



UNIVERSITAS INDONESIA

**REDUKSI PAPR DAN PENINGKATAN PERFORMANSI BER
PADA SISTEM OFDM MENGGUNAKAN TEKNIK
HYBRID DCT-WAVELET TRANSFORM DAN
COMPANDING μ -LAW TRANSFORM**

TESIS

WAHYU EKO SUNARTO

0906578232

**FAKULTAS TEKNIK
PROGRAM STUDI MAGISTER TEKNIK ELEKTRO
KEKHUSUSAN TEKNIK TELEKOMUNIKASI
DEPOK
DESEMBER 2010**

Universitas Indonesia

Reduksi papr..., Wahyu Eko Sunarto, FT UI, 2010.



UNIVERSITAS INDONESIA

**REDUKSI PAPR DAN PENINGKATAN PERFORMANSI BER
PADA SISTEM OFDM MENGGUNAKAN TEKNIK
HYBRID DCT-WAVELET TRANSFORM DAN
COMPANDING μ -LAW TRANSFORM**

TESIS

Diajukan sebagai salah satu syarat untuk memperoleh gelar Magister Teknik

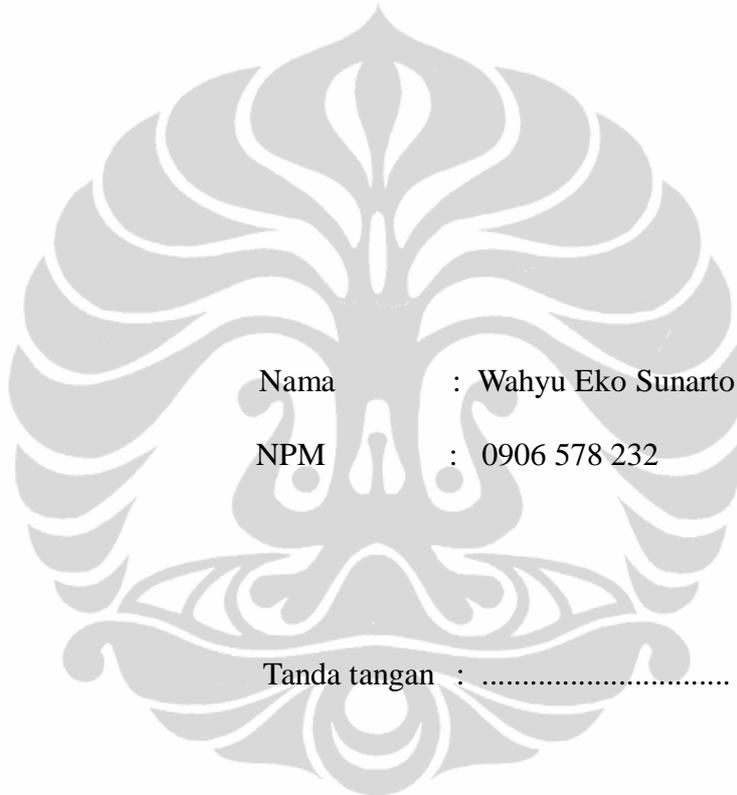
WAHYU EKO SUNARTO

0906578232

**FAKULTAS TEKNIK
PROGRAM STUDI MAGISTER TEKNIK ELEKTRO
KEKHUSUSAN TEKNIK TELEKOMUNIKASI
DEPOK
DESEMBER 2010**

HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS

Tesis ini adalah hasil karya saya sendiri,
dan semua sumber baik yang dikutip maupun yang dirujuk
telah saya nyatakan dengan benar



Nama : Wahyu Eko Sunarto

NPM : 0906 578 232

Tanda tangan :

Tanggal : 30 Desember 2010

HALAMAN PENGESAHAN

Tesis ini diajukan oleh :

Nama : Wahyu Eko Sunarto

NPM : 0906578232

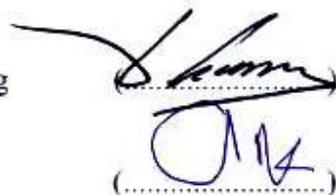
Program Studi : Teknik Telekomunikasi

Judul Seminar : **REDUKSI PAPR DAN PENINGKATAN PERFORMANSI BER PADA SISTEM OFDM MENGGUNAKAN TEKNIK HYBRID DCT-WAVELET TRANSFORM DAN COMPANDING μ – LAW TRANSFORM**

Telah berhasil dipertahankan di hadapan Dewan Penguji dan diterima sebagai bagian persyaratan yang diperlukan untuk memperoleh gelar Magister Teknik pada Program Studi Teknik Telekomunikasi, Fakultas Teknik, Universitas Indonesia.

DEWAN PENGUJI

Pembimbing : Prof. Dr. Ir. Dadang Gunawan, M.Eng



Penguji : Dr. Ir. Arman D. Diponegoro



Penguji : Filbert Hilman Juwono, S.T., M.T.



Penguji : Dr. Ir. Muhammad Asvial, M.Eng



Ditetapkan di : Depok

Tanggal : 30. Desember 2010

KATA PENGANTAR

Assalamu'alaikum Wr. Wb.

Segala Puji dan syukur penulis panjatkan kehadirat Allah SWT, karena hanya berkat Rahmat, Hidayah dan Inayah-Nya, sehingga penulis diberikan kemudahan dan kekuatan untuk menyusun dan menyelesaikan Tesis ini tepat pada waktunya. Sholawat dan salam semoga tercurah kepada Nabi Muhammad SAW.

Tesis yang berjudul "REDUKSI PAPR DAN PENINGKATAN PERFORMANSI BER PADA SISTEM OFDM MENGGUNAKAN TEKNIK HYBRID DCT-WAVELET TRANSFORM DAN COMPANDING μ - LAW TRANSFORM" ini disusun untuk melengkapi salah satu persyaratan kelulusan program pendidikan Strata 2 (S-2) pada Jurusan Teknik Elektro Kekhususan Teknik Telekomunikasi Universitas Indonesia, Jakarta.

Pada kesempatan ini pula penulis tidak lupa mengucapkan banyak terima kasih kepada seluruh pihak yang telah memberikan bantuan, bimbingan, masukan dan pengarahan-pengarahan sehingga penulis dapat menyelesaikan penyusunan Tesis ini :

1. Prof. Dr. Ir. Dadang Gunawan, M.Eng selaku Pembimbing seminar/thesis yang begitu besar peranannya dalam memberikan bimbingan serta pengarahan dalam penyusunan Tesis ini.
2. Orang tua dan Adik yang memberikan dorongan baik moril maupun materiil sehingga penulis dapat menyelesaikan Tesis ini
3. Seluruh rekan di Jurusan Teknik Elektro khususnya bidang Teknik Telekomunikasi Universitas Indonesia
4. Semua pihak yang telah membantu penyusunan Tesis.

Penulis menyadari bahwa penulisan Tesis ini masih jauh dari sempurna, untuk itu penulis sangat mengharapkan partisipasi dari pembaca untuk dapat memberikan kritik dan saran kepada penulis.

Akhir kata. Dengan segala kerendahan hati, penulis berharap semoga seminar ini dapat bermanfaat bagi penulis pada khususnya dan pembaca pada umumnya.

