

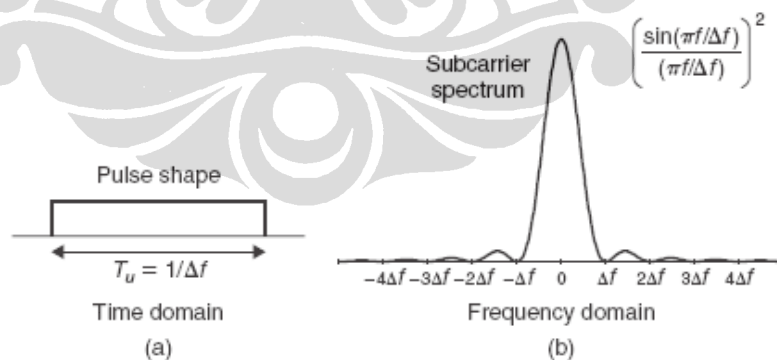
BAB II

TRANSMISI OFDM DAN PAPR

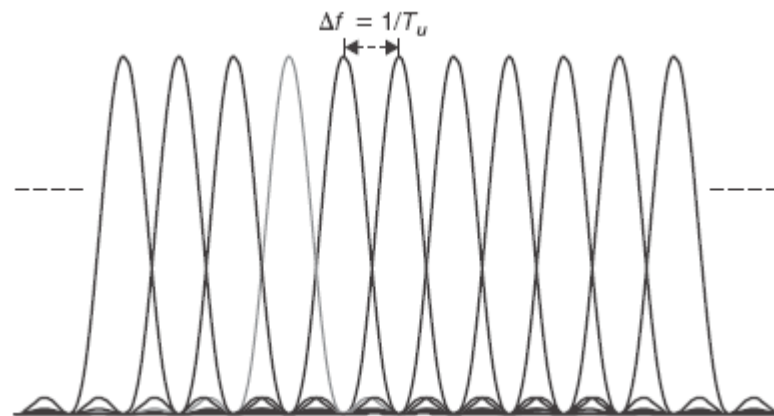
2.1 Prinsip Dasar OFDM

Transmisi OFDM dapat dikategorikan sebagai transmisi *multi-carrier* (MCM). MCM adalah suatu prinsip mengirimkan data dengan membagi aliran data menjadi beberapa aliran bit paralel dan memodulasi setiap data tersebut menjadi carrier atau subcarrier tersendiri. Namun demikian, ada perbedaan antara OFDM dengan transmisi *multi-carrier* biasa yaitu [4]:

1. Penggunaan *sub-subcarrier narrowband* dalam jumlah yang relatif banyak. Untuk sistem *multi-carrier* biasa biasanya hanya terdiri dari beberapa *subcarrier*, masing-masing dengan *bandwidth* yang relatif lebar.
2. Bentuk pulsa kotak (*rectangular*) yang sederhana seperti ditunjukkan pada Gambar 2.1a. Bentuk pulsa tersebut berbentuk fungsi sinc dalam domain frekuensi seperti ditunjukkan pada Gambar 2.1b.
3. Spasi antar *subcarrier* yang rapat $\Delta f = 1/T_u$, dengan T_u adalah waktu modulasi simbol per *subcarrier* (lihat Gambar 2.2).



Gambar 2.1. Bentuk pulsa per *subcarrier* dan spektrum untuk transmisi OFDM [4]

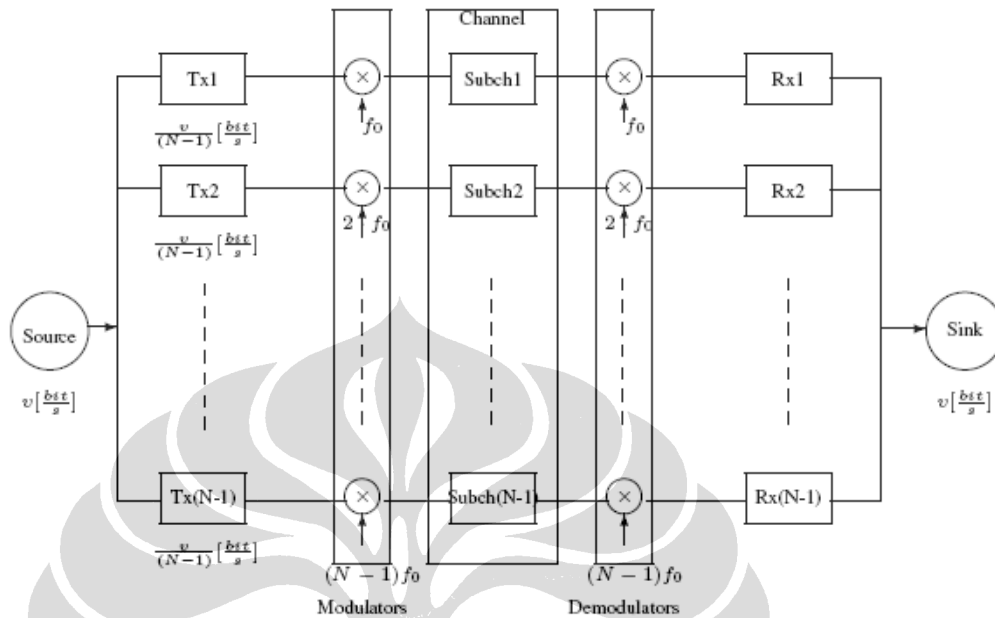


Gambar 2.2. Spektrum OFDM [4]

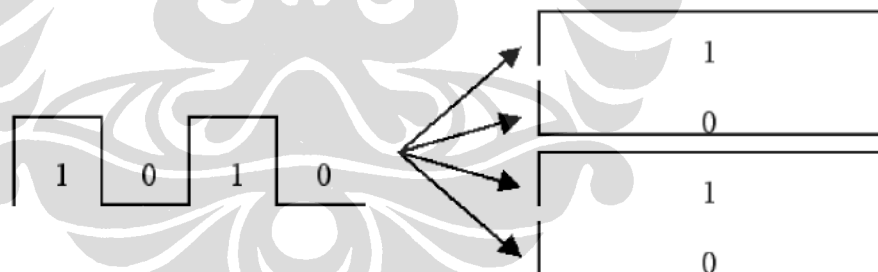
Dalam skema OFDM pada Gambar 2.2, aliran data serial dilewatkan melalui konverter *serial-to-parallel* (S/P) yang membagi data menjadi sejumlah kanal paralel. Data pada setiap kanal tersebut akan dimasukkan ke dalam modulator sedemikian sehingga untuk N_C kanal terdapat N_C modulator yang frekuensi carriernya adalah $f_0, f_1, \dots, f_{N_C-1}$. Antara kanal yang bersebelahan berbeda sebesar Δf dan bandwidth keseluruhan W dari N_C carrier termodulasi adalah $W = N_C \Delta f$. Selanjutnya N_C carrier yang termodulasi tersebut digabungkan untuk menghasilkan sinyal OFDM. Efek interleaving juga terjadi pada setiap modulator, sebagai contoh simbol-simbol S_0, S_N, S_{2N}, \dots diterapkan pada modulator dengan frekuensi f_i . Pada penerima, sinyal OFDM yang diterima akan didemultiplekskan menjadi N_C pita frekuensi dan N_C sinyal yang termodulasi di demodulasikan. Sinyal-sinyal *baseband* kemudian digabungkan menggunakan konverter *parallel-to-serial* (P/S).

