

# BAB I

## PENDAHULUAN

### 1.1 Latar Belakang

Perkembangan layanan komunikasi yang semakin pesat dan beragam, tentunya membutuhkan kecepatan transmisi data yang semakin tinggi. Dalam transmisi *single carrier*, semakin tinggi laju data maka periode simbol akan semakin pendek, sehingga periode simbol akan lebih kecil dari *delay spread* kanal. Hal ini dapat menimbulkan terjadinya *Inter Symbol Interference* (ISI) dan akan menyebabkan turunnya kinerja sistem. Transmisi *multicarrier* merupakan solusi dalam penransmisian data dengan *rate* tinggi. *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) adalah salah satu teknik transmisi *multicarrier* yang handal dalam kecepatan transmisi data pada komunikasi bergerak. Kelebihan OFDM adalah efisiensi spektrum yang tinggi, berkurangnya *channel fading*, tahan terhadap *impulse interference*, dan kemampuan untuk mengatasi *multipath fading* dan *frequency selective fading*.

OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) merupakan sebuah teknik transmisi yang menggunakan beberapa buah frekuensi (*multicarrier*) yang saling tegak lurus (*orthogonal*). Konsep dasar OFDM adalah memecah data serial dengan kecepatan tinggi menjadi data paralel dengan kecepatan yang lebih rendah, kemudian data-data paralel tersebut dibawa oleh *subcarrier* yang saling orthogonal. Sinyal OFDM terdiri dari sejumlah *subcarrier* yang dimodulasi secara terpisah. Jika masing-masing *subcarrier* memiliki fasa sinyal yang sama, maka sinyal OFDM yang dihasilkan akan memiliki nilai perbandingan daya maksimum terhadap daya rata-rata (*Peak to Average Power Ratio/PAPR*) yang besar. Nilai daya maksimum sinyal yang besar ini menyebabkan *power amplifier* terpacu lebih cepat ke level saturasi yang mengakibatkan rendahnya efisiensi daya, PAPR juga dapat meningkatkan nilai distorsi intermodulasi yang mengakibatkan tingginya nilai eror rate.

Beberapa metode telah dikembangkan untuk mengurangi PAPR ini. Secara umum teknik mereduksi PAPR ini dikelompokkan menjadi tiga kelas, yaitu: *Block Coding*, *Clip Effect Transformation* dan *Probabilistic*. Teknik *Block Coding*, atau biasa disebut teknik *coding* memiliki kerugian berupa penurunan *data rate* dan tidak cocok untuk jumlah *carrier* yang besar, sedangkan teknik *Clip Effect Transformation* atau biasa disebut teknik distorsi sinyal terdapat kerugian berupa distorsi sinyal dan peningkatan BER (*Bit Error Rate*). Teknik *Probabilistic* tidak menyebabkan distorsi sinyal dan peningkatan BER, contoh dari teknik reduksi ini adalah *Partial Transmit Sequences (PTS)*, *Selected Mapping (SLM)* dan *Tone Resevation (TR)*..

Pada skripsi ini membahas bagaimana kinerja sistem OFDM reduksi PAPR dengan menggunakan teknik *Tone Reservation*.. Analisis tentang kinerja sistem OFDM dengan reduksi PAPR ini ditekankan pengurangan PAPR

## 1.2 Rumusan Masalah

Permasalahan yang dibahas dalam tugas akhir ini dirumuskan sebagai berikut :

1. Bagaimana kemampuan reduksi PAPR dengan teknik *Tone Resevartion*
2. Bagaimana kinerja sistem OFDM dengan teknik *Tone Reservation*
3. Bagaimana perbandingan kinerja sistem OFDM dengan teknik *Tone Reservation* dan tanpa teknik *Tone Reservation*.

## 1.3 Ruang Lingkup

Berdasarkan permasalahan yang telah disebutkan di atas maka pada penulisan skripsi ini diberikan batasan pada hal-hal sebagai berikut :

1. Hanya membahas teknik *Tone Reservation* dalam reduksi PAPR
2. Aspek yang dibahas meliputi performansi teknik *Tone Reservation* dalam mereduksi PAPR yaitu BER dan berkurangnya nilai PAPR yang muncul melalui CCDF (*Complementary Cumulative Distribution Function*)
3. Proses modulasi menggunakan QPSK dan diasumsikan sempurna
4. Hanya membahas kelemahan OFDM yang dikhususkan pada PAPR

5. Tidak membahas keadaan sinyal saat melewati kanal
6. Tidak membahas perangkat keras dan perangkat lunak sistem
7. Hanya membahas PAPR yang terjadi pada sisi penerima (*transmitter*)
8. Alokasi *subcarrier* untuk data dan untuk *direserve* dilakukan sedemikian rupa sehingga keluaran IFFT *real*
9. Algoritma gradien untuk Tone Reservation dilakukan pada sinyal real
10. Sistem OFDM diasumsikan tidak mengalami ISI dan ICI sehingga tidak perlu *guard time*
11. Analisa dan simulasi dilakukan pada tingkat *baseband* tanpa *oversampling*
12. Diasumsikan proses sinkronisasi sinyal sempurna.

#### 1.4 Tujuan Penulisan

Penulisan skripsi ini bertujuan untuk mengetahui bagaimana kinerja sistem OFDM dengan reduksi PAPR dengan menggunakan teknik *Tone Reservation*.

#### 1.5 Sistematika Penulisan

Sistematika penulisan dan gambaran secukupnya yang terdapat dalam setiap BAB adalah sebagai berikut :

##### **BAB I**            **Pendahuluan,**

yang memuat latar belakang, rumusan masalah, ruang lingkup dan tujuan.

##### **BAB II**            **Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)**

Merupakan studi pustaka mengenai konsep dasar OFDM dan PAPR pada sistem OFDM

##### **BAB III**          ***Tone reservation***

yang berisi tentang mekanisme *Tone Reservation* pada sistem OFDM, algoritma *Tone Reservation* pada OFDM dan parameter-parameter yang digunakan untuk analisa

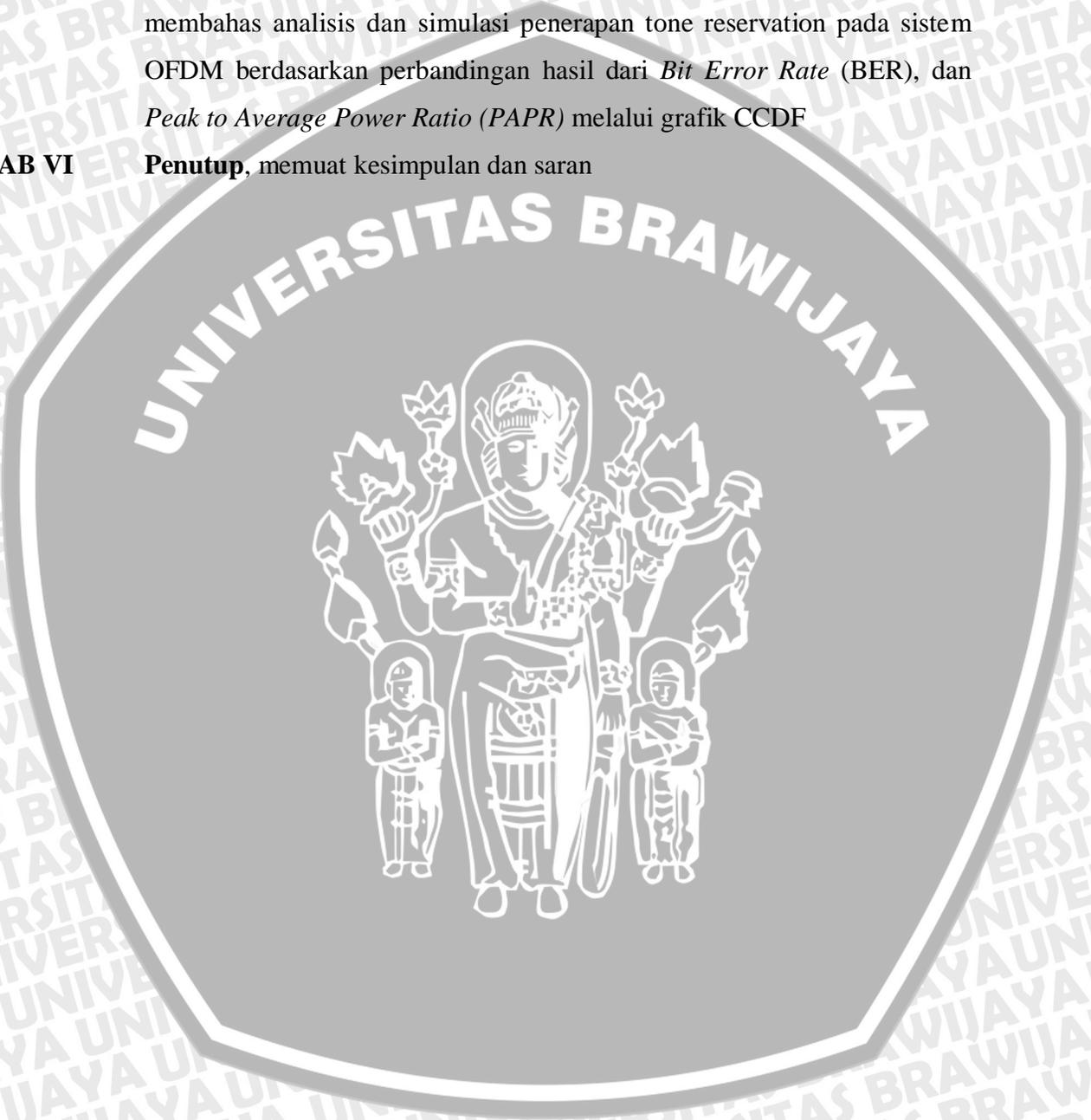
**BAB IV Metodologi,**

Membahas tentang metodologi yang dilakukan dalam rangka pencapaian tujuan penulisan penelitian.

**BAB V Analisis dan Simulasi**

membahas analisis dan simulasi penerapan tone reservation pada sistem OFDM berdasarkan perbandingan hasil dari *Bit Error Rate* (BER), dan *Peak to Average Power Ratio* (PAPR) melalui grafik CCDF

**BAB VI Penutup,** memuat kesimpulan dan saran



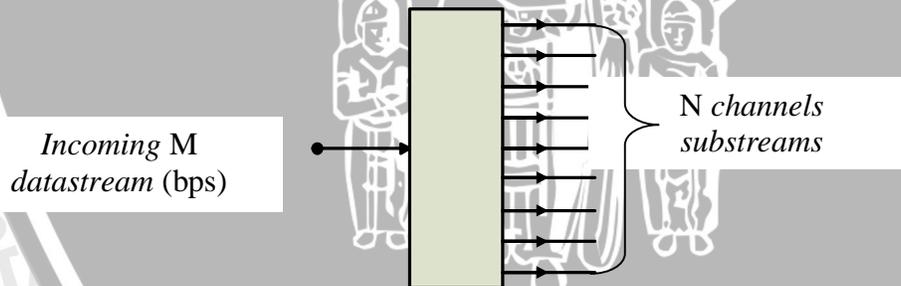
## BAB II

### ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING (OFDM)

#### 2.1 Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) merupakan suatu teknik transmisi *multi-carrier*. Pada modulasi OFDM, *bandwidth* yang tersedia dibagi kedalam beberapa sub-kanal untuk mentransmisikan data secara paralel dan data pada masing-masing sub-kanal tersebut dimodulasikan dengan frekuensi *carrier* yang saling ortogonal dan ditransmisikan dengan aliran data rendah.

Teknik OFDM mengubah sebuah  $M$  laju data yang tinggi menjadi beberapa  $N$  bit laju data rendah yang dimodulasikan secara paralel, dan setiap bit data paralel akan ditransmisikan pada sebuah *sub-carrier*. Setiap *sub-carrier* dapat dimodulasikan secara berbeda, misalnya BPSK, QPSK, atau QAM.

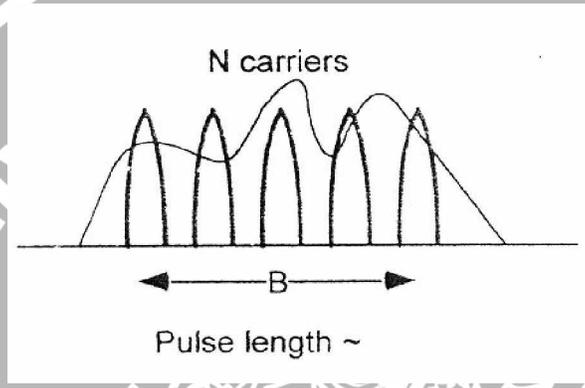


Gambar 2.1 Pembagian  $M$  Laju Data Tinggi Menjadi  $N$  Laju Data Lebih Rendah  
Sumber: EURASIP Journal on Applied Signal Processing 2004:5, 696

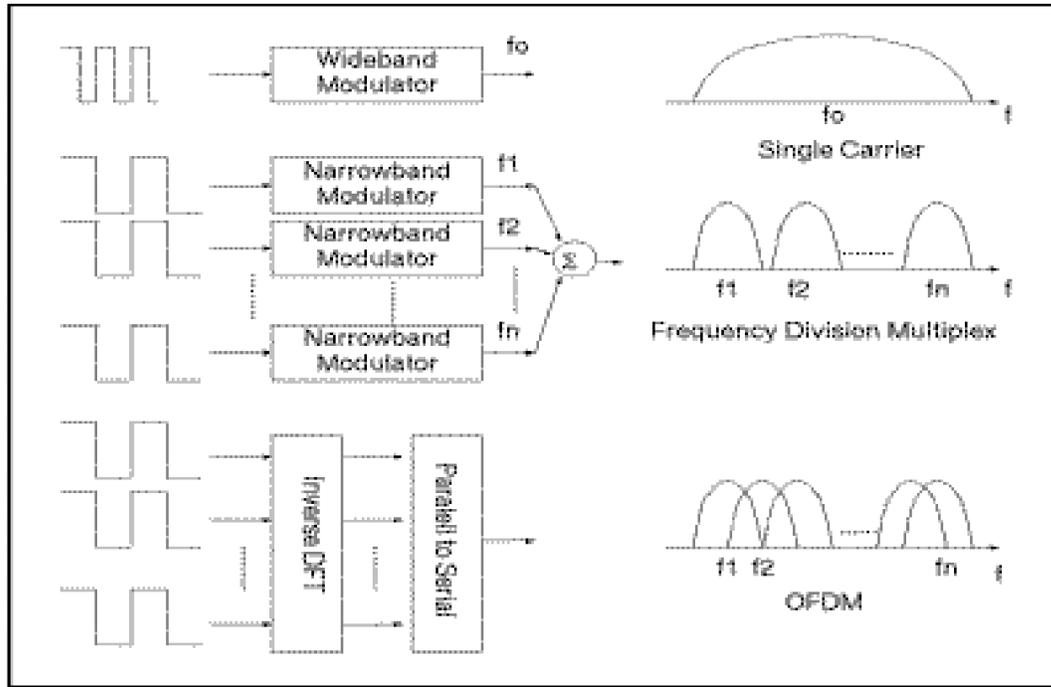
Istilah *orthogonal* dalam *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) menurut definisi artinya nilai rata-rata perkalian dua buah sinyal pada satu periode  $T$  bernilai nol, dimana kedua sinyal tersebut tidak berkorelasi, artinya dua buah sinyal tersebut berbeda dan independen satu sama lain. Dengan persamaan matematika bisa diekspresikan sebagai berikut, dua buah kumpulan sinyal dikatakan *orthogonal* bila,

$$\int_T \psi_p(t) * \psi_q(t) dt = 0 \quad (2.1)$$

Berbeda dengan teknik FDM konvensional dimana kanal data yang bersifat *multi-carrier* dibagi berdasarkan frekuensi tertentu, spektrum tiap *sub-carrier* pada sistem OFDM saling ortogonal. Ortogonalitas *sub-carrier* OFDM ini menyebabkan spektrum antar *sub-carrier* diperbolehkan overlapping sehingga hal ini dapat meningkatkan fleksibilitas spektrum tanpa harus menambah *bandwidth*.