Depok, 30 Desember 2010

Wahyu Eko Sunarto



**HALAMAN PERNYATAAN PERSETUJUAN PUBLIKASI
TUGAS AKHIR UNTUK KEPENTINGAN AKADEMIS**

Sebagai sivitas akademik Universitas Indonesia, saya yang bertanda tangan dibawah ini :

Nama : Wahyu Eko Sunarto
NPM : 0906578232
Program Studi : Teknik Telekomunikasi
Departemen : Teknik Elektro
Fakultas : Teknik
Jenis karya : Tesis

demi pengembangan ilmu pengetahuan, menyetujui untuk memberikan kepada Universitas Indonesia Hak Bebas Royalti Noneksklusif (*Non-exclusive Royalty-Free Right*) atas karya ilmiah saya yang berjudul :

**REDUKSI PAPR DAN PENINGKATAN PERFORMANSI BER PADA
SISTEM OFDM MENGGUNAKAN TEKNIK HYBRID DCT-WAVELET
TRANSFORM DAN COMPANDING μ – LAW TRANSFORM**

Beserta perangkat yang ada (jika diperlukan). Dengan Hak Bebas Royalti Noneksklusif ini, Universitas Indonesia berhak menyimpan, mengalihmedia/format-kan, mengelola dalam bentuk pangkalan data (database), merawat, dan mempublikasikan tugas akhir saya selama tetap mencantumkan nama saya sebagai penulis/pencipta dan sebagai pemilik Hak Cipta.

Demikian pernyataan ini saya buat dengan sebenarnya.

Dibuat di : Depok

Pada Tanggal : 30 Desember 2010

Yang Menyatakan

(Wahyu Eko Sunarto)

ABSTRAK

Nama : Wahyu Eko Sunarto
Program Studi : Teknik Elektro - Telekomunikasi
Judul : Reduksi PAPR Dan Peningkatan Performansi BER Pada Sistem OFDM Menggunakan Teknik Hybrid DCT-Wavelet Transform Dan Companding μ -Law Transform
Pembimbing : Prof. Dr. Ir. Dadang Gunawan, M.Eng

OFDM merupakan teknik yang cukup menarik perhatian karena dapat mempertahankan performansinya dalam kondisi kanal yang buruk. Namun Teknik OFDM memiliki beberapa kelemahan yaitu PAPR yang tinggi dan sensitivitas terhadap error frekuensi carrier. PAPR yang tinggi menyebabkan interferensi dengan sinyal dari kanal lain, selain itu juga menyebabkan meningkatnya kompleksitas A/D converter maupun D/A converter serta mengurangi efisiensi dari power amplifier. Untuk mengatasi permasalahan tersebut, maka digunakanlah teknik-teknik reduksi PAPR, yang salah satunya adalah metode *companding μ -law transform*. Namun disamping usaha untuk mereduksi PAPR pada sinyal OFDM, diupayakan untuk dapat meningkatkan performansi sinyal agar menjadi semakin baik dalam arti Bit Error Rate (BER) yang semakin rendah.

Dari penelitian sebelumnya pada sistem SC-FDMA, didapatkan bahwa dengan teknik *wavelet transform* 1 (satu) level dan *companding*, dapat meningkatkan performansi BER dan menurunkan PAPR. Tetapi bila level dekomposisi wavelet ditingkatkan menjadi 2 (dua) level, maka terjadi peningkatan performansi BER namun PAPR juga meningkat sehingga tidak terjadi penurunan nilai PAPR bila dibandingkan dengan sistem Konvensional SC-FDMA semula. Thesis ini mengusulkan suatu teknik Hybrid yaitu menggabungkan teknik DCT dengan *wavelet transform* dan *companding μ -law transform*, untuk diterapkan pada sistem OFDM. Hasil simulasi menunjukkan bahwa sistem OFDM dengan teknik Hybrid DCT-Wavelet transform dan Companding μ -law transform mempunyai performansi BER yang lebih baik daripada : sistem Konvensional OFDM, sistem OFDM dengan *wavelet transform-companding μ -law transform* dan sistem DCT-OFDM, serta mempunyai nilai PAPR yang lebih rendah daripada : sistem Konvensional OFDM dan sistem OFDM dengan *wavelet transform-companding μ -law transform*.

Kata kunci: *OFDM, Hybrid, DCT, Wavelet Transform, Companding, PAPR, BER*

ABSTRACT

Name : Wahyu Eko Sunarto
Study Program : Electrical Engineering - Telecommunication
Title : PAPR Reduction and BER Performance Improvement in OFDM System using Hybrid Technique DCT - Wavelet Transform and Companding μ -Law Transform
Supervisor : Prof. Dr. Ir. Dadang Gunawan, M.Eng

OFDM is an interesting technique because it can maintain its performance under bad channel condition. But this technique has several weaknesses such as high PAPR and sensitivity at carrier frequency error. High PAPR cause interference with signal from another channel, can increase the complexity of both A/D converter and D/A converter and also reduce the efficiency of power amplifier. In order to solve that problem, we can use several PAPR reduction techniques ,in which one of them is companding technique using μ -law transform. Beside all the effort to reduce PAPR in OFDM system, we also have to increase the BER performance or in other words, to more reduce bit error rate in OFDM system.

From previous research on SC-FDMA system, result that using wavelet transform 1(one) level decomposition and companding, can increase BER performance and also reduce PAPR. But the problem occur if we increase the decomposition level become 2(two), result in increasing BER performance but PAPR also increase so there will be no PAPR reduction in SC-FDMA system. That is the main point of reason for author to do research. So in this thesis, author proposed a Hybrid technique which combine DCT with Wavelet Transform and Companding μ -law transform ,to be implemented in OFDM system. Simulation result shows that OFDM system using Hybrid technique have better BER performance than : Conventional OFDM system, OFDM system with wavelet transform-companding μ -law transform and DCT-OFDM system. Furthermore, that Hybrid OFDM system have lower PAPR value than : Conventional OFDM system and OFDM system with wavelet transform-companding μ -law transform.

Keywords : *OFDM, Hybrid, DCT, Wavelet Transform, Companding, PAPR, BER*

DAFTAR ISI

	Hal
HALAMAN JUDUL.....	(i)
HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS	(ii)
HALAMAN PENGESAHAN	(iii)
KATA PENGANTAR	(iv)
HALAMAN PERNYATAAN PERSETUJUAN PUBLIKASI	(vi)
ABSTRAK	(vii)
ABSTRACT	(viii)
DAFTAR ISI	(ix)
DAFTAR GAMBAR	(xii)
DAFTAR TABEL.....	(xv)
DAFTAR SINGKATAN	(xvi)
BAB I PENDAHULUAN.....	(1)
1.1. Latar Belakang.....	(1)
1.2. Permasalahan.....	(6)
1.3. Tujuan Penelitian	(7)
1.4. Batasan Masalah.....	(7)
1.5. Sistematika Penulisan	(8)
BAB II TEKNIK MODULASI DAN OFDM	
2.1. Teknik OFDM.....	(9)
2.1.1. Transformasi Fourier	(11)
2.1.2. Pemancar OFDM	(12)