Pada Gambar 2.3 terlihat pada setiap kanal paralel kecepatan data menjadi lebih rendah dibandingkan dengan data serial. OFDM mengirimkan sejumlah transmisi berkecepatan rendah secara bersamaan. Hal ini dapat diilustrasikan dengan Gambar 2.4. Anggap suatu data yang terdiri dari 4 bit akan dikirimkan dengan waktu 4 detik. Dengan menggunakan sistem transmisi biasa (*serial*) maka tiap bit hanya mempunyai durasi 1 detik. Dengan menggunakan sistem transmisi OFDM, data tersebut dibagi menjadi paralel dan dikirim secara bersamaan sehingga waktu yang diperlukan oleh tiap bit adalah 4 detik. Durasi yang lebih

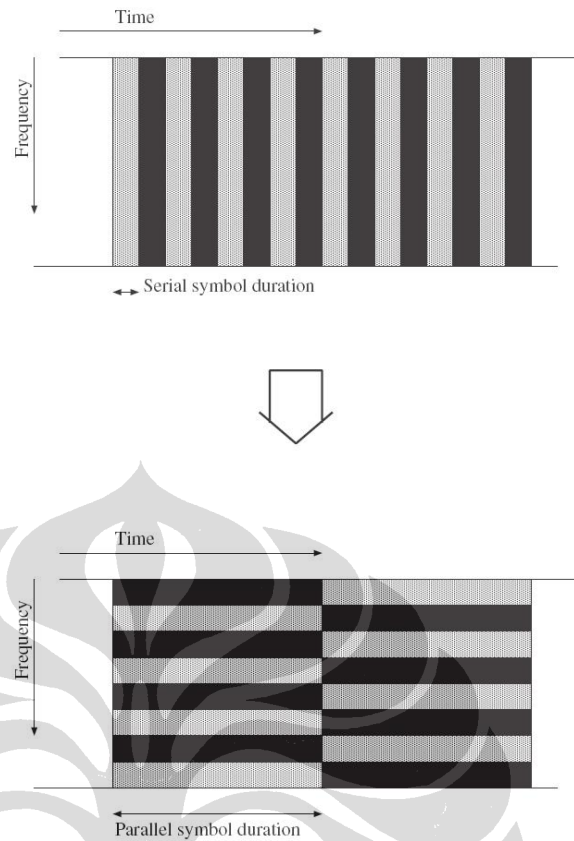
lama tersebut akan mengurangi masalah ISI. Konsep perbedaan transmisi serial dan paralel dinyatakan dalam Gambar 2.5 dengan $N_c = 8$ [6-7].



Gambar 2.3. Blok diagram modem paralel orthogonal [5]



Gambar 2.4. Sistem serial (kiri) dan sistem OFDM (kanan) [6]



Gambar 2.5. Transmisi serial vs. paralel [7]

OFDM dapat dipandang sebagai suatu perpaduan (*hybrid*) dari modulasi *multi-carrier* (MCM) dan modulasi *frequency shift keying* (FSK) [8]. Seperti disebutkan sebelumnya bahwa MCM adalah suatu prinsip mengirimkan data dengan membagi aliran data menjadi beberapa aliran bit paralel dan memodulasi setiap data tersebut menjadi carrier atau *subcarrier* tersendiri, sedangkan modulasi FSK adalah suatu teknik dimana data dikirimkan pada satu carrier dari sekumpulan carrier-carrier orthogonal pada setiap durasi simbol. Orthogonalitas antar carrier dicapai dengan memisahkan *carrier-carrier* tersebut dengan kelipatan bilangan bulat dari kebalikan durasi simbol dari aliran bit paralel. Dengan OFDM, semua carrier orthogonal dikirimkan bersamaan. Dengan kata lain, keseluruhan kanal yang dialokasikan diduduki melalui penjumlahan total dari *sub-subband* orthogonal pita-sempit. Dengan mengirimkan beberapa simbol secara paralel, durasi simbol meningkat, yang akan menurunkan efek ISI yang disebabkan lingkungan *dispersive* dan *Rayleigh-fading*.

Dalam notasi *baseband*, sinyal OFDM $x(t)$ selama interval $mT_u \leq t \leq (m+1)T_u$ dapat dinyatakan sebagai [4]

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} x_k(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} a_k^m e^{j2\pi k \Delta f t} \quad \dots \quad (2.1)$$

dengan $x_k(t)$ adalah subcarrier yang termodulasi ke- k dengan frekuensi $f_k = k \cdot \Delta f$ dan a_k^m adalah simbol modulasi yang diterapkan pada subcarrier ke- k selama interval simbol OFDM ke- m , yaitu selama interval $mT_u \leq t \leq (m+1)T_u$. Simbol modulasi dapat berupa BPSK, QPSK, 16QAM, atau 64QAM.

Untuk sinyal OFDM waktu-diskrit diasumsikan bahwa waktu sampling adalah f_s yang merupakan kelipatan dari spasi subcarrier Δf sehingga $f_s = 1/T_s = N\Delta f$. Dengan asumsi tersebut, sinyal OFDM waktu-diskrit dapat dinyatakan sebagai

$$x_n = x(nT_s) = \sum_{k=0}^{N_c-1} a_k e^{j2\pi k \Delta f n T_s} = \sum_{k=0}^{N_c-1} a_k e^{j2\pi k n / N} \quad \dots \quad (2.2)$$

Indeks m yang ada pada persamaan (2.1), yang menyatakan simbol OFDM yang ke- m , dapat diabaikan kecuali dibutuhkan.

Jumlah subcarrier dapat berjumlah mulai dari ratusan sampai ribuan sedangkan spasi subcarrier dapat berkisar dari beberapa kHz sampai ratusan kHz. Spasi subcarrier dipilih berdasarkan pertimbangan tipe lingkungan dimana sistem bekerja, termasuk aspek dispersi waktu maksimum (*maximum time dispersion*) dan sebaran Doppler maksimum (*maximum Doppler spread*). Setelah spasi subcarrier dipilih maka jumlah subcarrier dapat ditentukan berdasarkan bandwidth total yang tersedia, termasuk juga *out-of-band emission*.

