

**МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**

**Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования
«Национальный исследовательский
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского»**

Радиофизический факультет

Направление 03.04.03 «Радиофизика»
Направленность «Статистическая радиофизика»

ВЫПУСКНАЯ КВАЛИФИКАЦИОННАЯ РАБОТА

**МЕТОД КОМПЕНСАЦИИ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ УСИЛИТЕЛЯ
МОЩНОСТИ ДЛЯ СТАНДАРТА МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ 5G NR**

«К защите допущен»:

Зав. кафедрой статистической радиофизики
и мобильных систем связи,
профессор, д.ф.-м.н.

_____ Мальцев А.А.

Научный руководитель,
профессор, д.ф.-м.н

_____ Мальцев А.А.

Рецензент,
доцент, к.ф-м.н.

_____ ??????????

Консультант по технике безопасности,
доцент, к.ф.-м.н.

_____ Клемина А.В.

Студент 4-го курса магистратуры

_____ Шиков А.П.

Нижний Новгород
2022 год

Содержание

Введение	3
1 Роль усилителя мощности и влияние нелинейности на характеристики различных сигналов	5
1.1 Описание принципа работы усилителя мощности	5
1.2 Нелинейность и искажение сигналов	7
1.2.1 Single Carrier	8
1.2.2 OFDM / CP-OFDM	9
1.2.3 DFT-s-OFDM	10
1.3 Проблема пик-фактора PAPR сигнала OFDM	11
1.4 Математическое описание характеристик реальных УМ	12
1.4.1 Модель Раппа	13
1.4.2 Параметры модели Раппа для диапазона 30-70 ГГц	14
1.5 Характеристики УМ в миллиметровом диапазоне	14
1.5.1 Параметры новой модели для диапазона частот 100-200 ГГц	16
2 Метод компенсации нелинейных искажений на приемнике	17
2.1 Краткое описание архитектуры LLS системы мобильной связи 5G NR	17
2.2 Реализация нелинейных искажений в LLS и их влияние на качество приема	18
2.3 Обзор существующих решений	20
2.3.1 Обработка сигнала на передатчике	20
2.3.2 Обработка сигнала на приемнике	21
2.4 Подход и описание нового метода компенсации нелинейных искажений на приемнике	21
2.4.1 Компенсация с использованием обратной характеристики усилителя	22
2.4.2 Адаптация алгоритма компенсации в зависимости от типа используемого сигнала	24
2.4.3 Особенности использования обратной амплитудной характеристики для компенсации нелинейных искажений	26
3 Результаты	29
3.1 Результаты симуляций для модели 30-70 ГГц	30
3.2 Результаты симуляций для модели 100-200 ГГц	31
4 Заключение	34
Техника безопасности	35

Введение

Развитие стандарта мобильной связи 5G New Radio (NR), разрабатываемого консорциумом 3GPP (Англ. - *3rd Generation Partnership Project*), тесно связано с развитием технологии Интернета Вещей (Англ. - *IoT - Internet of Things*). Высокая скорость, надежность сети, малая задержка, а также возможность массового подключения "умных" устройств являются важнейшими параметрами, определяющими производительность системы в целом.

Одни из последних релизов стандарта 5G NR - релизы 15 и 16 обеспечивают поддержку несущих частот до 52.6 ГГц. С целью расширить поддержку текущего частотного диапазона FR2 (Англ. - *Frequency Range 2*) до 52.6 - 71 ГГц с минимальными вносимыми изменениями в систему [1] [2], группа RAN проекта 3GPP уже исследовала требования для диапазона 52.6 - 114.25 ГГц [3]. Помимо этого, была также исследована возможность расширения частотного диапазона до миллиметровых волн 71-114 ГГц. Однако в этом диапазоне появляется такое ограничение, как нелинейный искажения, вызванные работой усилителя мощности (УМ). Несмотря на значительное продвижение в технологии разработки и проектирования УМ с использованием новых материалов, все ещё наблюдаются значительные нелинейные искажения сигнала при использовании стандартной мощности передатчика [4]. В данном диапазоне частот УМ может внести значительные искажения, кардинально снизив производительность системы. Это особенно заметно для высокоэффективных модуляций, например, 64-QAM и 256-QAM.

Данным эффектом искажения сигнала можно пренебречь в низких диапазонах частот, таких как FR1 и частично FR2. Рабочую точку УМ в этих диапазонах можно выбрать таким образом, что на выходе усилителя будет достигаться необходимая выходная мощность, и при этом УМ будет работать в линейной области своей характеристики, что минимизирует вносимые в передаваемый сигнал искажения.

Проблема искажения сигнала на высоких частотах наиболее актуальна при рассмотрении использования стандарта связи 5G NR в применении к технологии Интернета Вещей. В данном случае система имеет огромное количество небольших и простых передающих устройств, таких как датчики, сенсоры, а также прочие устройства, используемые для обеспечения тесно связанного окружения. Подобные элементы часто имеют низкокачественные передающие и усилительные цепи ввиду необходимости общей низкой стоимости прибора. Также данные устройства должны быть энергоэффективными и минимизировать общее потребление электроэнергии для возможности создания инфраструктуры из большого количества отдельных компонент. Эти факторы являются ключевыми при выборе метода компенсации вносимых нелинейных искажений, поскольку вспомогательная обработка на передатчике может внести дополнительные энергозатраты, нежелательные для дешевого, энергоэффективного устройства.

Проблема компенсации нелинейных искажений, вносимых УМ, рассматривалась во многих работах, в том числе для низких диапазонов частот [5—11]. Рассматривались

различные подходы, в основе которых лежали предварительное искажение (Англ. - *Pre-Distortion (PD), Digital Pre-Distortion (DPD)*) сигнала на передатчике с целью "выпрямления" амплитудной характеристики усилителя. Однако такие методы требуют дополнительной сигнальной обработки на передатчике, что негативно влияет на энергоэффективность устройства. В основе другого метода лежит обработка сигнала на приемнике, когда принятый сигнал подвергается обработке на стороне принимающего устройства с целью компенсации искажений, внесенных на УМ передатчика. В качестве методов компенсации используют обратную характеристику УМ, статистические подходы для определения усредненного искажения и его дальнейшей компенсации, последовательный метод Монте-Карло и другие. Также важно отметить необходимость в определенных случаях знать на приемнике параметры УМ, который расположен на передатчике.

Также важно отметить, что характеристики УМ в миллиметровом диапазоне частот 100-200 ГГц значительно отличаются от характеристик усилителей в диапазоне 30-70 ГГц. На более высоких частотах, характеристики значительно хуже, это означает необходимость применения определенного метода компенсации искажения для повышения качества передачи информации.

В данной работе предлагается метод компенсации нелинейных искажений внесенных усилителем мощности на приемнике. Основа метода компенсации заключается в использовании обратной характеристики УМ, однако перед этим сигнал определенным образом обрабатывается. Предлагаемый метод может быть использован для разных типов сигналов(CP-OFDM, DFT-s-OFDM), в зависимости от рассматриваемой задачи. Также, в рамках данной работы были исследованы характеристики современных твердотельных УМ в миллиметровом диапазоне. На основе проведенного исследования, была создана модель для диапазона частот 100-200 ГГц, которая в дальнейшем использовалась в математическом моделировании для проверки работоспособности предлагаемого метода.

1 Роль усилителя мощности и влияние нелинейности на характеристики различных сигналов

Усилитель мощности (УМ) является ключевым компонентом передатчика, отвечающим за повышение мощности сигнала, передаваемого устройством или базовой станцией. УМ также является одним из элементов цепи передатчика с самым высоким энергопотреблением. Чем больше необходимо усилить сигнал, тем больше энергии необходимо УМ. Однако при этом, при высокой мощности, поведение УМ становится нелинейным. Известно, что эффективность УМ, работающего в радиочастотном диапазоне (RF), может значительно повлиять на производительность всей передающей системы в целом [12].

В этой главе рассматривается основной принцип работы УМ, влияние нелинейности на усиливаемый сигнал и математические модели основных характеристик.

1.1 Описание принципа работы усилителя мощности

Одной из основных характеристик УМ является коэффициент усиления (КУ) G , который определяется как отношение выходной мощности P_{out} к входной P_{in} . Часто выражается в дБ:

$$G_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{out}}{P_{in}} \right) \quad (1)$$

КУ УМ зависит от множества факторов, в том числе от свойств элементов, использованных для создания УМ. Реальный УМ — это нелинейное устройство, КУ которого не постоянен. Напротив, КУ сильно зависит от свойств индивидуальных составляющих, входной мощности, частоты сигнала и других параметров. Однако часто считают, что в некотором диапазоне входных мощностей и частот КУ является постоянным или достаточно слабо меняющимся.

Помимо КУ, усилитель мощности часто описывается при помощи двух функций — амплитудная характеристика (АХ) $F_{AM/AM}$ и фазовая характеристика (ФХ) $F_{AM/PM}$. Амплитудная характеристика определяет зависимость значения амплитуды сигнала (напряжения, тока или мощности) на выходе U_{out} от значения амплитуды сигнала на входе U_{in} . Фазовая характеристика определяет величину сдвига фазы $\Delta\varphi$ выходного сигнала относительно входного в зависимости от амплитуды сигнала на входе U_{in} .

$$U_{out} = F_{AM/AM}(U_{in}), \quad \Delta\varphi = F_{AM/PM}(U_{in}) \quad (2)$$

Для удобства описания и анализа сигнала часто прибегают к использованию нотации комплексной огибающей $\tilde{x}(t)$. Тогда входной сигнал может быть записан как

$$x(t) = \tilde{x}(t) \cdot \exp(i\omega_c t), \quad (3)$$

где ω_c - частота несущей, i - мнимая единица, t - время. Комплексная огибающая $\tilde{x}(t)$ имеет следующий вид:

$$\tilde{x}(t) = a(t) \exp(i\varphi(t)), \quad (4)$$

где $a(t)$ - амплитуда, $\varphi(t)$ - фаза входного сигнала. Отклик УМ $y(t)$ в таком случае будет усиленной и искаженной версией $x(t)$, который может быть записан как

$$\begin{aligned} y(t) &= \tilde{y}(t) \cdot \exp(i\omega_c t) \\ \tilde{y}(t) &= F_{AM/AM}(a(t)) \cdot \exp[i\varphi(t) + F_{AM/PM}(a(t))]. \end{aligned} \quad (5)$$

В случае идеального УМ, амплитудная характеристика имеет вид прямой (см. рис. 1.1а), пересекающейся с началом координат. Это означает, что коэффициент усиления линейного (идеального) усилителя постоянен и не зависит от входного сигнала. Коэффициент усиления идеального УМ может быть определен как тангенс угла наклона АХ к оси абсцисс.

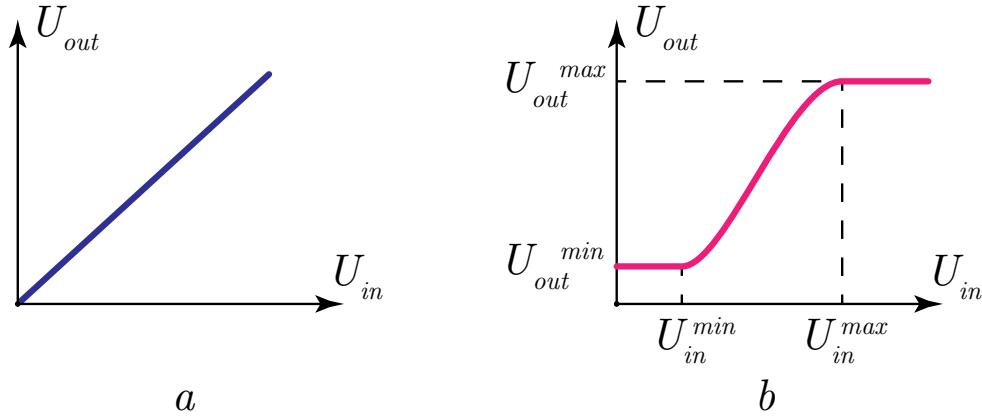


Рис. 1.1: Амплитудные характеристики идеального и реального усилителя мощности

Однако как наблюдается на практике, АХ усилителей редко бывают линейными, ввиду множества факторов, обуславливающих нелинейность этой характеристики (см. Рис. 1.1б). При нулевом напряжении на входе, на выходе усилителя присутствует ненулевое напряжение, обусловленное собственными шумами усилителя. Из-за этого появляется изгиб в нижней части АХ. При достаточно больших значениях входной амплитуды, АХ также отклоняется от прямой. Из-за выхода рабочей точки отдельных элементов усилителя за пределы рабочего диапазона, возникают нелинейные искажения, вследствие которых коэффициент усиления сигнала выходит на уровень насыщения.

При этом, АХ реального УМ имеет определенный диапазон входных значений амплитуд ($U_{in}^{min}, U_{in}^{max}$), при которых искажения практически отсутствуют и усилитель подобен идеальному. Эта область называется *динамическим диапазоном усилителя* и выражается как

$$D = \frac{U_{in}^{max}}{U_{in}^{min}}. \quad (6)$$

В связи с ограниченностью динамического диапазона УМ, часто изменяют входной сигнал таким образом, чтобы итоговая рабочая точка находилась в нужном диапазоне линейности и усиления. Используется смещение рабочей точки относительно выходной мощности - ОВО (Англ. - *Output back-off*), и смещение рабочей точки относительно входной мощности - ИБО (Англ. - *Input back-off*) (см. рис. 1.2). При этом обычно представляется возможным пересчет одной величины в другую, так как по сути они являются взаимозаменяемыми. Разница состоит в том, относительно чего происходит сдвиг рабочей точки — максимальной выходной, либо максимальной входной мощности.

