

## REDUKSI PAPR MENGGUNAKAN CODED PTS PADA SISTEM MIMO OFDM 8 x 8

### PAPR Reduction Using Coded PTS In 8 x 8 MIMO-OFDM Systems

Sabrina<sup>1</sup>, Achmad Ali Muayyadi.<sup>2</sup>, Linda Meylani<sup>3</sup>

<sup>1,2,3</sup>Prodi S1 Teknik Telekomunikasi, Fakultas Elektro dan Komunikasi, Telkom University

<sup>1</sup>[sabrina@students.telkomuniversity.ac.id](mailto:sabrina@students.telkomuniversity.ac.id), <sup>2</sup>[alimuayaadi@telkomuniversity.ac.id](mailto:alimuayaadi@telkomuniversity.ac.id), <sup>3</sup>[lim@telkomuniversity.ac.id](mailto:lim@telkomuniversity.ac.id)

#### Abstrak

Perbedaan daya antara puncak daya dengan *subcarrier* lainnya menyebabkan nilai PAPR (*Peak to Average Ratio*) semakin tinggi. Tingginya PAPR menyebabkan distorsi gelombang dikarenakan karakteristik non-linearitas dari *amplifier*. Salah satu metode yang digunakan untuk menurunkan nilai PAPR yang tinggi adalah dengan menggunakan metode *Partial-Transmit Sequence* (PTS). Pada Tugas Akhir ini mengangkat metode *coded* PTS yang digunakan dalam sistem MIMO OFDM 8 x 8. Pengerjaan Tugas Akhir ini bertujuan untuk mereduksi PAPR dengan *low error transmission* yang dicapai dengan menggunakan *coded* PTS, sehingga penurunan performansi yang ditimbulkan oleh HPA dapat ditekan dengan *coded* PTS. Ini dapat dilihat dari hasil simulasi dengan parameter yang telah ditentukan melalui grafik karakteristik BER (*Bit Error Rate*) dan grafik CCDF (*Cummulative Distribution Fuction*). Hasil dari simulasi memperlihatkan kinerja dari sistem MIMO-OFDM OSTBC 8x8 dengan menggunakan blok reduktor *coded* PTS lebih baik dari menggunakan blok reduktor PTS pada kecepatan user 40 km/jam dengan ukuran IFFT sebesar 1024 menggunakan teknik modulasi 16 QAM. Sistem ini mencapai nilai BER  $10^{-6}$  pada nilai Eb/No 6 dB.

**Kata kunci :** MIMO-OFDM, PAPR, PTS, *coded* PTS

#### Abstract

*The differences between the peak power with the other subcarrier causes the value of PAPR higher. The higher value of PAPR will cause the waveform distortion due to the characteristics of the non-linearity of the amplifier. One of method than can be used to decrease the value of a high PAPR is using Partial Transmit Sequence (PTS). This final project is using coded PTS as method for reducing value of PAPR in MIMO OFDM 8 x 8 systems. This Final Project's aim is to reduce PAPR with low error transmission which is achieved by using coded PTS, so the decreasing of performance caused by the HPA can be suppressed with coded PTS. This can be seen from the simulation results with the parameters that have been determined through the graph characteristics of BER (Bit Error Rate) and CCDF chart (cumulative Distribution Fuction). The simulation shows the result of MIMO-OFDM OSTBC 8x8 system along coded PTS as reductor block is better than the system along PTS as redactor block with Doppler speed 40 km/hr, size of IFFT whereas 1024, and 16 QAM as modulation type. This system reaches  $10^{-6}$  of BER on 6 dB of Eb/No.*

**Keywords :** MIMO-OFDM, PAPR, PTS, *coded* PTS

#### 1. Pendahuluan

Sinyal OFDM terdiri dari beberapa *subcarrier*, maka menimbulkan *high peak power*. Distorsi gelombang akibat dari karakteristik *amplifier* yang nonlinear ini disebabkan oleh *High peak power* [1] sehingga, sistem OFDM terkenal memiliki *Peak-to-*

*Average Power Ratio* (PAPR) yang tinggi. Tingginya PAPR merupakan kerugian dalam sistem OFDM, karena dapat menurunkan SQNR (*Signal-to-Quantization Noise Ratio*) dari ADC (*Analog-to-Digital Converter*) dan DAC (*Digital-to-analog Converter*) saat menurunkan efisiensi daya pada

amplifier di pemancar sehingga menyebabkan distorsi non-linear pada High Power Amplifier (HPA) [2]. Salah satu metode yang digunakan untuk menurunkan nilai PAPR yang tinggi adalah dengan menggunakan metode Partial Transmit Sequence (PTS) yang telah dikenalkan pada penelitian [1] [3] [4] [5]. Skema coded PTS menghasilkan codebook yang berisi pola-pola rotasi fasa yang berfungsi untuk mengoptimalkan penurunan PAPR [1] [3]. Tugas akhir ini mengusung metode coded PTS yang digunakan dalam sistem MIMO OFDM 8 x 8 dengan melakukan beberapa perubahan parameter, yaitu modulasi, bandwidth sinyal, jumlah subcarrier yang

digunakan, ukuran IFFT yang digunakan, jenis decoding MIMO yang digunakan, dan kecepatan doppler.