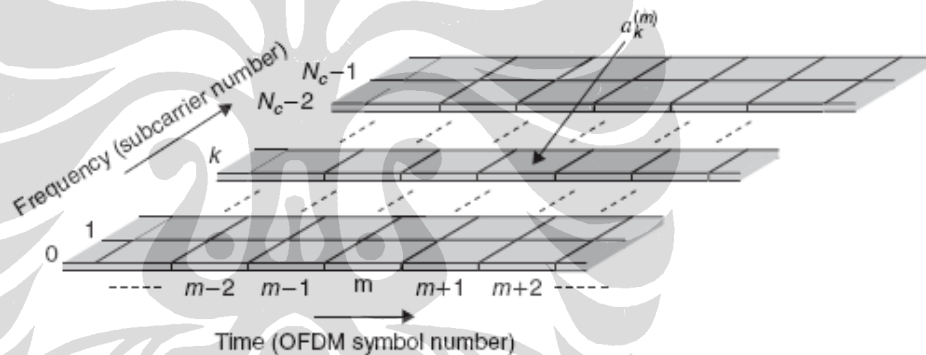
Istilah *Orthogonal Frequency Division Multiplex* berkaitan dengan kenyataan bahwa dua subcarrier OFDM $x_{k_1}(t)$ dan $x_{k_2}(t)$ adalah orthogonal pada interval waktu $mT_u \leq t \leq (m+1)T_u$, yang ditunjukkan dengan

$$\int_{mT_u}^{m+1 T_u} x_{k_1}(t) x_{k_2}^*(t) dt = \int_{mT_u}^{m+1 T_u} a_{k_1} a_{k_2}^* e^{j2\pi k_1 \Delta f t} e^{-j2\pi k_2 \Delta f t} dt = 0 \text{ untuk } k_1 \neq k_2 \dots \quad (2.3)$$

Transmisi OFDM dapat dipandang sebagai modulasi sekumpulan fungsi orthogonal $\varphi_k(t)$, dengan

$$\begin{aligned} \varphi_k(t) &= e^{j2\pi k \Delta f t} & 0 \leq t \leq T_u \\ &= 0 & \text{yang lain} \end{aligned} \quad \dots \quad (2.4)$$

Sumber daya fisik untuk transmisi OFDM dapat diilustrasikan sebagai *time-frequency grid* seperti ditunjukkan pada Gambar 2.6 dengan setiap kolom berkaitan dengan satu simbol OFDM dan setiap baris berkaitan dengan satu OFDM *subcarrier*.



Gambar 2.6. OFDM *time-frequency grid* [4]

2.2 Implementasi OFDM: Penggunaan IFFT dan FFT

Masalah dasar yang berkaitan dengan OFDM adalah untuk mencapai ketahanan (*resilience*) terhadap *fading* pada kanal, oleh sebab itu, seperti yang telah dijelaskan sebelumnya, jumlah blok N sebaiknya dalam orde 100 yang mengakibatkan perlunya modem *sub-kanal* yang sangat banyak. Namun, implementasi modem-modem tersebut dapat dihindari karena adanya proses komputasi *Discrete Fourier Transform* dan *Invers Discrete Fourier Transform*.

Discrete Fourier Transform (DFT) untuk *finite-length sequence* $x[n]$ yang terdefinisi untuk rentang $0 \leq n \leq N-1$ dinyatakan sebagai [9]

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j2\pi kn/N} \quad \dots \quad (2.5)$$

Invers Discrete Fourier Transform (IDFT) diberikan oleh

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi kn/N} \quad \dots \quad (2.6)$$

Penghitungan DFT dapat dinyatakan dalam bentuk matriks sebagai

$$\mathbf{X} = \mathbf{D}_N \mathbf{x} \quad \dots \quad (2.7)$$

dengan \mathbf{X} menyatakan vektor hasil DFT yaitu

$$\mathbf{X} = [X_0 \quad X_1 \quad \dots \quad X_{N-1}]^T \quad \dots \quad (2.8)$$

dan \mathbf{x} adalah vektor input yaitu

$$\mathbf{x} = [x_0 \quad x_1 \quad \dots \quad x_{N-1}]^T \quad \dots \quad (2.9)$$

Jika didefinisikan

$$W_N = e^{-j2\pi/N} \quad \dots \quad (2.10)$$

maka matriks DFT berukuran $N \times N$ maka

$$\mathbf{D}_N = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W_N^1 & W_N^2 & \dots & W_N^{N-1} \\ 1 & W_N^2 & W_N^4 & \dots & W_N^{2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_N^{N-1} & W_N^{2(N-1)} & \dots & W_N^{(N-1) \times (N-1)} \end{bmatrix} \quad \dots \quad (2.11)$$

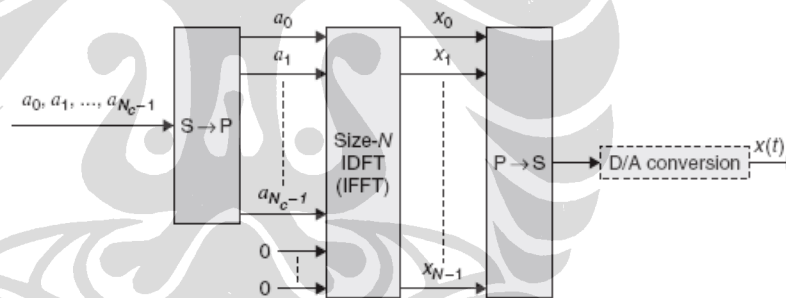
Begitu juga IDFT dapat dinyatakan dengan bentuk matriks sebagai

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ \vdots \\ x_{N-1} \end{bmatrix} = \mathbf{D}_N^{-1} \begin{bmatrix} X_0 \\ X_1 \\ \vdots \\ X_{N-1} \end{bmatrix} \quad \dots \quad (2.12)$$

Berdasarkan persamaan (2.5) dan (2.6), perhitungan DFT dan IDFT memerlukan N^2 perkalian kompleks dan $N(N-1)$ penjumlahan kompleks. Namun, ada suatu metode yang dikembangkan untuk mengurangi kompleksitas algoritma menjadi hanya $N \log_2 N$. Teknik tersebut disebut sebagai algoritma *Fast Fourier Transform* (FFT) dan *invers Fast Fourier Transform* (IFFT).

Prinsip dasar FFT adalah menguraikan penghitungan N -titik DFT menjadi penghitungan DFT dengan ukuran yang lebih kecil dan memanfaatkan periodisitas dan simetri dari bilangan kompleks W_N^{kn} .