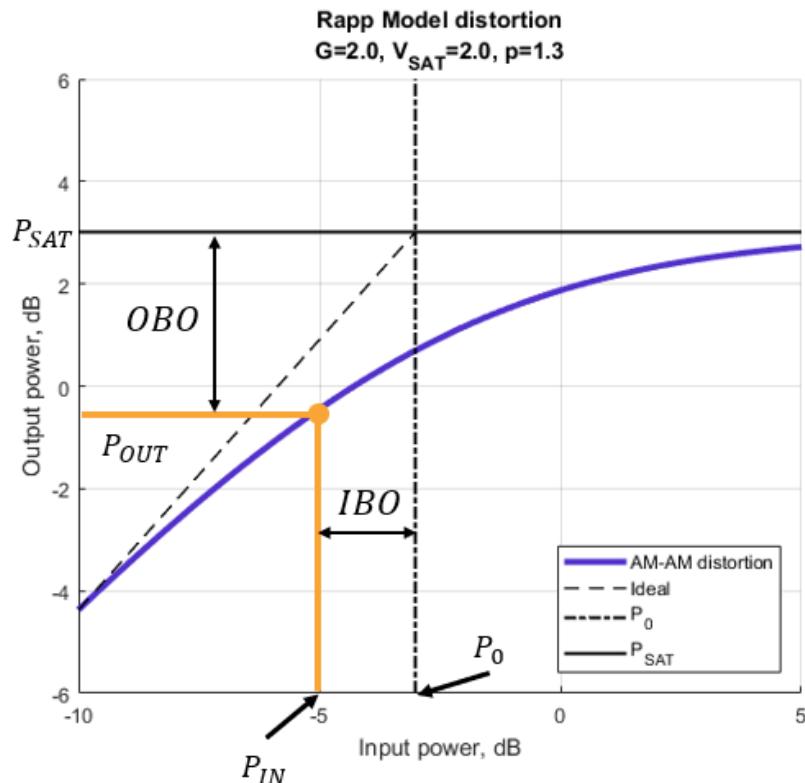


Рис. 1.2: Смещение рабочей точки усилителя относительно входной (ИБО) и выходной мощности (ОВО).

$$OBO = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_{sat}}{P_{out}} \right), \quad IBO = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_0}{P_{in}} \right) \quad (7)$$

Большие значения ИБО/ОВО могут обеспечить хорошую линейность АХ, однако это также приведет к уменьшению средней выходной мощности сигнала. Таким образом, в реальных применениях определяется наиболее подходящее значение ИБО /ОВО, обеспечивающее необходимую линейность характеристики, а также необходимое усиление.

1.2 Нелинейность и искажение сигналов

Мощность на выходе УМ увеличивается вместе с ростом входной мощности, однако, как только уровень выходной мощности достигает определенного максимума, КУ

перестает быть постоянным и усилитель входит в область насыщения. В этой области больше всего проявляется нелинейность УМ — выходная мощность перестает увеличиваться с ростом входной мощности. Работа УМ в нелинейной области влечет за собой нелинейные искажения сигнала, которые заключаются в изменение его формы и фазы.

В качестве входного рассмотрим сигнал с гармонически меняющейся амплитудой (мощностью P_{in}) (см. рис 1.3). Если УМ находится в линейном режиме работы, то на выходе также будет гармонический сигнал, отличающийся только усилением амплитуды. Однако если усилитель находится в нелинейной области, на выходе сигнал будет отличаться от входного не только значением амплитуды, но и формой. Пики синусоиды будут сжиматься нелинейной частью АХ, что приведет к искажению сигнала на выходе (см. рис 1.3).

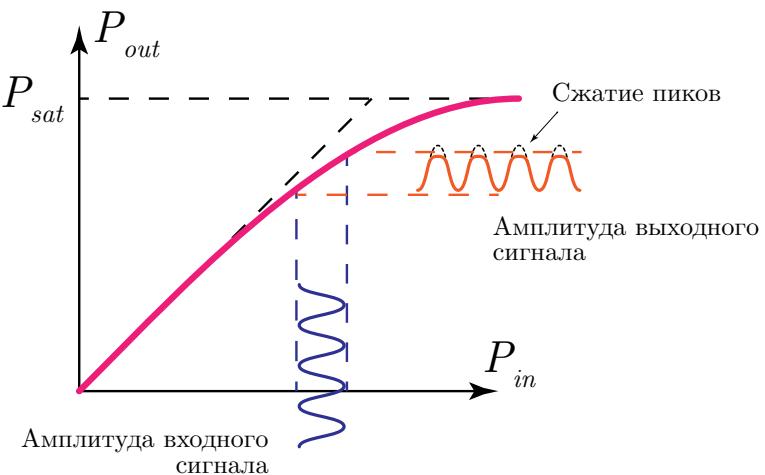


Рис. 1.3: Преобразование сигнала с гармонически меняющейся амплитудой при прохождении через УМ

Рассмотрим влияние нелинейности характеристики усилителя на основные типы сигналов, часть которых используется в стандарте 5G NR.

Для примера рабочая точка (средняя входная мощность) была выбрана так, чтобы влияние нелинейности амплитудной характеристики усилителя была достаточно явна продемонстрирована.

1.2.1 Single Carrier

Single Carrier - SC сигнал с одной несущей, передаваемые данные кодируются с помощью модуляции (BPSK, QPSK, N-QAM) в виде амплитуды сигнала на несущей частоте. Схема генерации SC-сигнала приведена на рис. 1.5. Отметим, что SC сигналом часто называют SC-FDMA сигнал, который в стандарте 5G-NR получил название DFT-s-OFDM.

Поскольку на усилитель подается, по сути, амплитудно модулированный сигнал, то искажения имеют достаточно предсказуемый характер. На рис. 1.4а приведен график

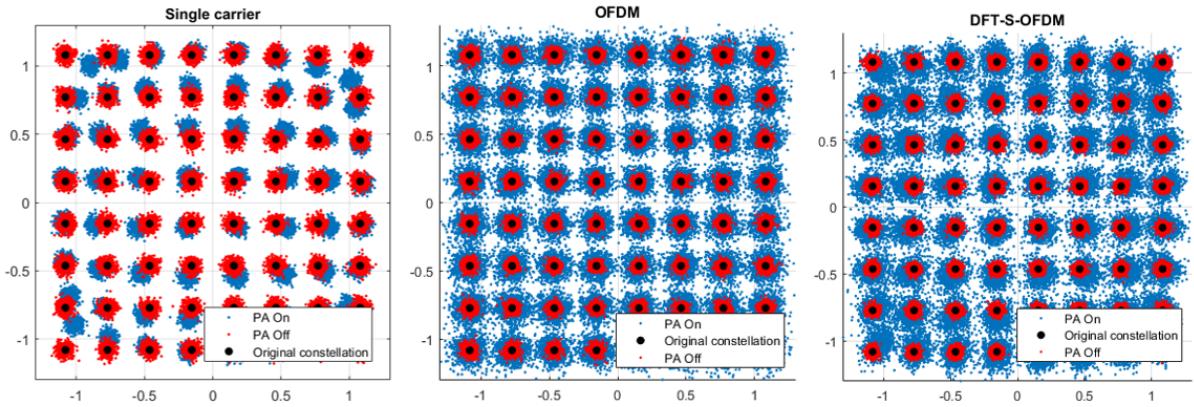


Рис. 1.4: Искажение различных сигналов на приемнике при внесении нелинейного искажения на передатчике

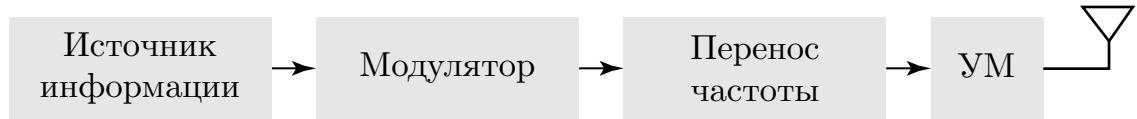


Рис. 1.5: Принципиальная схема генерации SC-сигнала

созвездия модуляции 64-QAM, который в данном случае используется для сигнала SC. Черные точки показывают изначальное местоположение созвездия, красные — созвездия на приемнике с использованием идеального усилителя мощности, синие — созвездия на приемнике с использованием нелинейного усилителя мощности.

Наблюдаемая картина напоминает искажение амплитуды на рис. 1.3, т.е. искажение обработанного сигнала напрямую связано с его амплитудой — чем больше амплитуда, тем больше искажение. Такой тип сигнала имеет детерминированный характер искажения нелинейностью, и может, в теории, быть достаточно просто компенсирован.

1.2.2 OFDM / CP-OFDM

Orthogonal Frequency-Division Multiplexing - OFDM сигнал, использующий большое число близко расположенных ортогональных поднесущих, каждая из которых модулируется по стандартной схему модуляции (аналогично SC). В стандарте 5G NR часто используется *CP-OFDM* - *Cyclic Prefix* OFDM - сигнал OFDM с добавлением циклического префикса. СР необходим для борьбы с межсимвольной интерференцией (ISI), и заключается в создании межсимвольного защитного интервала, состоящего из копии части OFDM-символа. Принципиальная схема генерации OFDM сигнала приведена на рис. 1.6. OFDM сигнал принципиально отличается от SC сигнала, поток данных делится на несколько параллельных подпотоков с более низкой скоростью передачи (увеличение длительности символа), а каждый поток модулируется на своей ортогональной подне-

сущей. OFDM также достаточно прост в обработке, чаще всего применяется прямое и обратное преобразование Фурье, с помощью которого происходит перенос сигнала между частотной и временной областью.

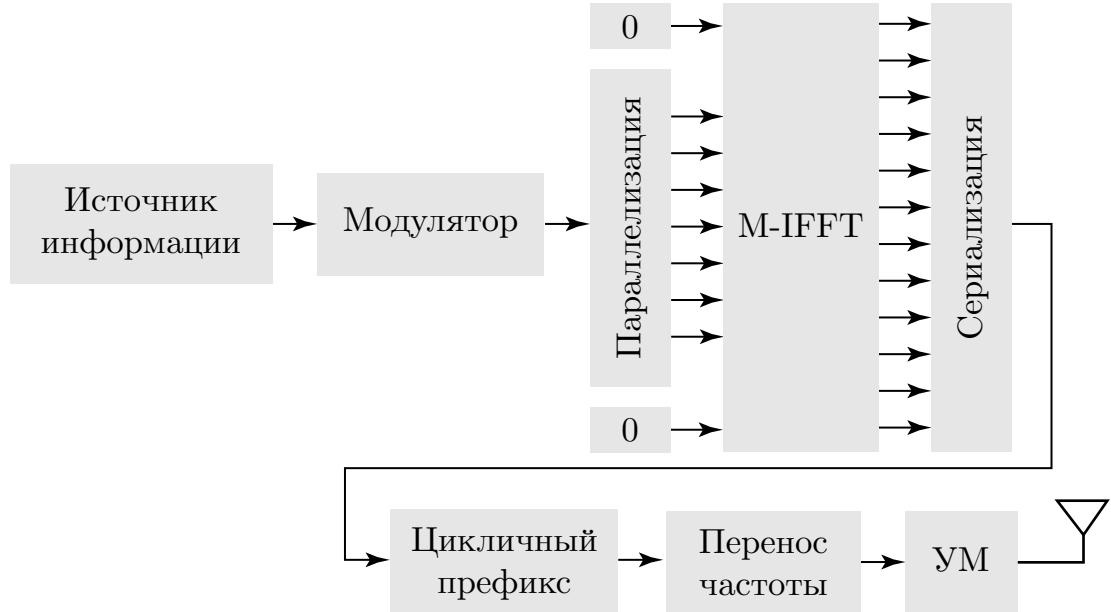


Рис. 1.6: Принципиальная схема генерации CP-OFDM-сигнала. M-IFFT означает что операция IFFT производится по M точкам.

Что касается искажения при прохождении через нелинейный УМ, ввиду наличия операции IFFT (на передатчике) перед усилителем, результирующие искажения на приемнике после преобразования OFDM-сигнала в созвездие с помощью FFT имеют достаточно сложный и непредсказуемый характер, как и это предложение. Пример искажений OFDM-сигнала изображен на рис. 1.4b. Из графика видно, что размер облака точек вокруг точек созвездий увеличивается при присутствии нелинейного усилителя в цепи передатчика (синие точки), однако отсутствует централизованный сдвиг облаков относительно изначальных положений.

Таким образом, искажения CP-OFDM сигнала носят недетерминированный характер, в какой-то степени случайный. Такие искажения может быть проблематично компенсировать.

1.2.3 DFT-s-OFDM

(Discrete) Fourier Transform Spread OFDM - DFT-s-OFDM сигнал является модификацией сигнала OFDM, нацеленной на компенсацию его основного недостатка, а именно высокого отношения пикового уровня мощности к среднему (*Англ. - Peak to Average Power Ratio - PAPR*). Подробнее проблема высокого PAPR рассмотрена в секции 1.3. Принципиальная схема генерации DFT-s-OFDM сигнала приведена на рис. 1.7.

Генерация DFT-s-OFDM сигнала отличается от классического OFDM включением пред-

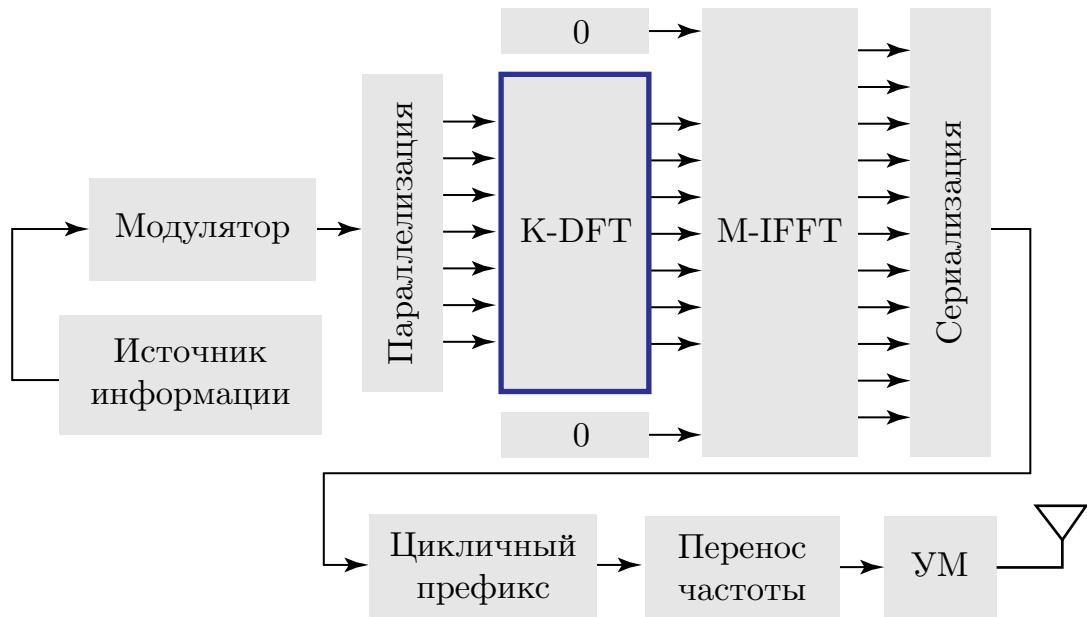


Рис. 1.7: Принципиальная схема генерации DFT-s-OFDM-сигнала. K-DFT означает что операция DFT производится по K точкам.

варительного кодирования параллелизованного потока данных при помощи прямого дискретного преобразования Фурье (DFT, FFT), примененного к ограниченному количеству поднесущих OFDM сигнала ($K < M$). В стандарте 3GPP данная операция называется *Transform Precoding*. По своей сути эта процедура повторяет принцип, применяемый в SC-FDMA. За счет сочетания Transform Precoding и IFFT, присутствующего в процедуре создания OFDM сигнала, полученный сигнал имеет меньшие значения PAPR, тем самым более эффективно используя ограниченный диапазон работы усилителя.

