляет 2 дБ для ФМ2 и превышает 10 дБ для ФМ4 и $\alpha = 0.825$.

На основе полученных результатов для сигналов SEFDM с заданными параметрами можно определить величину смещения рабочей точки, которая обеспечивает минимальный энергетический проигрыш относительно идеального случая.

Список использованных источников

1. Рашич А. В., Фадеев Д. К. Выбор уровня клиппирования для эффективного использования ограниченного динамического диапазона усилителя мощности радиопередающего устройства при передаче сигналов с OFDM
2. В. Слюсар. Неортогональное частотное мультиплексирование (N-OFDM) сигналов // Технологии и средства связи - 2013 - №5 –С. 61 - 65.
3. Фадеев Д.К. Обзор методов снижения пик-фактора
4. Коржихин Е.О., Власюк И.В. Методы снижения пик-фактора в системах наземного цифрового телевизионного вещания стандарта DVB-T2 //Т-Comm - Телекоммуникации и Транспорт-2012 - №9
5. С. Thompson, John G. Proakis, and James R. Zeidler. The Effectiveness of Signal Clipping for PAPR and Total Degradation Reduction in OFDM Systems Steve // IEEE - 2005
6. Фадеев Д. К. Влияние смещения рабочей точки усилителя мощности на помехоустойчивость сигналов SEFDM.
7. С.Б. Макаров, С.В. Завьялов. Повышение помехоустойчивости когерентного приема неортогональных многочастотных сигналов.