Coded PTS [1] disini merupakan metode untuk

mengurangi computational cost dengan skema PTS yang akan menghasilkan codebook yang berisi pola-pola rotasi fase. Metode coded PTS ini sendiri merupakan hasil penggabungan dari metode PTS dengan metode Adaptive Peak Power Reduction (APPR) [3]. Parameter yang telah diubah dari penelitian [1] [3] adalah modulasi, channel coding, signal bandwidth, jumlah subcarrier, channel model, metode decoding pada sistem MIMO, dan Doppler

speed. Hasil simulasi dari Tugas Akhir ini akan ditampilkan dalam bentuk grafik CCDF dan PAPR. Parameter yang digunakan pada simulasi ini hanya terbatas pada menggunakan teknik modulasi 16 QAM dan 64 QAM, coding rate 1/2 dengan code generator (171,133), bandwidth Signal 160 MHz, ukuran IFFT sebesar 512 dan 1024, tipe Kanal AWGN dan Rayleigh, decoding MIMO menggunakan Zero Forcing, serta kecepatan user sebesar 40 Km/jam dan 100 Km/jam.

2. Dasar Teori dan Perancangan

2.1 Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) adalah suatu skema transmisi, dimana suatu aliran data serial yang memiliki rate tinggi akan dibagi menjadi beberapa aliran data yang masing-masing aliran data akan memiliki rate rendah atau dapat disebut dengan subcarrier [6]. Pada suatu transmisi single-carrier dengan data rate yang tinggi

akan mengalami frequency selective fading karena menggunakan wideband channel, multi-carrier

transmission dapat digunakan untuk mengatasi permasalahan ini. Multi-carrier transmission mengubah wideband channel menjadi beberapa narrowband channel yang memiliki data rate yang rendah. Narrowband ini yang disebut dengan

didemultipleks menjadi N subcarrier paralel. Kemudian, setiap subcarrier ini akan menjadi input untuk modulator pada masing-masing subcarrier yang saling orthogonal, lalu masing-masing subcarrier dipetakan ke aliran simbol yang menggunakan beberapa konstelasi modulasi, yaitu QAM atau PSK. Konstelasi dapat menyebabkan beberapa aliran memiliki kecepatan bit yang lebih tinggi dari yang lainnya. Invers FFT setiap set simbol dihitung dengan menggunakan persamaan dalam domain waktu [4].

$$x(n) = \sum_{k=0}^{K-1} X_k \left[ \sin\left(2\pi \frac{kn}{N}\right) - \cos\left(2\pi \frac{kn}{N}\right) \right] \quad (1)$$

besar nilai spektrum untuk frekuensi ke k, dan x(n) adalah besar nilai sinyal pada waktu n [4]. Keluaran dari subcarrier-subcarrier ini akan jika dijumlahkan akan menjadi sinyal transmisi s(t).

$$s(t) = \sum_{k=0}^{K-1} X_k \left[ \sin\left(2\pi \frac{kn}{N}\right) - \cos\left(2\pi \frac{kn}{N}\right) \right] \quad (2)$$

2.2 Peak to Average Ratio (PAPR)

Sinyal OFDM terdiri dari sejumlah subcarrier yang dimodulasi sendiri-sendiri sehingga dapat menghasilkan perbandingan antara daya puncak dan daya rata-rata (peak-to-average power ratio) yang cukup besar ketika dijumlahkan (superposisi) secara koheren. Ketika N sinyal dengan fasa yang sama dijumlahkan akan menghasilkan daya puncak sebesar N kali dari daya rata-rata. Daya puncak didefinisikan sebagai daya dari gelombang sinus dengan amplitudo sama dengan nilai envelope maksimum. PAPR yang besar akan mengakibatkan kerugian seperti kompleksitas analog-to-digital dan digital-to-analog konverter yang meningkat dan menurunkan efisiensi amplifier daya (power amplifier) [5].

PAPR dirumuskan sebagai

$$PAPR = \frac{\max_k |X_k|^2}{\sum_k |X_k|^2} \quad (3)$$

subcarrier. Subcarrier pada OFDM bersifat saling orthogonal. Suatu aliran serial s[n] akan

dengan  $\sigma^2$  menyatakan simbol OFDM dan  $E[|x_k|^2]$  menyatakan ekspektasi. Biasanya PAPR dideskripsikan secara statistik dengan menggunakan *Complementary Cumulative Distribution Function* (CCDF = 1 - CDF). CCDF dinyatakan sebagai

$$P_{avg} = 1 - (1 - \exp(-P_{peak})) \quad (4)$$

**2.3 Partial Transmit Sequence dan Coded PTS**

Metode ini berdasarkan *phase shifting* dari *subblock* data dan perkalian struktur data oleh *vector* random. Metode ini fleksibel dan efektif untuk sistem