Поскольку DFT-s-OFDM сигнал является неким средним между CP-OFDM и SC, искажения, вносимые нелинейностью УМ имеют также смешанный характер. Пример таких искажений приведен на рис. 1.4c. Присутствует как общее смещение облаков созвездия ввиду амплитудных искажений, так и увеличение разброса по сравнению со случаем использования идеального (линейного) усилителя.

1.3 Проблема пик-фактора PAPR сигнала OFDM

Одним из недостатков сигнала OFDM является высокое отношение пиковой мощности к средней - PAPR (пик-фактор). Визуализация этого отношения приведена на рис. 1.8. В случае OFDM сигнала, высокое значение PAPR получается в результате комбинации большого количества поднесущих, которые могут когерентно сложиться, что и даст высокое значение пиковой мощности.

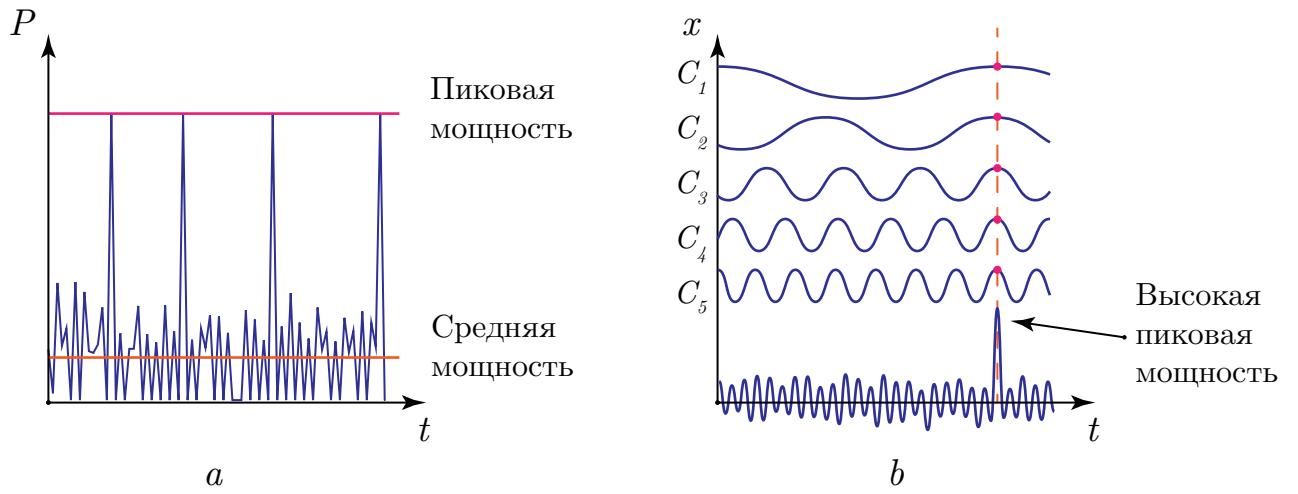


Рис. 1.8: Демонстрация отношения пиковой мощности сигнала к средней мощности (слева) и принцип появления высокого PAPR у OFDM сигнала (справа). При комбинации большого количества гармоник возможно их сложение в фазе, что приведет к скачку мощности.

Высокое значение PAPR негативно влияет на работу системы в целом, поскольку напрямую влияет на выбор рабочей точки усилителя. Перед подачей на УМ, сигнал должен быть настроен таким образом, чтобы его средняя мощность, определяющая рабочую точку, соответствовала желаемому режиму работы усилителя. Если отношение PAPR высокое, то при выбранной на основе средней мощности рабочей точки, части сигнала с пиковой мощностью будут попадать на сильно нелинейную часть характеристики усилителя, что приведет к искажению. Для избежания негативных эффектов, часто сдвигают рабочую точку таким образом, чтобы сигнал не искажался, однако вместе с этим также понижается общая выходная мощность.

В стандарте LTE при передаче данных от пользователя к базовой станции (*Uplink*) используется сигнал SC-FDMA [13], поскольку высокое значение пик-фактора на мобильных устройствах не приемлемо. В стандарте 5G NR, в качестве альтернативы OFDM в uplink используется сигнал DFT-s-OFDM [14]. Эти сигналы отличаются пониженным значением пик фактора [15], что позволяет более эффективно использовать УМ.

1.4 Математическое описание характеристик реальных УМ

Для моделирования использования УМ в системах мобильной связи часто прибегают к математическим моделям, описывающим поведение сигнала (усиление, искажение) при прохождении через УМ. Исторически модели разделяются на две основных группы — **физические и эмпирические** модели [16].

Физические модели требуют знания внутренних электронных компонентов УМ, их связи, а так же теории, описывающей их взаимодействие. Такие модели подходят для симуляций на уровне схемы благодаря высокой точности, однако требуют много вычис-

литеральных мощностей и времени, а также детальное описание структуры и компонентов УМ.

Эмпирические модели используются, когда не известна внутренняя структура УМ, или когда рассматривается системный уровень моделирования. Эти модели основаны на результатах измерений и исследований конкретных УМ, на основе которых были выведены зависимости снятых характеристик УМ (АХ, ФХ) от его параметров.

Поскольку в данной работе исследуется возможность компенсации нелинейного искажения на приемнике, то использоваться будет эмпирическая (поведенческая) модель УМ. Среди таких моделей можно назвать *Volterra*, *Saleh*, *Ghorbani*, а также модели, представляющие собой комбинации полиномиальных моделей. Все они являются достаточно простыми моделями, которые отражают нелинейную природу УМ. Простота позволяет оперировать меньшим количеством параметров усилителя, упрощая обработку в целом. Однако такие модели не могут быть использованы для описания сложных усилителей, таки как усилитель *Doherty* [17][18].

С другой стороны, в рамках рассматриваемой задачи, а именно компенсации искажений, внесенных на передатчике из-за нелинейности УМ, использование более простой модели может быть оправдано. Целью данной работы является создание метода компенсации нелинейных искажений на приемнике, с основным мотивом минимизировать обработку на передатчике, а также стоимость конечного устройства. Рассматриваются именно простые, мало размерные, дешевые в производстве передатчики, в которых усилитель часто имеет далеко не лучшие параметры и не отличается высокой эффективностью.

1.4.1 Модель Раппа

Для описания искажения амплитуды и фазы при использовании твердотельных УМ широко используется модель Раппа (Англ. - *Rapp*) [19] [20]. Также существует модифицированная модель Раппа, приведенная в выражении 8. Данная модель УМ включена в список моделей в спецификации 3GPP [18].

$$F_{AM/AM}(x) = \frac{Gx}{\left(1 + \left|\frac{Gx}{V_{sat}}\right|^{2p}\right)^{1/2p}}, \quad F_{AM/PM}(x) = \frac{Ax^q}{\left(1 + \left(\frac{x}{B}\right)^q\right)}, \quad (8)$$

где $F_{AM/AM}$, $F_{AM/PM}$ - амплитудные и фазовые характеристики соответственно, G - КУ слабого сигнала, V_{sat} - амплитуда насыщения, p - показатель гладкости характеристики. Параметры A, B, q - параметры кривой искажения фазы. В дальнейшем в работе будет использоваться эта модель для описания влияния УМ на сигнал.

Пример АХ и ФХ для модели Раппа приведены на рис. 1.9. В зависимости от значений параметров G, V_{sat}, p поведение амплитудной характеристики может сильно варьироваться. Так, при больших значениях p ($p \gg 1$), АХ похожа на характеристику идеального УМ, которая ограничена по максимальной выходной амплитуде (см. рис. 1.9).

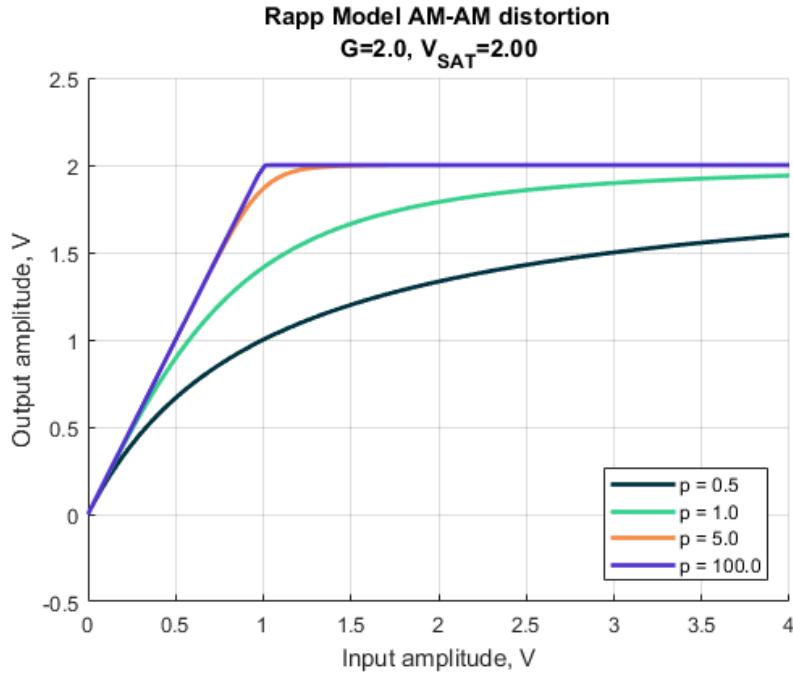


Рис. 1.9: Влияние параметра гладкости p на вид амплитудной характеристики
(Добавить вторую и третью картинку где будут менять G, V)

Параметр V_{sat} отвечает за выходную амплитуду насыщения, а G - КУ слабого сигнала.

1.4.2 Параметры модели Раппа для диапазона 30-70 ГГц

Для вывода параметров базовой модели УМ в диапазоне частот 30-70 ГГц, компанией Nokia были использованы и исследованы характеристики стандартных усилителей в соответствующей полосе [21] [20]. Полученная модель УМ использована в этой работе для моделирования влияния нелинейности УМ для сигналов с несущей частотой в диапазоне 30-70 ГГц. Амплитудные и частотные характеристики УМ в соответствии с моделью [21] для 30-70 ГГц приведены на рис. 1.10. Численные значения параметров модели Раппа приведены в 9.

$$G = 16, \quad V_{sat} = 1.9, \quad p = 1.1 \quad (9)$$

1.5 Характеристики УМ в миллиметровом диапазоне

Помимо исследования диапазона частот 30-70 ГГц, в рамках данной работы рассматривалось влияние нелинейного усилителя на качество приема для диапазона миллиметровых длин волн, а именно 100-200 ГГц. Поскольку на момент проведения исследования модель УМ для данного диапазона отсутствовала, были изучены многочисленные отчеты и исследования с указанием амплитудных характеристик используемых усилителей. Основываясь на работах [4][22][23] был сделан вывод о значительном отличии

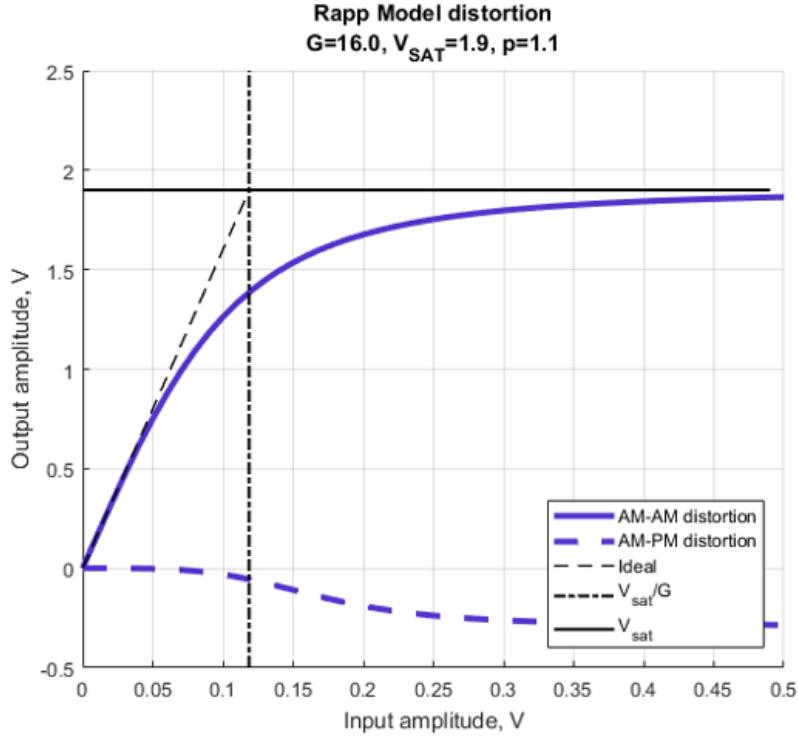


Рис. 1.10: АХ и ФХ усилителя в соответствии с моделью Раппа и параметрами для диапазона 30-70 ГГц

характеристик УМ в более высоком диапазоне частот. В целом, рассматриваемые усилители имеют значительно меньшее значение амплитуды насыщения V_{sat} (или мощности насыщения), а также меньшее значение коэффициента усиления G .

Характеристики твердотельных УМ из работ [4][22][23] приведены на рис. 1.11. Также на рис. 1.11 приведена модель для 30-70 ГГц.

Извлеченные кривые амплитудных характеристик были аппроксимированы при помощи модели Раппа 8 (см. рис. 1.11 - пунктирные линии), что позволило собрать параметры УМ для дальнейшей обработки. Полученные значения параметров модели, а также частота и технология для рассматриваемых усилителей приведены в Таблице 1.1.

