

**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  
Кафедра статистической радиофизики и мобильных систем связи

Направление 03.04.03 «Радиофизика»

**ОТЧЕТ ПО ПРОИЗВОДСТВЕННОЙ ПРАКТИКЕ  
(Преддипломная практика)**

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

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

\_\_\_\_\_ Мальцев А.А.

Студент 2-го курса магистратуры

\_\_\_\_\_ Шиков А.П.

Нижний Новгород  
2022 год

# 1 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.

## 1.1 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 АХ, а также разработки метода компенсации была поставлена задача внедрения усилителя на основе модели Раппа в LLS. Опишем алгоритм, эмулирующий искажение сигнала на основе имеющейся АХ.

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

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

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

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

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

$$S_{out} = F_{PA}(S_{in}) = F_{AM/AM}(|S_{in}|) \cdot \exp[i\varphi[n] + F_{AM/PM}(|S_{in}|)], \quad (3)$$

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

Поскольку желательным является иметь постоянный 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

$$\text{RMS}(F_{PA}(K_0 \cdot S_{in}))^2 = \frac{R}{1000} 10^{(P_{TX}^{dBm} - OBO^{dB})/10}, \quad (4)$$

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.

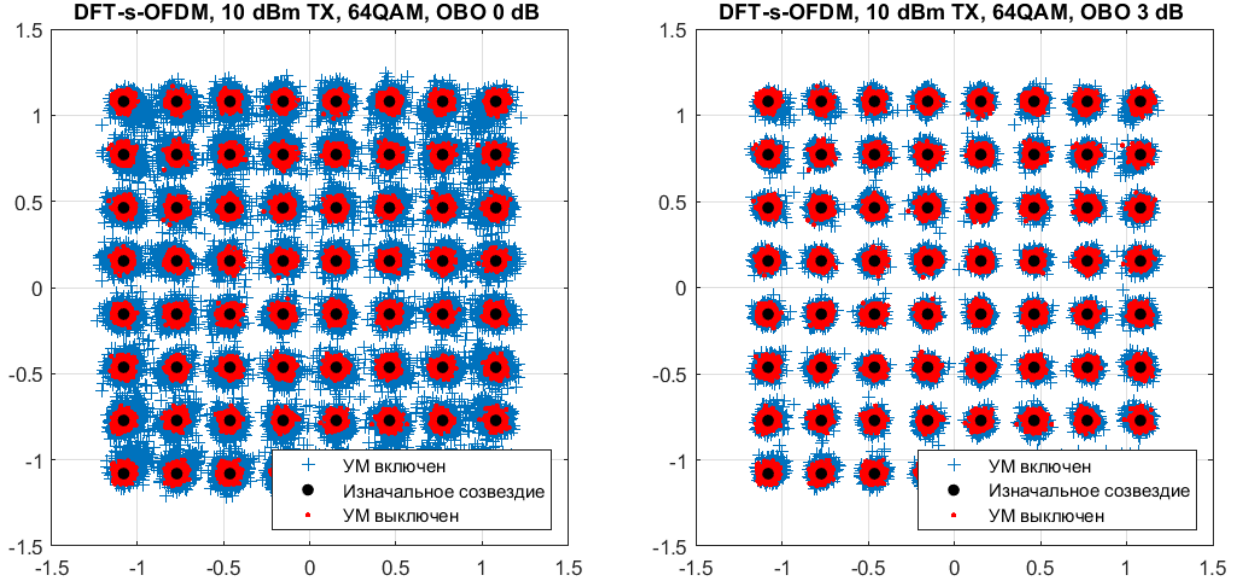


Рис. 1.1 — Демонстрация искажения созвездий на приемнике в результате использования нелинейного УМ с выходной мощностью 10 dBm в LLS. На левом графике  $OBO = 0$  dB, на правом -  $OBO = 3$  dB.

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. 1.1. В качестве модели УМ использовалась модель Раппа, с параметрами приведенными в соответствии с [8].

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. 1.2.