2.1.3. Penerima OFDM	(14)
2.2. Peak to Average Power Ratio (PAPR).....	(16)
2.3. Discrete Cosine Transform (DCT).....	(18)
2.4. Transformasi Wavelet.....	(19)
2.5. Teknik Comanding	(23)
2.6. Metode Hybrid DCT dan Wavelet Transform- Comanding.....	(24)
2.7. Teknik Modulasi.....	(25)
2.7.1. Modulator dan Demodulator QPSK	(25)
2.7.2. Metode Modulasi Baseband.....	(26)
2.8. Kanal Propagasi.....	(27)
2.8.1. Kanal AWGN.....	(28)
2.8.2. Kanal Rayleigh Fading.....	(29)
2.9. Fading Skala Kecil.....	(31)
2.9.1. Fading Rata.....	(31)
2.9.2. Fading frekuensi selektif.....	(32)
2.10. Cyclic Extension Simbol OFDM.....	(34)
2.11. Teknik Estimasi BER Monte Carlo.....	(34)

BAB III PEMODELAN SISTEM

3.1. Umum.....	(37)
3.2. Pemodelan Sistem OFDM dengan Wavelet Transform dan Comanding.....	(37)
3.3. Pemodelan Sistem OFDM dengan Teknik Hybrid DCT- Wavelet Transform dan Comanding.....	(38)
3.4. Proses Matematis dari Sistem OFDM dengan Teknik Hybrid DCT-Wavelet Transform dan Comanding.....	(45)

BAB IV ANALISA HASIL SIMULASI

4.1. Validasi.....	(55)
4.2. Analisa Hasil Simulasi OFDM dengan Teknik Hybrid DCT- Wavelet Transform dan Comanding.....	(57)
4.2.1. Asumsi dan Parameter Simulasi.....	(58)
4.2.2. Penentuan Nilai μ yang optimal	(58)
4.2.3. Analisa BER dan PAPR	(60)
4.3. Analisa Hasil Simulasi Sistem OFDM dengan Teknik Wavelet Transform dan Comanding.....	(65)
4.3.1. Asumsi dan Parameter Simulasi.....	(65)
4.3.2. Analisa BER dan PAPR.....	(66)

BAB V KESIMPULAN.....	(74)
------------------------------	-------------

DAFTAR ACUAN.....	(76)
--------------------------	-------------

DAFTAR LAMPIRAN

Lampiran 1. Sistem Transmisi Baseband.....	(78)
Lampiran 2. Pembangkitan Bit Informasi.....	(79)
Lampiran 3. Pembangkitan Kanal.....	(80)
Lampiran 4. Noise AWGN.....	(81)
Lampiran 5. Perhitungan BER.....	(82)

DAFTAR GAMBAR

Gambar 1.1. Lima teknologi nirkabel yang ada dan saling melengkapi	(1)
Gambar 1.2. Gambaran Efisiensi <i>Bandwidth</i> sinyal pada sistem OFDM dibandingkan sistem <i>multicarrier</i> biasa	(3)
Gambar 1.3. Representasi Peak Power dengan Average Power	(4)
Gambar 2.1. Diagram Blok Sistem OFDM	(9)
Gambar 2.2. Model Teknik Transmisi <i>Multicarrier</i>	(10)
Gambar 2.3. Spektrum OFDM	(11)
Gambar 2.4. Konsep Pemancar OFDM	(13)
Gambar 2.5. Konsep teknik Multicarrier pada penerima	(14)
Gambar 2.6. Konsep <i>Multicarrier</i> pada penerima OFDM	(15)
Gambar 2.7. Representasi <i>Peak to Average Power Ratio</i>	(16)
Gambar 2.8. Proses Dekomposisi pada Transformasi Wavelet Diskrit	(21)
Gambar 2.9. Rekonstruksi sinyal Koefisien Aproksimasi	(22)
Gambar 2.10. Rekonstruksi sinyal Koefisien Detail	(23)
Gambar 2.11. Invers Transformasi Wavelet Diskrit	(23)
Gambar 2.12. Modulator QPSK	(26)
Gambar 2.13. Demodulator QPSK	(26)
Gambar 2.14. Fungsi Rapat Probabilitas Gaussian dengan $\sigma=1$	(29)
Gambar 2.15. Ilustrasi kanal fading rata	(31)
Gambar 2.16. Ilustrasi kanal fading frekuensi selektif	(33)
Gambar 2.17. Ilustrasi Siklik Prefix	(34)
Gambar 3.1. Konfigurasi Sistem OFDM dengan teknik Wavelet Transform dan Companding μ -law transform	(38)
Gambar 3.2. Konfigurasi Sistem OFDM dengan teknik Hybrid DCT-Wavelet Transform dan Companding μ -law transform	(40)
Gambar 3.3. Plot Sinyal OFDM pada Sistem DCT-OFDM	(41)

- Gambar 3.4. Plot Sinyal Setelah wavelet Transform (solid line:Komponen Aproksimasi; dash line :Komponen Detail(41)
- Gambar 3.5. Plot Sinyal Komponen Aproksimasi (solid line: setelah compressing; dash line : sebelum compressing(42)
- Gambar 3.6. Sinyal Informasi (100 sampel, 100 bit)(54)
- Gambar 4.1. Grafik Perbandingan kinerja BER terhadap E_b/N_0 pada Sistem Conventional OFDM dan sistem QPSK di kanal AWGN-frequency flat rayleigh fading(59)
- Gambar 4.2. Grafik Perbandingan kinerja BER terhadap E_b/N_0 pada Sistem Konvensional OFDM dan sistem QPSK di kanal AWGN-frequency flat rayleigh fading versi “Zoom”(59)
- Gambar 4.3. Grafik perbandingan kinerja BER terhadap Nilai Miu pada sistem OFDM Hybrid DCT-Wav 1 Level-Compand di kanal AWGN - frequency selective rayleigh fading untuk nilai miu 0 s.d 10 pada nilai $E_b/N_0 = 10,12,15,18$ dan 20 dB ; jumlah bit=520.000(61)
- Gambar 4.4. Grafik perbandingan kinerja BER terhadap E_b/N_0 pada sistem OFDM Hybrid DCT-Wav-Compand, sistem DCT-OFDM dan sistem Conventional OFDM di kanal AWGN -frequency selective rayleigh fading dengan $E_b/N_0 = 0$ dB s.d. 30 dB ; jumlah bit=520.000 bit(63)
- Gambar 4.5. Grafik perbandingan kinerja BER terhadap E_b/N_0 pada sistem OFDM Hybrid DCT-Wav-Compand, sistem DCT-OFDM dan sistem Conventional OFDM di kanal AWGN -frequency selective rayleigh fading dengan $E_b/N_0 = 0$ dB s.d. 24 dB ; jumlah bit=1040000 bit(65)
- Gambar 4.6. Grafik Perbandingan CCDF PAPR pada sistem OFDM Hybrid DCT-Wav-Compand, sistem DCT-OFDM dan sistem Conventional OFDM ;N Point IFFT=64(66)
- Gambar 4.7. Grafik perbandingan kinerja BER terhadap E_b/N_0 pada sistem OFDM Wavelet-Companding, dan sistem Conventional OFDM di kanal AWGN -frequency selective rayleigh fading dengan $E_b/N_0 = 0$ dB s.d. 30 dB ; jumlah bit=520.000 bit(70)
- Gambar 4.8. Grafik perbandingan kinerja BER terhadap E_b/N_0 pada : Sistem OFDM Hybrid DCT-Wavelet1Lvl-Companding, Sistem OFDM Wavelet1 s.d 2Lvl-Companding, dan sistem Konvensional OFDM di kanal AWGN -frequency selective rayleigh fading dengan $E_b/N_0 = 0$ dB s.d. 30 dB ; jumlah bit=520.000 bit.....(71)