Источник	Технология	Частота, ГГц	G	V_{sat}	p
[4]	28-нм CMOS	135	12.26	0.9	1.93
[22] Рис. 6.2b	35-нм mHEMT	180	10.84	0.87	0.52
[22] Рис. 6.4b	50-нм mHEMT	198	41.19	1.99	0.26
[22] Рис. 6.15a	35-нм GaAs mHEMT	210	7.89	0.44	0.9
[23] СТ	130-нм SiGe BiCMOS СТ	185	2.05	1.09	2.03
[23] СЕ	130-нм SiGe BiCMOS СЕ	185	4.08	1.41	1.91
[23] Рис. 19a	130-нм SiGe BiCMOS 3-stage СТ	160	9.88	1.81	2.75
[23] Рис. 19b	130-нм SiGe BiCMOS 3-stage СТ	170	14.8	1.81	1.56
[23] Рис. 19c	130-нм SiGe BiCMOS 3-stage СТ	185	19.29	1.86	0.87

Таблица 1.1: Параметры модели Раппа для УМ в диапазоне частот 100-200 ГГц на основе экспериментальных данных и исследований

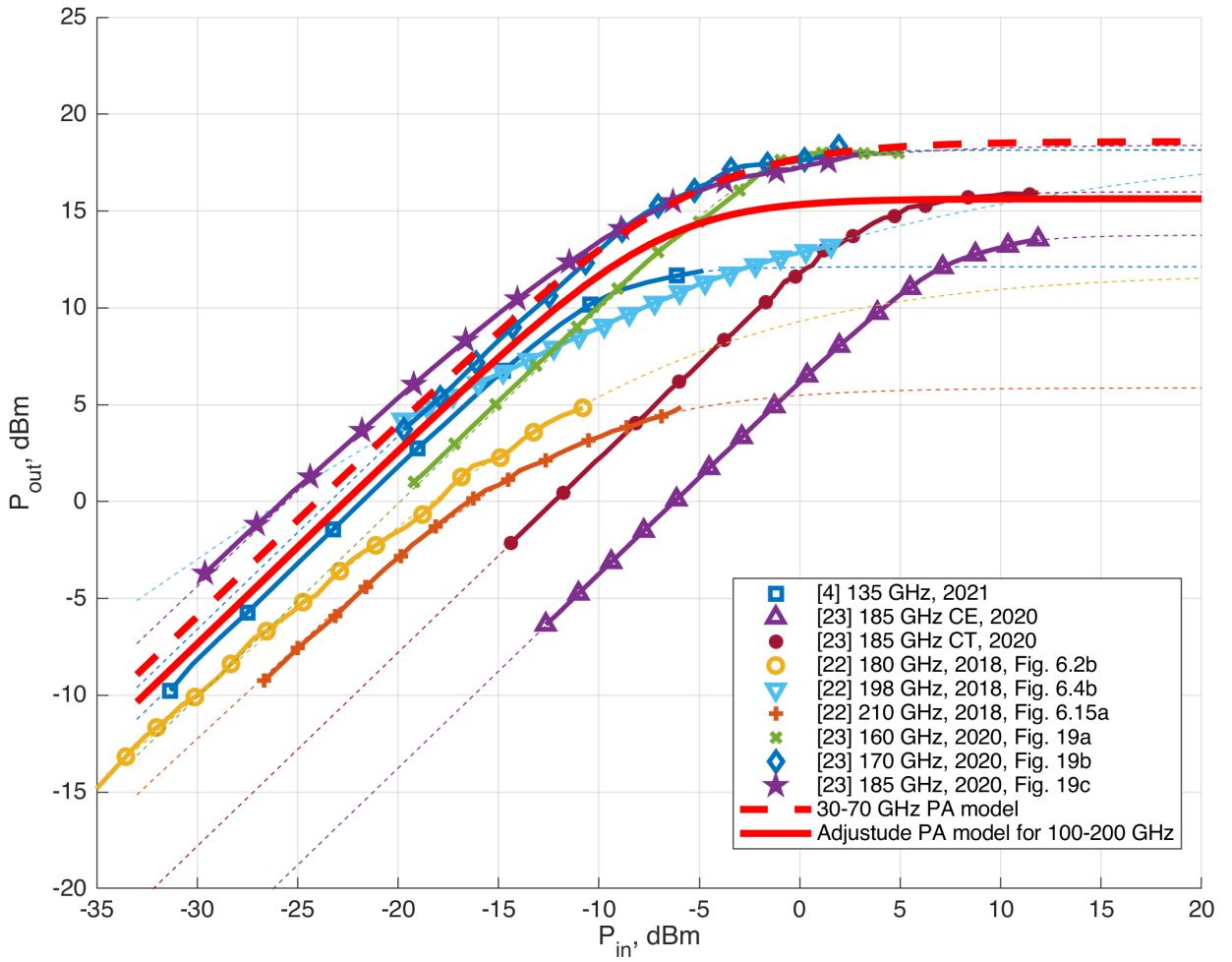


Рис. 1.11: AX усилителей на основе данных из [4][22][23], а также модель 30-70 ГГц [21] и полученная усредненная модель для диапазона 100-200 ГГц

1.5.1 Параметры новой модели для диапазона частот 100-200 ГГц

Для исследования применимости нового метода компенсации в диапазоне 100-200 ГГц необходима соответствующая модель УМ, для начальной имплементации ее в систему с целью внесения соответствующих искажений в сигнал, и последующей компенсацией внесенных искажений на приемнике.

Имеющаяся модель [21] подходит только для диапазона 30-70 ГГц, в нашем случае интерес представляет работа при более высоких частотах. Модель для 100-200 ГГц была создана путем усреднения параметров G, V_{sat}, p рассмотренных УМ в соответствующем диапазоне частот (см. Таблицу 1.1). Полученные усредненный параметры для модели Раппа приведены в 10.

$$G = 13.59, \quad V_{sat} = 1.35, \quad p = 1.41 \quad (10)$$

Усредненная характеристика была получена только для амплитудного искажения $F_{AM/AM}$, модель фазовых искажений была выбрана аналогичной модели для 30-70 ГГц.

2 Метод компенсации нелинейных искажений на приемнике

Компенсация нелинейных искажений сигнала является важным этапом для сохранения производительности системы. С расширением стандарта связи 5G NR в миллиметровый диапазон, компенсация становится особенно актуальной, поскольку характеристики усилителей в этом диапазоне значительно хуже, чем для более низких частот.

2.1 Краткое описание архитектуры LLS системы мобильной связи 5G NR

Для исследования влияния нелинейности УМ в диапазонах частот 30-70 ГГц и 100-200 ГГц, а также проверки работоспособности разработанного метода компенсации нелинейных искажений на приемнике, в работе использовался полноценный симулятор канального уровня LLS (Англ. - *Link Level Simulator*), соответствующий требованиям стандарта 5G NR 3GPP. В этой части работы будут кратко описаны принципы работы, архитектура и основные составляющие LLS.

На рис. 2.1 приведена принципиальная схема работы LLS.

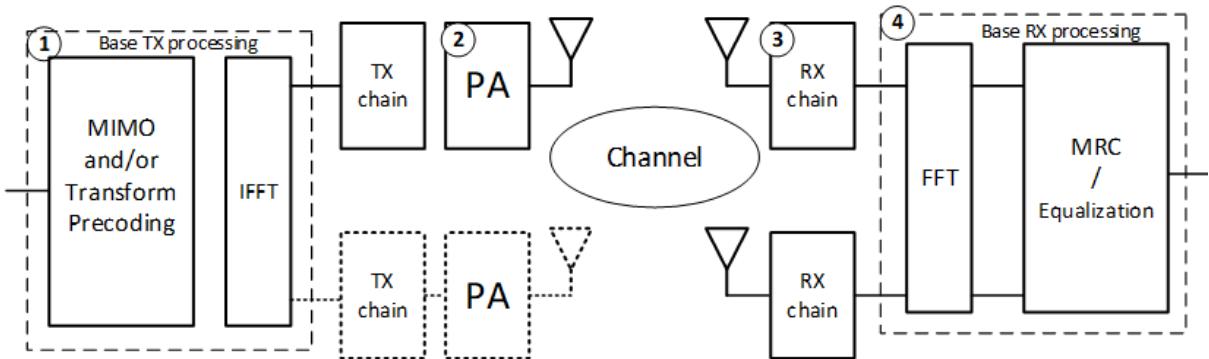


Рис. 2.1: Принципиальная схема работы симулятора канального уровня LLS

Симулятор включает в себя базовую обработку на передатчике (1), которая может включать MIMO прекодинг и transform прекодинг (в случае использования DFT-s-OFDM сигнала), а также стандартного для OFDM сигнала блока обратного преобразования Фурье (IDFT/IFFT). Генерированный OFDM сигнал подается на одну или более передающих цепочек, которые могут включать добавление циклического префикса, перенос сигнала на несущую частоту, и, наконец, сигнал подается на усилитель мощности (2), работающий на несущей частоте. После прохождения через канал, сигнал попадает на приемную цепь состоящую из одной или нескольких приемных антенн (3) для дальнейшей обработки (4), которая может состоять из преобразования Фурье, MRC и частотного

выравнивания. Такая обработка эффективно нивелирует влияние частотно-селективного канала. Модели канала, используемые в LLS соответствуют моделям приведенным в стандарте 5G NR.

2.2 Реализация нелинейных искажений в LLS и их влияние на качество приема

На момент исследования влияния нелинейностей на производительность системы, в LLS отсутствовал нелинейный УМ, а именно, он считался идеальным. Для оценки влияния нелинейности AX, а также разработки метода компенсации была поставлена задачи внедрения усилителя на основе модели Раппа в LLS. Опишем алгоритм, реализующий искажение сигнала на основе параметров УМ.

Рассматривается сигнал после основной подготовки, после IFFT-преобразования и сериализация. Обозначим комплексную амплитуду дискретного сигнала $S_{in}[n]$ как

$$S_{in}[n] = |S_{in}[n]| \exp(i\varphi[n]), \quad n \in [0, N - 1], \quad (11)$$

где n - индекс, N - количество отсчетов. Средняя мощность P_{in} такого сигнала может быть записана как

$$P_{in} = \frac{1}{RN} \sum_{n=0}^{N-1} S_{in}^2 = \frac{\text{RMS}(S_{in})^2}{R}, \quad (12)$$

где R - сопротивлением согласованной нагрузки(здесь и далее будем считать что $R = 50$ Ом). Прохождение сигнала через усилитель характеризуется искажением его амплитуды и фазы в соответствии с 5, а именно

$$S_{out} = F_{PA}(S_{in}) = F_{AM/AM}(|S_{in}|) \cdot \exp[i\varphi[n] + F_{AM/PM}(|S_{in}|)], \quad (13)$$

где S_{out} - комплексная огибающая сигнала после усилителя, F_{PA} - функция преобразования сигнала усилителем.

Поскольку желательным является иметь определенный уровень выходной мощности \tilde{P}_{TX} , усиливаемый сигнал нужно предварительно подготовить. Требуется, чтобы мощность сигнала на выходе усилителя P_{out} соответствовала $P_{out} = \tilde{P}_{TX}$. Для этого сигнал S_{in} необходимо умножить на коэффициент K_0 такой, чтобы выполнялось соотношение

$$\text{RMS}(F_{PA}(K_0 \cdot S_{in}))^2 = \frac{R}{1000} 10^{(P_{TX}^{dBm} - OBO^{dB})/10}, \quad (14)$$

где P_{TX}^{dBm} - требуемая выходная мощность на усилителе в dBm, OBO^{dB} - желаемый отступ по уровню выходной мощности от P_{TX}^{dBm} , причем $\tilde{P}_{TX}^{dBm} = P_{TX}^{dBm} - OBO^{dB}$. После того как коэффициент K_0 определен доступным способом (в случае этой работы, использовался подбор K_0 , однако не исключено использование закона распределения функции случайного аргумента), сигнал пропускается через усилитель, и передается блоку канального

распространения. Коэффициент K_0 в данном случае определяет рабочую точку УМ.

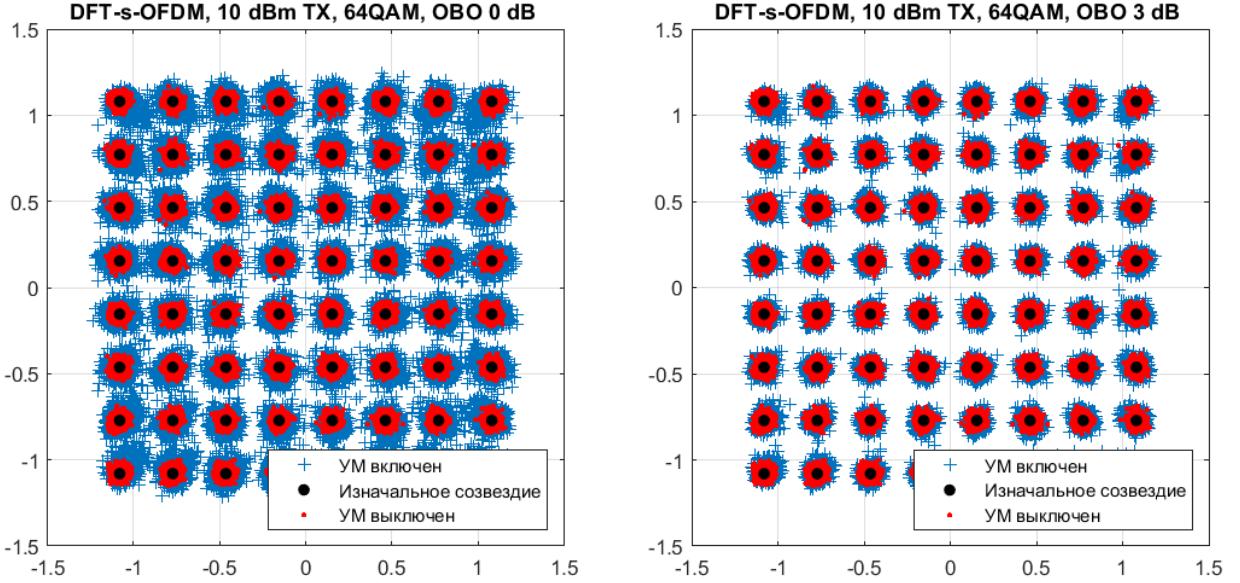


Рис. 2.2: Демонстрация искажения созвездий на приемнике в результате использования нелинейного УМ с выходной мощностью 10 dBm в LLS. На левом графике $OBO = 0$ dB, на правом - $OBO = 3$ dB.

На приемнике, в результате внесенных изменений наблюдаются искажения полученных созвездий на приемнике. Пример таких искажений в случае использования сигнала DFT-s-OFDM при $P_{TX}^{dBm} = 10$ dBm, $OBO = 0,3$ dB, $SNR = 30$ dB и использовании модуляции 64-QAM приведен на рис. 2.2. В качестве модели УМ использовалась модель Раппа 8, с параметрами приведенными в 9 в соответствии с [21].

Сравниваются созвездия при выключенном (идеальном) УМ — красные точки, и при включенном УМ — синие кресты. Искажения совпадают с теоретически ожидаемыми, наблюдается увеличение общего разброса точек, а также централизованный сдвиг облаков в зависимости от амплитуды модуляции — чем больше амплитуда, тем больше искажение. Из приведенных графиков можно сделать вывод о прямом влиянии величины ОВО на степень искажения полученного сигнала. Чем меньше значение ОВО, тем ближе средняя мощность сигнала к точке насыщения, тем больше проявляется нелинейность, и тем больше искажается сигнал.

Аналогичную картину можно наблюдать при увеличении значения P_{TX}^{dBm} до 12 dBm. Результирующие созвездия на приемнике приведены на рис. 2.3.