Jika membandingkan persamaan (2.2) dengan persamaan (2.6) maka jelas bahwa sinyal OFDM dapat diperoleh dengan menggunakan IDFT atau IFFT pada data input. Hal ini juga mempermudah penerapan perangkat keras jika kumpulan modulator/demodulator diimplementasikan dengan menggunakan IFFT/FFT. Sistem OFDM dengan menggunakan IFFT dapat dilihat pada Gambar 2.7.



Gambar 2.7. OFDM dengan menggunakan IFFT [4]

Pada Gambar 2.7, data yang masuk adalah sebanyak N_c dan dilakukan proses IDFT N -titik, dengan penambahan bit 0 sebanyak $N - N_c$. Nilai N harus lebih besar daripada N_c supaya menghasilkan *oversampling*. Perbandingan N/N_c menyatakan *oversampling* pada sinyal OFDM diskrit.

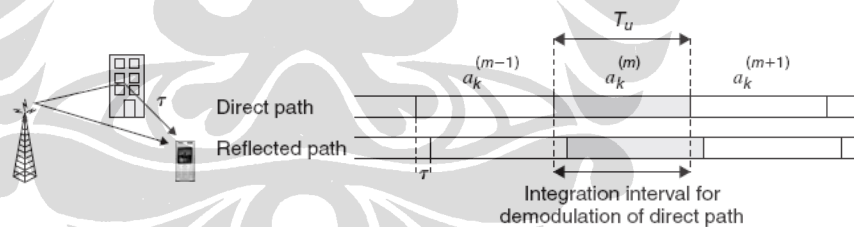
Sebuah contoh bagaimana menghasilkan simbol OFDM adalah seperti berikut [1]. Diinginkan mengirim delapan bit yaitu $\{1\ 1\ 1\ -1\ 1\ 1\ -1\ 1\}$ pada delapan subcarrier. IDFT atau IFFT dapat dilakukan sebagai berikut

$$\frac{1}{8} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & \frac{1}{2}\sqrt{2} & 1+j & j & \frac{1}{2}\sqrt{2} & -1+j & -1 & \frac{1}{2}\sqrt{2} & -1-j & -j & \frac{1}{2}\sqrt{2} & 1-j \\ 1 & j & -1 & -j & 1 & j & -1 & -j & & & & \\ 1 & \frac{1}{2}\sqrt{2} & -1+j & -j & \frac{1}{2}\sqrt{2} & 1+j & -1 & \frac{1}{2}\sqrt{2} & 1-j & j & \frac{1}{2}\sqrt{2} & -1-j \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & & & & \\ 1 & \frac{1}{2}\sqrt{2} & -1-j & j & \frac{1}{2}\sqrt{2} & 1-j & -1 & \frac{1}{2}\sqrt{2} & 1+j & -j & \frac{1}{2}\sqrt{2} & -1+j \\ 1 & -j & -1 & j & 1 & -j & -1 & j & & & & \\ 1 & \frac{1}{2}\sqrt{2} & 1-j & -j & \frac{1}{2}\sqrt{2} & -1-j & -1 & \frac{1}{2}\sqrt{2} & -1+j & j & \frac{1}{2}\sqrt{2} & 1+j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ -1 \\ 1 \\ 1 \\ -1 \\ 1 \\ 1 \\ -1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = \frac{1}{8} \begin{bmatrix} 4 \\ \sqrt{2} \left(+j \left(\sqrt{2}-1 \right) \right) \\ 2+2j \\ -\sqrt{2} \left(+j \left(\sqrt{2}+1 \right) \right) \\ 0 \\ -\sqrt{2} \left(-j \left(\sqrt{2}+1 \right) \right) \\ 2-2j \\ \sqrt{2} \left(-j \left(\sqrt{2}-1 \right) \right) \end{bmatrix} \dots \quad (2.13)$$

Untuk memberikan oversampling dua kali maka delapan buah bit 0 harus ditambahkan pada data masukan dan diletakkan di tengah-tengah vektor data masukan sehingga menjadi {1 1 1 -1 0 0 0 0 0 0 0 1 1 -1 1}.

2.3 Guard Interval dan Cyclic Prefix [4, 10, 11]

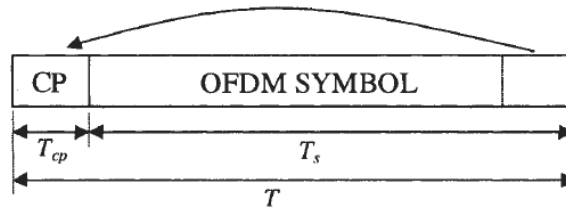
Melewatkan suatu sinyal pada kanal *time-dispersive* menyebabkan *intersymbol interference* (ISI). Hal ini dapat dijelaskan seperti diilustrasikan pada Gambar 2.8.



Gambar 2.8. Dispersi waktu dan pewaktuan sinyal yang diterima [4]

Sinyal yang datang pada suatu receiver dapat berupa sinyal yang melalui *direct path* maupun yang melalui *reflected path*. Interval korelasi demodulator untuk satu simbol akan bertumpang tindih dengan simbol lainnya sehingga mengakibatkan orthogonalitas pada *sub-subcarrier* hilang yang mengakibatkan *inter carrier interference* (ICI). Untuk mengatasi masalah tersebut, maka dibutuhkan apa yang disebut sebagai *Guard Interval* (GI). Pada Gambar 2.8 GI dinyatakan dengan τ. Peled dan Ruiz memperkenalkan *cyclic prefix* (CP) sebagai

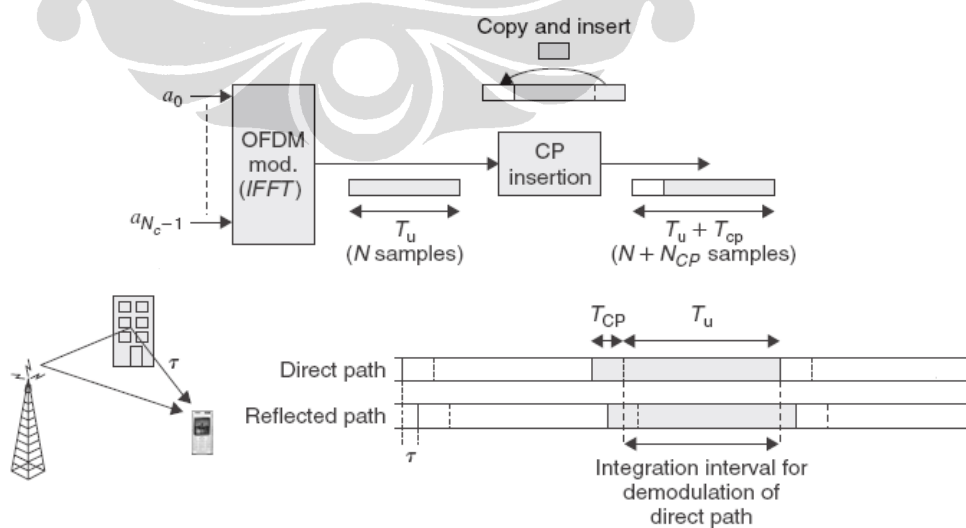
GI. CP adalah suatu salinan bagian terakhir dari simbol OFDM yang diletakkan di depan simbol yang akan dikirimkan (lihat Gambar 2.9).