- Gambar 4.9. Grafik Perbandingan CCDF PAPR pada sistem OFDM Wavelet-Compand dan sistem Conventional OFDM ; N Point IFFT=64(73)
- Gambar 4.10. Grafik Perbandingan CCDF PAPR pada sistem OFDM Wavelet-Compand dan sistem Conventional OFDM ; N Point IFFT=128(74)
- Gambar 4.11. Grafik Perbandingan CCDF PAPR pada : sistem OFDM Hybrid DCT-Wavelet-Compand, sistem OFDM Wavelet-Compand dan sistem Konvensional OFDM ; N Point IFFT=64.....(75)



DAFTAR TABEL

Tabel 4.1.	Kinerja BER Sistem Conventional OFDM dan Sistem QPSK ...	(58)
Tabel 4.2.	Kinerja BER sistem OFDM dengan Hybrid DCT-Wav 1Lvl-Companding untuk $E_b/N_0 = 10, 12, 15, 18,$ dan 20 dB	(61)
Tabel 4.3.	Kinerja BER Sistem OFDM dengan Hybrid DCT-Wav1Lvl-Compand, Sistem OFDM dengan Hybrid DCT-Wav2Lvl-Compand, Sistem DCT-OFDM dan Sistem Conventional OFDM	(62)
Tabel 4.4.	Kinerja BER Sistem OFDM dengan Hybrid DCT-Wav1Lvl-Compand, Sistem OFDM dengan Hybrid DCT-Wav2Lvl-Compand, Sistem DCT-OFDM dan Sistem Conventional OFDM; 1040000 bit	(65)
Tabel 4.5.	Kinerja PAPR Sistem OFDM dengan Hybrid DCT-Wav1Lvl-Compand, Sistem OFDM dengan Hybrid DCT-Wav2Lvl-Compand, Sistem DCT-OFDM dan Sistem Conventional OFDM	(66)
Tabel 4.6.	Kinerja BER Sistem OFDM dengan Wavelet1Lvl-Compand, Sistem OFDM dengan Wavelet2Lvl-Compand dan Sistem Conventional OFDM	(69)
Tabel 4.7.	Kinerja BER Sistem OFDM dengan Hybrid DCT-Wav1Lvl-Compand, OFDM, Sistem OFDM dengan Wavelet1Lvl-Compand, Sistem OFDM dengan Wavelet2Lvl-Compand dan Sistem Konvensional.....	(71)
Tabel 4.8.	Kinerja PAPR Maksimum Sinyal Terkirim Sistem OFDM dengan Wavelet1Lvl-Compand, Sistem OFDM dengan Wavelet2Lvl-Compand dan Sistem Conventional OFDM; Nifft= 64	(73)
Tabel 4.9.	Kinerja PAPR Maksimum Sinyal Terkirim Sistem OFDM dengan Wavelet1Lvl-Compand, Sistem OFDM dengan Wavelet2Lvl-Compand dan Sistem Conventional OFDM; Nifft= 128	(73)

DAFTAR SINGKATAN



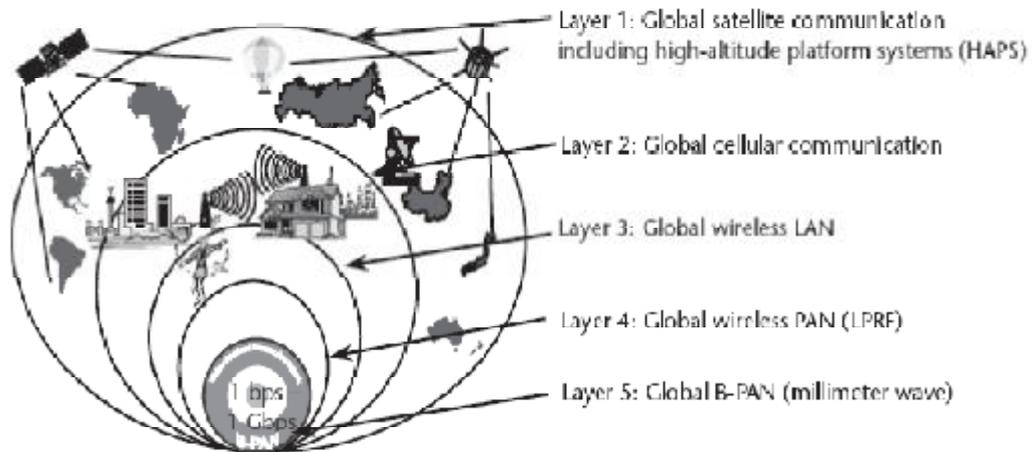
DCT	: Discrete Cosines Transform
IDCT	: Inverse Discrete Cosines Transform
DFT	: Discrete Fourier Transform
IDFT	: Inverse Discrete Fourier Transform
FFT	: Fast Fourier Transform
IFFT	: Inverse Fast Fourier Transform
DWT	: Discrete Wavelet Transform
IDWT	: Inverse Discrete Wavelet Transform
OFDM	: Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAPR	: Peak to Average Power Ratio
BER	: Bit Error Rate
QPSK	: Quadrature Phase Shift Keying
BW	: Bandwidth
SC-FDMA	: Single Carrier Frequency Division Multiple Access
LTE	: Long Term Evolution
ISI	: Inter Symbol Interference
CP	: Cyclic Prefix

BAB I

PENDAHULUAN

1.1 . Latar Belakang

Perkembangan teknologi sistem komunikasi nirkabel saat ini sudah mencapai tahapan layanan untuk memberikan layanan baik suara, data dan multimedia dengan kecepatan sangat tinggi. Saat ini ada 5 (lima) Teknologi wireless yaitu *wireless global area networks* (WGANs), *wireless wide area networks* (WWANs), *wireless local area networks* (WLANs), *wireless personal area networks* (WPANs), dan *wireless broadband-personal area networks* (WB-PANs) seperti diilustrasikan pada Gambar 1.1. Kelima teknologi tersebut akan saling melengkapi satu sama lain.



Gambar 1.1. Lima teknologi nirkabel yang ada dan saling melengkapi [1]

Teknologi wireless terkini yang sudah mencapai level 4G dan saat ini sedang diuji coba oleh beberapa operator telekomunikasi di Indonesia seperti : Telkomsel, Indosat dan XL adalah teknologi LTE (Long Term Evolution). Teknologi LTE adalah teknologi 4G yang berbasis pada infrastructure mobile dan menawarkan kecepatan data hingga 172 Mbps. Menurut 3GPP LTE, Teknologi LTE dapat memberikan tingkat laju data maksimum pada downlink mencapai 100

Mbps dan laju data maksimum (peak data rate) uplink mencapai 50 Mbps dalam bandwidth 20 MHz. dan RAN round-trip kurang dari 10 ms. LTE mendukung efisiensi channel bandwidth, dari 20 MHz turun menjadi 1,4 MHz dan mendukung pembagian frekuensi duplexing (FDD) dan pembagian waktu duplexing (TDD) [2]. Bagian dari standar LTE adalah Arsitektur Sistem Evolusi. Dalam standar tersebut disebutkan bahwa arsitektur LTE adalah sebuah jaringan berbasis IP yang dirancang untuk menggantikan arsitektur jaringan *core* GPRS dan memastikan dukungan *interoperability* untuk mobilitas antara beberapa non-sistem 3GPP, misalnya GPRS dan WiMAX.