Искажение принимаемых созвездий приводит к ошибкам при декодировании сиг-

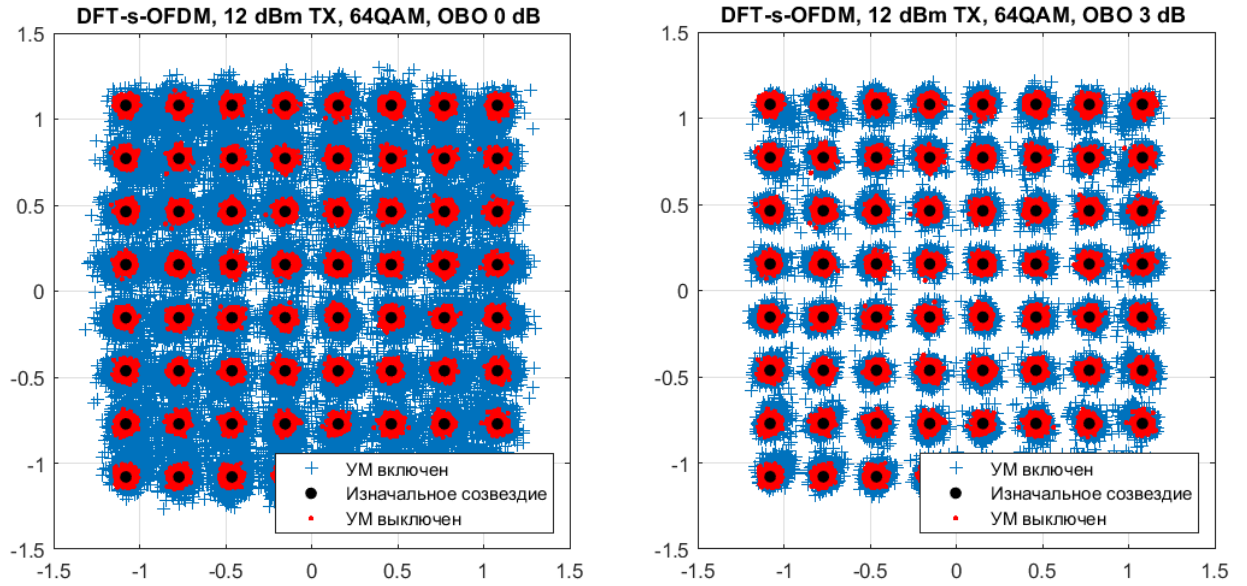


Рис. 1.2 — Демонстрация искажения созвездий на приемнике в результате использования нелинейного УМ с выходной мощностью 12 dBm в LLS. На левом графике  $OBO = 0$  dB, на правом -  $OBO = 3$  dB.

нала. Например, в случае  $P_{TX}^{dBm} = 10$  dBm (рис. 1.1), для  $OBO = 0$  dB BLER увеличивается с 0 до  $9 \cdot 10^{-4}$ , для  $OBO = 3$  dB BLER увеличивается с 0 до  $1.16 \cdot 10^{-5}$ .

В случае  $P_{TX}^{dBm} = 12$  dBm (рис. 1.2), для  $OBO = 0$  dB BLER увеличивается с 0 до  $6.56 \cdot 10^{-3}$ , для  $OBO = 3$  dB BLER увеличивается с 0 до  $2.87 \cdot 10^{-4}$ .

## 1.2 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.

### 1.2.1 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 ИВО, при которой достигается максимальная эффективность усилителя [11] [10] [4]. Также, использование PD на передатчике нежелательно на малогабаритных устройствах, поскольку в таком случае увеличивается сложность устройства, объем сигнальной обработки и энергопотребление.

### 1.2.2 Обработка сигнала на приемнике

Второй основной подход заключается в компенсации нелинейных искажений на приемнике. Например, в работе [5] используется статистическая обработка принятого сигнала для определения степени искажения, на основе которой в дальнейшем производится компенсация. Многие работы [1]—[3], [6], [9]—[11] рассматривают теоретический подход для компенсации на приемнике в очень обобщенном случае. Несколько методов компенсации были предложены для OFDM сигнала [2], [3], [6], 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*) [1], [9]—[11], в частности использовалась обратная характеристика УМ и последовательные методы Монте-Карло. В нескольких случаях [1], [6], [9], 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.

### 1.3 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 коэффициентом  $K_0$ . 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 выравнивание, ММО-декодирование, перенос в частотную область)
2. Полученный обработанный сигнал в частотной области переносится во временную область в соответствии с используемым типом сигнала.