Искажение принимаемых созвездий приводит к ошибкам при декодировании сигнала. В качестве метрики воспользуемся отношением битовых ошибок к числу переданных битов $BER = N_{errors}^{bit}/N_{sent}^{bit}$ (Англ. - Bit Error Rate). Например, в случае $P_{TX}^{dBm} = 10$ dBm (рис. 2.2), для $OBO = 0$ dB BER увеличивается с 0 до $9 \cdot 10^{-4}$, для $OBO = 3$ dB BER увеличивается с 0 до $1.16 \cdot 10^{-5}$.

В случае $P_{TX}^{dBm} = 12$ dBm (рис. 2.3), для $OBO = 0$ dB BER увеличивается с 0 до

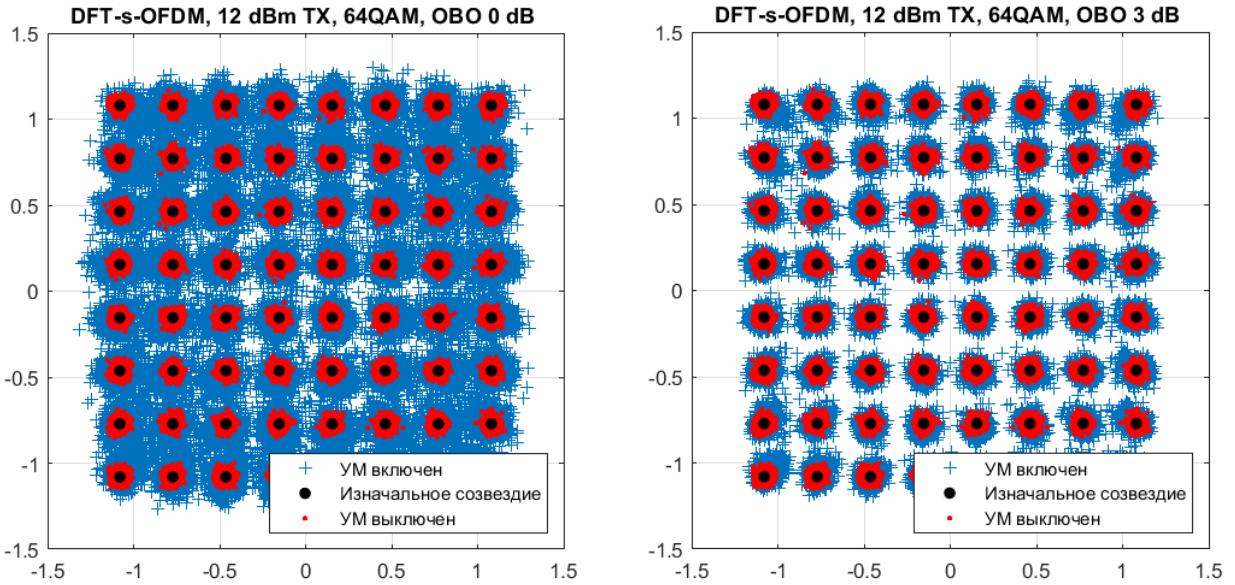


Рис. 2.3: Демонстрация искажения созвездий на приемнике в результате использования нелинейного УМ с выходной мощностью 12 dBm в LLS. На левом графике $OBO = 0$ dB, на правом - $OBO = 3$ dB.

$6.56 \cdot 10^{-3}$, для $OBO = 3$ dB BER увеличивается с 0 до $2.87 \cdot 10^{-4}$.

Более подробный анализ влияния нелинейности на количество ошибок в зависимости от SNR будет приведен в секции 3.

Таким образом нелинейный усилитель вносит значительные искажения в передаваемый сигнал, что значительно влияет на качество связи. Возникает необходимость компенсации внесенных нелинейных искажений для улучшения производительности системы. В следующих секциях будут описаны существующие методы компенсации, а также предложен новый метод компенсации на приемнике.

2.3 Обзор существующих решений

На текущий момент были исследованы несколько основных подходов для компенсации нелинейных искажений, они разделяются на два основных направления — обработка на передатчике, либо приемнике.

2.3.1 Обработка сигнала на передатчике

Первый метод заключается в предварительном искажении сигнала перед подачей на УМ на передатчике. Сигналу придаются свойства, которые минимизируют влияние нелинейного искажения от УМ, эффективно "выпрямляя" его АХ. Существует множество вариантов обработки для данного подхода, однако многие из них имеют слабый эффект на общей производительности системы, а подход с применением предварительного искажения сигнала имеет низкую эффективность при низких значениях IBO, при которой

достигается максимальная эффективность усилителя [5] [6] [7]. Также, использование РД на передатчике нежелательно на малогабаритных устройствах, поскольку в таком случае увеличивается сложность устройства, объем сигнальной обработки и энергопотребление.

2.3.2 Обработка сигнала на приемнике

Второй основной подход заключается в компенсации нелинейных искажений на приемнике. Например, в работе [8] используется статистическая обработка принятого сигнала для определения степени искажения, на основе которой в дальнейшем производится компенсация. Многие работы [5; 6; 9–11; 24; 25] рассматривают теоретический подход для компенсации на приемнике в очень обобщенном случае. Несколько методов компенсации были предложены для OFDM сигнала [11; 24; 25], где влияние нелинейности представляется комплексным множителем, а также Гауссовой шумовой компонентой. Основной задачей в таком случае является определение параметров УМ (они могут быть как известны изначально, так и определены с помощью пилотных сигналов) для компенсации нелинейного искажения. Несколько методов были исследованы для сигнала SC с одной несущей (Англ. - SC - Single Carrier) [5; 6; 9; 10], в частности использовалась обратная характеристика УМ и последовательные методы Монте-Карло. В нескольких случаях [9–11], значения параметров УМ считаются известными на приемнике, что позволяет произвести компенсацию искажения. В случаях, когда параметры УМ оцениваются, производительность такая же либо хуже.

В данной работе описывается новый метод компенсации нелинейных искажений УМ на приемнике с использованием обратной амплитудной характеристики. Информация о параметрах и рабочей точке усилителя предполагается известной. Работа и эффективность метода будет исследоваться на существующем симуляторе LLS, необходимые изменения будут вноситься в код симулятора как для внесения искажений, так и для их компенсации.

2.4 Подход и описание нового метода компенсации нелинейных искажений на приемнике

В основе разработанного метода компенсации нелинейных искажений на приемнике лежит использование обратной АХ усилителя. Параметры G, V_{sat}, p , необходимые для восстановления обратной характеристики считаются известными. Помимо этих параметров, важно также знать рабочую точку УМ, поскольку это напрямую влияет на степень искажения принятого сигнала. Рабочая точка также считается известной, и определяется значениями K_0, \tilde{P}_{TX}, OBO . Компенсация будет производиться в основном для амплитудных искажений, поскольку фазовые искажения незначительны.

Принципиальный подход компенсации может быть описан следующим образом:

1. Принятый сигнал проходит через предварительную обработку в LLS (частотное вы-

равнивание, MIMO-декодирование, перенос в частотную область)

2. Полученный обработанный сигнал в частотной области переносится во временнюю область в соответствии с используемым типом сигнала.

Transform precoding (в случае DFT-s-OFDM сигнала)

IDFT-обработка для получения OFDM сигнала во временной области

3. Полученный сигнал во временной области подается на блок компенсации (использующий обратную АХ усилителя на основе известных параметров и рабочей точки)

4. Сигнал с компенсированными искажениями переводится в частотную область в соответствии с используемым типом сигнала

IDFT-обработка для OFDM сигнала

Обратный Transform precoding (в случае DFT-s-OFDM сигнала)

5. Компенсированный сигнал подается на блок демодуляции

Блок-схема разработанного метода компенсации для OFDM сигнала приведена на рис. 2.4.

Схема компенсации OFDM сигнала

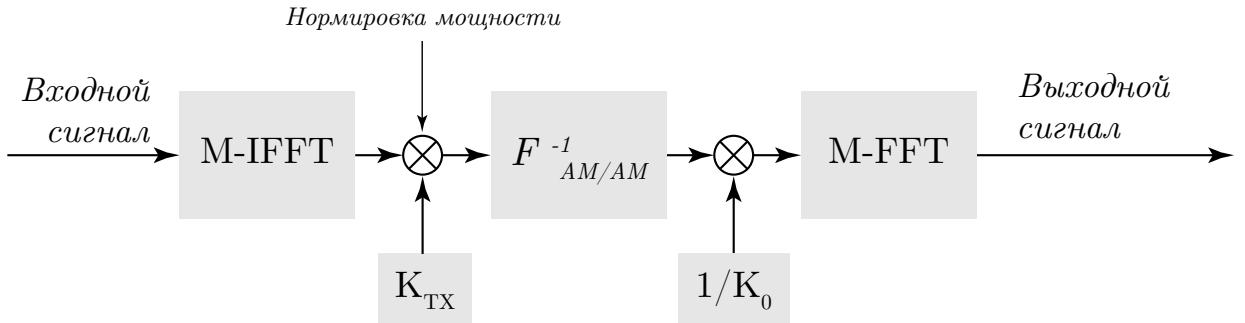


Рис. 2.4: Принципиальная схема компенсации нелинейных искажений для CP-OFDM сигнала.

2.4.1 Компенсация с использованием обратной характеристики усилителя

Опишем алгоритм компенсации для CP-OFDM сигнала, модификация для DFT-s-OFDM сигнала будет описана в секции 2.4.2.

Для компенсации нелинейных искажений важно понимать как именно искажается сигнал на передатчике. Перед подачей на УМ сигнал, сформированный в частотной области, преобразуется в OFDM сигнал во временной области посредством IFFT (см. рис. 1.6). После этого OFDM сигнал подается на УМ и далее на передающие антенны.

Таким образом, искажение сигнала происходит во временной области, следовательно, компенсация также должна производиться во временной области.

Поскольку в LLS сигнал после передачи проходит через частотно-селективный канал, одним из первых шагов после приема сигнала является частотное выравнивание с помощью опорных сигналов DMRS, помещенных в сигнал на этапе подготовки перед передачей. Эти сигналы доступны в частотной области, поэтому принятый OFDM сигнал проходит через блок DFT. Происходит перенос в частотную область, где выполняется частотное выравнивание сигнала. Компенсация искажений должна быть произведена во временной области. Опишем более подробно предлагаемый алгоритм компенсации сигнала на приемнике.

После предварительной обработки имеем комплексный сигнал $S_{in}^{FD,RX}$ в частотной области. $S_{in}^{FD,RX}$ - комплексная матрица $M \times N_s$. M - ближайшая степень двойки к числу $N^{SC} = N_{PRB}^{SC} \cdot N_{RB}$, где N_{PRB}^{SC} - число поднесущих на ресурсный блок (PRB), обычно $N_{PRB}^{SC} = 12$, N_{RB} - количество PRB, определяемое из желаемой полосы BW. N_s - количество OFDM сигналов, зависит от моделируемого сигнала.

Для удобства, опишем операции DFT/IDFT для двумерных матриц. Пусть $X[a, b]$ - матрица $A \times B$. Тогда IDFT по направлению с размерностью A обозначим как IDFT_A :

$$x[a, b] = \text{IDFT}_A(X[a, b]) = \frac{1}{A} \sum_{k=0}^{A-1} X[k, b] \cdot e^{i2\pi ka/A}, a \in [0, A-1]. \quad (15)$$

Аналогично введем DFT _{A} :

$$X[a, b] = \text{DFT}_A(x[a, b]) = \sum_{k=0}^{A-1} x[k, b] \cdot e^{-i2\pi ka/A}, a \in [0, A-1]. \quad (16)$$

Для проведения операции компенсации необходимо перевести сигнал во времененную область, данная операция заключается в применении IDFT к матрице $S_{in}^{TD,RX}$ по столбцам:

$$S_{in}^{TD,RX}[m, n] = \text{IDFT}_M(S_{in}^{FD,RX}[m, n]), \quad (17)$$

где $S_{in}^{TD,RX}[m, n]$ - комплексная огибающая дискретного сигнала на приемнике

$$S_{in}^{TD,RX}[m, n] = |S_{in}^{TD,RX}[m, n]| \exp(i\varphi^{TD,RX}[m, n]), \quad n \in [0, N-1]. \quad (18)$$

Здесь $m \in [0, M-1]$, $n \in [0, N_s-1]$ - индексы по поднесущим и OFDM символам соответственно. Необходимо нормировать сигнал таким образом, чтобы его средняя мощность на входе компенсатора $P_{in}^{TD,RX}$ соответствовала выходной мощности на усилителе \tilde{P}_{TX} , т.е.

$$P_{in}^{TD,RX} = \frac{\text{RMS} \left(S_{in}^{TD,RX} \right)^2}{R} = \tilde{P}_{TX}. \quad (19)$$

Для этого воспользуемся значениями P_{TX}, OBO , задающим рабочую точку усилителя. Тогда нормированная огибающая $\hat{S}_{in}^{TD,RX}$ задается следующим образом:

$$\hat{S}_{in}^{TD,RX}[m, n] = \sqrt{\tilde{P}_{TX}R} \cdot \frac{S_{in}^{TD,RX}[m, n]}{\text{RMS}\left(S_{in}^{TD,RX}\right)}. \quad (20)$$

Далее нормированный сигнал $\hat{S}_{in}^{TD,RX}$ подается на блок компенсатора $F_{AM/AM}^{-1}$. Он представляет собой обратную амплитудную характеристику УМ, полученную из модели Раппера 8, а именно

$$F_{AM/AM}^{-1}(y) = \frac{y}{\left(1 - \left|\frac{y}{V_{sat}}\right|^{2p}\right)^{1/2p}}, \quad (21)$$

где y - сигнал на приемнике после переноса во временную область. Тогда компенсированный сигнал $S_{out}^{TD,RX}$ может быть получен следующим образом:

$$S_{out}^{TD,RX}[m, n] = \frac{1}{K_0} F_{AM/AM}^{-1}\left(\hat{S}_{in}^{TD,RX}[m, n]\right) \exp(i\varphi^{TD,RX}[m, n]). \quad (22)$$

Нормировка на K_0 необходима для того, чтобы привести сигнал к мощности, которая подавалась на УМ до нормировки. Далее, в соответствии с типом используемого сигнала (OFDM, DFT-s-OFDM), необходимо произвести операцию, обратную 17. В случае OFDM сигнала, необходимо провести DFT:

$$S_{out}^{FD,RX}[m, n] = \text{DFT}_M\left(S_{out}^{TD,RX}[m, n]\right), \quad (23)$$

где $S_{out}^{FD,RX}$ - результирующий компенсированный сигнал в частотной области.