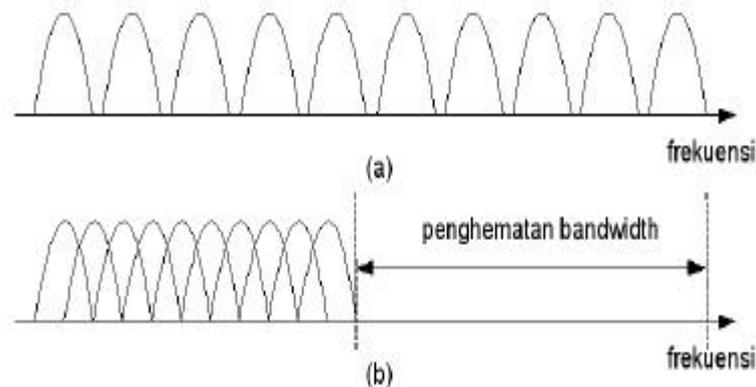
Teknologi LTE ini menggunakan OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) untuk downlink dan SC-FDMA (*Single-Carrier Frequency Division Multiple Access*) untuk uplink. Pada OFDM, sinyal input akan dibagi kedalam subchannel-subchannel, kemudian dengan menggunakan IDFT/IFFT, sinyal output OFDM akan menjadi *orthogonal* satu sama lain. Sehingga bila ada distorsi pada jalur komunikasi yang menyebabkan ISI (*intersymbol interference*) dan ICI (*intercarrier interference*), maka pada stasiun penerima, setiap *subchannel* masih dapat dipisahkan dengan menggunakan DFT/FFT.

Berikut adalah beberapa hal penting tentang OFDM [3] yaitu :

- OFDM membagi sinyal input kedalam *subcarrier-subcarrier* dengan rate yang rendah, dan bersifat efisien pada spektrum *orthogonal*, untuk mentransmisikan sinyal-sinyal dengan rate yang tinggi. Gambaran efisiensi spektrum per satuan luas (bit/s/Hz/m^2) sinyal OFDM dibandingkan dengan sistem *multicarrier* biasa adalah bisa ditunjukkan oleh Gambar 1.2.
- OFDM memanfaatkan siklus prefix pada interval 'guard' untuk menjamin tidak terjadinya ISI dan ICI.
- OFDM tidak sensitif terhadap *timing offset*, tapi sensitif terhadap *frequency offset* dan *phase noise*.
- OFDM tidak membutuhkan ekualiser dalam domain waktu dan hanya membutuhkan sebuah ekualiser dalam domain frekuensi, untuk memperbaiki perubahan amplitudo dan fase. Tetapi OFDM dapat

memanfaatkan sebuah ekualiser dalam domain waktu untuk memperpendek periode 'guard'.

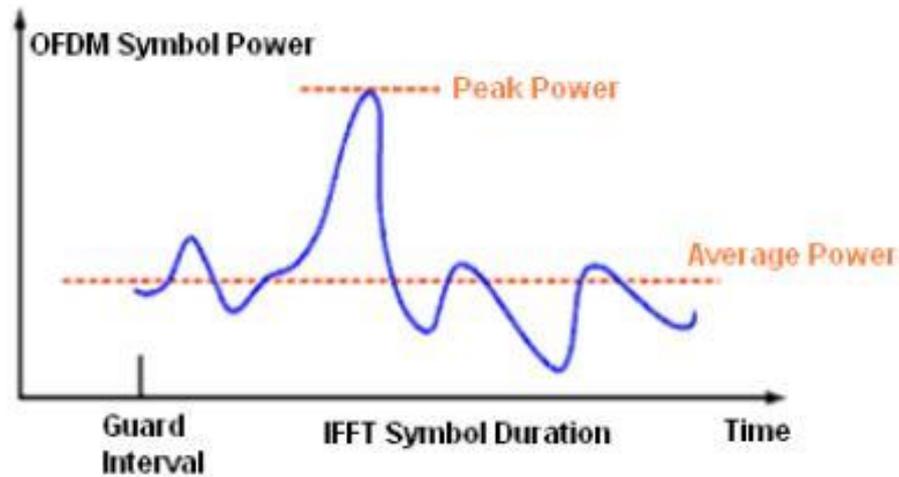
- OFDM dapat menunjukkan puncak-puncak yang tak terkontrol. *Peak-to-Average Power Ratio* (PAPR) adalah permasalahan yang sering terjadi dalam sistem OFDM.



Gambar 1.2. Gambaran Efisiensi *Bandwidth* sinyal pada sistem OFDM dibandingkan sistem *multicarrier* biasa [4].

OFDM merupakan teknik yang cukup menarik perhatian karena dapat mempertahankan performansinya dalam kondisi kanal yang buruk [5]. Aplikasi dari penggunaan OFDM secara meluas adalah pada teknologi *Terrestrial Digital Video Broadcast* (DVB-T), IEEE 802.11 *Wireless Local Area Network* (WLAN), IEEE 802.16 *Broadband Wireless Access* (BWA) khususnya IEEE 802d WiMAX, IEEE 802.20 *mobile-BWA* dan *mobile multimedia access communication* (MMAC) serta standar selular 4G seperti LTE. Namun teknologi OFDM ini memiliki beberapa kelemahan yaitu PAPR yang tinggi dan sensitivitas terhadap error frekuensi carrier. Sinyal OFDM sendiri merupakan hasil superposisi aliran data kecepatan rendah yang dimodulasi pada frekuensi subcarrier berbeda. PAPR adalah perbandingan antara daya puncak sinyal (*Peak Power*) dengan daya rata-rata sinyal (*Average Power*). PAPR yang tinggi dihasilkan karena setelah dilakukan proses 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, maka akan muncul

amplitudo dengan level yang jauh lebih besar dari daya rata-rata sinyalnya. Gambar 1.3 menunjukkan representasi Daya Puncak dan Daya rata-rata simbol OFDM dalam domain waktu .



Gambar 1.3. Representasi Peak Power dengan Average Power [6]

PAPR yang tinggi dapat meningkatkan kekompleksitasan dari Analog to Digital Converter (A/D) dan Digital to Analog Converter (D/A). dan juga mengurangi efisiensi dari power amplifier [7]. Ada beberapa teknik yang telah diajukan untuk mereduksi PAPR ini yaitu *clipping*, *block coding*, *selective mapping (SLM)* dan *Tone Reservation* [8]. Dari beberapa teknik yang telah diusulkan , maka teknik *clipping* adalah solusi yang paling simpel diantara yang lain karena dengan teknik tersebut, amplitudo sinyal yang melebihi threshold yang diinginkan dapat diclip sehingga tidak terjadi PAPR yang tinggi. Namun dari proses *clipping* ini menghasilkan *Out of Band Interference* yang signifikan [7]. Untuk mengatasi kelemahan dari proses clipping ini, maka digunakanlah suatu teknik reduksi PAPR yang lain yaitu teknik *companding*. Teknik *companding* ini mereduksi amplitudo sinyal secara “soft” sehingga menghasilkan *Out of Band Interference (OBI)* yang jauh lebih kecil dibandingkan teknik *clipping* [7]. Metode dasar dari teknik *companding* yang telah dilakukan sebelumnya adalah teknik *companding* dengan metode μ – law transform [9]. Metode *companding* μ – law transform ini meningkatkan amplitudo sinyal yang kecil sehingga cukup efektif untuk mereduksi PAPR dan menghasilkan sinyal dengan OBI yang jauh lebih kecil dibandingkan dengan metode *clipping*. Kemudian setelah itu dilakukan beberapa

pengembangan dari metode *companding μ - law transform* ini yang menghasilkan sinyal OFDM dengan performansi yang lebih baik [10] – [12].