Gambar 2.2 Pembagian Spektrum Frekuensi pada FDM Konvensional  
 Sumber: EURASIP Journal on Applied Signal Processing 2004:5, 693



Gambar 2.3 Perbandingan antara SCM, FDM dan OFDM  
 Sumber: <http://nurrahmihidayati.wordpress.com>

Apabila *bandwidth* kanal yang tersedia sebesar  $B$  Hz, maka *bandwidth* kanal tersebut dibagi dalam  $N$  aliran data paralel sehingga *bandwidth* masing-masing *sub-carrier* menjadi  $\Delta f = \frac{B}{N}$ , dan durasi simbolnya sebesar  $T_s = \frac{1}{\Delta f}$ . Laju transmisi untuk

masing-masing *sub-carrier* dari total laju transmisi yang tersedia dapat dituliskan sebagai

$$\text{berikut: } R = \frac{R_{tot}}{N} \tag{2.2}$$

dimana:

$R$  = laju transmisi masing-masing *sub-carrier* (bps)

$R_{tot}$  = laju transmisi total yang tersedia (bps)

$N$  = jumlah *sub-carrier*

Dan durasi simbol untuk suatu modulasi  $M$ -ary pada masing-masing *sub-carrier* menjadi:

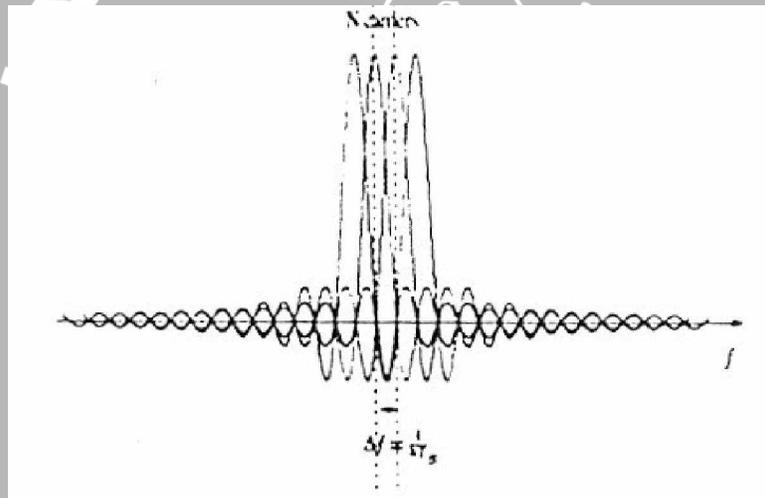
$$T_{sub} = \frac{\log_2 M}{R} = \frac{N \cdot \log_2 M}{R_{tot}} \quad (2.3)$$

dimana :

$T_{sub}$  = Durasi simbol masing-masing *sub-carrier* (s)

$M$  = Jumlah kemungkinan sinyal, untuk modulasi QPSK nilai  $M = 4$

Spektrum dari suatu sinyal OFDM dengan jumlah *sub-carrier* OFDM dengan jumlah *sub-carrier*  $N = 4$  dan jarak antar *sub-carrier*  $\Delta f$  dapat dilihat pada gambar dibawah ini. Jarak antar *sub-carrier* ini akan menurun dengan meningkatnya jumlah *sub-carrier* yang digunakan.



Gambar 2.4 Spektrum Sinyal OFDM  
Sumber: Zhang Di, 2004:4

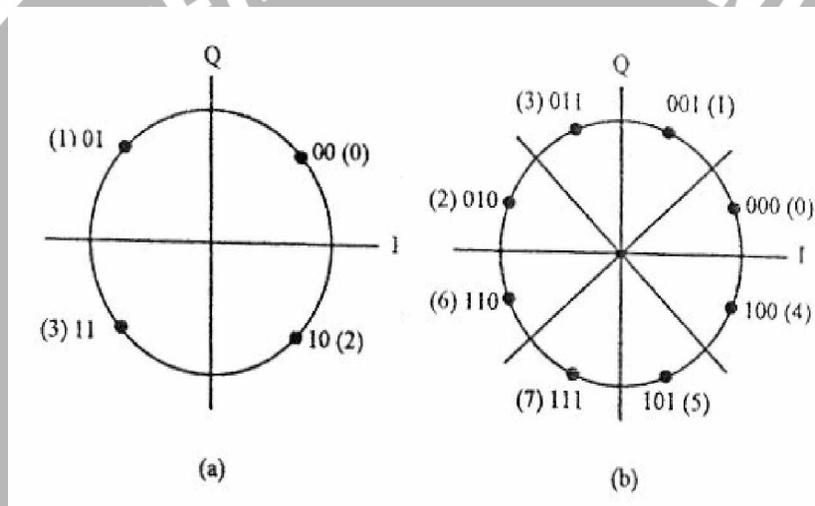
### 2.1.1 Modulator dan Demodulator Baseband

Modulator bertugas mengkodekan informasi dari sebuah pesan/data menjadi simbol yang cocok untuk pengiriman. Karena pada sistem ini sumber informasinya berupa data digital, maka digunakan modulator baseband digital. Sedangkan demodulator berfungsi untuk mendapatkan kembali informasi yang dikirim dengan cara meng-dekodekan sinyal yang diterima.

Pada OFDM sering digunakan modulasi digital yang memodulasikan  $M$ -bit data menjadi satu simbol yang disebut juga dengan modulasi  $M$ -ary. Contoh dari modulasi ini adalah QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*), MSK (*Minimum Shift Keying*), dan QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*). Pemilihan skema modulasi tersebut dilakukan atas dasar pemanfaatan lebar pita yang lebih efisien.

Dalam skripsi ini digunakan teknik modulasi QPSK. Gambar berikut menunjukkan bentuk konstelasi dalam *real* (*Inphase*) dan *imajiner* (*Quadphase*) untuk QPSK dan QAM.

### 2.1.1.1 *Quadrature Phase Shift Keying* (QPSK)



Gambar 2.5 Bentuk Konstelasi (a) QPSK dan (b) 8-PSK  
Sumber: A. Bruce Carlson, 2002:618

Pada QPSK, setiap konstelasi simbol merepresentasikan 2 bit biner (*dibit*) sehingga terdapat  $2^n = 4$  simbol yang ditransmisikan. Setiap simbol yang ditransmisikan merepresentasikan *dibit* 00, 01, 10, dan 11. Konstelasi QPSK mempunyai fasa  $\pi/4$ ,  $3\pi/4$ ,  $5\pi/4$ ,  $7\pi/4$  yang merupakan penjumlahan dari sinyal  $\pm \text{Cos}$  dan  $\pm \text{Sin}$  seperti terlihat pada tabel I. Hasil dari tabel operasi *mapping* QPSK yang dimodulasi dengan frekuensi *carrier* membentuk suatu konstelasi seperti pada gambar 2.5(a).

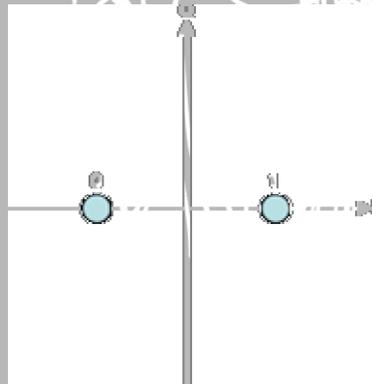
Tabel 2.1 Mapping QPSK

Bit_1	Bit_2	Sin	Cos
0	0	-	-
0	1	-	+
1	0	+	-
1	1	+	+

Sumber: A. Bruce Carlson, 2002:618

2.1.1.2 Binary Phase Shift Keying (BPSK)

Binary Phase Shift Keying (BPSK) merupakan suatu bentuk dasar dari modulasi PSK. BPSK menggunakan dua fasa yang berbeda yang dipisahkan sejauh  $180^\circ$ , sehingga dapat disebut sebagai 2-PSK. Pada BPSK, titik konstelasi dapat ditempatkan secara acak, dan dalam hal ini Gambar 2.6 menunjukkan titik konstelasi BPSK pada sumbu real (I) pada sudut  $0^\circ$  dan  $180^\circ$ .

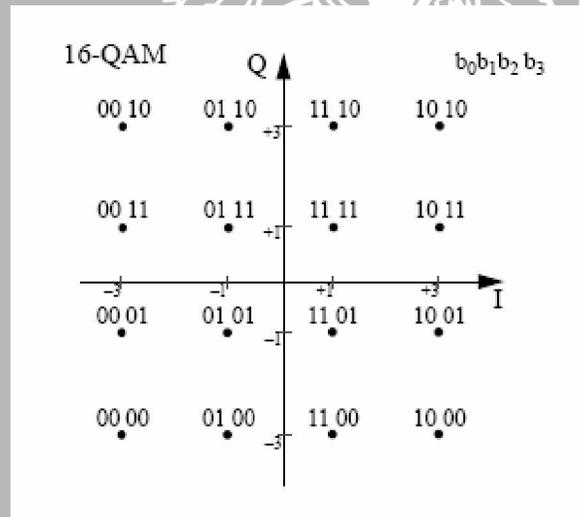


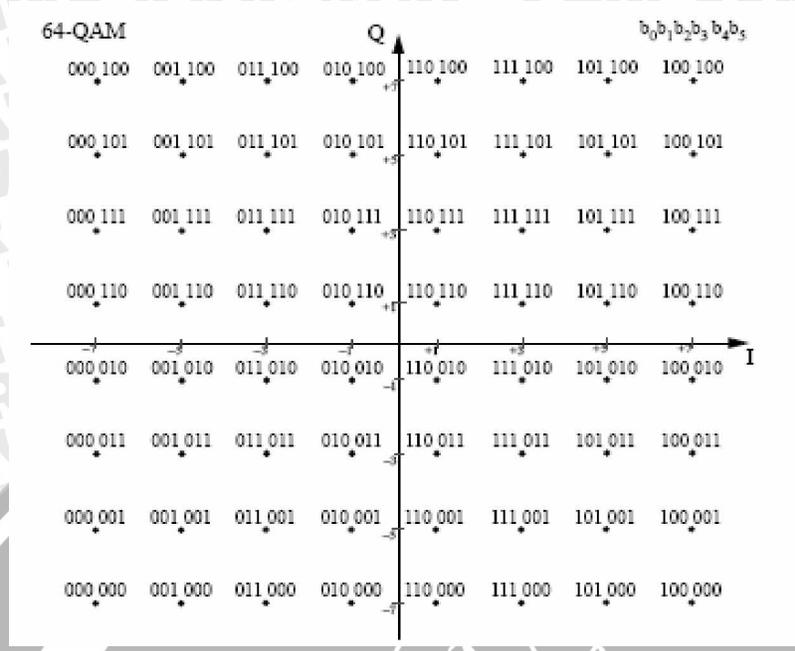
Gambar 2.6 Bentuk Konstelasi BPSK

Sumber: [www.wikipedia.org/phase\\_shift\\_keying.htm/](http://www.wikipedia.org/phase_shift_keying.htm/)

### 2.1.1.3 Quadrature Amplitude Modulation (QAM)

QAM merupakan suatu skema modulasi yang mengubah amplitudo dua gelombang pembawa (*carrier wave*) dari sinyal data. Kedua gelombang tersebut, yang biasanya gelombang sinusoida, memiliki perbedaan fasa sebesar  $90^\circ$  satu dengan lainnya. Perubahan dari amplitudo dua gelombang sinusoida yang berbeda fasa  $90^\circ$  tersebut akan merepresentasikan sinyal dari data. Di dunia telekomunikasi dimana data-data yang dikirimkan adalah berupa data digital, digunakanlah skema Rectangular QAM dimana skema ini dapat merepresentasikan data-data digital dengan baik menggunakan diagram konstelasi. Pada QAM, titik-titik konstelasi disusun dalam bidang vertikal dan horizontal sehingga membentuk suatu bidang persegi. Karena menggunakan data digital, jumlah titik pada bidang merupakan kelipatan 2 (2, 4, 8, ...). Pada standar IEEE 802.11a, pola yang digunakan adalah 16-QAM dan 64-QAM. Makin banyak jumlah titik konstelasi yang digunakan, makin besar kemungkinan untuk mentransmisikan bit-bit data untuk tiap simbol.



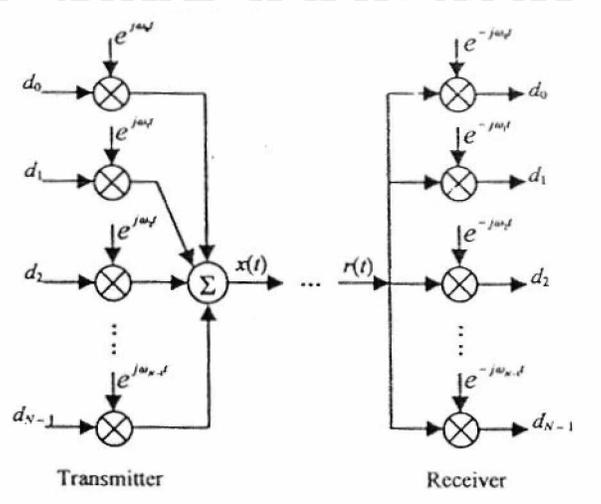


Gambar 2.7 Bentuk Konstelasi 16-QAM dan 64-QAM

Sumber: [www.wikipedia.org/QAM.htm/](http://www.wikipedia.org/QAM.htm/)

### 2.1.2 Pembangkitan OFDM

Untuk membangkitkan sinyal OFDM, hubungan antara semua *sub-carrier* harus dapat dikendalikan agar ortogonalitas antar *sub-carrier* dapat terjaga yaitu dengan cara menentukan *bandwidth* dan jumlah *sub-carrier* yang diperlukan. Struktur dasar dari suatu *transmitter* dan *receiver* baseband OFDM ditunjukkan pada Gambar 2.8. Pada transmitter, sejumlah M simbol data kompleks dimodulasikan oleh N *sub-carrier* kompleks yang saling ortogonal dan kemudian dijumlahkan untuk selanjutnya ditransmisikan.