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

IFFT-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
5. Компенсированный сигнал подается на блок демодуляции

Блок-схема разработанного метода компенсации для OFDM сигнала приведена на рис.1.3

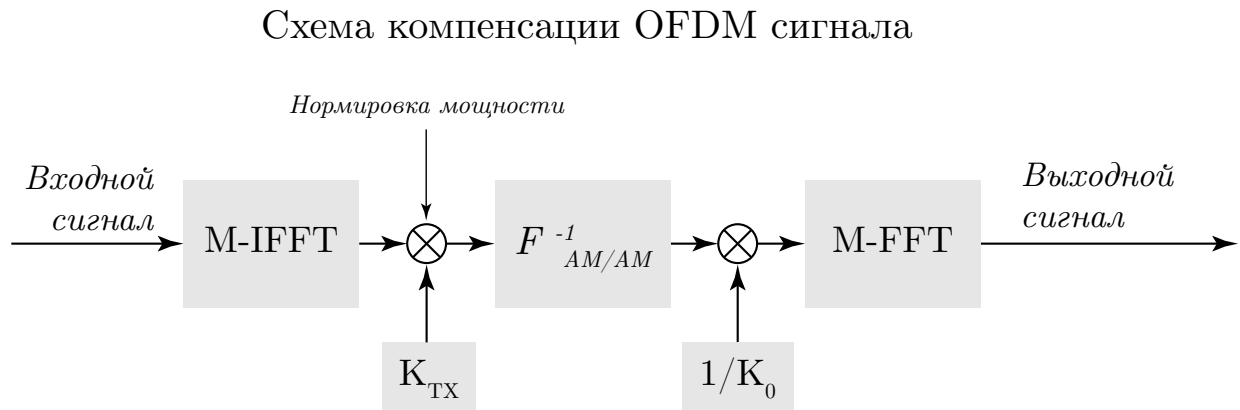


Рис. 1.3

### 1.3.1 Компенсация с использованием обратной характеристики усилителя

Опишем алгоритм компенсации для CP-OFDM сигнала, модификация для DFT-s-OFDM сигнала будет описана в секции 1.3.3.

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. 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  $N_{PRB}^{SC} \cdot N_{RB}$ , 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<sub>A</sub>:

$$x[a, b] = \text{IDFT}_A(X[a, b]) = \frac{1}{A} \sum_{k=0}^{A-1} X[k, b] \cdot e^{i2\pi ka/A}, a \in [0, A-1]. \quad (5)$$

Аналогично введем DFT<sub>A</sub>:

$$X[a, b] = \text{DFT}_A(x[a, b]) = \sum_{k=0}^{A-1} x[k, b] \cdot e^{-i2\pi ka/A}, a \in [0, A-1]. \quad (6)$$

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

$$S_{in}^{TD,RX}[m, n] = \text{IDFT}_M(S_{in}^{FD,RX}[m, n]), \quad (7)$$

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

$$S_{in}^{TD,RX}[m, n] = |S_{in}^{TD,RX}[m, n]| \exp(i\varphi^{TD,RX}[m, n]), \quad n \in [0, N-1]. \quad (8)$$

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.

$$P_{in}^{TD,RX} = \frac{\text{RMS}(S_{in}^{TD,RX})^2}{R} = \tilde{P}_{TX}. \quad (9)$$

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

$$\hat{S}_{in}^{TD,RX}[m, n] = \sqrt{\tilde{P}_{TX} R} \cdot \frac{S_{in}^{TD,RX}[m, n]}{\text{RMS}(S_{in}^{TD,RX})}. \quad (10)$$

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 Раппа

а именно

$$F_{AM/AM}^{-1}(y) = \frac{y}{\left(1 - \left|\frac{y}{V_{sat}}\right|^{2p}\right)^{1/2p}}, \quad (11)$$

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

$$S_{out}^{TD,RX}[m, n] = \frac{1}{K_0} F_{AM/AM}^{-1} \left( \hat{S}_{in}^{TD,RX}[m, n] \right) \exp(i\varphi^{TD,RX}[m, n]). \quad (12)$$

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 7. В случае OFDM сигнала, необходимо провести DFT:

$$S_{out}^{FD,RX}[m, n] = \text{DFT}_M \left( S_{out}^{TD,RX}[m, n] \right), \quad (13)$$

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

Покажем работу разработанного метода компенсации на сигнале CP-OFDM. Используем те же параметры, что и в случае демонстрации искажений в результате реализации УМ в LLS (см. рис. 1.1.  $P_{TX}^{dBm} = 10$  dBm,  $OBO = 0$  dB,  $SNR = 30$  dB, 64-QAM модуляция). На рис. 1.4 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.