Покажем работу разработанного метода компенсации на сигнале СР-OFDM. Используем те же параметры, что и в случае демонстрации искажений в результате реализации УМ в LLS (см. рис. 2.2. $P_{TX}^{dBm} = 10$ dBm, $OBO = 0$ dB, $SNR = 30$ dB, 64-QAM модуляция). На рис. 2.5 приведены созвездия в случае отсутствия компенсации, а также результат работы разработанного метода. В случае идеального усилителя, BER составляет $5.46 \cdot 10^{-5}$, при включении нелинейного усилителя (модель 30-70 ГГц), BER увеличивается на два порядка до $2.36 \cdot 10^{-3}$. При использовании компенсации, BER понижается до $3.85 \cdot 10^{-4}$. Визуально наблюдается уменьшение разброса облаков вокруг изначальных точек созвездия.

2.4.2 Адаптация алгоритма компенсации в зависимости от типа используемого сигнала

Модификация алгоритма для компенсации сигнала DFT-s-OFDM заключается в обработке сигнала в соответствии с принципиальным подходом при генерации данного сигнала. Блок-схема компенсации для DFT-s-OFDM приведена на рис. 2.6. Схема отлич-

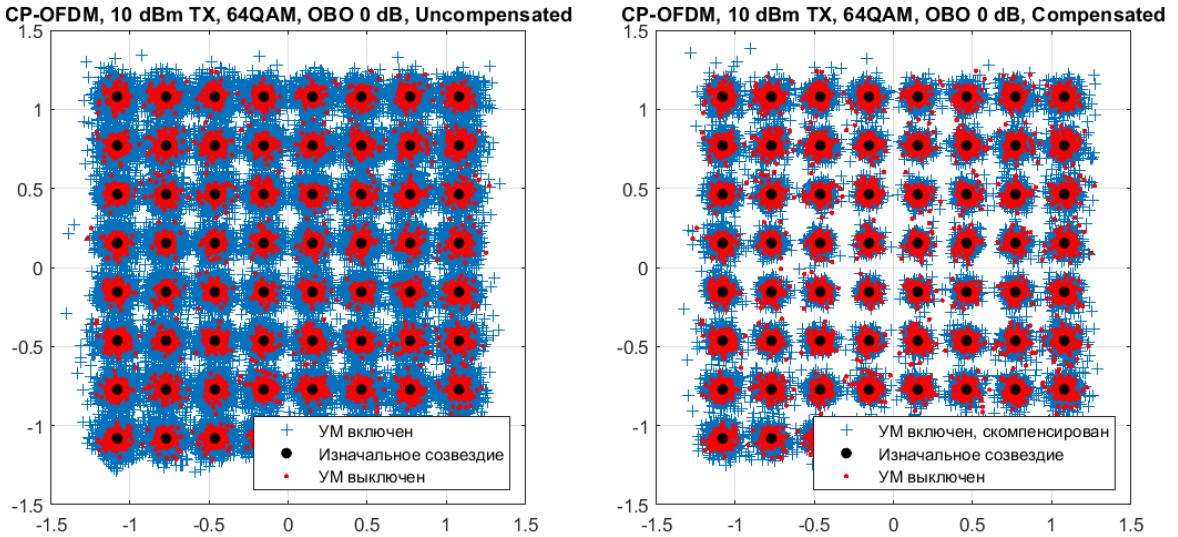


Рис. 2.5: Демонстрация работы разработанного метода компенсации на примере сигнала CP-OFDM. Слева приведено искаженное УМ созвездие (синие кресты), справа — искажения компенсированы. Красные точки обозначают неискаженные созвездия.

чается от рис. 2.4 добавлением двух блоков (обведены синим) - K-DFT и K-IDFT.

Схема компенсации DFT-s-OFDM сигнала

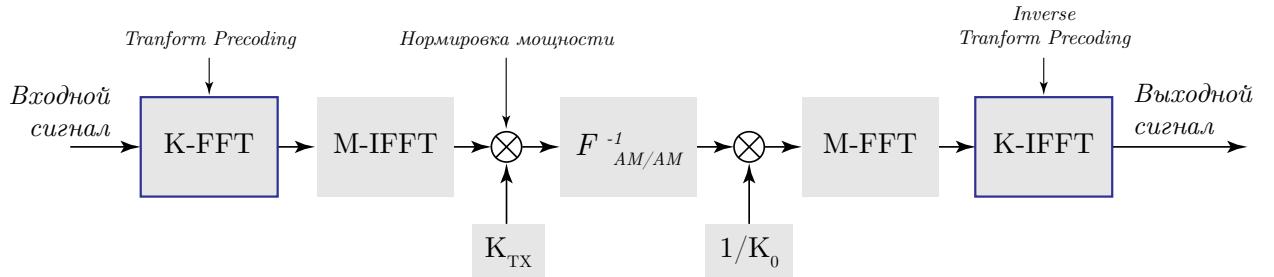


Рис. 2.6: Принципиальная схема компенсации нелинейных искажений для DFT-s-OFDM сигнала. По сравнению со схемой на рис. 2.4, присутствуют два дополнительных блока Фурье преобразования (обведены синим).

Тогда, перед шагом 17, с сигналом необходимо провести K-DFT преобразование, а именно

$$S_{in}^{FD,RX}[m, n] = \sum_{k=M_s}^{N^{SC}+M_s-1} \hat{S}_{in}^{FD,RX}[k, n] \cdot e^{-\frac{i2\pi km}{N^{SC}}}, m \in [M_s, N^{SC} + M_s - 1], n \in [0, N_s], \quad (24)$$

где $\hat{S}_{in}^{FD,RX}$ - матрица сигнала $M \times N_s$ до преобразования, $M_s = \frac{M-N^{SC}}{2}$ - индекс начала поднесущих с передаваемыми данными, N^{SC} - общее количество поднесущих с данными. В данном случае, K-DFT преобразование производится по поднесущим с данными, т.е. $K = N^{SC}$. После этого дополнения, алгоритм повторяет версию для OFDM сигнала с

17 по 23 шаги, после чего, в соответствии со схемой на рис. 2.6 необходимо произвести K-IDFT преобразование, по аналогии с 24:

$$\hat{S}_{out}^{FD,RX}[m, n] = \frac{1}{N^{SC}} \sum_{k=M_s}^{N^{SC}+M_s-1} S_{out}^{FD,RX}[k, n] \cdot e^{\frac{i2\pi km}{N^{SC}}}, m \in [M_s, N^{SC} + M_s - 1], n \in [0, N_s], \quad (25)$$

где $\hat{S}_{out}^{FD,RX}$ — результирующий компенсированный сигнал в частотной области для данного алгоритма.

Покажем работу разработанного метода компенсации на сигнале DFT-s-OFDM. Используем те же параметры, что и в случае демонстрации искажений в результате реализации УМ в LLS (см. рис. 2.2. $P_{TX}^{dBm} = 10$ dBm, $OBO = 0$ dB, $SNR = 30$ dB, 64-QAM модуляция). Результат работы алгоритма компенсации приведен на рис. 2.7. Облака созвездий сдвинулись ближе к своим изначальным точкам, а общий разброс стал меньше.

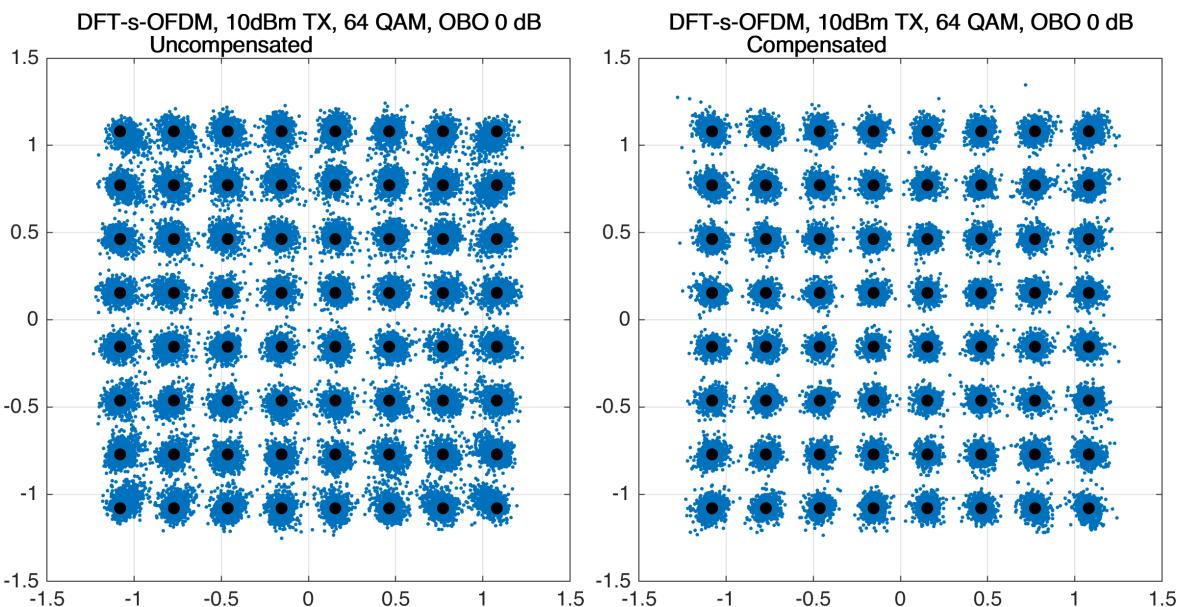


Рис. 2.7: Демонстрация работы разработанного метода компенсации (рис. 2.6) на примере сигнала DFT-s-OFDM. Слева приведено искаженное УМ созвездие из рис. 2.2, справа — искажения компенсированы.

В плане ошибок, в случае компенсации BER уменьшается на порядок с $9 \cdot 10^{-4}$ до $9 \cdot 10^{-5}$, что свидетельствует о корректной работе алгоритма.

2.4.3 Особенности использования обратной амплитудной характеристики для компенсации нелинейных искажений

В ходе исследований изначально использовалась обратная АХ УМ, приведенная в 21. Усилитель по своей природе имеет свойство выходить на насыщение после определенного уровня подаваемой мощности, т.е. после определенного момента, в независимости от увеличения подаваемой мощности, выходная мощность не будет расти. Это отражает

ется в АХ в виде выхода на уровень насыщения, связанного с параметром V_{sat} . При этом обратная характеристика $F_{AM/AM}^{-1}$ стремится к бесконечности при приближении входного значения к V_{sat} , т.е.:

$$F_{AM/AM}^{-1}(y) \rightarrow \infty \Big|_{y \rightarrow V_{sat}} \quad (26)$$

Подобное поведение может привести к дополнительным искажениям компенсируемого сигнала, что противоречит изначальной цели. OFDM сигнал имеет высокое значение PAPR, поэтому при подаче на обратную характеристику УМ 21, некоторые значения могут быть больше V_{sat} , что невозможно физически. Этот эффект может привести к дополнительным искажениям, пример таких искажений приведен на центральном графике рис. 2.8.

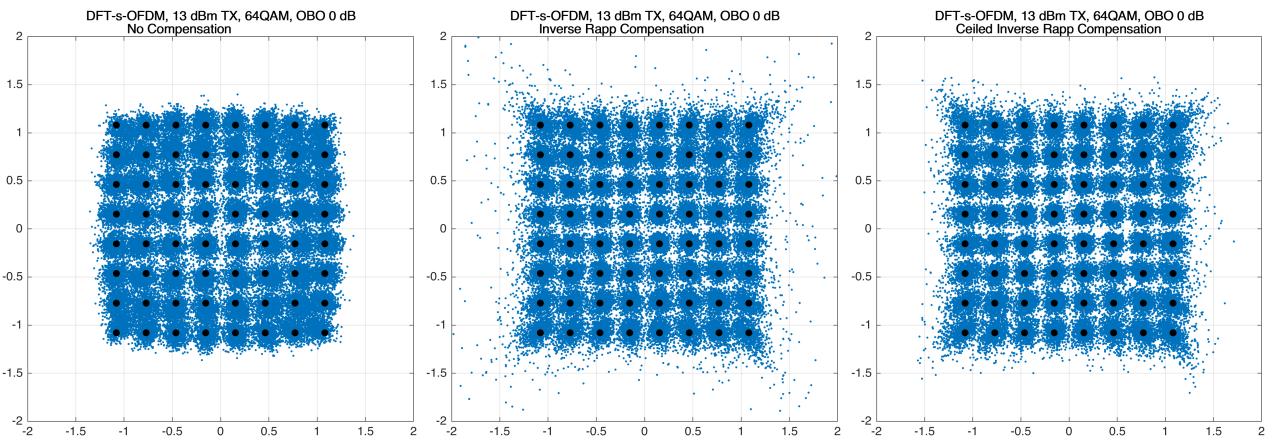


Рис. 2.8: Результат применения обратной АХ 21 и ограниченной обратной АХ 27 к DFT-s-OFDM сигналу для компенсации. Черные точки отображают точки изначальное, передаваемое созвездие, синие точки обозначают значения созвездия принятого сигнала на приемнике. На графике слева компенсация отсутствует, по центру компенсация выполнена не ограниченной обратной АХ 21, справа ограничено обратной АХ 27. Поскольку на центральном графике обратная функция не ограничена, результирующее созвездие имеет дополнительные искажения в областях с высокой амплитудой. При ограничении обратной характеристики наблюдается необходимая компенсация и отсутствие дополнительных искажений.

Таким образом важно произвести модификацию обратной характеристики, ограничив ее значения при $y \geq V_{sat}$. В результате было получено выражение, приведенное в 27. Сравнение результата применения ограниченной и не ограниченной характеристик приведено на рис. 2.8.

В случае некомпенсированного сигнала, BER составляет $1.77 \cdot 10^{-2}$. При использовании не ограниченной обратной АХ 21 для компенсации BER составляет $1.29 \cdot 10^{-2}$, а при ограничении обратной АХ (27), BER составляет $8.20 \cdot 10^{-3}$. Ограничение функции улучшило результат почти в 1.5 раза, такой показатель может быть критическим при низких значениях SNR.

$$F_{AM/AM}^{-1}(y) = \begin{cases} \frac{y}{\left(1 - \left|\frac{y}{V_{sat}}\right|^{2p}\right)^{1/2p}} & y < \alpha V_{sat} \\ \frac{\alpha V_{sat}}{\left(1 - |\alpha|^{2p}\right)^{1/2p}} & y \geq \alpha V_{sat} \end{cases}, \quad (27)$$

где α - граничный коэффициент, обеспечивающий ограничение функции $F_{AM/AM}^{-1}$ от достижения бесконечности при $y \rightarrow V_{sat}$. В ходе экспериментов со значениями, при $\alpha = 0.9$ алгоритм показывает наиболее оптимальный результат, сохраняя эффективность компенсации и не создает дополнительных искажений. В дальнейшем в работе использовалась именно ограниченная версия обратной АХ 27.

В следующей главе 3 будут рассмотрены результаты работы алгоритма в различных условиях и параметрах работы.