Gambar 2.8 Struktur Dasar Transmitter dan Receiver Baseband OFDM  
 Sumber: P. Robertson and S. Keiser, 1995:1652-1657

Deretan data-data paralel  $d_0, d_1, \dots, d_{N-1}$  masing-masing dimodulasi kedalam sejumlah  $N$  frekuensi *sub-carrier* dan kemudian dijumlahkan sehingga menghasilkan sinyal OFDM  $x(t)$ . Secara matematis, sinyal OFDM pada transmitter  $x(t)$  merupakan hasil penjumlahan dari perkalian simbol data *sub-carrier* termodulasi ke- $k$  ( $d_k$ ) dengan frekuensi sub-carrier ke- $k$  ( $\omega_k$ ):

$$x_k(t) = d_k e^{j\omega_k t} \tag{2.4}$$

sehingga total keluaran sinyal  $x(t)$  adalah:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} d_k e^{j\omega_k t} \tag{2.5}$$

dimana  $N$  adalah jumlah *sub-carrier*.

Dengan menggantikan frekuensi *sub-carrier*  $\omega_k = 2\pi f_k$ , sinyal  $x(t)$  menjadi:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} d_k e^{j(2\pi f_k)t} \tag{2.6}$$

dalam bentuk sinyal diskrit, sinyal  $x(t)$  tersebut di-sampling dalam interval waktu  $T_s$ ,

dimana  $T_s = \frac{Nt}{n}$  dan  $f_k = \frac{k}{T_s}$ , sehingga:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} d_k e^{j\left(\frac{2\pi kn}{N}\right)}, 0 \leq n \leq N-1 \quad (2.7)$$

Pada receiver, simbol kompleks termodulasi ke- $k$  dikembalikan dengan mengalikan simbol-simbol OFDM tersebut dengan kompleks konjugat dari *sub-carrier* ke- $k$ , sehingga data-data  $d_0, d_1, \dots, d_{N-1}$  dapat diperoleh kembali.

### 2.1.3 Implementasi FFT (Fast Fourier Transform) Pada OFDM

*Discrete Fourier Transform* (DFT) merupakan operasi yang sangat penting dalam sistem pemancar dan penerimaan OFDM. Deret-deret terbatas (*finite*) lebih lanjut dikembangkan ke bentuk-bentuk diskrit pada sistem OFDM. Apabila  $x(n)$  merupakan deretan yang ditentukan dalam suatu interval dari 0 hingga  $N-1$ , maka transformasi *Fourier* diskrit  $X(k)$  dari  $x(n)$  juga ditentukan dalam interval dari 0 hingga  $N-1$ , yaitu:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-jk\omega_0 n}, 0 \leq k \leq N-1 \quad (2.8)$$

dimana  $\omega_0 = 2\pi / N$ . Dari bentuk *invers* transformasi *Fourier* diskrit deretan  $X(k)$  menghasilkan deretan  $x(n)$  yang hanya ditentukan dalam interval yang sama yaitu dari 0 hingga  $N-1$ , yaitu:

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{jk\omega_0 n}, 0 \leq n \leq N-1 \quad (2.9)$$

persamaan (2.8) dan (2.9) diatas merupakan bentuk-bentuk pasangan transformasi *Fourier* diskrit yang biasanya ditulis dalam bentuk  $W_N$  seperti dibawah ini:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{kn}, 0 \leq k \leq N-1 \quad (2.10)$$

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) W_N^{-kn}, 0 \leq n \leq N-1 \quad (2.11)$$

dimana  $W_N = e^{-j2\pi/N}$ .

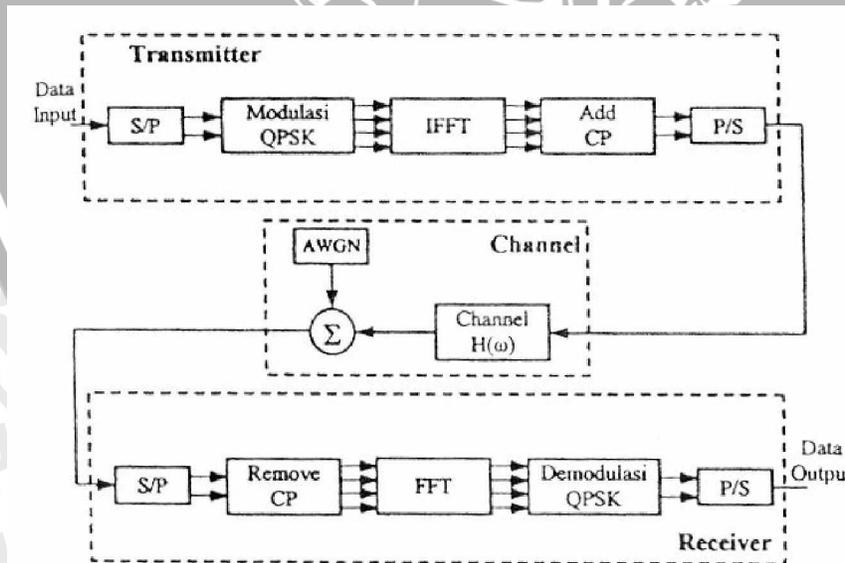
Notasi untuk kedua bentuk persamaan *Discrete Fourier Transform* dan *Inverse Discrete Fourier Transform* yang telah didapatkan diatas biasanya direpresentasikan dengan :

$$X(k) = \text{DFT}[x(n)], \text{ dan}$$

$$x(n) = \text{IDFT}[X(k)]$$

Untuk penggunaan jumlah *sub-carrier* yang banyak dalam sistem OFDM, implementasi IFFT dan FFT pada transmitter dan receiver akan lebih mempersingkat waktu komputasi dibandingkan dengan IDFT dan DFT.

*Fast Fourier Transform* (FFT) mentransformasikan peredaran sinyal dalam domain waktu kedalam spektrum frekuensi ekuivalen. Amplitudo dan fasa sinyal merepresentasikan spektrum frekuensi sinyal dalam domain waktu. Sedangkan pada *Inverse Fast Fourier Transform* (IFFT), dilakukan proses yang berkebalikan dengan proses FFT, yaitu mentransformasikan spektrum amplitudo dan fasa kedalam domain waktu. IFFT mengkonversikan sejumlah nilai-nilai data kompleks kedalam sinyal domain waktu dari nilai dengan angka yang sama. Gambar 2.9 menunjukkan blok diagram OFDM menggunakan IFFT dan FFT.

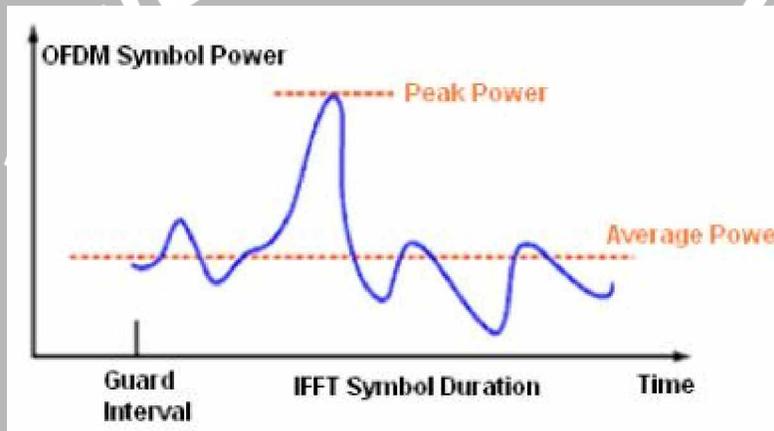


Gambar 2.9 Blok Diagram Dasar Transmitter dan Receiver Sistem OFDM

Sumber: Marius Oltean, 2004:390

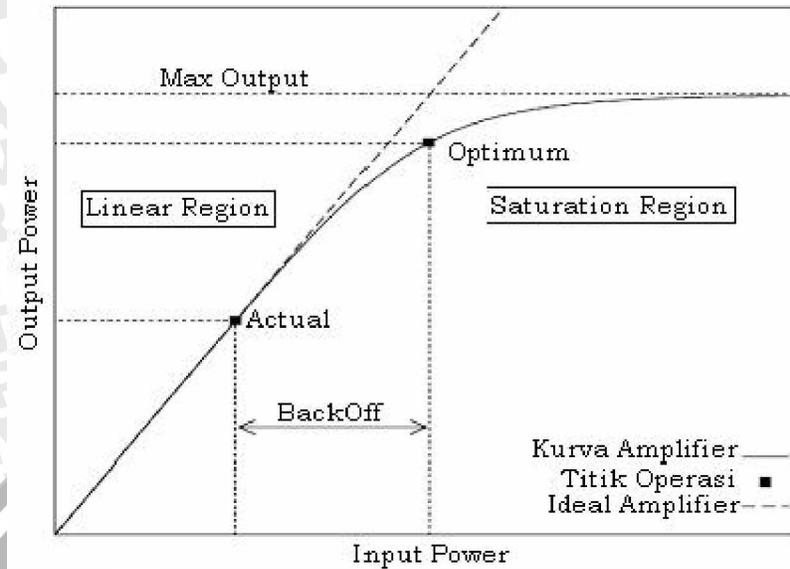
## 2.2 Peak to Average Power Ratio (PAPR)

Salah satu kendala dalam sistem OFDM adalah nilai PAPRnya yang tinggi. PAPR adalah perbandingan antara daya puncak sinyal dengan daya rata-ratanya. PAPR merupakan ukuran dari fluktuasi tepat sebelum amplifier. PAPR sinyal hasil dari *mapping* PSK *base band* sebesar 0 dB karena semua symbol mempunyai daya yang sama. Tetapi setelah dilakukan proses IDFT/IFFT, hasil superposisi dari dua atau lebih *subcarrier* dapat menghasilkan variasi daya dengan nilai *peak* yang besar. Hal ini disebabkan oleh modulasi masing-masing *subcarrier* dengan frekuensi yang berbeda sehingga apabila beberapa *subcarrier* mempunyai fasa yang koheren, akan muncul amplituda dengan level yang jauh lebih besar dari daya sinyalnya.



Gambar 2.10 Fluktuasi nilai amplitudo pada sinyal OFDM  
Sumber : <http://www.itelkom.ac.id/library/index.php>

Nilai PAPR yang besar pada OFDM membutuhkan *amplifier* dengan *dynamic range* yang lebar untuk mengakomodasi amplitudo sinyal. Jika hal ini tidak terpenuhi maka akan terjadi distorsi linear yang menyebabkan *subcarrier* menjadi tidak lagi ortogonal dan pada akhirnya menurunkan performansi OFDM. *Power Amplifier* (PA) merupakan salah satu komponen yang tidak linear. Idealnya, output dari PA sama dengan input yang diberikan dikalikan dengan *gain factor*. Pada kenyataannya, PA memiliki daerah linear yang terbatas sebelum daerah saturasi dari level output maksimum seperti terlihat pada gambar berikut :



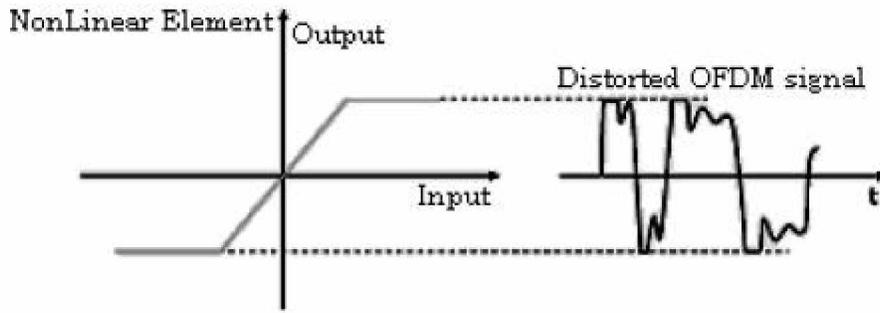
Gambar 2.11 Kurva daerah kerja power amplifier  
 Sumber : <http://www.itttelkom.ac.id/library/index.php>

Dari gambar diatas, PA dikatakan ideal jika berada pada daerah linear. PA kemudian mengalami saturasi seiring dengan bertambahnya input power. Titik operasi yang paling efisien adalah pada saat saturasi. Tetapi untuk sinyal dengan nilai PAPR yang besar, titik operasi harus bergeser ke kiri (ke daerah linear) untuk mempertahankan penguatan yang linear. Pergeseran ini menyebabkan input power rata-rata berkurang dan konsekuensinya PA akan membutuhkan pengurangan daya rata-rata masukan sinyal atau biasa disebut input power back off (IBO) untuk menjaga peak power dari sinyal lebih kecil atau sama dengan level input saturasi. IBO didefinisikan sebagai :

$$IBO = 10 \log \frac{P_{\text{insat}}}{P_{\text{in}}} \quad (2.12)$$

Dimana  $P_{\text{insat}}$  adalah daya masukan pada titik saturasi,  $P_{\text{in}}$  adalah daya masukan rata-rata. Nilai IBO paling tidak harus lebih kecil atau sama dengan nilai PAPR sinyalnya. PA yang tidak linear menyebabkan distorsi yang sifatnya nonlinear sehingga akan muncul *intermodulasi*, yaitu frekuensi baru pada sinyal yang ditransmisikan. Intermodulasi dapat menyebabkan terjadinya interferensi diantara *subcarrier* dan pelebaran spektral dari sinyal keseluruhan. Gejala intermodulasi ditandai dengan munculnya *Inter Carrier Interference (ICI)* dan *Adjacent Channel Interference (ACI)*. Selain intermodulasi, PA yang tidak linear juga dapat menyebabkan kebocoran spektral.

Hal ini dapat dikurangi dengan menaikkan IBO dari PA. Tapi solusi ini tidak memuaskan, karena menaikkan IBO selain dapat mengurangi power transmit rata-rata PA, juga akan mengurangi efisiensi PA.



Gambar 2.12 Efek linearitas power amplifier terhadap distorsi sinyal OFDM  
 Sumber : <http://www.itttelkom.ac.id/library/index.php>

Secara matematis, PAPR suatu sinyal  $S(t)$  dideskripsikan sebagai berikut :

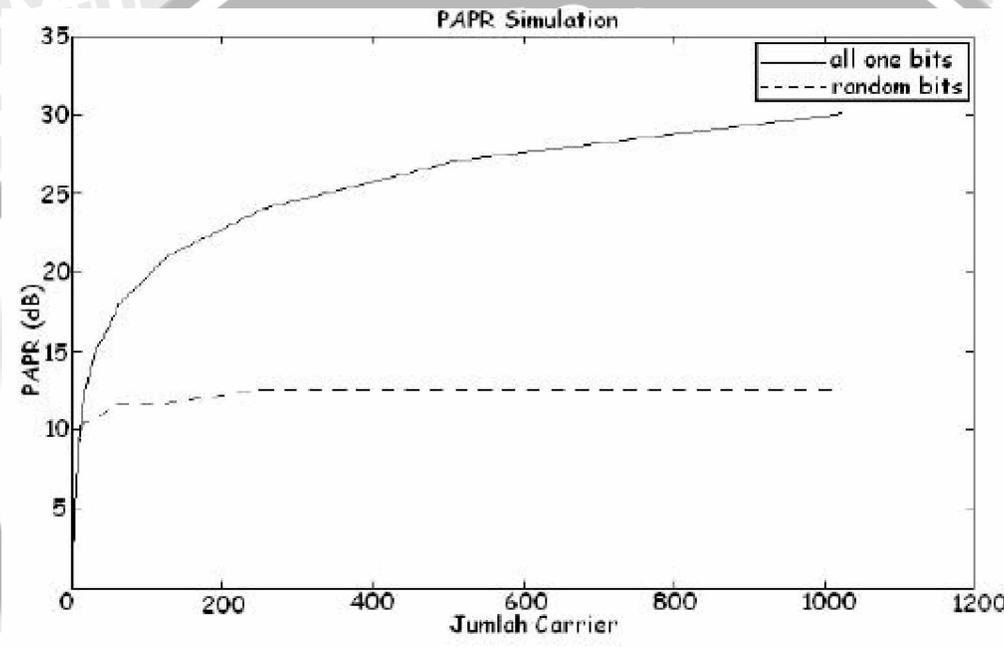
Rumus Sinyal  $S(t)$

$$\begin{aligned}
 PAPR &= \frac{P_{\max}}{P_{av}} = \frac{\max_{0 \leq t \leq T_s} |S(t)|^2}{E[|S(t)|^2]} \quad (2.13) \\
 &= \frac{\max_{0 \leq t \leq T_s} |S(t)|^2}{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} |S(t)|^2 dt}
 \end{aligned}$$

Dimana  $|S(t)|^2 = [\sqrt{S(t) \cdot S^*(t)}]^2$  dan  $E[\cdot]$  adalah daya rata-rata. PAPR biasanya mempunyai satuan dB.