OFDM *Frame* data *input* dibagi menjadi *non-overlapping subblocks* dan setiap *subblock* ditukar fasanya oleh faktor konstan untuk mengurangi PAPR

[1]. Berikut skema pembentukan blok *Partial Transmit Sequence*:

- 1) *Input* data partisi dan penyisipan bit '0'  
Sinyal *input*  $x$  yang merupakan simbol OFDM didefinisikan sebagai berikut

$$x^0 \triangleq [x_0^0, x_1^0, \dots, x_{N-1}^0]^T \quad (5)$$

Kemudian sinyal OFDM yang termodulasi dipartisi menjadi  $L$  sub blok. Sub blok ke- $l$  adalah  $x^l$  setelah diparti, bit '0' disisipkan kedalam setiap sub blok agar memiliki ukuran yang sama dengan  $N$ . Setelah melakukan partisi dan penyisipan bit '0',  $x^l$  dapat dirumuskan dengan

$$\begin{aligned} x^0 &= [x_0^0, x_1^0, \dots, x_{N-1}^0]^T \\ \vdots \\ x^l &= [0, \dots, 0, x_{(L-1)N}^l, \dots, x_{((L-1)N+N-1)}^l]^T \\ \vdots \\ x^{L-1} &= [0, \dots, 0, x_{((L-1)N}^{L-1}, \dots, x_{((L-1)N+N-1)}^{L-1}]^T \end{aligned} \quad (6)$$

Total dari koresponden sub blok terhadap data *input* awal sebagai berikut

$$x = \sum_{l=0}^{L-1} x^l \quad (7)$$

sehingga dapat dengan mudah dalam demodulasi sinyal pada penerima.

- 2) Gunakan IFFT pada setiap sub-blok  
IFFT diterapkan pada setiap sub blok sebagai berikut

Menggunakan hasil dari rumus tersebut akan menghasilkan pola fase optimal akan ditemukan pada langkah selanjutnya.

- 3) Kalkulasikan pola fase yang optimal  
Tentukan pola fase yang memiliki reduksi PAPR tertinggi dari semua pola fase dengan cara sebagai berikut

$$\tilde{b} = [\tilde{b}_0, \dots, \tilde{b}_{M-1}] = \underset{0 \leq k \leq M-1}{\text{arg}} \{ |x_k| \} \quad (8)$$

$$\tilde{x}^l = \sum_{k=0}^{M-1} \tilde{b}_k x_k^l, \quad (l=0, 1, \dots, L-1)$$

Dimana  $\tilde{b} = [\tilde{b}_0, \dots, \tilde{b}_{M-1}]$  adalah pola fase optimal dan  $\tilde{x}^l$  adalah sinyal setelah rotasi fasa

- 4) Tentukan rotasi fase optimal  
Berdasarkan nilai rotasi fase yang optimal, sinyal yang terjadi setelah IFFT berotasi, dan jumlah dari semuanya dapat ditulis sebagai berikut

$$\tilde{x} = \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{x}^l \quad (9)$$

*Coded PTS* adalah sebuah metode untuk mereduksi nilai komputasi pada skema PTS. Pada *coded PTS*, terdapat *codebook* dimana elemen – elemennya adalah pola rotasi fasa. Karena setiap pola fasa dipilih dari semua pola fasa yang memungkinkan, jumlah dari pola fasa sebenarnya digunakan untuk memperoleh kumpulan optimal dari pola fasa untuk mereduksi PAPR. *Coded PTS* yang digunakan sebagai metode pada tugas akhir ini

merupakan hasil penggabungan antara konvensional PTS dengan *Adaptive Peak Power Reduction (APPR)*.

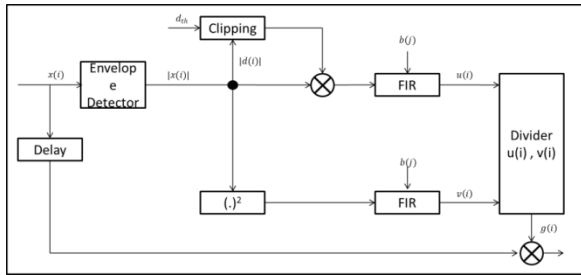
**2.4 Adaptive Peak Power Reduction (APPR)**

APPR akan membantu PTS dalam

mereduksi tinggi dari nilai PAPR dengan cara mengatur level puncak dari sinyal modulasi menggunakan algoritma adaptif. Berikut akan

$$x_k^l = \tilde{x}_k^l \exp(j\tilde{b}_k) \quad (k=0, 1, 2, 3, \dots, M-1) \quad (8)$$

dijelaskan mengenai konvensional APPR. Algoritma adaptif yang dimiliki oleh sistem APPR ini akan mengurangi amplitudo pada rentang yang telah ditetapkan sebelumnya.