### 1.3.2 Особенности использования обратной амплитудной характеристики для компенсации нелинейных искажений

В ходе исследований изначально использовалась обратная АХ УМ, приведенная в 11. 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 отражается 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.:

$$F_{AM/AM}^{-1}(y) \rightarrow \infty \Big|_{y \rightarrow V_{sat}} \quad (14)$$

Подобное поведение может привести к дополнительным искажениям компенсируемого сигнала, что противоречит изначальной цели. OFDM сигнал имеет высокое значение



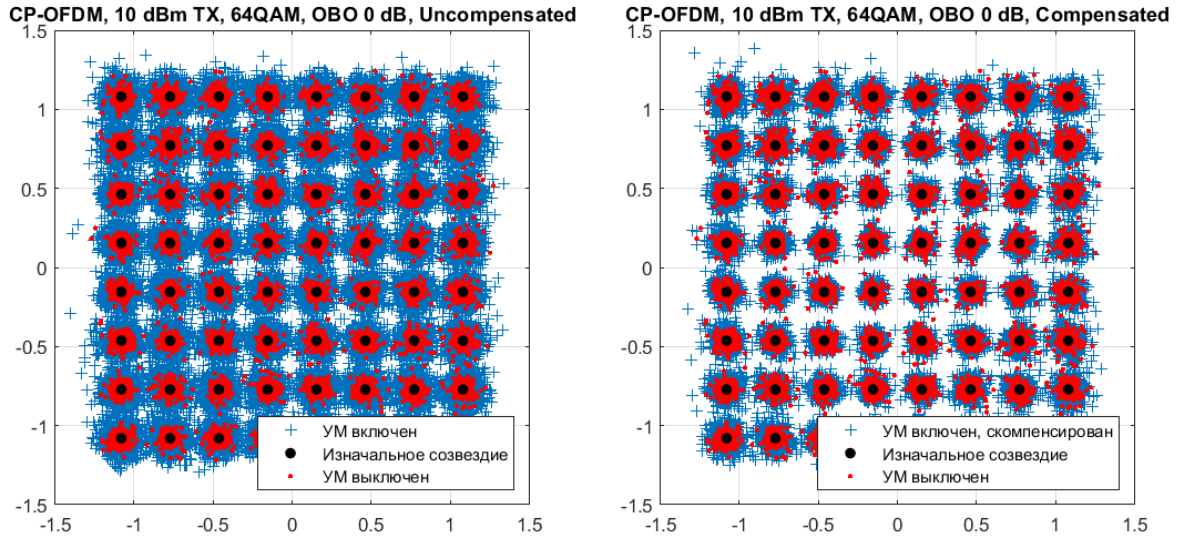


Рис. 1.4 — Демонстрация работы разработанного метода компенсации на примере сигнала CP-OFDM. Слева приведено искаженное УМ созвездие (синие кресты), справа - искажения компенсированы. Красные точки обозначают неискаженные созвездия.

PAPR, поэтому при подаче на обратную характеристику УМ 11, 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. 1.5.