Hal penting yang harus diperhatikan PAPR analog secara umum tidak sama dengan PAPR dari sampel IFFT karena adanya interpolasi dari A/D converter. Biasanya PAPR analog lebih tinggi daripada PAPR digital. Untuk membuat PAPR analog dan PAPR digital mempunyai nilai hampir sama, oversampling dapat diterapkan.

Saat  $N$  sinyal ditambahkan dengan fasa yang sama, sinyal tersebut akan menghasilkan nilai puncak yang besarnya  $N$  kali dari daya rata-ratanya, sehingga nilai PAPR akan bertambah besar jika jumlah  $N$  diperbesar. Karena nilai PAPR maksimum teoritis tersebut jarang muncul, deskripsi statistic PAPR biasa digunakan. *Complementary Cumulative Distribution Function* (CCDF=1-CDF) dari PAPR merupakan ukuran yang paling umum digunakan. CCDF merupakan probabilitas dimana PAPR memiliki nilai lebih besar daripada PAPR tertentu.



Gambar 2.13 Perbandingan PAPR (dB) terhadap jumlah carrier  
 Sumber : <http://www.itelkom.ac.id/library/index.php>

Pada level digital, *Cumulative Distribution Function* (CDF) dan *Probability Density Function* (PDF) PAPR sinyal OFDM bias dinyatakan secara matematis bila terdapat beberapa asumsi. Asumsi pertama, jumlah subcarrier  $N$  cukup besar sehingga dianggap memiliki distribusi Gaussian kompleks. Asumsi kedua, setelah IFFT sample sinyal dianggap independent satu sama lain. Dengan dua pendekatan itu maka probabilitas daya sinyal  $s(n)$  dengan subcarrier  $N$  berada di atas level tertentu  $\gamma$  dapat didefinisikan sebagai berikut:

$$\Pr[\max |s(n)|^2 > \gamma] = (1 - e^{-\sigma^2 \cdot \gamma})^N \quad (2.14)$$

Kemudian jika  $E[|s(n)|]^2$  dinormalisasi ke satu maka CCDF dari PAPR dapat dinyatakan sebagai:

$$\Pr[PAPR\{s(n)\} > \gamma] = 1 - (1 - e^{-\gamma})^N \quad (2.15)$$

Sedangkan *Probability Density Function* (PDF) dapat dinyatakan :

$$PDF_N = N(1 - e^{-\gamma})^{N-1} \gamma e^{-\gamma}$$

Pendekatan rumus diatas dilakukan tanpa oversampling.

Untuk menganalisa statistik daya dari sinyal OFDM dan mengevaluasi metoda reduksi PAPR, CCDF dari sinyal adalah:

$$F(x) = 1 - F_x(x) \quad (2.16)$$

Dimana  $F_x(x)$  adalah CDF dan dirumuskan:

$$F_x(x) = \int_{-\infty}^x f_x(x) dx \quad (2.17)$$

Dimana  $f_x(x)$  adalah PDF dari variabel x

Nilai PAPR yang tinggi memiliki beberapa efek negatif yang tidak dapat diabaikan sehingga diperlukan suatu teknik untuk mereduksinya sehingga dapat mengurangi degradasi performansi OFDM dan mengurangi besarnya nilai IBO sehingga performansi OFDM dan efisiensi penggunaan PA meningkat.

## BAB III

### TONE RESERVATION

#### 3.1 Teknik Reduksi PAPR

Beberapa teknik telah dikembangkan untuk mengatasi masalah PAPR ini. Yang paling sederhana adalah *clipping*, tapi teknik ini menyebabkan distorsi *in-band* dan *out-band*. Penggunaan filter dapat diterapkan untuk mengatasi distorsi *outband* tapi juga menyebabkan *peak regrowth*. Sedangkan penggunaan filter dan *clipping* yang diulang-ulang dapat menyebabkan nilai BER yang tinggi.

*Selective Mapping* (SLM) adalah pendekatan lain untuk mengurangi PAPR, prinsip kerjanya adalah menghasilkan satu set sinyal yang mencukupi dimana sinyal tersebut berbeda dari sinyal asli. *Transmitter* nantinya akan memilih dan memasukkan sinyal yang mempunyai PAPR paling rendah.

Teknik lain yaitu *Partial Transmit Sequencing* (PTS) merupakan teknik yang hampir sama, dimana *sub-blocks* sinyal asli pada *transmitter* dikombinasikan untuk menghasilkan sinyal yang akan ditransmisikan dengan PAPR rendah. Walaupun teknik SLM dan PTS efektif untuk mengurangi PAPR tetapi teknik ini membutuhkan *side information* pada sisi *receiver* untuk mendekodekan sinyal.

Algoritma *Tone Reservation* (TR) dikembangkan oleh Tellado, dimana sejumlah kecil *sub-carrier* (tones) *dirererve* untuk membuat sebuah sinyal yang dapat mengurangi (*cancellation signal*) puncak amplitudo yang tinggi pada sinyal pembawa informasi di transmitter. Teknik ini dapat mengurangi PAPR tanpa menimbulkan distorsi baru pada data informasi dan tidak membutuhkan *side information* sehingga tidak memerlukan operasi khusus pada sisi *receiver*, teknik *Tone Reservation* ini juga mempunyai kompleksitas yang rendah.

Beberapa teknik lain dengan kekurangan dan kelebihanannya dapat dilihat pada tabel 3.1 berikut ini :

**Tabel 3.1 Kekurangan dan Kelebihan Beberapa Teknik Reduksi PAPR**

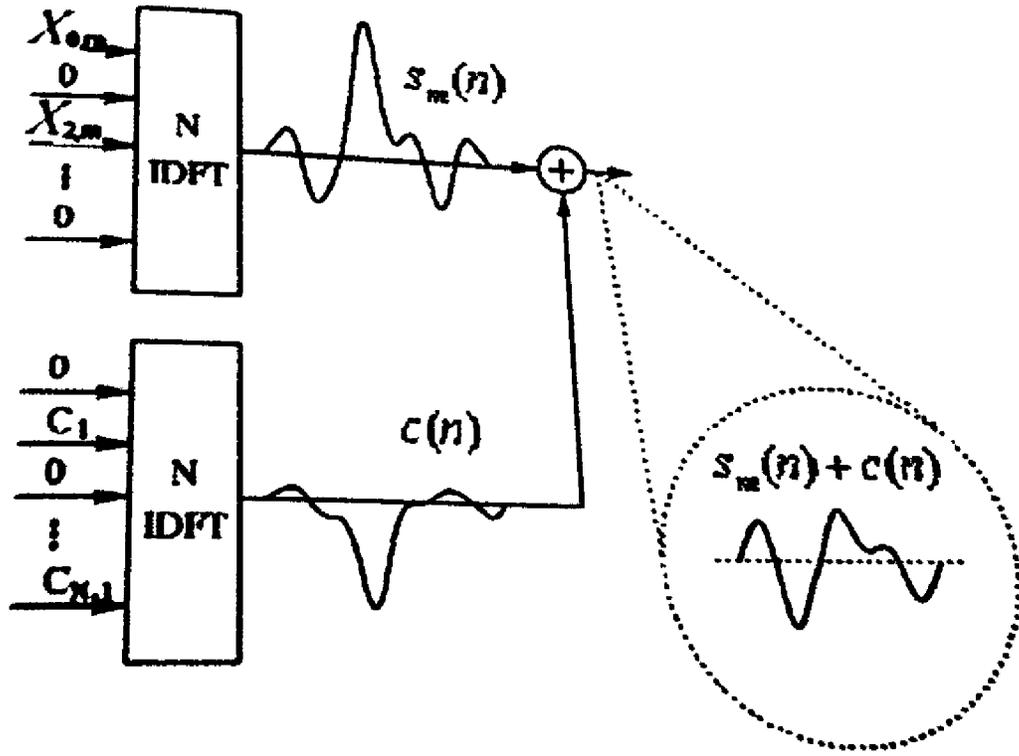
Metode Reduksi	Kelebihan	Kekurangan
<i>Active Constellation Extension (ACE)</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- tidak ada penurunan <i>data rate</i></li> <li>- tidak ada distorsi sinyal</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- terjadi peningkatan daya</li> </ul>
<i>Partial Transmit Sequence (PTS)</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- nilai PAPR rendah</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- memerlukan <i>side information</i></li> <li>- kompleksitas tinggi</li> </ul>
<i>Adaptive PTS</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- kompleksitas rendah</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- memerlukan <i>side information</i></li> </ul>
<i>Artificial Signal</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- tanpa <i>side information</i></li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- memerlukan komputasi yang kompleks</li> </ul>
<i>Clipping</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- tidak ada <i>side information</i></li> <li>- tidak ada penurunan <i>data rate</i></li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- adanya distorsi sinyal</li> <li>- peningkatan nilai BER</li> </ul>
<i>Coding</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- tidak ada distorsi sinyal</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- tidak cocok untuk <i>sub carrier</i> yang banyak</li> </ul>

<p><i>Companding</i></p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- performansinya lebih baik dibanding <i>clipping</i></li> <li>- nilai PAPR rendah</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- terjadi peningkatan daya rata-rata</li> <li>- peningkatan nilai BER</li> </ul>
<p><i>Selective Mapping (SLM)</i></p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- tidak ada distorsi sinyal</li> <li>- jumlah <i>subcarrier</i> tidak berpengaruh</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- memerlukan <i>side information</i></li> </ul>
<p><i>Tone Injection (TI)</i></p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- tidak ada penurunan <i>data rate</i></li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- memerlukan D-modulo penambahan setelah operasi FFT di penerima</li> </ul>
<p><i>Tone Reservation (TR)</i></p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- kompleksitas rendah</li> <li>- tidak perlu <i>side information</i></li> <li>- tidak ada distorsi sinyal</li> <li>- tidak memerlukan operasi khusus di penerima</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- iterasi diperlukan setelah operasi IFFT di pemancar</li> </ul>

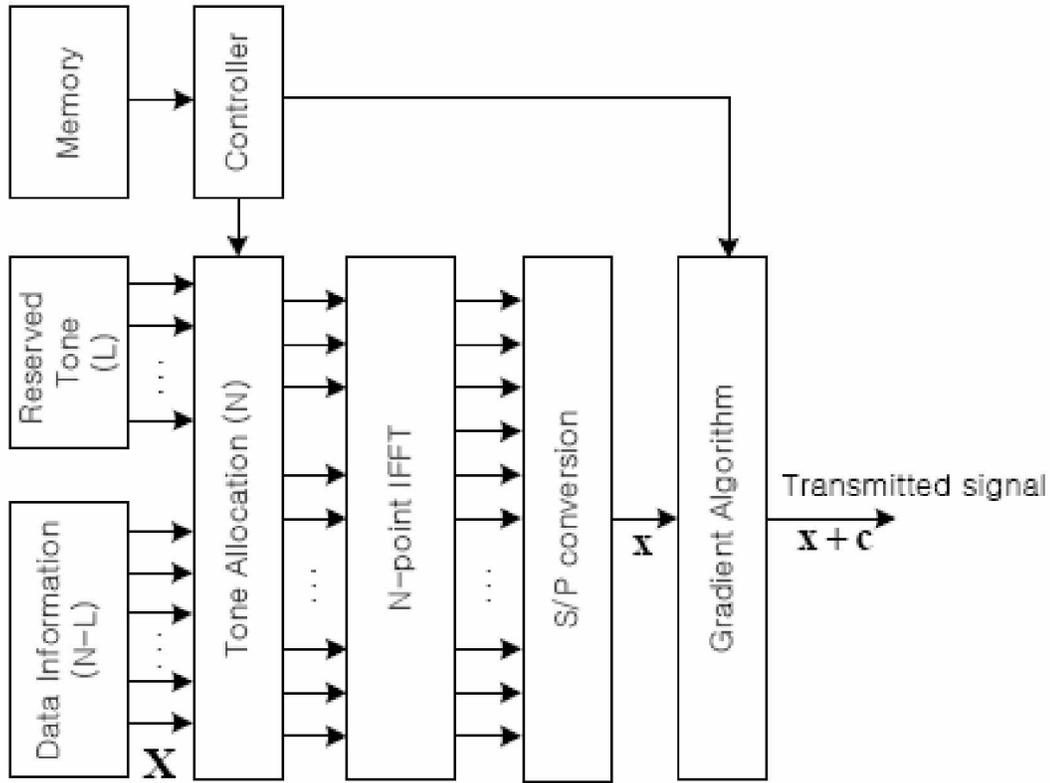
### 3.2 Teknik Tone Reservation

*Tone Reservation (TR)* adalah teknik yang efisien untuk mereduksi sinyal PAPR *multicarrier*. Konsep dasar teknik ini adalah menghasilkan atau memakai (*reserve*) sejumlah kecil *tone/subcarrier* untuk mereduksi sinyal PAPR. Tone-tone tersebut tidak digunakan untuk transmisi data, melainkan untuk *me-reserve* sinyal anti *peak, tone-tone* ini orthogonal dengan *subcarrier* yang digunakan untuk data. Tujuan dari teknik ini

adalah untuk menemukan sinyal dengan domain waktu  $c(n)$  yang akan ditambahkan dengan sinyal original domain waktu  $s_m(n)$  untuk mengurangi peak yang besar. Gambar 3.1 menunjukkan operasi dari teknik TR dalam domain waktu diskrit (sinyal digambarkan dalam bentuk kontinyu untuk lebih memperjelas ilustrasi).