Gambar 2.1 Block Diagram dari konvensional APPR [1]

Pada gambar 2.1 dapat terlihat block diagram dari konvensional APPR.

1. Nilai  $x(t)$  merepresentasikan sinyal OFDM dan sebagai sinyal input dari APPR.
2. Kemudian,  $|x(t)|$  dimasukkan kedalam modul clipping dimana komponen amplitude  $|x(t)|$  dibentuk dengan

$$x_n \cdot \exp\{j \arg(x_n)\} |x_n| > \alpha_n$$

$$= \begin{cases} \alpha_n \exp\{j \arg(x_n)\} & |x_n| > \alpha_n \\ x_n & |x_n| \leq \alpha_n \end{cases} \quad (10)$$

3. Lalu,  $|x(t)|$  dikalikan bersama dan hasil dari perkalian tersebut dimasukkan kedalam filter FIR. Korelasi silang antara sinyal target kompleks dan sinyal modulasi kompleks dibebankan dengan  $\zeta$  yang dirumuskan sebagai

$$\zeta = \frac{1}{N+1} \sum_{n=-N}^N \left( \frac{2^n}{2} \right) \cdot x_n$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 \\ -2 & -4 & -6 & -8 & -10 & -12 & -14 & -16 \\ 3 & 6 & 9 & 12 & 15 & 18 & 21 & 24 \\ -6 & -12 & -18 & -24 & -30 & -36 & -42 & -48 \\ 9 & 18 & 27 & 36 & 45 & 54 & 63 & 72 \\ -18 & -36 & -54 & -72 & -90 & -108 & -126 & -144 \\ 27 & 54 & 81 & 108 & 135 & 162 & 189 & 216 \\ -54 & -108 & -162 & -216 & -270 & -324 & -378 & -432 \end{bmatrix} \quad (11)$$

Dimana koefisien beban  $\zeta$  berasal dari fungsi window Blackman-Harris :

$$\zeta = 0,35875 - 0,48829 \cos(2\pi \frac{n}{N}) + 0,14128 \cos(4\pi \frac{n}{N}) - 0,01168 \cos(6\pi \frac{n}{N}) \quad (12)$$

4. Disaat yang sama,  $|x(t)|$  menuju modul “(.)<sup>2</sup>”

Gain dapat  $\zeta$  dapat dihitung dengan

$$\zeta = \begin{cases} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |x_n|^2 > 0 \end{cases} \quad (14)$$

$$= 1 \quad \zeta = 0$$

5. Kemudian dikalikan dengan sinyal modulasi kompleks untuk mereduksi level puncak dari sinyal.

## 2.5 Orthogonal Space Time Block Code (OSTBC)

Space-time blok coding (STBC) merupakan suatu sistem coding yang menggunakan domain frekuensi dan ruang. STBC untuk antenna pengirim lebih dari satu pertama kali dikembangkan oleh S.M. Alamouti [7]. Kemudian, Vahid Tarokh memcentuskan metode pengembangan dari STBC, yaitu OSTBC [8]. Pada sistem OSTBC, pembentukan matriks encoder OSTBC dimulai dengan membentuk suatu desain orthogonal yang dapat dibentuk kedalam matriks  $\zeta$ . Pada matriks  $\zeta$  ini akan berisi nilai-nilai yang akan bersifat negasi pada beberapa kolom tertentu untuk membentuk suatu matriks yang bersifat orthogonal. Dimana pada bagian baris pertama harus

memiliki nilai positif. Selanjutnya akan dilakukan permutasi pada setiap kolom. Hasil dari permutasi tersebut akan menghasilkan matriks  $\zeta$  [8]; dimana  $\zeta$  menghasilkan matriks  $\zeta$ . Besar matriks  $\zeta$

$$\zeta = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 & 4 \\ -2 & -4 & -6 & -8 \\ 3 & 6 & 9 & 12 \\ -6 & -12 & -18 & -24 \\ 9 & 18 & 27 & 36 \\ -18 & -36 & -54 & -72 \\ 27 & 54 & 81 & 108 \\ -54 & -108 & -162 & -216 \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\zeta = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 \\ -2 & -4 & -6 & -8 & -10 & -12 & -14 & -16 \\ 3 & 6 & 9 & 12 & 15 & 18 & 21 & 24 \\ -6 & -12 & -18 & -24 & -30 & -36 & -42 & -48 \\ 9 & 18 & 27 & 36 & 45 & 54 & 63 & 72 \\ -18 & -36 & -54 & -72 & -90 & -108 & -126 & -144 \\ 27 & 54 & 81 & 108 & 135 & 162 & 189 & 216 \\ -54 & -108 & -162 & -216 & -270 & -324 & -378 & -432 \end{bmatrix} \quad (16)$$

kemudian dimasukkan ke filter FIR tahap (1). Fungsi autokorelasi dari  $\zeta$  dibebankan dengan  $\zeta$  dapat dihitung dengan