3 Результаты

Для проверки эффективности разработанного метода компенсации нелинейных искажений на приемнике, с помощью LLS были произведены симуляции канального уровня, в которых предложенный метод сравнивался со случаями идеального УМ, а также отсутствии компенсации на приемнике для совпадающей модели усилителя. Использовалась модель основанная на параметрах существующих усилителей мощности в диапазоне частот 30-70 ГГц [21], а также модель для 100-200 ГГц [10] полученная в результате данной работы.

Симуляции проводились в системе Matlab, все описанные алгоритмы компенсации также были реализованы на языке Matlab.

Расчеты проводились для различных параметров системы, таких как расстояние между поднесущими (SCS), типом используемого сигнала, кодирование, модуляция и другие. Перечень всех используемых параметров симуляций приведен в таблице 3.1.

Параметр	Используемые значения
Несущая частота, f_c	60 ГГц
Полоса частот	400 МГц
Тип сигнала	CP-OFDM, DFT-s-OFDM
Модель УМ	Модель 30-70 ГГц [21], модель 100-200 ГГц [10]
Мощность P_{TX}	10 dBm
SCS	120, 480, 960 кГц
N_{RB}	256, 64, 32
Модель канала	TDL-A, 5 нс DS, 3 км/ч
Параметры антенн	1 TX, 2 RX MRC
Модуляция и кодирование	64-QAM (MCS Таблица 1: 22, 27), 256-QAM (MCS Таблица 2: 22)
Помехи	Фазовый шум (BS and UE example 2 model [18]), компенсирован LS фильтром. Оценка канала - LS fitting per precoding region (24subc)

Таблица 3.1: Параметры и допущения LLS, использованные при моделировании

В качестве метрики, с помощью которой производилась оценка эффективности, использовалось отношение числа поврежденных ошибками блоков N_{error}^B к общему числу блоков N^B : $BLER = N_{error}^B / N^B$ (Англ. - Block Error Rate). Блок считается поврежденным, если в ходе передачи было повреждено или неверно декодировано больше

определенного количества бит. BLER измерялся в зависимости от SNR.

3.1 Результаты симуляций для модели 30-70 ГГц

В данной секции приведены результаты моделирования для модели УМ 30-70 ГГц. На рис. 3.1 - 3.3 приведены зависимости BLER от SNR для различных значений SCS и MCS.

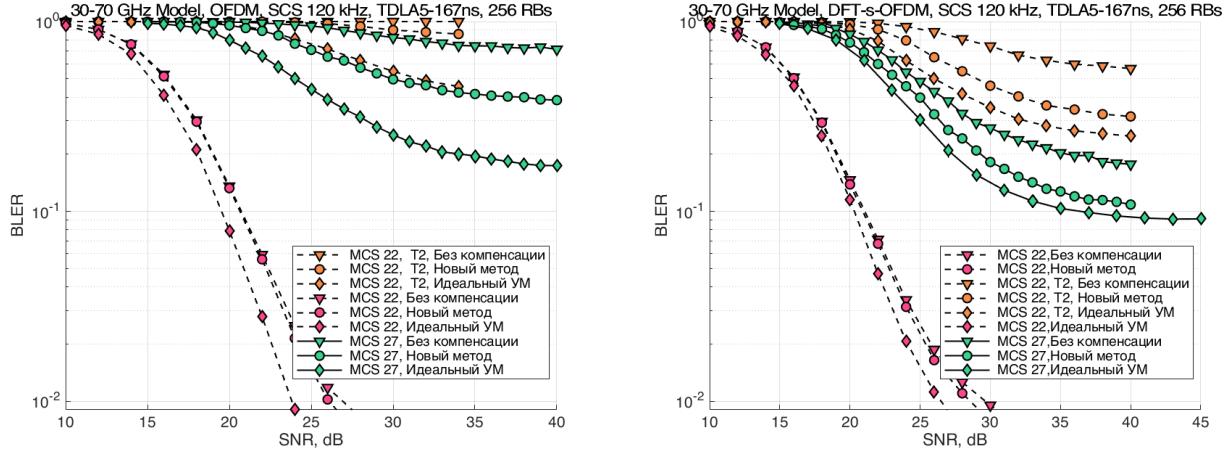


Рис. 3.1: BLER для SCS 120 кГц, 64-QAM/256 QAM для OFDM (слева) для DFT-s-OFDM(справа)

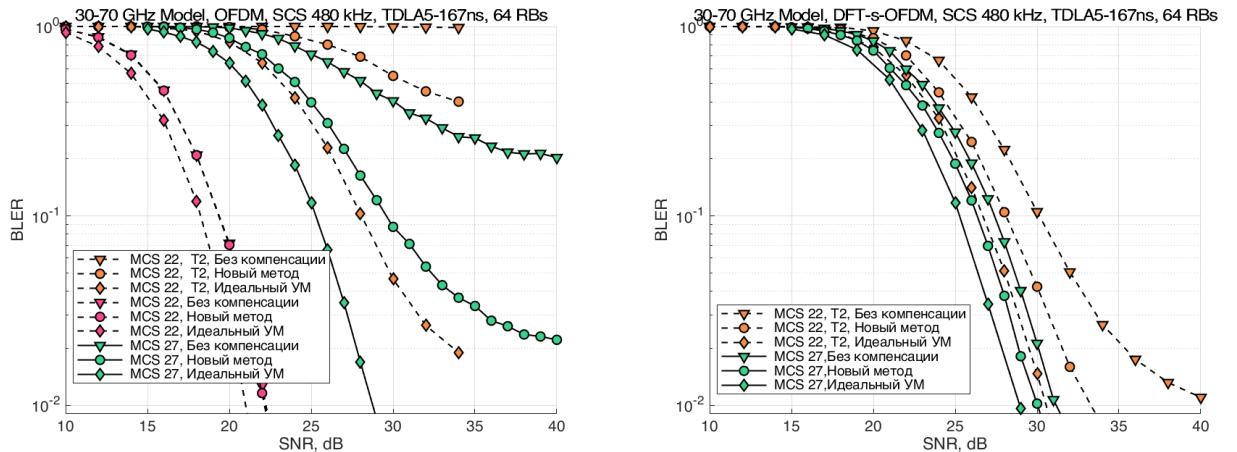


Рис. 3.2: BLER для SCS 480 кГц, 64-QAM/256 QAM для OFDM (слева) для DFT-s-OFDM(справа)

Кратко опишем полученные результаты. Как и ожидалось, при добавлении нелинейности УМ в работу LLS, кривая зависимости BLER от SNR стала выше. Это значит что при том же уровне SNR, количество блоковых ошибок увеличилось. Например, на рис. 3.2(справа) BLER при $SNR = 25$ dB для MCS 27 в случае идеального УМ составлял $BLER \approx 10^{-1}$. При добавлении нелинейности УМ, BLER вырос до $\approx 3 \cdot 10^{-1}$. При использовании нового метода компенсации, BLER понизился до $\approx 2 \cdot 10^{-1}$.

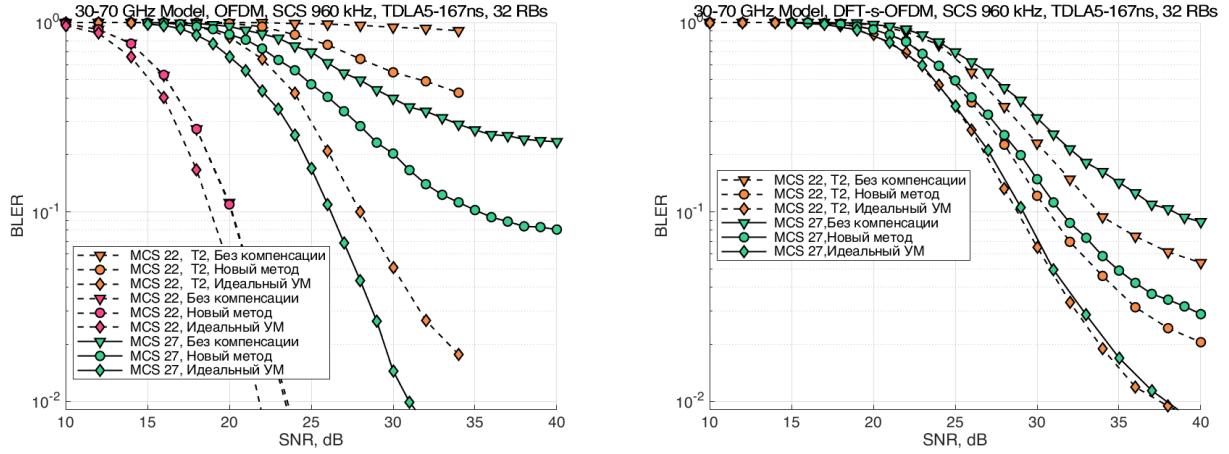


Рис. 3.3: BLER для SCS 960 кГц, 64-QAM/256 QAM для OFDM (слева) для DFT-s-OFDM(справа)

Для модели УМ в диапазоне 30-70 ГГц (подходящего для диапазона FR2) улучшение наблюдается в основном только для модуляций высокого порядка и при высоких значениях SCS. В частности, для SCS 120 кГц (рис. 3.1), отрицательные эффекты присутствующего в LLS фазового шума настолько значительны, что при таких искажениях результаты компенсации нелинейности УМ практически не играют роли. Для высоких модуляций уровень BLER выравнивается не достигнув значения 10^{-1} , что означает плохую производительность системы в целом. Однако даже в таких условиях можно наблюдать улучшение результатов — кривые BLER в случае компенсации смещаются на несколько dB по сравнению со случаем отсутствия компенсации.

Для SCS 480 и 960 кГц (рис. 3.2, 3.3), в которых возможна более эффективная компенсация фазового шума, в определенный момент влияние нелинейности УМ становится основным ограничивающим фактором. В этом случае компенсация нелинейности УМ может улучшить результат на несколько dB.

3.2 Результаты симуляций для модели 100-200 ГГц

В данной секции приведены результаты моделирования для модели УМ 100-200 ГГц. На рис. 3.4 - 3.6 приведены зависимости BLER от SNR для различных значений SCS и MCS.

Для модели 100-200 ГГц, влияние нелинейности УМ увеличивается, и в большинстве случаев превосходит влияние фазовых шумов. Это связано с общим ухудшением характеристик УМ в данном диапазоне, из-за чего происходят более значительные искажения. В некоторых случаях, искажения настолько сильные, что получение какой-либо информации практически невозможно, будь то с компенсацией или без.

Предложенный метод компенсации демонстрирует улучшение результата для MCS 22 и выше как для сигнала DFT-s-OFDM, так и для сигнала CP-OFDM. В большинстве случаев, при отсутствии эффекта насыщения кривой BLER, разработанный метод улуч-

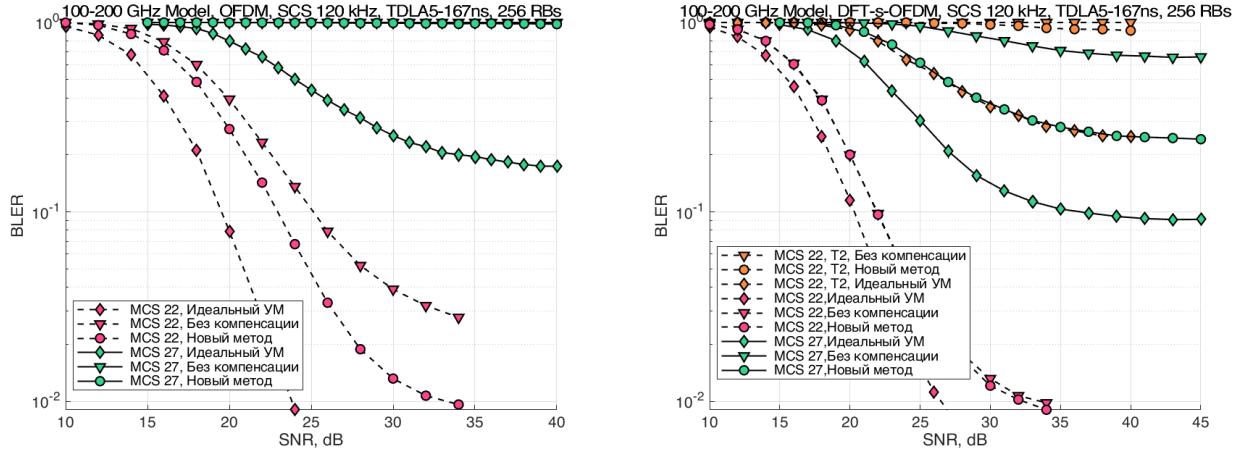


Рис. 3.4: BLER для SCS 120 кГц, 64-QAM/256 QAM для OFDM (слева) для DFT-s-OFDM(справа)

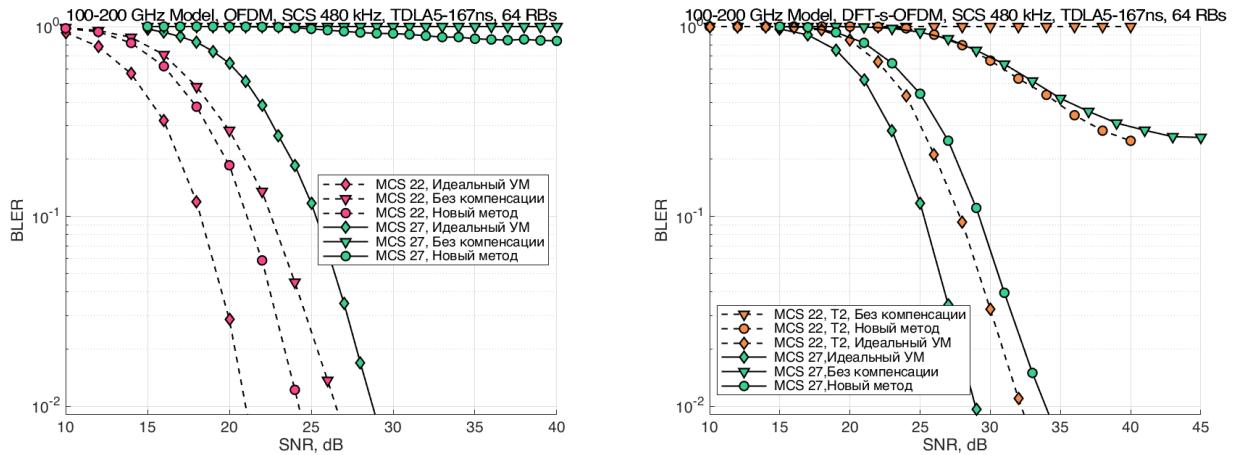


Рис. 3.5: BLER для SCS 480 кГц, 64-QAM/256 QAM для OFDM (слева) для DFT-s-OFDM(справа)