Gambar 3.1 Operasi teknik Tone Reservation dalam Domain Waktu Diskrit  
 Sumber : <http://www.itelkom.ac.id/library/index.php>



Gambar 3.2 Blok diagram OFDM transmitter menggunakan Tone Reservation  
 Sumber : Sung-Eun Park,2003:3

Jika vektor  $\mathbf{C}(k) = F_d \{c(n)\} = [C_0, C_1, \dots, C_{N-1}]^T$  ditambahkan ke  $X_m(k)$  di domain frekuensi. Sinyal domain waktu barunya dapat direpresentasikan sebagai berikut :

$$\hat{S}_m(n) = s_m(n) + c(n) = F_d^{-1} \{X_m(k) + C(k)\} \quad (3.1)$$

Untuk transmisi *baseband*  $s_m(n)$  dan  $c(n)$  harus *real* sehingga  $X_m(k)$  dan  $C(k)$  harus bersifat *Hermitian symmetry* yaitu  $X_{k,m} = X_{N-k,m}^*$  serta  $X_{0,m}$  dan  $X_{N/2,m}$  harus bernilai real dan  $C_k = C_{N-k}^*$  serta  $C_0$  dan  $C_{N/2}$  harus bernilai real untuk  $N$  genap. Jika  $N$  ganjil persyaratan *Hermitian Symmetry* tetap diperlukan.

Sinyal PAPR setelah proses TR dapat didefinisikan sebagai berikut :

$$PAPR = \frac{\max |\hat{s}_m(n)|^2}{E[|s_m(n)|^2]} = \frac{\max |s_m(n) + c(n)|^2}{E[|s_m(n)|^2]} \quad (3.2)$$

Teknik TR mengharuskan blok data  $X_m(k)$  dan vektor reduksi *peak*  $C(k)$  berada pada *subspace* frekuensi yang berbeda, jadi  $X_m(k) C(k) = 0$ . Misal  $\Gamma = \{i_1, i_2, \dots, i_L\}$

Menyatakan vektor *tone-tone* yang *direserve* dengan  $L \ll N$  jika  $\beta = \{0,1,2,\dots,N-1\}$  dan  $\Gamma^c$  adalah komplemen dari  $\Gamma$  dan  $\beta$  sehingga  $\beta = \Gamma + \Gamma^c$ . Kemudian dalam domain frekuensi didapat

$$X_m(k) + C(k) = \begin{cases} X_m(k), k \in \Gamma \\ C(k), k \in \Gamma^c \end{cases} \quad (3.3)$$

sehingga  $X_{k,m}=0$  ketika  $k \in \Gamma$  dan  $C_k=0$  ketika  $k \in \Gamma^c$  saat  $L$  nilai tidak nol di  $C$  dinamakan *Peak Reduction Tone* (PRT). Untuk meminimalkan nilai  $s_m(n) + c(n)$  vektor  $\hat{c}(n)$  atau  $\hat{C}(k)$  harus dicari sehingga meminimalkan :

$$\min_c \|s_m(n) + c(n)\|_\infty = \min_C \|s_m(n) + F_d^{-1}\{C(k)\}\|_\infty \quad (3.4)$$

dua algoritma untuk menghitung  $\hat{c}(n)$  atau  $\hat{C}(k)$  dan mereduksi PAPR dari sinyal OFDM akan dijelaskan.

### 1. Algoritma pertama

Algoritma pertama ini memerlukan proses IFFT lebih dari satu kali untuk menghasilkan sinyal  $\hat{c}(n)$  dan mungkin tidak diterapkan pada sistem nyata dimana karena waktu adalah hal yang kritis. Untuk algoritma pertama ini, diasumsikan nilai PAPR yang diinginkan lebih kecil dari suatu nilai  $\gamma$  dan ada batasan jumlah iterasi.

Algoritmanya : 1. kondisi awal :  $i=0$  dan  $\hat{s}_m(n) = s_m(n)$

2. jika PAPR kurang dari  $\gamma$  maka langsung loncat ke langkah no.9

3. *clip* (potong)  $s_m(n)$  untuk mendapatkan  $s_m^{clip}(n)$

4. hitung  $\hat{c}(n) = s_m^{clip}(n) - s_m(n)$

5. hitung  $\hat{C}(k) = F_d\{\hat{c}(n)\}$

6. set  $\hat{C}(k) = 0$  untuk  $k \in \Gamma^c$

7. hitung  $\hat{s}_m(n) = F_d^{-1}\{X_m(k) + \hat{C}(k)\}$

8. tambah penghitung iterasi  $i=i+1$  jika  $i < \max$  iteration kembali ke no.2

9. transmit  $\hat{s}_m(n)$

Untuk kemudahan, index (n) tidak dituliskan dan diasumsikan  $Q = F_d^{-1}\{\}$ , dimana Q adalah IDFT dengan ukuran N, yaitu :

$$Q = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{j\frac{2\pi}{N}1.1} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{N}1.(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{j\frac{2\pi}{N}2.1} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{N}2.(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{j\frac{2\pi}{N}(N-1).1} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{N}(N-1)(N-1)} \end{bmatrix}_{N \times N} \quad (3.5)$$

## 2. Algoritma kedua

Ide yang mendasari algoritma gradien adalah *clipping*. Dengan mengambil gradien dari MSE noise clipping, PAPR akan tereduksi setelah beberapa langkah. Vektor  $\hat{c}$  dengan panjang L didapat dengan memilih nilai tidak nol dari C, jadi  $\hat{c} = [C_{i_1}, C_{i_2}, \dots, C_{i_L}]$  dan  $\hat{Q}$  adalah submatriks dari Q yang didapat dengan memilih kolom-kolom dari  $Q = [i_1, i_2, \dots, i_L]$  sehingga  $\hat{Q} = [q_{i_1} | q_{i_2} | \dots | q_{i_L}]$ . Maka didapat :  $c = QC = \hat{Q}\hat{c}$  sehingga persamaan (3.1) dapat disederhanakan menjadi

$$\hat{s}_m = s_m + c = s_m + QC = s_m + \hat{Q}\hat{c} \quad (3.6)$$

Algoritma kedua dimulai dengan cara memotong sinyal dan *clippernya* didefinisikan sebagai berikut :

$$clip_A(s_{k,m}) = \begin{cases} s_{k,m}, & |s_{k,m}| \leq A \\ A \text{sign}(s_{k,m}), & |s_{k,m}| > A \end{cases} \quad (3.7)$$

Kemudian daya *noise clipping* dari urutan  $s_m$  yang ditransmisikan adalah :

$$\|s_m - clip_A(s_m)\|_2^2 = \sum_{n=0}^{N-1} (s_{n,m} - clip_A(s_{n,m}))^2 \quad (3.8)$$

sehingga *Signal to Noise Clipping Ratio* (SCR) adalah :

$$SCR = \frac{\|s_m\|_2^2}{\|s_m - clip_A(s_m)\|_2^2} \quad (3.9)$$

Jika dimasukkan PRT ke dalam persamaan (3.9) maka urutan yang ditransmisikan adalah

$S_{m+c}$  dan persamaan SCR nya menjadi :

$$SCR = \frac{\|s_m\|_2^2}{\|s_m + c - clip_A(s_m + c)\|_2^2} \quad (3.10)$$

Untuk memaksimalkan nilai SCR maka pembagi dalam persamaan di atas harus diminimalkan. Algoritma gradien dari pembagi persamaan di atas terhadap  $\hat{C}$  adalah :

$$\nabla_{\hat{C}} \|s_m + c - \text{clip}_A(s_m + c)\|_2^2 = \sum_{|s_{i,m} + c_i| > A} \text{sign}(s_{i,m} + c)(|s_{i,m} + c| - A) \hat{Q} \hat{q}^i_{row}$$

Dimana A adalah level *clipping* dan  $\hat{q}^i_{row}$  menyatakan baris ke i dari  $\hat{Q}$

Algoritma gradient untuk c bisa dirumuskan dengan persamaan :

$$c^{k+1} = c^k - \mu \sum_{|s_{n,m} + c_n^{(k)}| > A} \frac{\text{sign}(s_{n,m} + c_n^{(k)})}{\alpha_n^{(k)}} (|s_{n,m} + c_n^{(k)}| - A) \hat{Q} \hat{q}^i_{row}$$

Dimana  $\alpha_n^{(k)}$  merupakan faktor skala dan rotasi fasa yang bergantung pada nilai peak maksimum yang ditemukan pada iterasi ke k dan  $\mu$  adalah *step size*

Untuk mengurangi kompleksitas hanya nilai terbesar dari  $|s_{n,m} + c_n^{(k)}|$  yang diambil.

Dengan vektor  $p^m = \hat{Q} \hat{q}^m_{row}$  yang hanya bergantung ,dapat ditunjukkan bahwa N buah vektor **p** tersebut merupakan vektor-vektor yang digeser secara sirkular satu terhadap lainnya :

$$p^n(m) = p^0[((n - m))_N], 0 \leq n, m < N \text{ dimana } p^n(m) = \max_n \{p^m[n]\}.$$

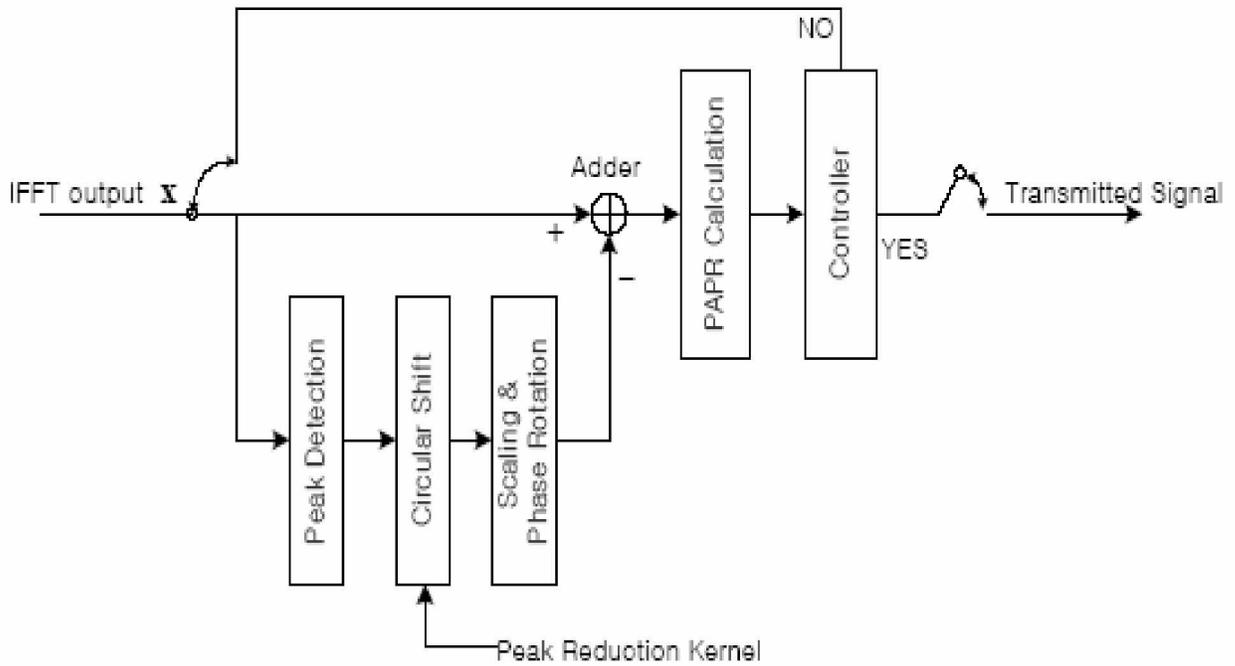
Terkadang vektor  $p^m$  dinamakan *Peak Reduction Kernel* (PRK). Secara gamblang, algoritma gradien mencari nilai terbesar dari sinyal mengurangkannya dengan vektor  $p^0$  yang telah diskalakan dan digeser secara sirkular ke posisi sinyal puncak tersebut. Penjelasan detail dijelaskan dalam langkah-langkah berikut :

1. kondisi awal: set  $\hat{s}^0_m = s_m$
2. deteksi *peak* (puncak) : temukan sample simbol n dimana  $|\hat{s}_{n,m}| > A$ . Jika semua sample memiliki nilai lebih rendah dari A maka loncat ke no. 5
3. perbaharui  $\hat{s}^i_m$  menurut persamaan :

$$s_m^{k+1} = s_m^k - \mu \sum_{|s_{n,m} + c_n^{(k)}| > A} \alpha_n^{(k)} p^0[((n - k))_N]$$

4. tambah penghitung iterasi  $i=i+1$  jika  $i < \text{max iteration}$  kembali ke no.2
5. transmit  $\hat{s}^i_m$

Prosedur dari algoritma gradien ditunjukkan oleh gambar 3.3 berikut ini :



Gambar 3.3 Prosedur algoritma gradien menggunakan Tone Reservation  
 Sumber : Sung-Eun Park,2003:4

Karena dalam teknik TR sejumlah  $L$  buah subcarrier direserve untuk sinyal anti peak, maka data rate total dari sistem berkurang. Pengurangan data rate (Data Rate Loss) untuk sistem yang menggunakan teknik TR adalah :

$$DRL = \frac{\sum_{l=1}^L b_{il,m}}{\sum_{k=0}^{N-1} b_{k,m}} \quad (3.11)$$

Dimana  $b_{k,m}$  adalah jumlah bit yang ditransmisikan di subcarrier ke- $k$ .

### 3. pemilihan $\{i_1, i_2, \dots, i_L\}$

Permasalahan paling penting dari teknik TR adalah memilih subcarrier mana yang akan digunakan sebagai sinyal anti peak sehingga nilai setiap elemen pada vektor  $\mathbf{p}$

(kecuali  $p_0^0$ ) sekecil mungkin. Solusi untuk hal ini dapat dituliskan dalam persamaan matematika sebagai berikut :

$$\{i_k\} = \underset{\{i_k\}}{\text{arg min}} \left\| p_1^0, p_2^0, \dots, p_{N-1}^0 \right\|_{\infty}, p^0 = \hat{Q} q^0_{row} \quad (3.12)$$

Dengan persamaan di atas solusi yang didapat memiliki kompleksitas NP-hard, karena harus dilakukan optimasi terhadap set diskrit  $\{i_k\}$ . Tetapi kita juga bisa mendapatkan hasil yang baik dengan cara menghasilkan sejumlah set secara random  $\{i_k\}$  dan memilih yang terbaik. Metode ini disebut dengan metode Random Set Optimization (RSO)

### 3.3 Kanal AWGN

Jika  $s(t)$ ,  $n(t)$  dan  $r(t)$  masing-masing adalah sinyal yang ditransmisikan, *noise white Gaussian* dan sinyal yang diterima, maka:

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (3.14)$$

Untuk menganalisa kerja BER, maka daya noise harus dibuat bervariasi. Jika energi per bit  $E_b$  dan noise power density  $N_0$  didefinisikan sebagai berikut :

$$E_b = \frac{spow}{br} (W.T/bit) \quad (3.15)$$

$$N_0 = \frac{npow}{sr} (W/Hz)$$

dimana  $spow$ ,  $npow$ ,  $br$ ,  $sr$  masing-masing adalah daya sinyal per simbol, daya noise per simbol, *bit rate* dan *symbol rate* maka akan didapat:

$$E_b/N_0 = \frac{spow}{br} \cdot \frac{sr}{npow} \quad (3.16)$$

maka akan didapat :

$$npow = \frac{spow}{br} \cdot \frac{sr}{E_b/N_0} \quad (3.17)$$

Karena  $E_b/N_0$  dalam desibel, maka persamaan 3.17 dapat ditulis :

$$npow = \frac{spow}{br} \cdot \frac{sr}{10^{\frac{Eb}{N_0} \cdot 10}} \quad (3.18)$$