2

Pada suatu desain *orthogonal* untuk *complex linear processing* dengan menggunakan variabel  $\epsilon_1, \epsilon_2, \dots, \epsilon_N$  adalah suatu matriks  $\epsilon$  dengan bentuk  $\epsilon \times \epsilon$ . Nilai-nilai masukan dari matriks  $\epsilon$  adalah kombinasi *complex linear* dari variabel  $\epsilon_1, \epsilon_2, \dots, \epsilon_N$  dan konjugasi dari nilai-nilai tersebut. Kemudian,

$$\epsilon_{ij} = \frac{1}{\sqrt{N+1}} \sum_{k=1}^N \epsilon_k \left( \epsilon_k + \frac{\epsilon_k^*}{2} \right) \cdot \epsilon_{ij} \quad (13)$$

—  $\epsilon_k \cdot \epsilon_k^* (\epsilon_k - \epsilon_k^*)$

$$\epsilon \times \epsilon = \epsilon \quad (17)$$

Dimana  $\epsilon$  adalah matriks diagonal yang nilai pada

diagonalnya adalah kombinasi linear dari

$|c_1|^2, |c_2|^2, \dots, |c_N|^2$  yang nilai koefisien nya harus *real* positif.

Pada nilai  $\alpha$  yang telah ditentukan, matriks sebesar  $2N \times 2N$  dan *rate*  $R=2R$  pada variabel  $c_1, c_2, \dots, c_N$  akan membentuk suatu matriks baru yang didapat dari nilai  $\alpha = \frac{1}{\sqrt{2}}(2\alpha)$ . Matriks baru tersebut adalah matriks  $\tilde{C}$  dengan besarnya menjadi  $2N \times 2N$ . Kemudian  $c_1, c_2, \dots, c_N$  akan diubah sesuai dengan nilai konjugasinya, sehingga menciptakan matriks  $\tilde{C}^*$ .

Pada nilai  $\alpha \leq 0.5$  akan menghasilkan  $\frac{1}{\sqrt{2}}(2\alpha) < \infty$ . Persamaan ini akan membentuk

matriks  $\tilde{C}$  dan  $\tilde{C}^*$

$$\tilde{C} = \begin{bmatrix} c_1 & c_2 & \dots & c_N \\ -c_1 & c_2 & \dots & c_N \\ -c_1 & -c_2 & \dots & -c_N \\ -c_1 & -c_2 & \dots & -c_N \end{bmatrix}$$

$$\tilde{C}^* = \begin{bmatrix} c_1^* & c_2^* & \dots & c_N^* \\ -c_1^* & c_2^* & \dots & c_N^* \\ -c_1^* & -c_2^* & \dots & -c_N^* \\ -c_1^* & -c_2^* & \dots & -c_N^* \end{bmatrix}$$

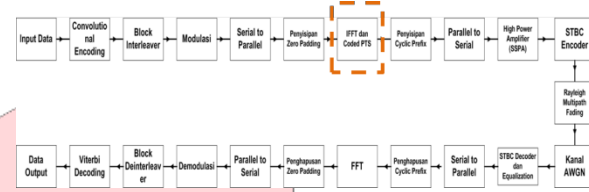
### 2.6 Equalization dengan Deteksi Linear Zero Forcing (ZF)

Konsep dari detektor menggunakan ZF adalah detektor ini hanya menyelesaikan sinyal yang telah dikirim oleh *transmitter* tanpa memperdulikan

$$c_i = (c_i^*)^{-1} \cdot c_i \tag{21}$$

Pada rumus  $c_i$ , detektor *zero forcing* dapat dibentuk baik dengan cara dikuantisasi lalu melakukan *demapping* pada bit-bit biner atau dapat juga digunakan untuk menghitung *Log-Likelihood Ratio* (LLR) [9].

### 2.7 Desain Model Sistem



Gambar 2.2 Diagram Blok *transceiver* menggunakan

#### 2.7.1 Pada Sisi Transmitter

- 1) *Input*
- 2) *Convolutional coding*
- 3) *Inteleaver*
- 4) *Mapping*
- 5) *Serial to Parallel*
- 6) Menambah *Zero Padding*
- 7) IFFT dan *Coded PTS*
- 8) Penambahan CP
- 9) *Parallel to Serial*
- 10) HPA

#### 2.7.2 Pada Sisi Receiver

- 1) *Equalization*
- 2) *Serial to Parallel*
- 3) Penghapusan CP
- 4) FFT & *inverse PTS*
- 5) *Parallel to Serial*
- 6) Menghilangkan *Zero Padding*
- 7) *De-mapping*
- 8) *De-Inteleave*
- 9) *Viterbi Decoding*
- 10) *Output*



ada atau tidak adanya suatu *noise* dalam sinyal tersebut. Formula dari detektor ZF ini, yaitu

$$\hat{y} = \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{y} \quad (20)$$