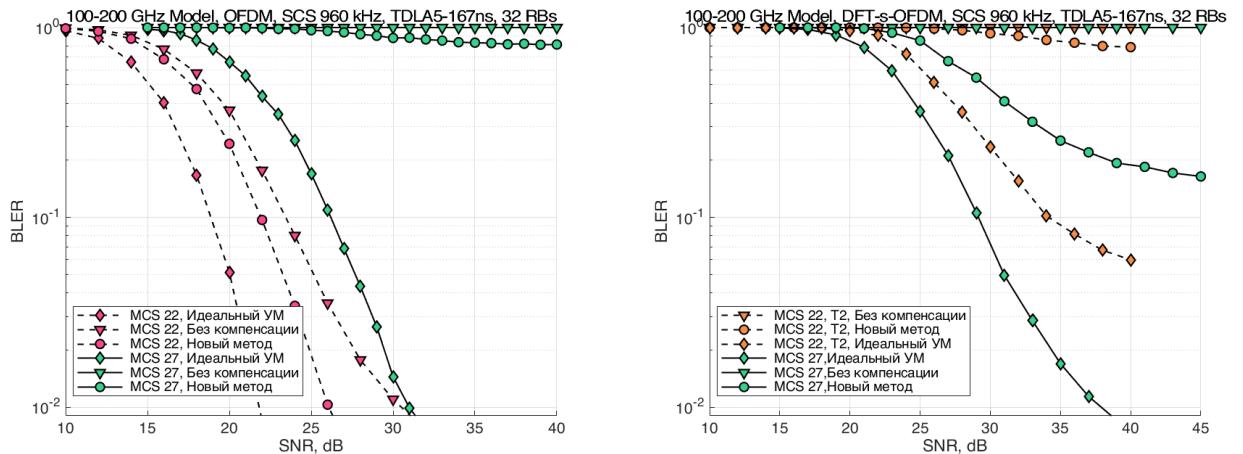


Рис. 3.6: BLER для SCS 960 кГц, 64-QAM/256 QAM для OFDM (слева) для DFT-s-OFDM(справа)

шает результат на несколько dB. Например, для сигнала OFDM SCS 120 кГц при MCS 22 рис. (3.4), компенсация сдвинула результирующую кривую на 2-3 dB, при том что в результате добавления нелинейности результат ухудшился на 5 dB.

4 Заключение

В ходе данной работы был описан и продемонстрирован метод для компенсации нелинейных искажений усилителя мощности на стороне приемника. В основе метода лежит использование обратной амплитудной характеристики нелинейного усилителя, определенной в соответствии с моделью Раппа для твердотельного усилителя. Разработанный метод может быть модифицирован и применен для нескольких различных типов сигнала, в частности, алгоритм был подготовлен для работы с сигналами CP-OFDM и DF-s-OFDM.

Были изучены и проанализированы последние исследования в области создания усилителей мощности для миллиметрового диапазона. На основе проведенных исследований была создана обобщенная модель УМ для диапазона частот 100-200 ГГц.

Алгоритм компенсации был реализован и протестирован на симуляторе канального уровня LLS, соответствующего требованиям стандарта 5G NR для оценки влияния на общую производительность системы. Метод применялся для существующей модели УМ в диапазоне частот 30-70 ГГц, а также для новой модели 100-200 ГГц в широком диапазоне параметров. Для каждой из моделей, реализованный метод продемонстрировал возможность значительно улучшить производительность системы в различных условиях (вид сигнала, модуляция и др.).

- Для модели 30-70 ГГц метод компенсации продемонстрировал видимое улучшение результата для всех случаев, кроме MCS 22 и SCS 120 кГц. Слабый результат компенсации может быть связан с влиянием фазового шума, реализованного в LLS.
- При использовании модели 100-200 ГГц сигнал часто искажался до необратимого состояния, это подчеркивает степень нелинейности усилителей в данном диапазоне частот и необходимости предпринятия мер при их использовании. Для OFDM сигнала MCS 27 для всех значений SCS при добавлении нелинейного УМ BLER достигает единицы и метод компенсации не может восстановить информацию.
- Для модели 100-200 ГГц метод компенсации продемонстрировал меньшее улучшение результата. В частности, для OFDM сигнала MCS 22, производительность улучшилась в среднем на 2-3 dB по сравнению со случаем отсутствия компенсации. Для DFT-s-OFDM сигнала улучшения наблюдаются в основном для MCS 27, производительность в среднем улучшается на 5-10 dB.

Поскольку метод опирается на компенсацию на стороне приемника, этот подход может быть эффективен в системе с большим количеством простых, дешевых передатчиков с низким энергопотреблением, такой как инфраструктура IoT. Это позволит устройству передачи снизить общее энергопотребление, поскольку в таком случае отсутствует необходимость в предварительной обработке сигнала для компенсации нелинейных эффектов усилителя.

Техника безопасности

В соответствии с СанПин 2.2.2/2.4.1340-03 [0], соблюдалась техника безопасности при выполнении компьютерного моделирования на персональной электронно-вычислительной машине (ПЭВМ). В помещениях для работы на компьютерах необходимым условием является наличие естественного и искусственного освещения. Естественное освещение реализуется через окна, ориентированные преимущественно на север и северо-восток. Не допускается размещение мест пользователей ПЭВМ в цокольных и подвальных помещениях. Искусственное освещение должно осуществляться системой общего равномерного освещения. Яркость светильников в зоне углов излучения от 50 до 90 градусов с вертикалью в продольной и поперечной плоскостях должна составлять не более $200 \text{ кд}/\text{м}^2$, защитный угол светильников должен быть не менее 40 градусов. В случае работы преимущественно с документами, допускается применение комбинированного освещения: кроме общего устанавливаются светильники местного освещения, которые не должны создавать бликов на поверхности экрана и увеличивать его освещенность более 300 лк. Площадь одного рабочего места для взрослых пользователей должна составлять не менее 6 м^2 , а объем – не менее 20 м^3 . Для внутренней отделки помещений должны использоваться диффузно-отражающие материалы с коэффициентом отражения от потолка – 0.7–0.8; для стен – 0.5–0.6; для пола – 0.3–0.5. Поверхность пола в помещениях должна быть ровной, без выбоин, нескользкой, удобной для очистки и влажной уборки, обладать антистатическими свойствами. Микроклимат в помещениях, где установлены компьютеры, должен соответствовать санитарным нормам: температура воздуха в теплый период года должна быть не более 23–25 градусов Цельсия, в холодный – 22–24 градуса Цельсия; относительная влажность воздуха должна составлять 40–60; скорость движения воздуха – 0.1 м/с.

Для повышения влажности воздуха в помещениях следует применять увлажнители воздуха, заправляемые ежедневно дистиллированной или прокипяченной питьевой водой. Помещения перед началом и после окончания работы за компьютером следует проветривать. Экран видеомонитора должен находиться от глаз пользователя на оптимальном расстоянии 600-700 мм, но не ближе 500 мм с учетом размеров алфавитно-цифровых знаков и символов. При непрерывной работе с компьютером каждые 1-2 часа делать перерыв на 10-15 минут для отдыха и выполнения комплекса физкультурно-оздоровительных упражнений.

Список литературы

1. *Intel Corporation.* New SID: Study on supporting NR from 52.6GHz to 71 GHz : tex. отч. / 3rd Generation Partnership Project (3GPP). — 12.2019. — RP—193259. — TSG RAN Meeting №86.
2. *Qualcomm.* New WID on extending current NR operation to 71 GHz : тех. отч. / 3rd Generation Partnership Project (3GPP). — 12.2019. — RP—193229. — TSG RAN Meeting №86.
3. *3GPP.* Study on NR beyond 52.6 GHz : Technical Report (TR) / 3rd Generation Partnership Project (3GPP). — 10.2019. — № 38.807. — Version 1.0.0.
4. A 120–150 GHz Power Amplifier in 28-nm CMOS Achieving 21.9-dB Gain and 11.8-dBm Psat for Sub-THz Imaging System / J. Zhang, T. Wu, L. Nie, S. Ma, Y. Chen, J. Ren // IEEE Access. — 2021. — Т. 9. — С. 74752—74762. — DOI: [10.1109/ACCESS.2021.3080710](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3080710).
5. *Sharath M.* Analysis and Compensation of Power Amplifier Distortions in Wireless Communication Systems : PhD thesis / Sharath Manjunath. — 2015. — Electronic Thesis and Dissertation Repository.
6. *Shabany M., Gulak P. G.* Efficient Compensation of the Nonlinearity of Solid-State Power Amplifiers Using Adaptive Sequential Monte Carlo Methods // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. — 2008. — Т. 55, № 10. — С. 3270—3283. — DOI: [10.1109/TCSI.2008.925376](https://doi.org/10.1109/TCSI.2008.925376).
7. Adaptive Compensation of Nonlinearity in High Power Amplifier by Support Vector Machine / T. Eda, T. Ito, H. Ohmori, A. Sano // IFAC Proceedings Volumes. — 2001. — Т. 34, № 14. — С. 243—248. — ISSN 1474-6670. — DOI: [https://doi.org/10.1016/S1474-6670\(17\)41629-6](https://doi.org/10.1016/S1474-6670(17)41629-6). — URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1474667017416296> ; IFAC Workshop on Adaptation and Learning in Control and Signal Processing (ALCOSP 2001), Cernobbio-Como, Italy, 29-31 August 2001.
8. *Ermolaev G. A., Bolkhovskaya O. V., Maltsev A. A.* Advanced Approach for TX Impairments Compensation Based on Signal Statistical Analysis at the RX Side // 2021 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). — 2021. — С. 1—5. — DOI: [10.1109/WECONF51603.2021.9470687](https://doi.org/10.1109/WECONF51603.2021.9470687).
9. *Bhat S., Chockalingam A.* Compensation of power amplifier nonlinear distortion in spatial modulation systems // 2016 IEEE 17th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC). — 2016. — С. 1—6. — DOI: [10.1109/SPAWC.2016.7536802](https://doi.org/10.1109/SPAWC.2016.7536802).

10. *Qi J., Aissa S.* Analysis and Compensation of Power Amplifier Nonlinearity in MIMO Transmit Diversity Systems // IEEE Transactions on Vehicular Technology. — 2010. — Т. 59, № 6. — С. 2921—2931. — DOI: [10.1109/TVT.2010.2049594](https://doi.org/10.1109/TVT.2010.2049594).
11. Receiver Cancellation Technique for Nonlinear Power Amplifier Distortion in SDMA–OFDM Systems / F. Gregorio, S. Werner, T. I. Laakso, J. Cousseau // IEEE Transactions on Vehicular Technology. — 2007. — Т. 56, № 5. — С. 2499—2516. — DOI: [10.1109/TVT.2007.899965](https://doi.org/10.1109/TVT.2007.899965).
12. A Review of 5G Power Amplifier Design at cm-Wave and mm-Wave Frequencies / D. Lie, J. Mayeda, Y. Li, J. Lopez // Wireless Communications and Mobile Computing. — 2018. — Июль. — Т. 2018. — С. 1—16. — DOI: [10.1155/2018/6793814](https://doi.org/10.1155/2018/6793814).
13. 3GPP. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation : Technical Specification (TS) / 3rd Generation Partnership Project (3GPP). — 2022. — № 36.211. — Version 17.1.0.
14. 3GPP. NR; NR and NG-RAN Overall description; Stage-2 : Technical Specification (TS) / 3rd Generation Partnership Project (3GPP). — 2022. — № 38.300. — Version 17.0.0.
15. *Vaigandla K., Venu N.* BER, SNR and PAPR Analysis of OFDMA and SC-FDMA. — 2021. — Сент.
16. RF Power Amplifier Behavioral Modeling. — Cambridge University Press, 2008. — (The Cambridge RF and Microwave Engineering Series). — DOI: [10.1017/CBO9780511619960](https://doi.org/10.1017/CBO9780511619960).
17. *Doherty W. H.* A new high-efficiency power amplifier for modulated waves // The Bell System Technical Journal. — 1936. — Т. 15, № 3. — С. 469—475. — DOI: [10.1002/j.1538-7305.1936.tb03563.x](https://doi.org/10.1002/j.1538-7305.1936.tb03563.x).
18. 3GPP. Study on new radio access technology: Radio Frequency (RF) and co-existence aspects : Technical Report (TR) / 3rd Generation Partnership Project (3GPP). — 09.2017. — № 38.803. — Version 14.2.0.
19. *Rapp C.* Effects of HPA-nonlinearity on 4-DPSK/OFDM-signal for a digital sound broadcasting system //. — 10.1991. — С. 179—184.
20. Comparison of Power Amplifier Non-Linearity Impact on 60 GHz Single Carrier and OFDM Systems / A. Maltsev, A. Lomayev, A. Khoryaev, A. Sevastyanov, R. Maslennikov // 2010 7th IEEE Consumer Communications and Networking Conference. — 2010. — С. 1—5. — DOI: [10.1109/CCNC.2010.5421601](https://doi.org/10.1109/CCNC.2010.5421601).
21. *Nokia.* Realistic power amplifier model for the New Radio evaluation : tex. отч. / 3rd Generation Partnership Project (3GPP). — 05.2016. — R4—163314. — TSG-RAN WG4 Meeting №79.

22. *Amado Rey A. B.* Analysis, design, and experimental evaluation of sub-THz power amplifiers based on GaAs metamorphic HEMT technology : дис. ... канд. / Amado Rey Ana Belén. — 01.2018.
23. 168-195 GHz Power Amplifier With Output Power Larger Than 18 dBm in BiCMOS Technology / A. Ali, J. Yun, F. Giannini, H. J. Ng, D. Kissinger, P. Colantonio // IEEE Access. — 2020. — Т. 8. — С. 79299—79309. — DOI: [10.1109/ACCESS.2020.2990681](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2990681).
24. Receiver Technique for Detection and Correction of Nonlinear High Power Amplifier Distortion Errors in OFDM Systems / H. Bouhadda, R. Zayani, H. Shaiek, D. Roviras, R. Bouallegue // 2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC Spring). — 2015. — С. 1—5. — DOI: [10.1109/VTCSPRING.2015.7146044](https://doi.org/10.1109/VTCSPRING.2015.7146044).
25. Receiver based compensation of nonlinear distortion in MIMO-OFDM / P. Drotar, J. Gazda, M. Deumal, P. Galajda, D. Kocur // 2010 IEEE International Microwave Workshop Series on RF Front-ends for Software Defined and Cognitive Radio Solutions (IMWS). — 2010. — С. 1—4. — DOI: [10.1109/IMWS.2010.5440998](https://doi.org/10.1109/IMWS.2010.5440998).
0. О введении в действие санитарно-эпидемиологических правил и нормативов : Сан-Пин 2.2.2/2.4.1340-03. — 2003.