Gambar 2.9. Cyclic Prefix [10]

Ada dua keuntungan dengan menambahkan CP pada suatu simbol OFDM. Yang pertama adalah CP akan menghindari terjadinya ISI karena CP berperan sebagai ruang penjaga (*guard space*) antara dua simbol berturutan. Yang kedua CP mengubah konvolusi linear dengan respon impulse kanal menjadi konvolusi *cyclic*. Oleh karena konvolusi *cyclic* pada domain waktu menjadi perkalian skalar pada domain frekuensi maka *subcarrier* akan tetap orthogonal dan tidak ada ICI.

Dengan menyisipkan CP maka akan menambahkan panjang simbol OFDM dari T_u menjadi $T_u + T_{CP}$, dengan T_{CP} adalah panjang dari CP, seperti diperlihatkan pada Gambar 2.10. Jika korelasi pada *receiver* masih tetap dilakukan dalam selang waktu $T_u = 1/\Delta f$, orthogonalitas akan tetap dipertahankan sebab tidak bertumpang tindih dengan simbol yang lainnya.



Gambar 2.10. Penyisipan Cyclic Prefix [4]

Kelemahan dari adanya penyisipan CP adalah bahwa hanya sebesar $T_u / T_u + T_{CP}$ dari daya sinyal yang diterima yang digunakan oleh OFDM demodulator. Hal ini mengimplikasikan adanya daya yang hilang pada demodulasi. Selain itu, penyisipan CP juga mengakibatkan hilangnya *bandwidth* karena OFDM symbol rate dikurangi tanpa pengurangan *bandwidth* sinyal keseluruhan.

2.4 Windowing [1, 9]

Telah dijelaskan bahwa simbol OFDM dibentuk dengan menggunakan IFFT dan penambahan CP. Sinyal OFDM pada dasarnya terdiri atas sejumlah *subcarrier* QAM yang belum di-*filter*. Sebagai hasilnya, *spectrum out-of-band* akan menurun berdasarkan fungsi sinc. Supaya spektrum menurun dengan cepat, *windowing* dapat diterapkan pada masing-masing simbol OFDM. Berbagai tipe window dapat digunakan seperti *Hamming window*, *Hanning window* (*von Hann window*), atau *Blackman window*. Berikut adalah karakteristik dari masing-masing *window* [9]:

$$\text{Hanning: } w_n = \frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{2\pi n}{2M+1} \right) \right] \quad -M \leq n \leq M \quad \dots \quad (2.14)$$

$$\text{Hamming: } w_n = 0.54 + 0.46 \cos \left(\frac{2\pi n}{2M+1} \right) \quad -M \leq n \leq M \quad \dots \quad (2.15)$$

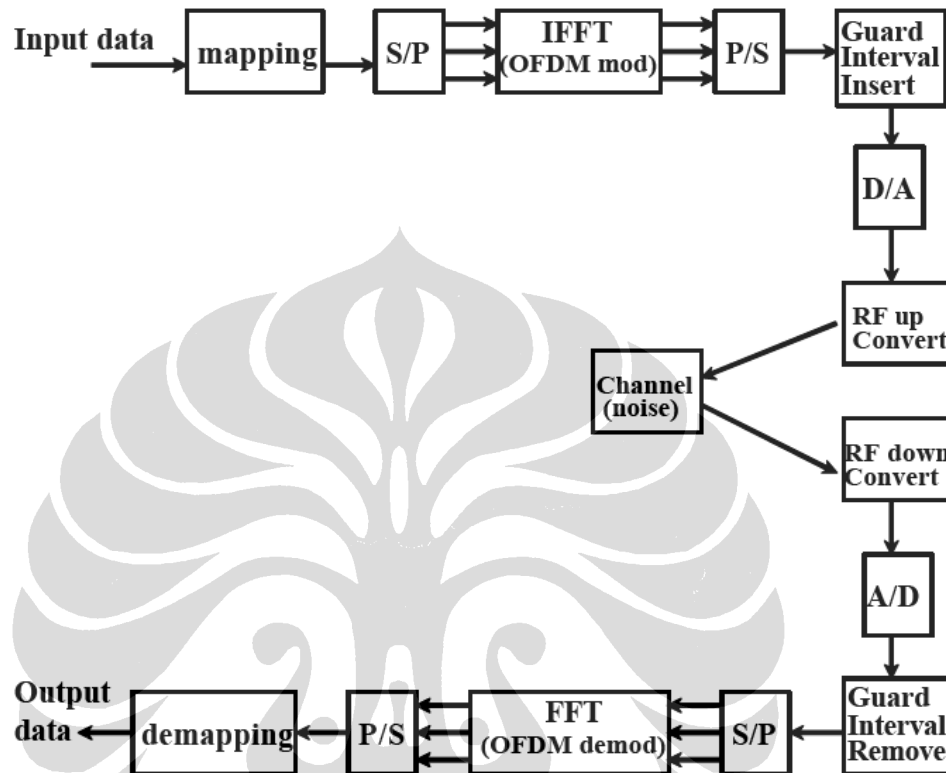
Blackman:

$$w_n = 0.42 + 0.5 \cos \left(\frac{2\pi n}{2M+1} \right) + 0.08 \cos \left(\frac{4\pi n}{2M+1} \right) \quad -M \leq n \leq M \quad \dots \quad (2.16)$$

2.5 Sistem OFDM

Gambar 2.11 menunjukkan modem OFDM secara lengkap [11]. Input data dimodulasikan (*mapping*) dengan menggunakan QAM membentuk sejumlah subcarrier yang kemudian data-data serial tersebut dipecah menjadi paralel dan

selanjutnya dilakukan proses IFFT untuk membentuk simbol OFDM. Kemudian diberikan CP setelah sebelumnya data paralel dijadikan serial kembali. Sebelum ditransmisikan melalui kanal biasanya dilakukan penaikan frekuensi dan juga penguatan.