Dimana  $\mathbf{Q}^{-1}$  adalah *pseudo-inverse* dari sebuah matriks  $\mathbf{Q}$  yang dapat diformulasikan sebagai

### 2.8 Parameter Simulasi

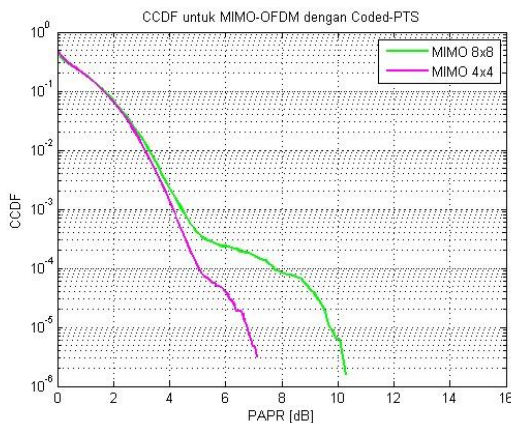
Modulasi	16 QAM & 64 QAM
Coding rate	Kode konvensional : 1/2

Bandwidth signal	160 MHz
Jumlah subcarrier data	468
Jumlah point FFT	512 dan 1024
Jumlah kemungkinan rotasi fasa	4 [1 -1 j -j]
Tipe kanal	Rayleigh dan AWGN
Metode decoding MIMO	Zero Forcing
Kecepatan user	40 Km/jam & 100 Km/Jam
Model HPA	SSPA (IBO= 6 dB)

**3. Pembahasan**

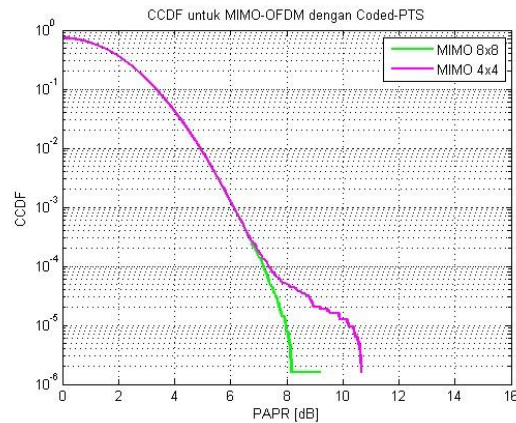
**3.1 PAPR pada Sistem MIMO-OFDM dengan Menggunakan Blok Reduktor Coded PTS**

**3.1.1 Pengaruh Jumlah Antena pada nilai PAPR**



Gambar 3.1 Grafik CCDF Sistem MIMO-OFDM dengan Perubahan Jumlah Antena

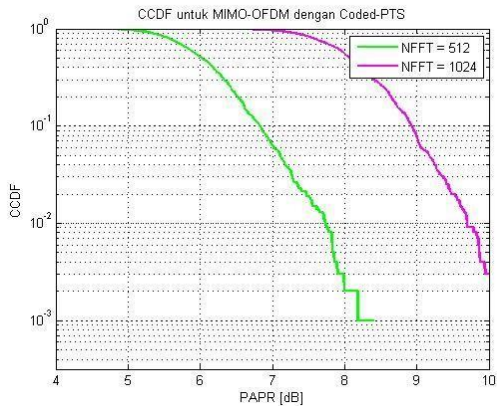
Grafik pada gambar 3.1 menampilkan grafik CCDF yang pengukurannya terletak pada receiver, sehingga efek dari sistem MIMO dapat terlihat pada grafik CCDF. Dari grafik pada gambar 3.1 dapat dilihat bahwa pengaruh dari perubahan sistem antenna MIMO OSTBC 8x8 menjadi sistem MIMO OSTBC 4x4 membawa pengaruh yang cukup signifikan pada rentang 4 dB – 10 dB. Data simulasi dapat dilihat pada tabel 4.1, dimana probabilitas nilai PAPR sebesar 97% pada sistem MIMO OSTBC 8x8 dan sistem MIMO OSTBC 4x4 tidak terjadi perubahan nilai PAPR. Namun, pada probabilitas nilai PAPR sebesar 10%, dan 0.1% mulai terlihat adanya perubahan nilai PAPR dari kedua sistem. Pada akhirnya, nilai PAPR pada probabilitas terendah, yaitu 0.001%, sistem MIMO OSTBC 8x8 memiliki perbedaan nilai PAPR sebesar 2.8 dB dari sistem MIMO OSTBC 4x4. Hal ini dikarenakan semakin banyak antenna yang digunakan sebagai bentuk diversitas ruang akan mengurangi dampak dari fading yang diterima oleh sinyal yang ditransmisikan.