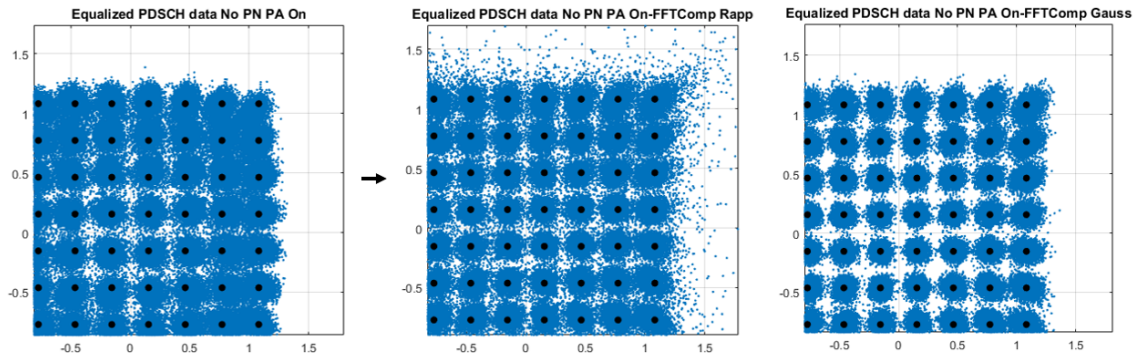


Рис. 1.5 — Результат применения обратной AX 11 и ограниченной обратной AX 15 к DFT-s-OFDM сигналу для компенсации. Черные точки отображают точки изначальное, передаваемое созвездие, синие точки обозначают значения созвездия принятого сигнала на приемнике. На графике слева компенсация отсутствует, по центру компенсация выполнена не ограниченной обратной AX 11, справа ограничено обратной AX 15. Поскольку на центральном графике обратная функция не ограничена, результирующее созвездие имеет дополнительно искажение в областях значений с высокой амплитудой. При ограничении обратной характеристики наблюдается необходимая компенсация искажений.

Таким образом важно произвести модификацию обратной характеристики, ограничив ее значения при  $y \geq V_{sat}$ . В результате было получено выражение, приведенное в

15. Сравнение результата применения ограниченной и не ограниченной характеристик приведено на рис. 1.5. В дальнейшем в работе использовалась именно ограниченная версия обратной АХ 15.

$$F_{AM/AM}^{-1}(y) = \begin{cases} \frac{y}{\left(1 - \left|\frac{y}{V_{sat}}\right|^{2p}\right)^{1/2p}} & y < \alpha V_{sat} \\ \frac{\alpha V_{sat}}{(1 - |\alpha|^{2p})^{1/2p}} & y \geq \alpha V_{sat} \end{cases}, \quad (15)$$

TBD

### 1.3.3 Адаптация алгоритма компенсации в зависимости от типа используемого сигнала

Также была разработан алгоритм компенсации для сигнала DFT-s-OFDM, блок схема приведена на рис. 1.6.

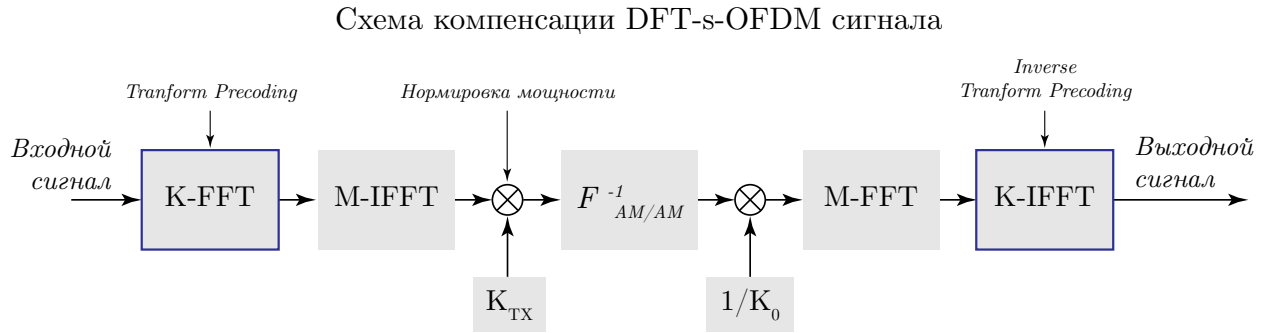


Рис. 1.6

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. 1.1.  $P_{TX}^{dBm} = 10$  dBm,  $OBO = 0$  dB,  $SNR = 30$  dB, 64-QAM модуляция).