Dari penelitian sebelumnya pada sistem SC-FDMA [13], didapatkan bahwa dengan penambahan teknik *wavelet transform* 1 (satu) level dan *companding*, maka terjadi peningkatan *performance gain* sebesar kurang lebih 2 dB dan penurunan PAPR sebesar kurang lebih 2 dB dibandingkan *performance gain* dan PAPR sistem konvensional SC-FDMA. Bila level dekomposisi wavelet ditingkatkan menjadi 2 (dua) level, maka terjadi peningkatan *performance gain* sebesar kurang lebih 2 dB dan peningkatan PAPR sebesar kurang lebih 2 dB dibandingkan *performance gain* dan PAPR sistem SC-FDMA dengan *wavelet transform* 1 (satu) level dan *companding*. Sehingga secara keseluruhan dengan teknik *wavelet transform* 2 (dua) level dan *companding*, maka terjadi peningkatan *performance gain* sebesar kurang lebih 4 dB, namun justru tidak terjadi penurunan nilai PAPR bila dibandingkan dengan sistem konvensional SC-FDMA semula. Sehingga ada semacam *trade off*, yaitu jika level dekomposisi ditingkatkan, maka *performance gain* akan semakin baik tetapi terjadi degradasi pada performansi PAPR dimana nilai PAPR akan semakin meningkat.

Sesuai dengan penjelasan sebelumnya [13], bahwa dengan teknik *wavelet transform* 2 (dua) level dan *companding*, akan terjadi peningkatan performansi gain kurang lebih 4x dari sistem konvensional semula tetapi justru tidak terjadi penurunan nilai PAPR bila dibandingkan dengan sistem konvensional semula. Untuk mengatasi masalah tersebut dalam arti mereduksi PAPR sekaligus meningkatkan performansi gain kurang lebih 4x dari sistem konvensional semula, maka diperlukan suatu teknik lain yaitu teknik kompresi DCT (*Discrete Cosine Transform*). Dari hasil penelitian sebelumnya [14] telah didapatkan bahwa teknik DCT ini dapat mereduksi nilai PAPR sebesar kurang lebih 3 dB pada sistem konvensional OFDM. Namun dari penelitian tersebut [9] hanya dianalisis dari sisi PAPR-nya saja dan belum diadakan analisis dari sisi kualitas sinyalnya (*performance gain*).

Hal itulah yang mengilhami perlunya dilakukan penelitian dengan tujuan meningkatkan *performance gain* (kualitas sinyal) dan disisi lain juga mereduksi PAPR. Jika pada penelitian sebelumnya [13], teknik *wavelet transform* dan

companding digunakan untuk meningkatkan performansi sinyal sekaligus mereduksi PAPR sinyal pada sistem SC-FDMA, maka pada thesis ini akan digunakan teknik *wavelet transform* dan *companding* untuk meningkatkan performansi sinyal sekaligus mereduksi PAPR sinyal pada sistem yang lain yaitu sistem OFDM. Sistem OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) menarik untuk diteliti lebih lanjut, karena sesuai dengan kebutuhan teknologi masa kini untuk mensupport layanan transfer data dan multimedia dengan *very high bit rate* sesuai standar seluler 4G yaitu LTE khususnya untuk sisi downlink. Sehingga dalam thesis ini, akan dicoba menerapkan teknik *Hybrid DCT-Wavelet Transform* dan *Companding μ -law transform* dengan tujuan untuk semakin meningkatkan kualitas sinyal dan mereduksi PAPR pada sistem konvensional OFDM, tetapi sistem secara keseluruhan masih tidak terlalu kompleks. Kemudian setelah itu diadakan analisis baik dari sisi PAPR maupun dari sisi kualitas sinyalnya (*performance gain* dan *performance BER*).

1.2 Permasalahan

Teknik OFDM memiliki beberapa kelemahan yaitu PAPR yang tinggi dan sensitivitas terhadap error frekuensi carrier. Sensitivitas terhadap error frekuensi menyebabkan terjadinya *frequency offset* sehingga sinyal OFDM kehilangan keorthogonalitasannya atau terjadi ICI. PAPR terjadi karena adanya variasi daya dengan nilai *peak* yang besar yang dihasilkan dari superposisi aliran data kecepatan rendah yang dimodulasi dengan frekuensi *subcarrier* berbeda. PAPR terjadi yang tinggi menyebabkan interferensi dengan sinyal dari kanal lain, selain itu juga menyebabkan meningkatnya kompleksitas A/D converter maupun D/A converter serta mengurangi efisiensi dari power amplifier. Untuk mengatasi permasalahan tersebut, maka digunakanlah teknik-teknik reduksi PAPR, yang salah satunya adalah metode *companding μ -law transform*. Namun disamping usaha untuk mereduksi PAPR pada sinyal OFDM, diupayakan untuk dapat meningkatkan performansi sinyal agar menjadi semakin baik dalam arti Bit Error Rate (BER) yang semakin rendah.

1.3 Tujuan Penelitian

Tujuan dari penelitian ini adalah untuk mensimulasi dan menganalisis sistem OFDM dengan menggunakan teknik *Hybrid DCT-Wavelet Transform* dan *Companding μ -law transform*. Sehingga diharapkan dapat menghasilkan sistem OFDM dengan kualitas sinyal yang semakin meningkat dan PAPR yang semakin tereduksi.

1.4 Batasan Masalah

Untuk menyelesaikan permasalahan tersebut dan menyederhanakan analisis maka diberikan batasan dengan beberapa parameter dan asumsi sebagai berikut yaitu :

1. Simulasi yang digunakan adalah simulasi *baseband*
2. Simulasi menggunakan kanal AWGN dan *frequency selective fading* dengan komponen multipath sebanyak 5 path
3. Simulasi menggunakan kanal fading berdistribusi rayleigh
4. Perangkat penerima mengetahui dengan akurat mengenai kondisi kanal.
5. Sistem menggunakan teknik kompresi *Discrete Cosine Transform (DCT)* dan *Discrete Wavelet Transform (DWT)*.
6. Proses ekualisasi di receiver menggunakan MMSE (Minimum Mean Square Error) Equalizer.
7. Jenis Wavelet yang digunakan adalah *haar wavelet*
8. Teknik companding yang digunakan adalah dengan *μ -law companding*
9. Teknik modulasi yang digunakan adalah *Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)*.
10. Input data biner yang dibangkitkan sebanyak 520.000 data, dimana untuk mendapatkan nilai BER 10^{-4} maka jumlah data minimal yang harus dibangkitkan adalah $10/10^{-4}$ yaitu sebanyak 100.000 bit dan data tersebut merupakan data acak.
11. Laju bit input diasumsikan 520.000 bps
12. Pemberian cyclic prefix sebesar 25 % dari durasi symbol OFDM ,dapat menghilangkan efek *intersubcarrier interference* dan *intersymbol interference* akibat kanal frekuensi selektif fading