Notasi  $npow$  harus diubah ke tegangan selain itu  $noise\ gaussian$  terdistribusi sama antara komponen  $inphase$  dan  $quadrature$ , maka dapat didefinisikan variabel  $attn$  sebagai akar dari  $npow$  :

$$attn = \sqrt{\frac{1}{2}npow} \quad (3.19)$$

### 3.4 Amplifier (Penguat)

Blok penguat HPA (High Power Amplifier) digunakan untuk memberikan efek nonlinearitas pada sistem. Jika sinyal input adalah :

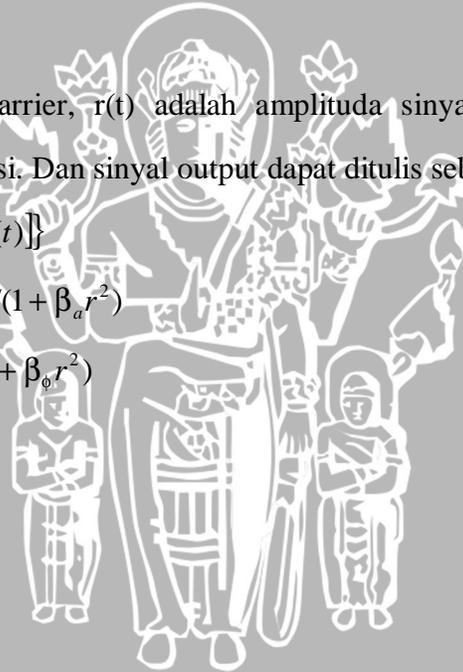
$$x(t) = r(t)\cos[\omega_0 t + \psi(t)] \quad (3.20)$$

Dimana  $\omega_0$  adalah frekuensi carrier,  $r(t)$  adalah amplituda sinyal termodulasi dan  $\psi(t)$  hadala fasa sinyal termodulasi. Dan sinyal output dapat ditulis sebagai berikut:

$$y(t) = A[r(t)]\cos\{\omega_0 t + \psi(t) + \phi[r(t)]\} \quad (3.21)$$

Dimana  $A(r)$  adalah :  $A(r) = \alpha_a r / (1 + \beta_a r^2)$  (3.22)

Dan  $\phi(r)$  adalah :  $\phi(r) = \alpha_\phi r^2 / (1 + \beta_\phi r^2)$  (3.33)



## BAB IV

### METODOLOGI

Kajian yang dilakukan dalam skripsi ini adalah kajian yang bersifat analisis, yaitu tentang reduksi Peak To Average Power Ratio (PAPR) menggunakan Tone Reservation pada sistem Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) dalam bentuk konsep yang mengacu pada studi kepustakaan. Metodologi yang digunakan dalam penulisan skripsi ini didasarkan kepada :

#### 4.1. Studi Literatur

Pada tahap awal dilakukan studi literatur, yaitu melakukan kajian pustaka untuk memahami tentang konsep dasar OFDM dan PAPR, konsep reduksi PAPR menggunakan Tone Reservation serta teori-teori pengantar yang diperlukan untuk menunjang analisisnya

#### 4.2. Pengumpulan Data

Data-data yang akan digunakan adalah data primer dan data sekunder. Data primer adalah data yang diperoleh dari pengamatan secara langsung, sedangkan data sekunder adalah data yang diperoleh dari berbagai buku teks, jurnal-jurnal, *download* dari internet.

##### 4.2.1. Data Primer

Data primer yang diperoleh dari pengamatan secara langsung adalah :

- Nilai PAPR pada sistem (dB), menggunakan CCDF
- Nilai Bit Error Rate (dB)

##### 4.2.2. Data Sekunder

Data sekunder yang diperlukan dalam penulisan skripsi ini adalah :

- Titik IFFT yang digunakan = 256 dan 512
- Clipping level = 2 dB

- Modulasi QPSK
- IBO (Input Back OFF) = 6, 8, 10 (dB)
- Jumlah set untuk RSO = 10.000 IFFT.
- Jumlah simbol yang dipakai = 2.000-4.000 tergantung titik IFFT

#### 4.2.3 Simulasi sistem

##### Simulasi dan Pengujian Sistem

- Parameter yang diuji adalah dan PAPR
- Simulasi sistem menggunakan program Matlab R2007 pada komputer pribadi dengan sistem operasi Windows XP Professional SP2
- Spesifikasi minimum dari komputer yang digunakan:
  - Prosesor Intel® Pentium® IV 1.5 GHz
  - Memory DDR 128 MB PC-2700
  - 10 GB *free space* HDD
  - 8X-speed CD-ROM
- Prosedur pengujian:
  - Merancang blok diagram untuk simulasi
  - Membuat *listing program* untuk simulasi yang diturunkan dari bentuk matematis sistem
  - Melakukan simulasi sistem berdasarkan bentuk matematis dan rancangan blok diagram untuk sistem OFDM dengan *Tone Reservation* dan tanpa *Tone Reservation*
  - Merepresentasikan hasil simulasi dalam bentuk diagram/grafik.

#### 4.3. Analisis Data

Teori-teori dan data-data yang diperoleh tersebut kemudian dianalisis. Terdapat dua metode analisis data yang digunakan, yaitu :

##### 4.3.1. Analisis Kuantitatif

Analisis data dilakukan melalui perhitungan-perhitungan matematis sesuai dengan persamaan-persamaan yang ada dalam kajian ini, yaitu :

- Analisis *BER*.
- Analisis *PAPR*.

#### 4.3.2. Analisis Kualitatif

Berdasarkan analisis kuantitatif, maka akan diperoleh tabel hasil perhitungan dan grafik karakteristik. Dari tabel dan grafik tersebut dapat ditarik suatu kesimpulan bagaimana nilai PAPR dengan penerapan Tone Reservation pada OFDM dibandingkan dengan tidak menggunakan Tone Reservation.

#### 4.4. Pengambilan Kesimpulan

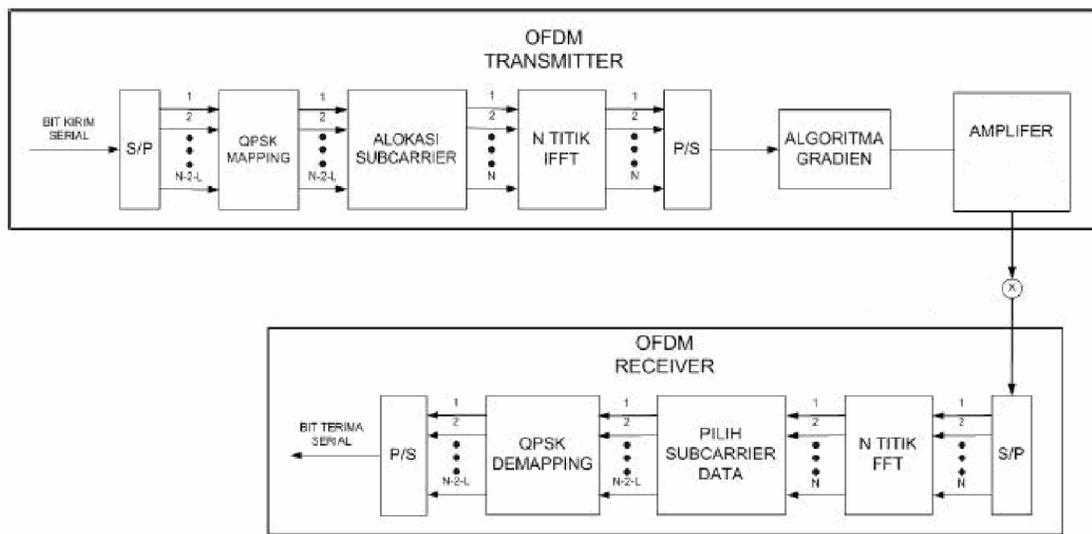
Dari hasil analisis sistem, maka akan dapat ditarik kesimpulan mengenai reduksi PAPR dengan Tone Reservation pada sistem OFDM.



## BAB V ANALISIS DAN SIMULASI

### 5.1 Spesifikasi sistem OFDM dengan Tone Reservation

Desain sistem yang akan disimulasikan dapat digambarkan dalam blok sistem OFDM pemancar dan penerima pada level baseband yang ditunjukkan oleh gambar 5.1 berikut ini:



Gambar 5.1: Blok sistem OFDM dengan teknik *Tone Reservation*

#### 5.1.1 Pemancar

##### 5.1.1.1 Generator Bit Random

Blok ini merupakan bagian yang akan menghasilkan data digital biner '0' dan '1' secara acak dengan peluang kemunculan yang sama.

Dalam matlab, deretan bit yang dihasilkan disimpan dalam vektor yang berukuran  $1 \times m$  dimana  $m$  adalah banyaknya bit. Jumlah bit ditentukan oleh tiga parameter yaitu banyaknya kanal paralel yang digunakan untuk data, jumlah simbol OFDM dalam satu kali simulasi serta level modulasi. Karena dalam simulasi digunakan QPSK maka level modulasi bernilai dua.

#### 5.1.1.2 Konversi Serial ke Paralel

Konversi serial ke paralel berfungsi untuk membagi data serial secara berurutan ke sejumlah  $m$  buah data paralel yang berurutan sehingga kecepatan data akan berkurang, yaitu sebagai berikut:

Untuk sistem tanpa teknik TR:  $m = N - 2$

Untuk sistem dengan teknik TR:  $m = N - 2 - L$

Dimana  $m$  adalah banyaknya data paralel,  $N$  adalah ukuran IFFT dan  $L$  adalah jumlah *subcarrier* yang *dirererve*. Pengurangan dengan 2 karena setelah sinyal *mapping* QPSK, titik ke-0 dan ke- $N/2$  dari IFFT diberi nilai nol agar sinyal setelah IFFT bernilai real.

#### 5.1.1.3 Mapping QPSK

Fungsi dari *mapping* QPSK adalah untuk mengubah data paralel hasil konversi serial ke paralel menjadi simbol QPSK. Satu simbol QPSK mengandung informasi dua buah bit. Simbol hasil *mapping* QPSK dinyatakan dalam bilangan kompleks dan dibagi menjadi komponen *real* dan imajiner yang dapat mewakili fasa sinyal. Modulasi dilakukan terhadap masing-masing *subcarrier*.

Dalam matlab, bit '0' akan diubah menjadi pulsa dengan amplituda '-1' dan bit '1' akan diubah menjadi pulsa dengan amplituda '+1'. Kemudian amplituda bit pertama akan disimpan dalam komponen real, sedangkan amplituda bit kedua akan disimpan dalam komponen imajiner, amplituda bit ketiga akan disimpan dalam komponen real dan seterusnya. Selain itu, agar energi sinyal dari simbol QPSK bernilai satu maka kedua komponen dinormalisasi dengan faktor  $\frac{1}{\sqrt{2}}$ , ukuran matriks yang dihasilkan akan sama dengan ukuran matriks hasil konversi serial ke paralel.

#### 5.1.1.4 Alokasi Subcarrier

Dalam alokasi *subcarrier*, simbol hasil *mapping* QPSK akan disimpan di *subcarrier* yang tidak digunakan untuk sinyal *anti-peak*. *Subcarrier* ke-0 dan ke- $N/2$  akan diberi nilai nol, sedangkan *subcarrier* yang diperuntukkan untuk sinyal *anti-peak* akan diberi nilai awal nol.

Untuk menentukan *subcarrier* mana yang akan dipilih untuk sinyal *anti peak* (*subcarrier* yang *dirererve*) maka harus dilakukan terlebih dahulu proses *Random Set Optimization* (RSO). Proses RSO dilakukan dengan cara simulasi dalam matlab dan

dijalankan sebelum proses simulasi sistem OFDM secara keseluruhan dimulai sehingga akan didapat satu set ik yang berisi urutan *subcarrier* yang *direserve* yang akan digunakan dalam proses alokasi *subcarrier*. Algoritma proses RSO adalah sebagai berikut:

1. Hasilkan secara random sejumlah set ik
2. Hitung nilai vektor *Peak Reduction Kernel* (PRK) untuk tiap set ik
3. Hitung nilai absolut dari setiap vektor PRK yang dihasilkan
4. Cari vektor PRK yang memiliki nilai elemen minimum terbanyak
5. pilih set ik yang menghasilkan vektor optimal tersebut

Cara menghasilkan vektor PRK akan dijelaskan pada algoritma gradien.

#### 5.1.1.5 *Inverse Fast Fourier Transform* (IFFT)

Sinyal keluaran blok alokasi *subcarrier* baik yang berupa simbol QPSK maupun *subcarrier* yang bernilai nol akan dimodulasi terhadap sinyal sinusoidal yang memiliki frekuensi kelipatan dua terhadap frekuensi dibawahnya.

#### 5.1.1.6 Konversi Paralel ke Serial

Konversi paralel ke serial menyebabkan sinyal paralel kompleks keluaran IFFT menjadi deretan simbol serial.

#### 5.1.1.7 Algoritma Gradien

Algoritma gradien pada dasarnya menerapkan algoritma kedua yang telah dijelaskan dalam dasar teori dalam proses mencari sinyal *anti peak*. Sinyal *anti peak* didapat setelah melalui proses iterasi (perulangan).

Dalam matlab, prosedur dari algoritma gradien dapat dijelaskan secara singkat sebagai berikut. Ketika sinyal keluaran IFFT setelah konversi paralel ke serial, misal  $x$  memasuki blok algoritma gradien posisi dan nilai *peak*  $x$  untuk tiap simbol OFDM dideteksi. PRK kemudian digeser secara sirkular ke posisi *peak* tersebut dan diskalakan serta dirotasi fasanya. Kernel yang dihasilkan (PRK yang telah digeser, diskalakan serta dirotasikan) dikurangkan terhadap  $x$ . Jika jumlah iterasi mencapai nilai iterasi maksimum, proses selesai dan sinyal yang mengandung sinyal asli dan sinyal *anti peak* ditransmisikan.

Nilai PRK yang digunakan dalam proses algoritma gradien tersebut diperoleh melalui proses tersendiri. Dalam matlab vektor  $p^0$  yang dihasilkan memiliki elemen

pertama (yaitu  $p_0^0$ ) ternormalisasi satu. Vektor tersebut didapat dengan cara mengalikan sub matriks IFFT (dengan kolom-kolomnya adalah kolom-kolom dengan urutan yang sama dengan *subcarrier* yang *direserve*) dengan vektor kolom bernilai 1 ukuran L (L adalah jumlah *subcarrier* yang *direserve*) kemudian dinormalisasi dengan faktor N/L.

### 5.1.2 Kanal AWGN

Jika  $s(t)$ ,  $n(t)$  dan  $r(t)$  masing-masing adalah sinyal yang ditransmisikan, *noise white Gaussian* dan sinyal yang diterima, maka:

$$r(t) = s(t) + n(t)$$

Dalam matlab, fungsi *randn* digunakan untuk menghasilkan bilangan random dan matriks dengan elemen-elemennya terdistribusi normal dengan *mean* 0 dan *variance* 1. jadi jika ditambahkan noise AWGN dengan daya 1 pada sinyal digital termodulasi dengan kanal *in-phase* dan kanal *quadrature* (*idata* dan *qdata*) maka keluaran kanalnya :

$$iout(t) = idata(t) + randn(t)$$

$$qout = qdata(t) + randn(t)$$

Maka, keluaran kanal dengan variasi daya noise adalah sebagai berikut:

$$iout(t) = idata(t) + atn \times randn(t)$$

$$qout(t) = qdata(t) + atn \times randn(t)$$

### 5.1.3 Penerima

#### 5.1.3.1 Konversi Serial ke Paralel

Deretan simbol serial setelah terkontaminasi AWGN diubah menjadi urutan sinyal kompleks paralel.