Gambar 3.2 Grafik CCDF Sistem MIMO-OFDM dengan Perubahan Jumlah Antena

Grafik 3.2 menampilkan grafik CCDF yang pengukurannya terletak pada output dari serial to parallel di sisi transmitter. sehingga efek dari sistem MIMO tidak dapat terlihat pada grafik CCDF. Dari grafik pada gambar 4.2 dapat dilihat bahwa pengaruh dari perubahan sistem antenna MIMO OSTBC 8x8 menjadi sistem MIMO OSTBC 4x4 tidak membawa pengaruh pada nilai PAPR. Namun, pada nilai PAPR dengan probabilitas sekitar 0.0001% mulai terlihat perubahan nilai PAPR yang signifikan antara kedua sistem sekitar 2 – 2.5 dB.

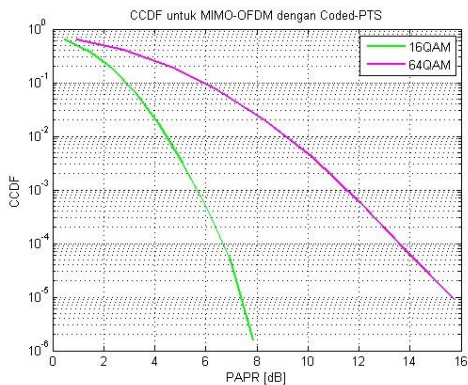
### 3.1.2 Pengaruh Ukuran IFFT pada nilai PAPR



Gambar 3.3 Grafik CCDF Sistem MIMO-OFDM dengan Perubahan Ukuran IFFT

Dari grafik 3.3 dapat dilihat bahwa pengaruh dari perubahan ukuran IFFT dengan jumlah 512 dan 1024 sangat mempengaruhi sistem MIMO-OFDM dengan reduktor *Coded-PTS* ini. Pada tabel 4.3, nilai PAPR pada probabilitas terbesar (99%) untuk ukuran IFFT sebesar 512 adalah 4.52667 dB, sedangkan untuk ukuran IFFT sebesar 1024 adalah 6.23202 dB. Hal ini menciptakan perbedaan sebesar 1.70535 dB diantara keduanya. Kemudian, pada nilai PAPR dengan probabilitas terendah (0.1%), perbedaan diantara ukuran IFFT sebesar 512 dan 1024 naik menjadi 1.93848 dB. Hal ini disebabkan adanya perbedaan jumlah cyclic prefix yang dibentuk dari  $\frac{1}{4} \times \dots$  sehingga semakin banyak jumlah cyclic prefix yang disisipkan, semakin sinyal dari sistem tersebut kuat menghadapi ISI. Kemudian, dengan bertambahnya ukuran IFFT yang digunakan, maka variansi dari sinyalnya juga akan bertambah banyak.

### 3.1.3 Pengaruh Jenis Modulasi pada nilai PAPR

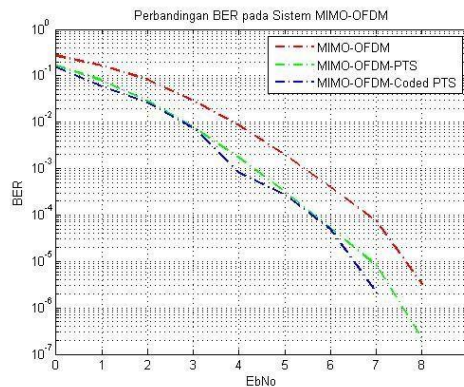


Gambar 3.4 Grafik CCDF Sistem MIMO-OFDM dengan Perubahan Jenis Modulasi

Dari grafik pada gambar 3.4 dapat dilihat bahwa pengaruh dari perubahan jenis modulasi, yaitu modulasi 16 QAM dan 64 QAM. Pada tabel 4.4 memperlihatkan bahwa pada nilai PAPR dengan probabilitas 99%, sistem dengan modulasi 16 QAM memiliki nilai PAPR lebih kecil 0.46 dB terhadap sistem dengan modulasi 64 QAM. Perubahan yang signifikan mulai terjadi mulai dari nilai PAPR dengan probabilitas 1% sampai nilai probabilitas 0.001%. Pada nilai PAPR dengan probabilitas 0.001%, sistem dengan modulasi 16 QAM memiliki perbedaan 7.86 dB terhadap sistem dengan modulasi 64 QAM.

### 3.2 BER pada Sistem MIMO-OFDM OSTBC

8x8



Gambar 3.5 Grafik BER Sistem MIMO-OFDM OSTBC 8x8

Nilai BER mengartikan kinerja dari suatu sistem mengirim suatu sinyal *input* dari *transmitter*, apakah sesuai dengan sinyal *output* yang diterima oleh *receiver* pada suatu Eb/No tertentu. Jika sinyal *output* semakin diterima baik oleh *receiver*, maka nilai BER akan semakin kecil. Sebaliknya, jika sinyal *output* semakin buruk diterima oleh *receiver*, maka nilai BER akan semakin besar. Dari grafik diatas dapat dilihat bahwa kinerja sistem MIMO OFDM menggunakan blok reduktor lebih baik dari tanpa menggunakan blok reduktor. Pada nilai Eb/No sebesar 0, sistem MIMO OFDM tanpa blok reduktor dan sistem OFDM dengan blok reduktor memiliki perbedaan nilai BER sebesar 0.11758 - 0.10414. Sistem dengan blok reduktor mengatasi tingginya nilai PAPR sebagai dampak akibat distorsi gelombang yang disebabkan oleh sifat non-linear dari HPA.