13. Jumlah subkanal yang digunakan sebanyak 52 subkanal

14. Proses komputasi multicarrier modulation menggunakan teknik IFFT 64 titik

1.5 Sistematika Penulisan

Sistematika penulisan dalam Draft Seminar ini adalah sebagai berikut :

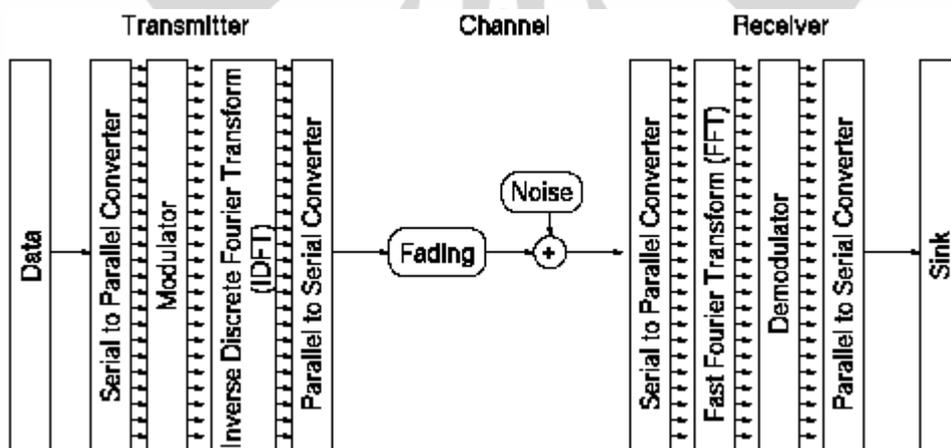
- BAB I** Pada bab ini akan diuraikan tentang latar belakang masalah, permasalahan, tujuan penelitian, batasan masalah, dan sistematika penulisan.
- BAB II** Pada bab ini akan dijelaskan lebih lanjut tentang transmisi OFDM dan PAPR. Prinsip dasar OFDM, implementasi IFFT dan FFT, teknik modulasi QPSK, teknik Discrete Wavelet Transform termasuk inversnya, teknik *Discrete Cosine Transform* (DCT) termasuk inversnya, dan teknik *companding* dengan μ -law *companding*.
- BAB III** Pada bab ini akan diuraikan tentang pemodelan sistem OFDM dengan metode *Hybrid DCT-Wavelet Transform* dan *Companding μ -law transform* dan sistem OFDM dengan *Wavelet Transform* dan *Companding μ -law transform* disertai bagaimana model perancangan simulasinya.
- BAB IV** Pada bab ini akan dijelaskan lebih lanjut mengenai hasil analisa dari simulasi sistem OFDM dengan metode *Hybrid DCT-Wavelet Transform* dan *Companding μ -law transform* dan simulasi sistem OFDM dengan *Wavelet Transform* dan *Companding μ -law transform* , baik analisa dari sisi BER maupun PAPR.
- BAB V** Pada bab ini akan dijelaskan mengenai kesimpulan akhir dari hasil simulasi sistem OFDM dengan metode *Hybrid DCT-Wavelet Transform* dan *Companding μ -law transform*.

BAB II

TEKNIK MODULASI DAN OFDM

2.1. Teknik OFDM

OFDM merupakan teknik transmisi yang digunakan dalam sistem komunikasi digital yang menggunakan beberapa frekuensi sehingga sinyal yang dikirimkan akan saling *orthogonal* satu dengan yang lain. OFDM mentransmisikan data serial dengan bit rate tinggi, yang dibagi-bagi dalam beberapa frame data dengan bit rate lebih rendah. Hal ini dilakukan dengan memodulasikan data *input* dengan sejumlah *carrier*, sehingga data terbagi-bagi dalam beberapa subkanal. Dengan kata lain, OFDM ini menggunakan prinsip *multicarrier modulation*. Pada Gambar 2.1 berikut ditunjukkan diagram blok dari sistem OFDM.

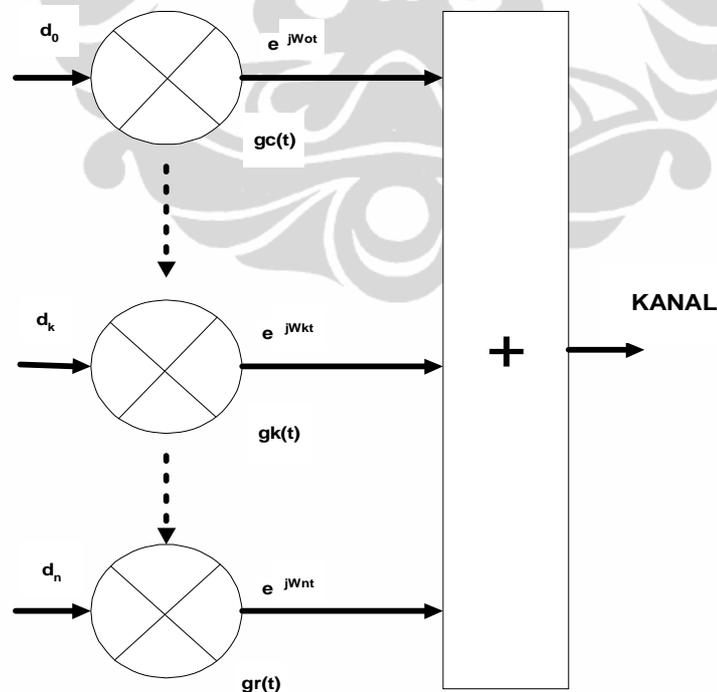


Gambar 2.1. Diagram Blok Sistem OFDM [3]

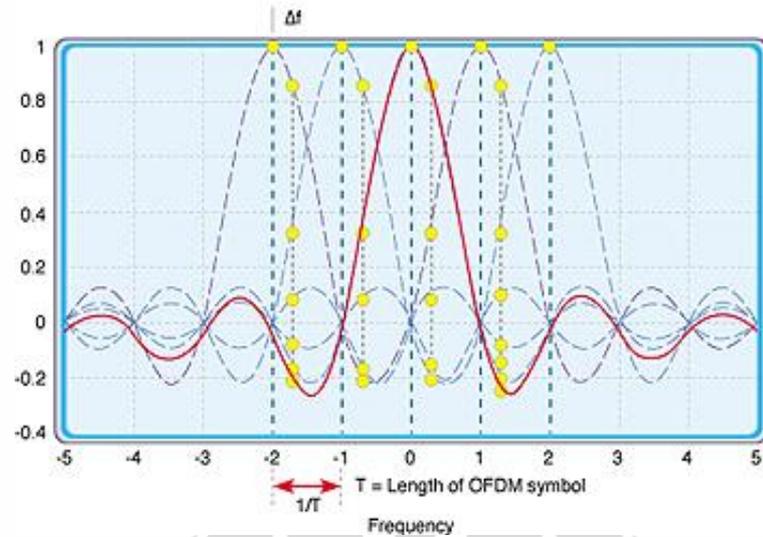
Teknik ini digunakan untuk merancang sistem komunikasi dengan *bandwidth* yang lebih efisien yaitu dengan cara membagi *bandwidth* yang tersedia menjadi beberapa subkanal. Dengan menggunakan teknik ini, maka jika semula sebuah sistem transmisi mempunyai *bandwidth* sebesar W , maka jika dibagi kedalam sejumlah N subkanal maka akan didapatkan *bandwidth* untuk setiap subkanal sebesar W/N . Pada Gambar 2.2 dapat dilihat bahwa sinyal informasi dikirim