#### 5.1.3.2 FFT

Blok FFT berfungsi untuk melakukan konversi dari deretan simbol-simbol OFDM menjadi bilangan kompleks sesuai dengan mapping QPSK pada pemancar

#### 5.1.3.3 Pilih Subcarrier Data

Subcarrier untuk data akan menjadi data paralel dan subcarrier ke-0, ke-N/2 dan subcarrier untuk sinyal antipeak akan diabaikan.

#### 5.1.3.4 Demapping QPSK

Mengubah amplituda dengan nilai positif menjadi bit bernilai '1' dan amplituda bernilai negatif menjadi bit bernilai '0',serta menyimpan hasilnya pada kanal paralel.

5.1.3.5 Konversi Paralel ke Serial

Data biner paralel akan disusun lagi menjadi data serial

5.1.3.6 Perhitungan BER

Pada bagian akhir akan dilakukan proses perhitungan akumulasi kesalahan data tarima (BER) selama proses iterasi. Hasil perhitungan BER untuk setiap Eb/No akan disimpan dan diplot dalam grafik.

5.3 Reduksi PAPR dengan teknik Tone Reservation

Hasil simulasi ditunjukkan dengan grafik CCDF untuk ukuran IFFT sebesar 256, dan 512 titik (dengan subcarrier masing-masing 254, dan 510). Analisa dilakukan pada clipping rate (probabilitas nilai PAPR satu simbol OFDM yang dihasilkan lebih besar daripada nilai PAPR tertentu) sebesar  $10^{-3}$ .

5.3.1 Reduksi PAPR dengan titik IFFT 256

Parameter simulasi yang digunakan adalah :

Tabel 5.1 Parameter simulasi pada titik IFFT 256

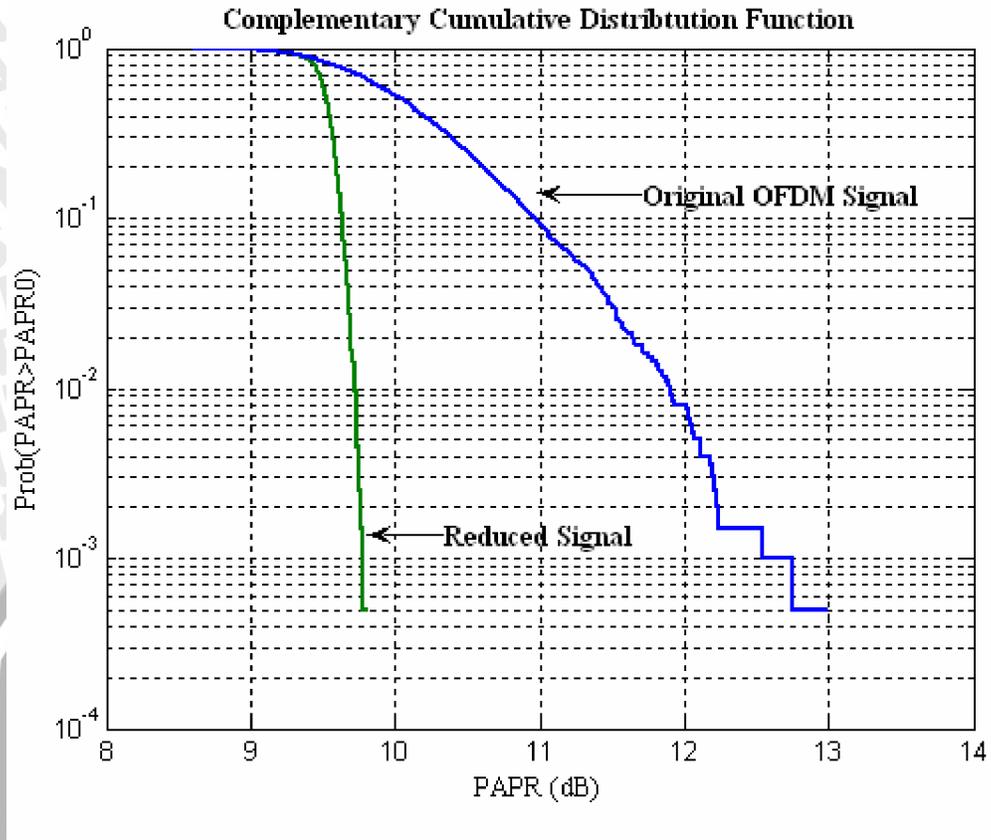
Parameter	Nilai
Titik IFFT	256 titik
Jumlah <i>Subcarrier</i>	254 subcarrier
Simbol OFDM	3000 simbol
Jumlah Iterasi Maksimum	30 kali

Jumlah set RSO	10000set
----------------	----------

Nilai batas PAPR tanpa menggunakan teknik *Tone Reservation* adalah sekitar 13dB. Sedangkan menggunakan teknik *Tone Reservation* pada *reserved subcarrier* (L) sekitar 2% maka batas PAPR menjadi 11.25 dB, lalu pada L sekitar 5% batas nilai PAPR menjadi sekitar 10.7 dB dan pada L sekitar 10% batas nilai PAPR menjadi sekitar 9.73 dB. Jadi dengan *reserved carrier* yang paling tinggi (dalam simulasi ini menggunakan sekitar 10% subcarrier) untuk titik IFFT 256 maka nilai PAPR yang dihasilkan akan semakin rendah. Gambar 5.1 memperlihatkan reduksi total dari sistem tanpa OFDM dan sistem menggunakan TR dengan reserved carrier maksimal yaitu 10%. Untuk lebih jelasnya nilai reduksi PAPR yang dihasilkan dapat dilihat pada tabel berikut ini:

**Tabel 5.2 Reduksi PAPR dengan titik IFFT 256 untuk L= 2%, 5%, 10%**

Reserved Subcarrier (L)	Nilai Reduksi PAPR (dB)
2%	1.75
5%	2.7
10%	3.27



Gambar 5.2: CCDF PAPR OFDM pada titik IFFT 256

### 5.3.2 Reduksi PAPR dengan titik IFFT 512

Parameter simulasi yang digunakan adalah :

Tabel 5.3 Parameter simulasi pada titik IFFT 512

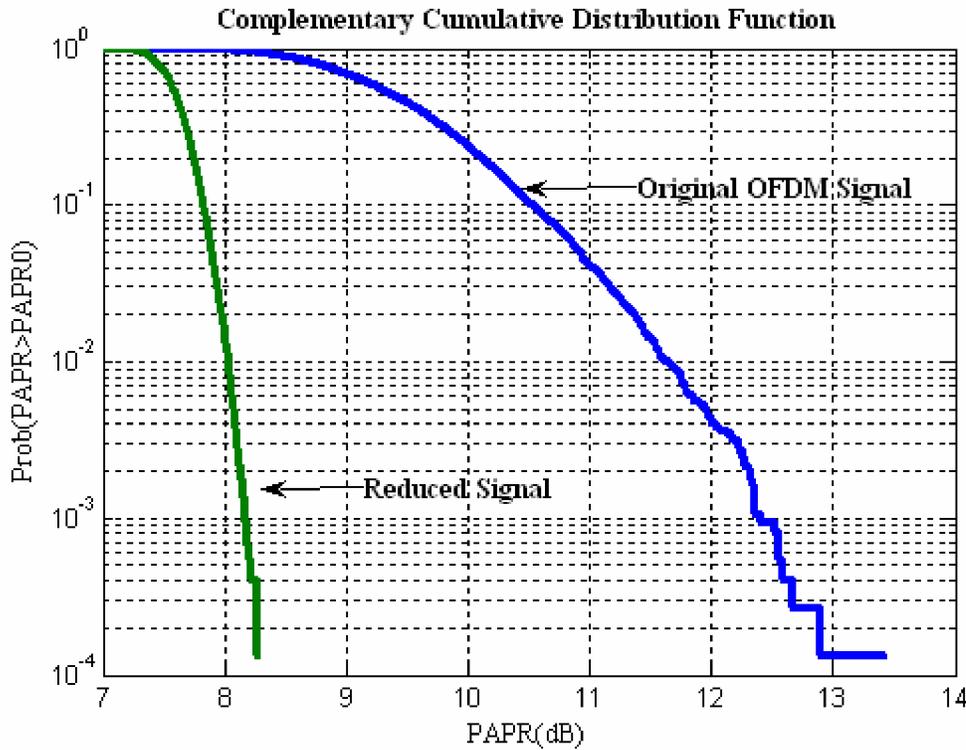
Parameter	Nilai
Titik IFFT	512 titik
Jumlah <i>Subcarrier</i>	510 subcarrier
Simbol OFDM	2000 simbol

Jumlah Iterasi Maksimum	30 kali
Jumlah set RSO	10000set

Nilai batas PAPR tanpa menggunakan teknik *Tone Reservation* adalah sekitar 13.48 dB. Sedangkan menggunakan teknik *Tone Reservation* pada *reserved subcarrier* (L) sekitar 2% maka batas PAPR menjadi 10.45 dB, lalu pada L sekitar 5% batas nilai PAPR menjadi sekitar 9.25 dB dan pada L sekitar 10% batas nilai PAPR menjadi sekitar 8.3dB. Jadi dengan *reserved carrier* yang paling tinggi (sekitar 10%) untuk titik IFFT 512, dapat dihasilkan nilai PAPR yang lebih rendah. Nilai PAPR dengan menggunakan teknik *Tone Reservation* jauh lebih rendah dibandingkan dengan nilai PAPR tanpa teknik *Tone Reservation*, hal ini diperlihatkan pada gambar 5.2 Nilai reduksi PAPR yang dihasilkan dapat dilihat pada tabel 5.4 berikut ini:

**Tabel 5.4 Reduksi PAPR dengan titik IFFT 512 untuk L= 2%, 5%, 10%**

Reserved Subcarrier (L)	Nilai Reduksi PAPR (dB)
2%	3.03
5%	4.23
10%	5.18



Gambar 5.3: CCDF PAPR OFDM pada titik IFFT 512

#### 5.4 BER pada OFDM dengan teknik Tone Reservation

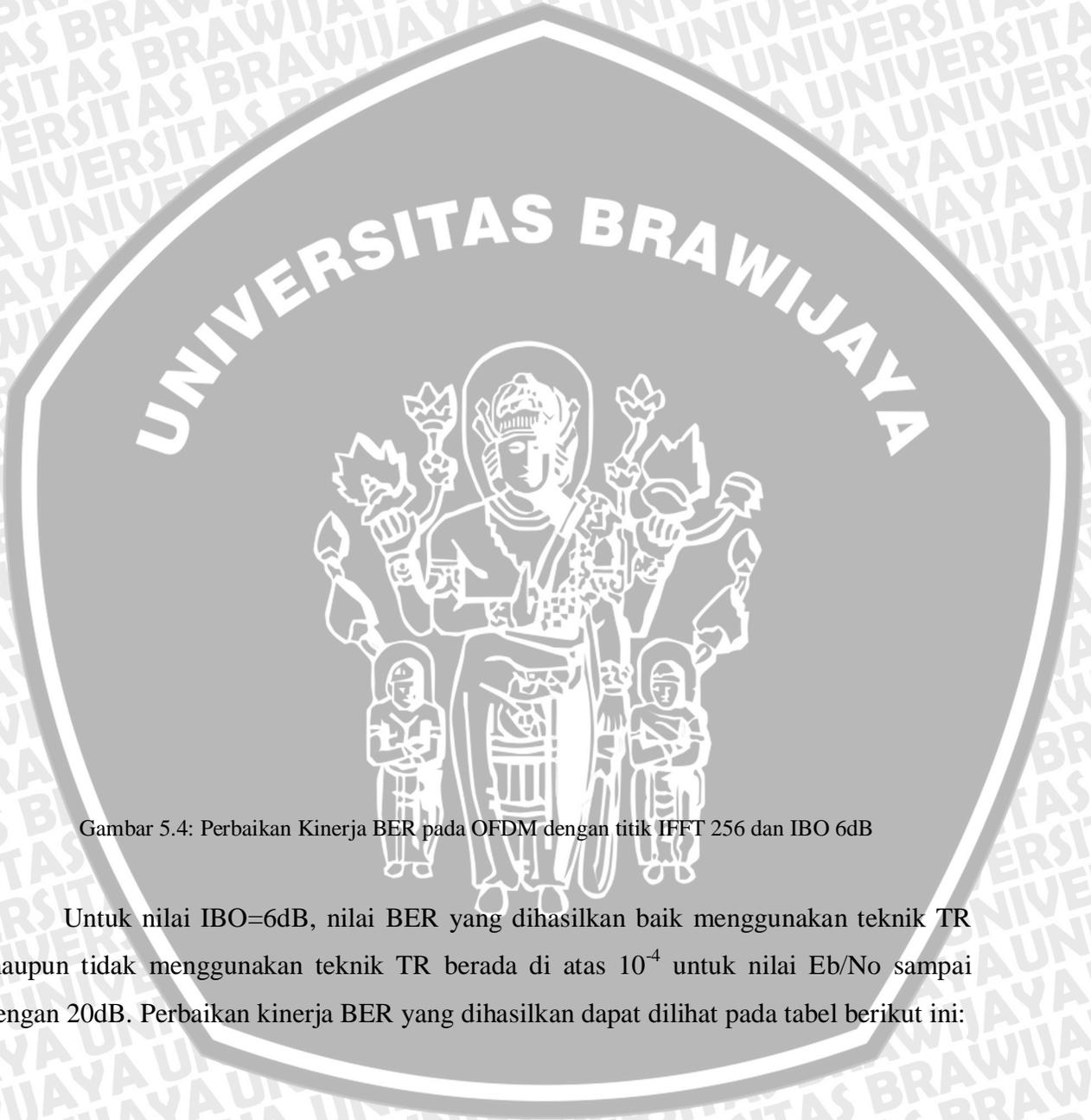
Hasil simulasi ini berupa grafik nilai BER terhadap nilai Eb/No. Jumlah titik IFFT yang digunakan sama dengan yang digunakan pada reduksi PAPR yaitu 256 dan 512. Karena pada simulasi ini semua blok simulasi pengirim dan penerima dipergunakan maka akan dianalisa kerja BER untuk berbagai titik operasi dari amplifier (IBO). Nilai IBO (Input BackOff) yang digunakan adalah 6 dB, 8dB dan 10dB. Secara lengkap parameter simulasi dapat dilihat pada tabel berikut

**Tabel 5.5 Parameter simulasi kinerja BER pada OFDM dengan teknik Tone Reservation**

<b>Parameter</b>	<b>Nilai</b>
Titik IFFT	256 dan 512 titik
Jumlah <i>Subcarrier</i>	254 dan 510 <i>subcarrier</i>
<i>Reserved Subcarrier (L)</i>	Sekitar 2%, 5%, 10% dari jumlah <i>subcarrier</i>
Simbol OFDM	10 simbol
<i>Symbol Rate</i>	1000 simbol/detik
<i>Input BackOff (IBO)</i>	6dB, 8dB, 10dB
Eb/No	0 s.d 20 dB