Gambar 2.11. Sistem OFDM [11]

Proses pada sisi penerima pada dasarnya merupakan kebalikan dari proses pada sisi pengirim. Pertama-tama frekuensi akan diturunkan kembali dan kemudian CP dihilangkan dan kemudian dilakukan proses FFT untuk mendapatkan kembali sinyal dalam domain frekuensi. Proses demodulasi QAM dilakukan dan didapat data-data yang dikirimkan.

2.6 Peak-to-Average Power 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. Karena itu, *carrier* yang tidak dimodulasikan mempunyai PAPR sebesar 0 dB [1].

PAPR dirumuskan sebagai [12]

$$PAPR = \frac{\max |x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]} \quad \dots \quad (2.17)$$

dengan $x(t)$ menyatakan simbol OFDM dan $E[\bullet]$ menyatakan ekspektasi. Biasanya PAPR dideskripsikan secara statistik dengan menggunakan *Complementary Cumulative Distribution Function* (CCDF = 1 – CDF). CCDF dinyatakan sebagai [1]

$$CCDF = 1 - \exp(-PAPR^N) \quad \dots \quad (2.18)$$

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*). Beberapa skema telah diajukan untuk mengurangi PAPR. Secara garis besar skema-skema tersebut dapat dikelompokkan menjadi tiga kategori [13-14]:

1. Metode distorsi atau pencacatan sinyal
Metode ini meliputi *clipping* dan *filtering*, *active constellation extension*, *peak windowing*, *peak cancellation*, dan *peak power suppression*.
2. Metode *distortionless* atau probabilistik
Metode ini meliputi *multiple signal representation* (MSR), *selective mapping* (SLM), dan *partial transmit sequence* (PTS).
3. Metode koding atau pengacakan sinyal (*signal scrambling*)
Metode ini meliputi *Golay complementary sequences*, *Shapiro-Rudin sequences*, *M-sequences*, dan *Barker codes*. Metode ini dibagi lagi menjadi dua yaitu:

- Skema dengan informasi samping eksplisit (*explicit side information*) seperti *block codes* (*linear block code* dan *cyclic code*) dan *Huffman coding*.
- Skema tanpa informasi samping seperti *Hadamard transform* dan *Dummy sequence insertion*.

2.7 Penguat Daya Nonlinear

Dalam praktis, sinyal harus dikuatkan sebelum proses transmisi. Dua jenis penguat daya yang sering digunakan adalah jenis *travelling wave tube amplifier* (TWTA) dan *solid state power amplifier* (SSPA). Secara umum, karakteristik dari kedua jenis penguat daya tersebut adalah keluarannya adalah nonlinear. Untuk sistem transmisi OFDM biasanya digunakan jenis SSPA yang diasumsikan tanpa memori (*memoryless*) [15].

Konversi dari amplitudo masukan menjadi amplitudo keluaran pada sebuah penguat daya disebut *amplitude modulation to amplitude modulation* (AM/AM) yang dinyatakan dengan $G \cdot$. Fasa dari sinyal keluaran suatu penguat daya tergantung dari amplitudo masukan, sehingga terdapat pula konversi dari amplitudo masukan terhadap fase keluaran yang disebut *amplitude modulation to phase modulation* (AM/PM) dan dinyatakan sebagai $\Phi \cdot$. Beberapa jenis fungsi $G \cdot$ dan $\Phi \cdot$ diajukan oleh Saleh, Rapp, dan Ghorbani [16]. Model Saleh sering digunakan untuk pemodelan TWTA sedangkan model Rapp dan Ghorbani digunakan untuk pemodelan SSPA. Pada bagian ini hanya dibahas mengenai SSPA model Rapp saja.

Anggap sinyal masukan suatu *amplifier* adalah [15]

$$y_{in}(t) = A(t) \exp[j\phi(t)] \quad \dots \quad (2.19)$$

dan sinyal keluarannya adalah

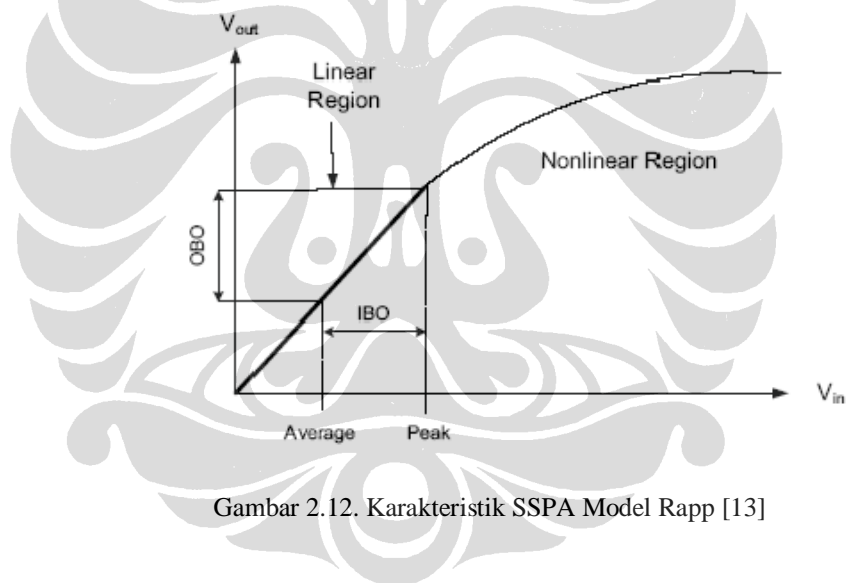
$$y_{out}(t) = G[A(t)] \exp[j\phi(t) + \Phi[A(t)]] \quad \dots \quad (2.20)$$

Fungsi AM/AM dan AM/PM untuk model Rapp diberikan oleh

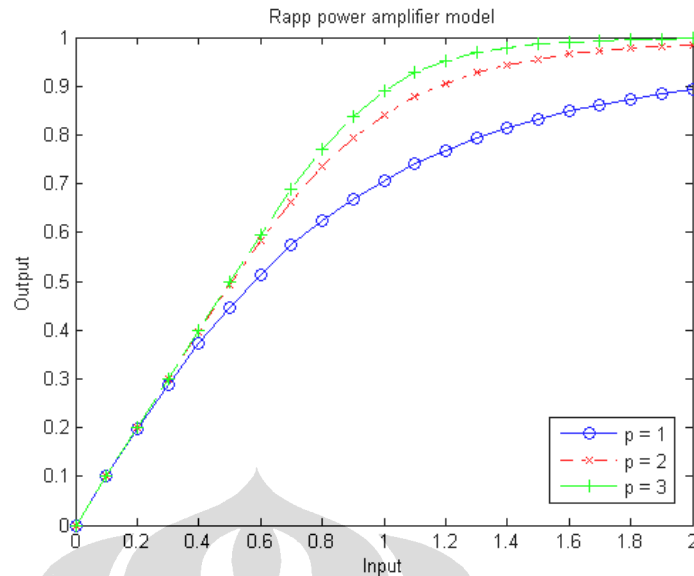
$$G A = \frac{g_0 A}{\left[1 + \left(\frac{A}{A_{sat}}\right)^{2p}\right]^{1/2p}} \quad \dots \quad (2.21)$$

$$\Phi A = 0 \quad \dots \quad (2.22)$$

dengan g_0 adalah penguatan penguat daya (*amplifier gain*), A_{sat} adalah tingkat saturasi sinyal masukan, dan p mengatur kehalusan transisi dari daerah linear ke daerah batas saturasi. Konversi AM/PM dianggap kecil sehingga dapat diabaikan. Fungsi alih SSPA model Rapp dapat dilihat pada Gambar 2.12. Pengaruh parameter p terhadap keluaran penguat daya model Rapp ditunjukkan pada Gambar 2.13.