Blok reduktor *Coded-PTS* memiliki nilai BER yang lebih kecil daripada blok reduktor PTS. Meskipun perbedaannya tidak besar, tetapi nilai BER yang dimiliki oleh *Coded PTS* lebih kecil daripada nilai BER yang dimiliki blok reduktor PTS. Untuk mencapai nilai BER 10<sup>-6</sup>, blok reduktor PTS

membutuhkan nilai Eb/No sebesar sekitar 7.5 dB, sedangkan blok reduktor *Coded PTS* membutuhkan nilai Eb/No sebesar 7 dB. Berdasarkan gambar 3.5 dapat dilihat bahwa blok reduktor *Coded PTS* lebih baik dari blok reduktor PTS.

#### 4. Kesimpulan

Kesimpulan yang dapat diperoleh dari Tugas Akhir ini, yaitu

1. Pada sistem MIMO-OFDM dengan blok reduktor *coded PTS* dengan variasi antenna OSTBC 8x8 memiliki kinerja lebih baik dari variasi dengan antenna OSTBC 4x4 pada nilai PAPR 0.001%, dimiliki oleh sistem MIMO OSTBC 8x8 dengan perbedaan 2.8 dB dB terhadap sistem MIMO OSTBC 4x4.
2. Pada sistem MIMO-OFDM dengan blok reduktor *coded PTS* dengan variasi kecepatan user 40 km/jam dan kecepatan user 100 km/jam tidak membawa pengaruh yang signifikan bagi sistem MIMO OFDM dengan OSTBC 8x8. Hal ini dibuktikan dengan nilai PAPR pada probabilitas 97% hingga probabilitas 0.1% pada ketiga sistem yang diteliti memiliki nilai yang relative sama
3. Pada sistem MIMO-OFDM dengan blok reduktor *coded PTS* dengan variasi ukuran IFFT nilai PAPR pada probabilitas terbesar (99%) untuk ukuran IFFT sebesar 512 adalah 4.52667 dB, sedangkan untuk ukuran IFFT sebesar 1024 adalah 6.23202 dB. Kemudian, pada nilai PAPR dengan probabilitas terendah (0.1%), perbedaan diantara ukuran IFFT sebesar 512 dan 1024 naik menjadi 1.93848 dB.
4. Pada sistem MIMO-OFDM dengan blok reduktor *coded PTS* dengan variasi teknik modulasi 16 QAM dan teknik modulasi 64 QAM saat nilai PAPR dengan probabilitas 0.001%, sistem dengan modulasi 16 QAM memiliki perbedaan 7.86 dB terhadap sistem dengan modulasi 64 QAM

#### Daftar Pustaka :

- [1] Y. Inooue, H. Tsutsui and Y. Miyanaaga, "Study of PAPR Reduction Using Coded PTS in 8 x 8 MIMO-OFDM Systems," *Study of PAPR Reduction Using Coded PTS in 8 x 8 MIMO-OFDM Systems*, 2013.
- [2] Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang and C.-G. Kang, *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*, Singapore: John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd, 2010.
- [3] P. C., S. Yoshizawa, Y. Miyanaaga and K. Dejhan, "A New PAPR Reduction in OFDM-WLAN Systems by Hybrid Algorithm of PTS and APPR Methods," in *Proceedings of Asia-Pacific Conference on Communications 2007*, Bangkok, 2007.
- [4] A. Maddanaca, "Reduksi Peak-To-Average Power Ratio Pada Sistem STBC MIMO-OFDM dengan Metode Selected Mapping dan Partial Transmit Sequence," *Jurnal Telekomunikasi dan Komputer*, vol. 3 , no. IncomTech, pp. 85 - 111, 2012.
- [5] D. Phetsomphou, S. Yoshizawa and Y. Miyanaaga, "A Partial Transmit Sequence technique for PAPR Reduction in MIMO-OFDM System," in *Communications and Information Technologies (ISCIT), 2010 International Symposium*, Tokyo, 2010.
- [6] R. Prasad, *OFDM for Wireless Communications System* (Artech House Universal Personal Communications series), Boston: British Library Cataloguing, 2004.
- [7] S. M. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, 1998.
- [8] V. Tarokh, "Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs," *IEEE transactions on Information Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456-1467, July 1999.
- [9] T.-D. Chiueh, P.-Y. Tsai and I.-W. Lai, *Baseband Receiver Design for Wireless MIMO-OFDM Communications*, 2nd ed., Singapore: John Wiley & Sons Singapore Pte. Ltd., 2012.
- [10] K. D. Rao, *Channel Coding Techniques for Wireless Communication*, M. Swamy, Ed., Hyderabad: Springer, 2015.