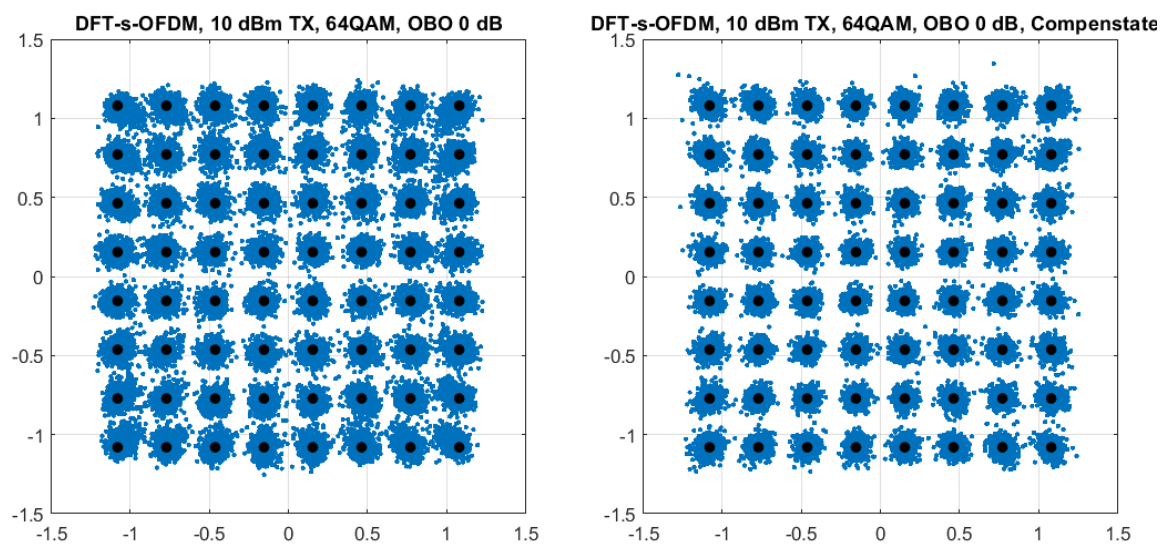


Рис. 1.7 — Демонстрация работы разработанного метода компенсации на примере сигнала DFT-s-OFDM. Слева приведено искаженное УМ созвездие, справа — искажения компенсированы.

## Список литературы

- [1] S. Bhat и A. Chockalingam, «Compensation of power amplifier nonlinear distortion in spatial modulation systems,» в *2016 IEEE 17th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, 2016, с. 1—6. DOI: 10.1109/SPAWC.2016.7536802.
- [2] H. Bouhadda, R. Zayani, H. Shaiek, D. Roviras и R. Bouallegue, «Receiver Technique for Detection and Correction of Nonlinear High Power Amplifier Distortion Errors in OFDM Systems,» в *2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, 2015, с. 1—5. DOI: 10.1109/VTCSpring.2015.7146044.
- [3] P. Drotar, J. Gazda, M. Deumal, P. Galajda и D. Kocur, «Receiver based compensation of nonlinear distortion in MIMO-OFDM,» в *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.
- [4] T. Eda, T. Ito, H. Ohmori и A. Sano, «Adaptive Compensation of Nonlinearity in High Power Amplifier by Support Vector Machine,» *IFAC Proceedings Volumes*, т. 34, № 14, с. 243—248, 2001, IFAC Workshop on Adaptation and Learning in Control and Signal Processing (ALCOSP 2001), Cernobbio-Como, Italy, 29-31 August 2001, 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>.
- [5] G. A. Ermolaev, O. V. Bolkhovskaya и A. A. Maltsev, «Advanced Approach for TX Impairments Compensation Based on Signal Statistical Analysis at the RX Side,» в *2021 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF)*, 2021, с. 1—5. DOI: 10.1109/WECONF51603.2021.9470687.
- [6] F. Gregorio, S. Werner, T. I. Laakso и J. Cousseau, «Receiver Cancellation Technique for Nonlinear Power Amplifier Distortion in SDMA-OFDM Systems,» *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, т. 56, № 5, с. 2499—2516, 2007. DOI: 10.1109/TVT.2007.899965.
- [7] A. Maltsev, A. Lomayev, A. Puduev, I. Bolotin и Y. Gagiev, «Ieee doc. 802.11-09/0334r8 channel models for 60 ghz wlan systems,» май 2010.
- [8] Nokia, «Realistic power amplifier model for the New Radio evaluation,» 3rd Generation Partnership Project (3GPP), тех. отч. R4-163314, май 2016, TSG-RAN WG4 Meeting №79.
- [9] J. Qi и S. Aissa, «Analysis and Compensation of Power Amplifier Nonlinearity in MIMO Transmit Diversity Systems,» *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, т. 59, № 6, с. 2921—2931, 2010. DOI: 10.1109/TVT.2010.2049594.

- [10] M. Shabany и P. G. Gulak, «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*, т. 55, № 10, с. 3270—3283, 2008. DOI: 10.1109/TCSI.2008.925376.
- [11] M. Sharath, «Analysis and compensation of power amplifier distortions in wireless communication systems,» Electronic Thesis and Dissertation Repository, дис. ... док., 2015.