Gambar 2.12. Karakteristik SSPA Model Rapp [13]



Gambar 2.13. Pengaruh parameter p terhadap keluaran penguat daya

Untuk menghindari efek nonlinear yang tidak diinginkan, sinyal dengan daya puncak yang besar harus dikirimkan pada daerah linear HPA dengan menurunkan daya rata-rata sinyal masukan. Daerah linear tersebut disebut *input backoff* (IBO) dan hasil keluarannya disebut *output backoff* (OBO). IBO didefinisikan sebagai [15]

$$IBO = 10 \log \left\{ \frac{A_{sat}^2}{E |A|^2} \right\} \quad \dots \quad (2.23)$$

dengan $E |A|^2$ adalah daya masukan rata-rata terhadap perangkat nonlinear.

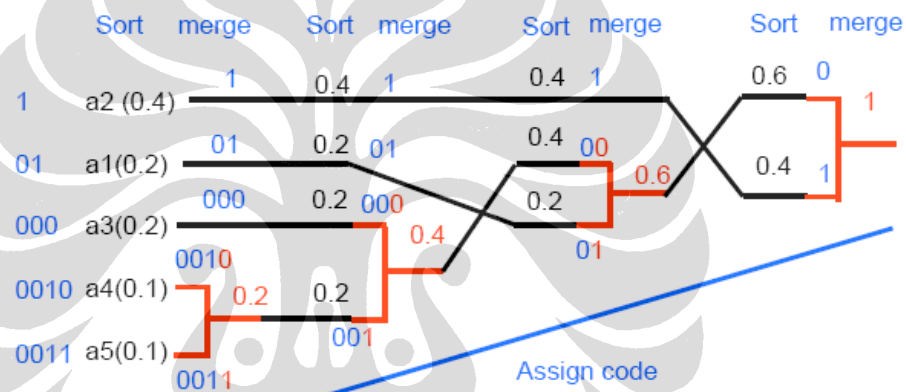
2.8 Huffman Coding

Huffman coding merupakan *source coding*. Prinsip dasar *Huffman coding* adalah simbol-simbol yang sering muncul dikodekan dengan bit yang lebih sedikit sedangkan simbol-simbol yang jarang muncul dikodekan dengan bit yang lebih banyak.

Proses *Huffman coding* dapat dibentuk dengan membuat pohon Huffman. Urutkan simbol-simbol dari probabilitas yang terbesar (sering muncul) sampai

probabilitas yang terkecil (jarang muncul) dari atas ke bawah. Kemudian jumlahkan dua probabilitas terkecil untuk mendapatkan probabilitas yang baru dan urutkan kembali dari yang terbesar sampai terkecil. Begitu seterusnya sampai mendapatkan jumlah probabilitas sama dengan satu. Selanjutnya berikan kode untuk probabilitas yang terbesar dengan 1 dan untuk probabilitas terkecil dengan 0 (atau sebaliknya). Untuk membentuk *Huffman coding*, urutkan kode-kode tersebut dari kanan ke kiri.

Sebagai contoh ada lima buah simbol yang akan dikirimkan {a1, a2, a3, a4, a5} dengan probabilitas kemunculan masing-masing {0,4; 0,2; 0,2; 0,1; 0,1}. Proses pembentukan kode Huffman dapat dilihat pada Gambar 2.14 [17].



Gambar 2.14. Pembentukan *Huffman coding* [17]

Dari Gambar 2.14 terlihat bahwa simbol a2 yang mempunyai probabilitas paling besar mendapatkan kode yang paling pendek, yaitu hanya satu bit. Sedangkan simbol a4 dan a5 yang mempunyai probabilitas paling kecil mendapatkan kode yang paling panjang yaitu 4 bit. Kode Huffman tidak unik, hal ini disebabkan karena pertama adanya simbol-simbol dengan probabilitas yang sama dan yang kedua pemilihan pemberian kode 0 dan 1, apakah kode 0 diletakkan pada cabang atas (kode 1 pada cabang bawah) ataukah kode 0 diletakkan pada cabang bawah (kode 1 pada cabang atas).

2.9 Clipping dan Filtering

Metode reduksi PAPR dengan clipping diajukan oleh [14], [15], dan [18]. Seperti telah dijelaskan sebelumnya, bahwa nilai PAPR yang besar akan mengakibatkan sebaran spektrum yang signifikan (*out-of-band*), *intersymbol interference* (ICI) dan distorsi *in-band* ketika dilewatkan melalui divais nonlinear. Hal tersebut dapat diatasi dengan menggunakan amplifier linear atau dengan mem-*backoff* titik operasi suatu amplifier nonlinear yang mengakibatkan menurunnya efisiensi daya.

Cara yang paling mudah untuk mengatasi PAPR yang tinggi adalah dengan memotong (*clipping*) sinyal masukan sebelum ke *amplifier*. Karena probabilitas terjadinya sinyal dengan *peak* yang tinggi sangat kecil, maka *clipping* merupakan suatu teknik yang efektif untuk menurunkan PAPR. Namun, *clipping* merupakan proses yang nonlinear dan akan mengakibatkan distorsi *in-band* yang cukup signifikan yang akibatnya akan menurunkan BER.