### 5.4.1 BER dengan titik IFFT 256

Kurva hasil simulasi ditunjukkan pada grafik berikut :



Gambar 5.4: Perbaikan Kinerja BER pada OFDM dengan titik IFFT 256 dan IBO 6dB

Untuk nilai IBO=6dB, nilai BER yang dihasilkan baik menggunakan teknik TR maupun tidak menggunakan teknik TR berada di atas  $10^{-4}$  untuk nilai Eb/No sampai dengan 20dB. Perbaikan kinerja BER yang dihasilkan dapat dilihat pada tabel berikut ini:

Tabel 5.6 Perbaikan Kinerja BER pada OFDM dengan titik IFFT=256 dan IBO=6 dB

Metode Reduksi	Nilai BER yang diamati = $8.10^{-4}$	
	Eb/No (dB)	Perbaikan kinerja (dB)
Tanpa TR	17.5	-
L= 2%	15.5	2
L= 5%	14.7	2.8
L= 10%	14.5	3

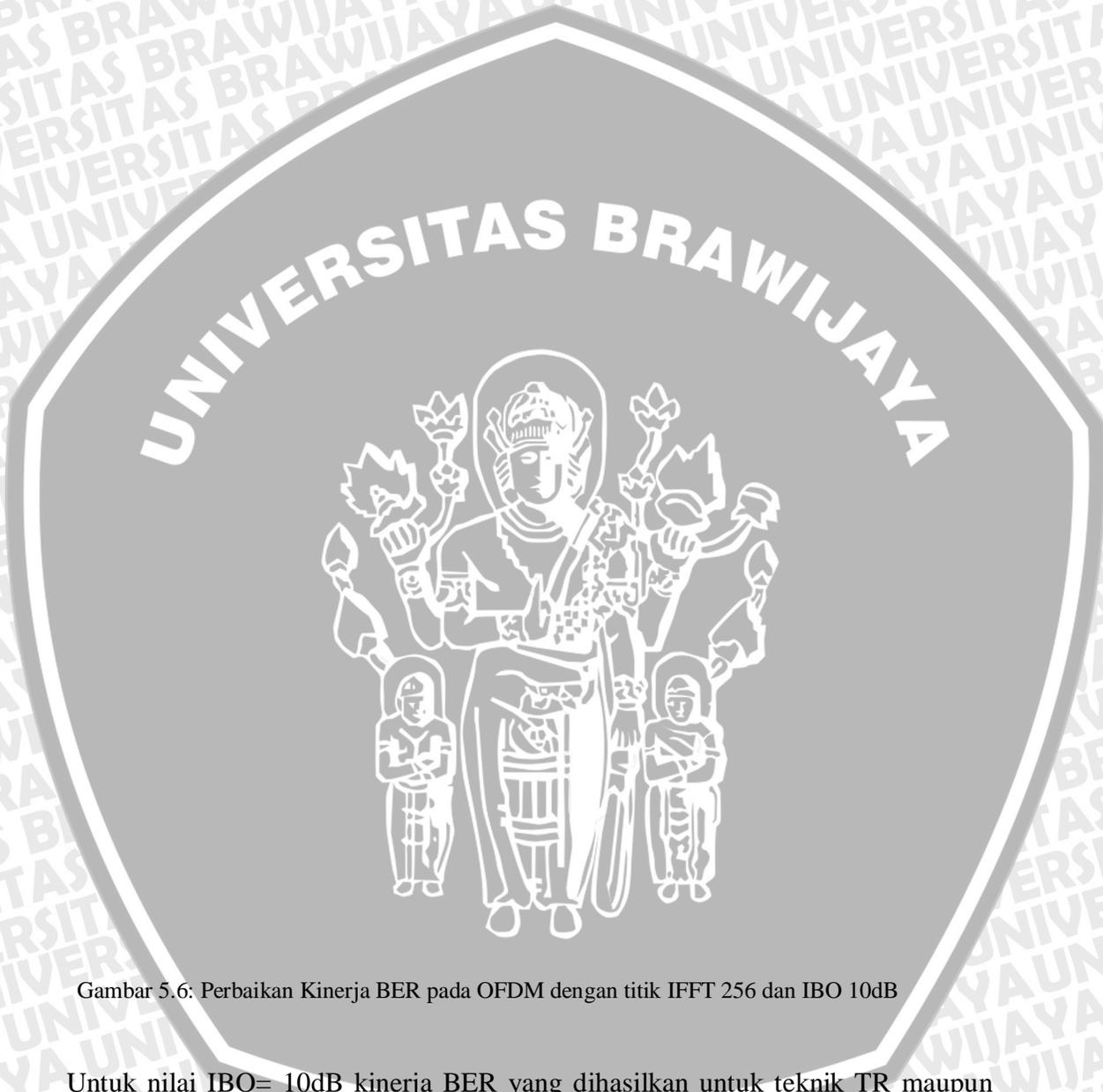


Gambar 5.5: Perbaikan Kinerja BER pada OFDM dengan titik IFFT 256 dan IBO 8dB

Untuk nilai IBO= 8dB,tanpa teknik TR nilai BER tidak dapat mencapai  $10^{-5}$  untuk nilai Eb/No sampai dengan 20dB. Perbaikan kinerja BER dapat dilihat pada tabel berikut ini:

**Tabel 5.7 Perbaikan Kinerja BER pada OFDM dengan titik IFFT= 256 dan IBO= 8dB**

Metode Reduksi	Nilai BER yang diamati = $2.10^{-5}$	
	Eb/No (dB)	Perbaikan kinerja (dB)
Tanpa TR	19.4	-
L= 2%	17.3	2.1
L= 5%	16.1	3.3
L= 10%	15.9	3.5



Gambar 5.6: Perbaikan Kinerja BER pada OFDM dengan titik IFFT 256 dan IBO 10dB

Untuk nilai IBO= 10dB kinerja BER yang dihasilkan untuk teknik TR maupun tanpa TR relatif sama. Ini artinya perbaikan kinerja BER sangat kecil atau dapat diabaikan. Tetapi kinerja BER pada IBO= 10dB merupakan yang paling baik dibandingkan IBO 6dB atau 8dB, karena nilai BER mencapai  $10^{-6}$  tapi dengan efisiensi paling buruk

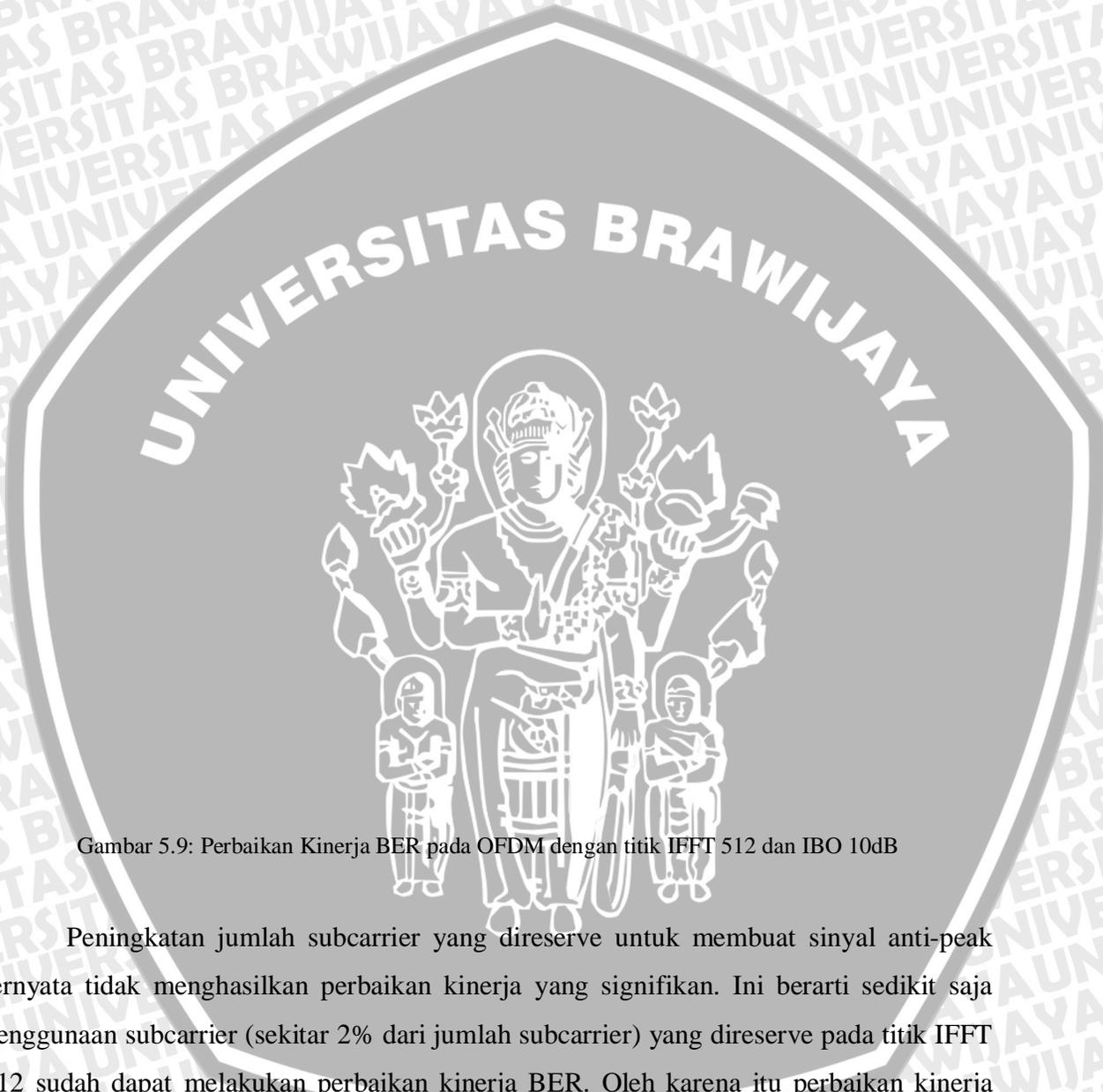
5.4.2 BER dengan titik IFFT 512



Gambar 5.7: Perbaikan Kinerja BER pada OFDM dengan titik IFFT 512 dan IBO 6dB



Gambar 5.8: Perbaikan Kinerja BER pada OFDM dengan titik IFFT 512 dan IBO 8dB



Gambar 5.9: Perbaikan Kinerja BER pada OFDM dengan titik IFFT 512 dan IBO 10dB

Peningkatan jumlah subcarrier yang direserve untuk membuat sinyal anti-peak ternyata tidak menghasilkan perbaikan kinerja yang signifikan. Ini berarti sedikit saja penggunaan subcarrier (sekitar 2% dari jumlah subcarrier) yang direserve pada titik IFFT 512 sudah dapat melakukan perbaikan kinerja BER. Oleh karena itu perbaikan kinerja pada  $L = 2\%$ ,  $5\%$ ,  $10\%$  dapat dianggap sama. Perbaikan kinerja BER pada IBO 6 dB dapat dilihat pada tabel berikut:

**Tabel 5.8 Perbaikan Kinerja BER pada OFDM dengan titik IFFT= 512 dan IBO= 6dB**

Metode Reduksi	Nilai BER yang diamati = $10^{-3}$	
	Eb/No (dB)	Perbaikan kinerja (dB)
Tanpa TR	16.5	-
L= 2%, 5%, 10%	13.5	3

Sedangkan perbaikan kinerja BER untuk IBO 8dB dapat dilihat pada tabel berikut :

**Tabel 5.9 Perbaikan Kinerja BER pada OFDM dengan titik IFFT= 512 dan IBO= 8dB**

Metode Reduksi	Nilai BER yang diamati = $2.10^{-5}$	
	Eb/No (dB)	Perbaikan kinerja (dB)
Tanpa TR	19.9	-
L= 2%, 5%, 10%	16	3.9

Sedangkan untuk IBO 10dB tidak ada perbaikan kinerja BER yang signifikan seperti pada titik IFFT 256, maka dapat pula diabaikan.

## BAB IV

### KESIMPULAN DAN SARAN

#### 6.1 Kesimpulan

Dari analisa simulasi yang dilakukan maka dapat ditarik kesimpulan sebagai berikut:

1. Simulasi dilakukan pada sistem OFDM dengan teknik Tone Reservation dan tanpa teknik Tone Reservation. Pada simulasi untuk sistem OFDM dengan teknik Tone Reservation terdapat penambahan blok sistem, yaitu alokasi subcarrier dan algoritma gradien.
2. Pada ukuran titik IFFT 256 teknik Tone Reservation dapat mereduksi PAPR 1.75dB untuk reserved carrier 2%, 2.3dB untuk reserved carrier 5% dan 3.27 dB dengan reserved carrier maksimal sebesar 10% dibandingkan dengan tanpa teknik Tone Reservation. Sedangkan pada ukuran titik IFFT 512 teknik Tone Reservation dapat mereduksi PAPR 3.03dB pada reserved carrier 2%, 4.23dB untuk reserved carrier 5% dan 5.18 dB dengan reserved carrier maksimal sebesar 10% dibandingkan dengan tanpa teknik Tone Reservation
3. Teknik Tone Reservation sangat cocok digunakan untuk mereduksi PAPR pada subcarrier yang sangat besar, hal ini juga berkaitan dengan jumlah tone yang direserved. Pada hasil simulasi yang dilakukan untuk reserved carrier 2%, 5% dan 10% hasil paling baik didapat pada reserved carrier 10%. Dapat disimpulkan semakin banyak reserved carrier maka makin baik performansi teknik Tone Reservation, maka dari itu teknik ini cocok digunakan untuk jumlah subcarrier yang besar.
3. Simulasi kinerja BER menggunakan Input Back OFF (IBO) sebesar 6dB, 8dB dan 10dB. IBO yang terlalu kecil akan menyebabkan ketidaklinieran amplifiier, sedangkan IBO yang terlalu besar menyebabkan ketidakefisienan.
4. Pada IBO 6dB dan 8dB terdapat perbaikan kinerja BER. Sedangkan pada IBO 10dB tidak terdapat perbaikan kinerja BER yang signifikan

5. Maka secara keseluruhan sistem teknik Tone Reservation untuk ukuran titik IFFT 256 penggunaan reserved carrier sekitar 10% sudah dapat memberikan perbaikan kinerja BER dengan IBO 6dB dan 8dB. Sedangkan untuk ukuran titik IFFT 512 penggunaan reserved carrier sekitar 2% sudah dapat memberikan perbaikan kinerja BER dengan IBO 6dB dan 8dB
6. Semakin besar ukuran subcarrier maka kemampuan reduksi PAPR cenderung meningkat untuk presentasi reserved carrier yang sama.

## 6.2 Saran

1. Analisis dapat dikembangkan lebih lanjut dengan melakukan kajian untuk penerapan reduksi PAPR pada OFDM dengan metode reduksi yang berbeda.
2. Analisis dapat dikembangkan lebih lanjut dengan melakukan perbandingan antara metode Tone Reservation dengan metode reduksi yang lain.