Sinyal OFDM yang dipotong dapat dinyatakan sebagai [15]

$$\begin{aligned} x(t) &= s(t) && \text{untuk } |s(t)| \leq A_{\max} \\ &= A_{\max} e^{j\psi(t)} && \text{untuk } |s(t)| > A_{\max} \end{aligned} \quad \dots \quad (2.24)$$

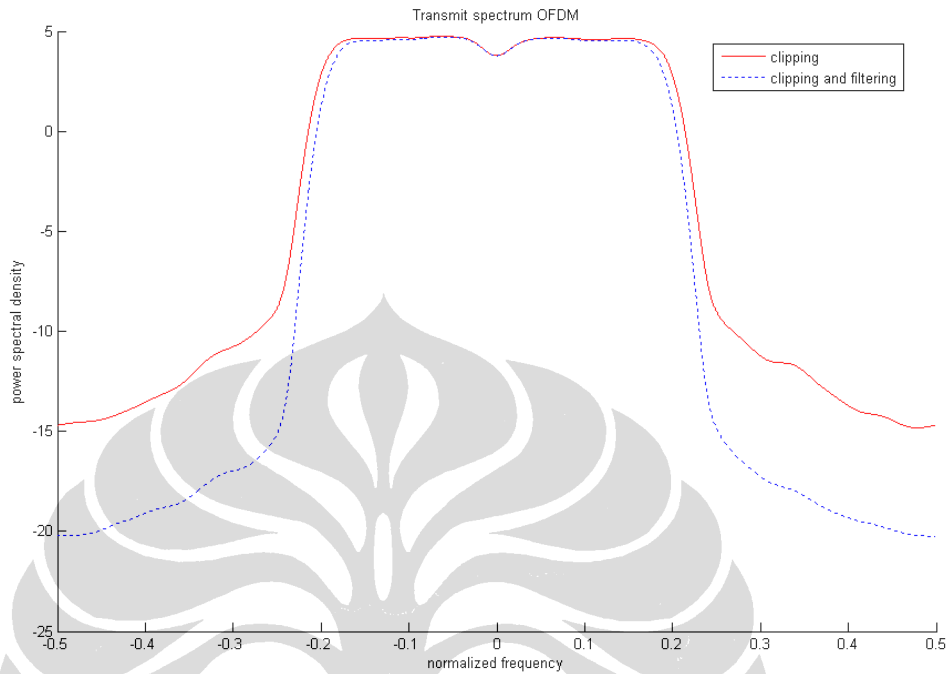
dengan $\psi(t) = \arg[s(t)]$. Dari Persamaan (2.24) dihasilkan sinyal yang amplitudonya tidak melebihi A_{\max} dengan fasa $\psi(t)$ yang sama dengan sinyal aslinya. Nilai A_{\max} ditentukan oleh parameter *clipping ratio* (CR) yang dinyatakan sebagai [18]

$$CR = \frac{A_{\max}}{\sigma} \quad \dots \quad (2.25)$$

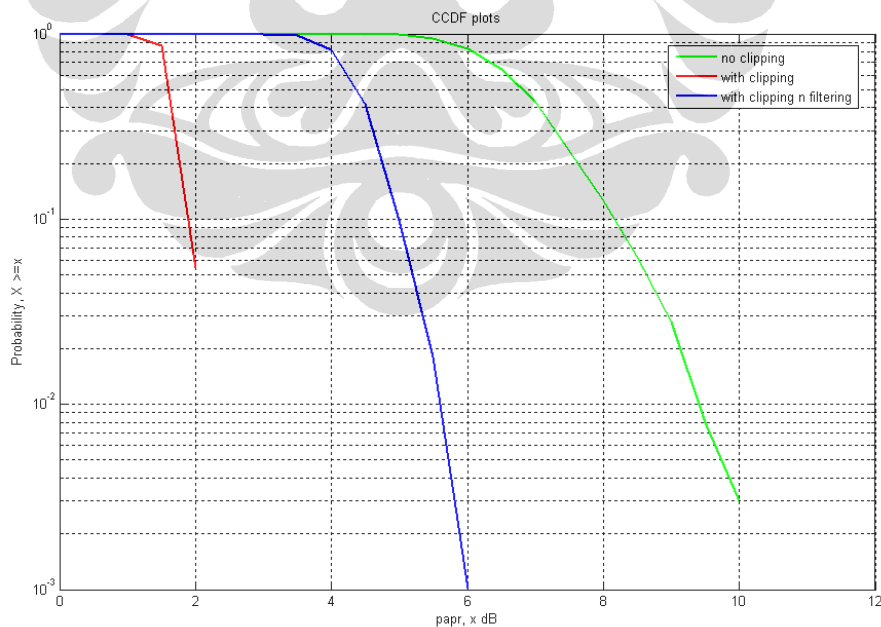
dengan $\sigma = \sqrt{N_c}$. Nilai CR yang diambil oleh [18] adalah 1,4 yang berarti level *clipping* adalah 3 dB lebih tinggi daripada level rms.

Proses *clipping* biasanya diikuti dengan *filtering* untuk menurunkan *out-of-band* seperti ditunjukkan Gambar 2.15. Namun, *filtering* dapat menyebabkan *peak regrowth* (naiknya PAPR kembali) seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.16.

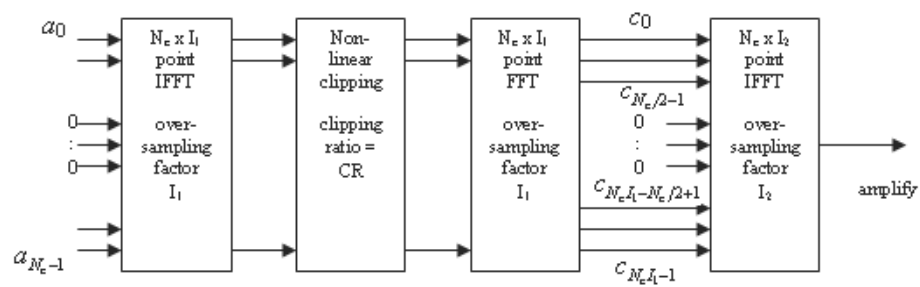
Metode filtering yang digunakan pada penelitian ini adalah seperti pada Gambar 2.17 yang diajukan oleh [19].



Gambar 2.15. *Filtering* menurunkan OOB



Gambar 2.16. *Filtering* menyebabkan *peak regrowth*



Gambar 2.17. Blok diagram metode *filtering* [19]

Gambar 2.17 menunjukkan setelah data dilakukan proses IFFT dengan faktor *oversampling* I_1 , yang berarti menambahkan nol sebanyak $N I_1 - 1$, dilakukan proses *clipping* dengan parameter CR. Setelah di-*clipping* maka data tersebut dilakukan proses FFT untuk kembali ke domain frekuensi dan dilakukan proses *filtering* sebagai berikut. Komponen-komponen *in-band* dari sinyal yang telah di-*clipping* $c_0 \dots c_{N_c/2-1}, c_{N_c I_1 - N_c/2 + 1} \dots c_{N_c I_1 - 1}$ dilewatkan ke IFFT kedua dengan faktor *oversampling* I_2 , sedangkan komponen-komponen *out-of-band* $c_{N_c/2+1} \dots c_{N_c I_1 - N_c/2}$ diubah menjadi nol.