melalui masing-masing subkanal, dimana banyaknya subkanal adalah sama dengan banyaknya *subcarrier* yaitu sebanyak N . Akibatnya terjadi penurunan *bitrate* sebesar faktor N . Hal ini juga menyebabkan periode simbol meningkat N kali semula. Pada domain frekuensi, *bandwidth* menjadi N kali lebih kecil daripada *bandwidth* sinyal. Sinyal pada masing-masing subkanal dimodulasi pada frekuensi tertentu, kemudian sinyal termodulasi tersebut dijumlahkan terlebih dahulu kemudian dikirimkan. Frekuensi masing-masing *subcarrier* harus tetap terjaga keorthogonalannya agar tidak saling berinterferensi. Hal ini cukup dapat diimplementasikan dengan suatu transformasi *Fourier*.

Jika spektrum sinyal OFDM dari *subcarrier-subcarrier* berbeda diamati, maka dapat ditunjukkan keorthogonalitasan antar simbol dengan frekuensi *subcarrier* yang berbeda. Gambar spektrum OFDM tersebut dapat direpresentasikan oleh Gambar 2.3. Pada Gambar 2.3 nampak bahwa spektrum pada tiap *subcarrier* memiliki *null* di pusat frekuensi *subcarrier* yang lain, sehingga tidak terjadi interferensi antar *subcarrier*. Spektrum OFDM yang lebar dibagi menjadi beberapa *subcarrier* dengan *bandwidth* yang sempit.



Gambar 2.2. Model Teknik Transmisi *Multicarrier*



Gambar 2.3. Spektrum OFDM

Pada sistem OFDM yang digunakan dalam simulasi, karena kanal yang digunakan bersifat *frequency flat* (durasi simbol \gg maximum *excess delay*) untuk tiap *subcarrier*, maka sinyal yang ditransmisikan di kanal, terhindar dari ISI dan ICI, sehingga sinyal yang diterima masih bisa direcovery dengan baik oleh receiver walaupun masih ada efek fading kanal yang cukup mempengaruhi sinyal terkirim.

2.1.1. Transformasi Fourier

Seperti telah disebutkan sebelumnya bahwa hubungan antara *subcarrier-subcarrier* orthogonal yang digunakan dalam OFDM dapat diimplementasikan menggunakan Transformasi *Fourier*, dimana pada sisi pemancar OFDM (modulator) menggunakan *Inverse Fast Fourier Transform* (IFFT) sedangkan pada sisi penerima OFDM (demodulator) menggunakan *Fast Fourier Transform* (FFT).

Transformasi *Fourier* diperlukan untuk menjaga orthogonalitas *subcarrier* pada sisi pemancar dan penerima. Gambar 2.2 dapat dijelaskan melalui persamaan berikut :

$$g_n(t) = \begin{cases} e^{j\omega_n t} & , 0 \leq t < T_s \\ 0 & , \text{Lainnya} \end{cases} \quad \dots(2.1)$$

Dengan :

$$\omega_n = 2\pi f_n$$

$$f_n = n \cdot \Delta f = n \cdot \frac{1}{T_s}$$

Berdasarkan teorema *Euler*, dapat dinyatakan bahwa :

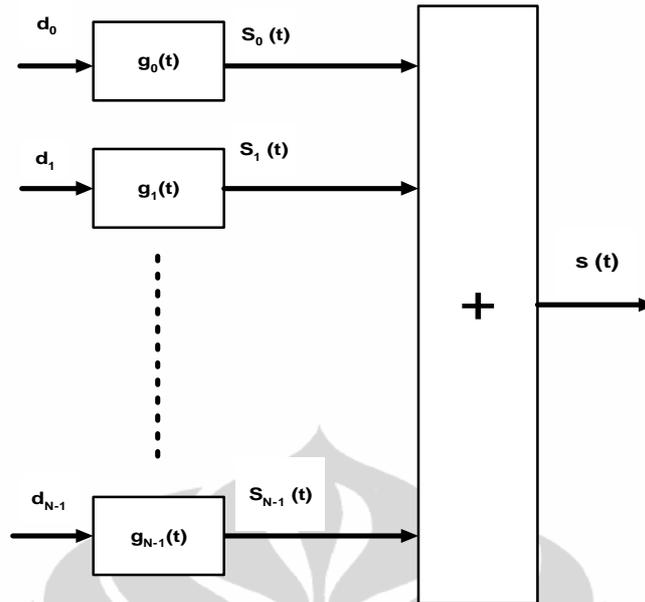
$$e^{j2\pi f_n t} = \cos(2\pi f_n t) + j \sin(2\pi f_n t) \quad \dots(2.2)$$

Secara analitis, $g_n(t)$ dapat dilihat sebagai suatu bentuk kompleks yang mempunyai nilai real (x) dan nilai imajiner (y). Telah diketahui bahwa bentuk kompleks dapat juga dinyatakan dalam bentuk polar yang terdiri dari *magnitude* (R) dan *phase* (θ).

2.1.2. Pemancar OFDM

Pemancar OFDM pada intinya menggunakan proses IFFT untuk menghasilkan simbol-simbol OFDM yang saling *orthogonal* satu sama lain sehingga bila diamati dalam domain frekuensi, spektrum simbol-simbol tersebut saling *overlapping* tetapi tidak *interference*. Proses awal dari pemancar OFDM adalah aliran data dengan laju besar dibagi terlebih dahulu menjadi beberapa subcarrier sehingga laju data menjadi lebih kecil dari laju data awal. Dengan adanya laju yang lebih kecil maka bila terjadi gangguan pada salah satu *subcarrier* maka hal tersebut tidak berpengaruh pada *subcarrier* yang lain. Sedangkan bila kita hanya menggunakan single carrier maka bila terjadi interferensi maka interferensi tersebut akan mempengaruhi keseluruhan data terkirim. Hal ini jelas sangat merugikan dalam dunia transmisi data.

Perhitungan matematis dari pemancar OFDM dapat ditunjukkan pada Gambar 2.4.



Gambar 2.4. Konsep Pemancar OFDM

Secara matematis, bentuk keluaran $s(t)$ dapat ditulis sebagai :

$$s_n(t) = d_n * g_n(t) \quad \dots(2.3)$$

Maka bentuk penjumlahannya adalah :

$$s_n(t) = \sum_{n=0}^{N-1} d_n \cdot g_n(t) \quad \dots(2.4)$$

$$s_n(t) = \sum_{n=0}^{N-1} d_n \cdot e^{j2\pi f_n(t)} \quad \dots(2.5)$$

Jika dianalisis dalam bentuk diskrit dengan $k = \frac{T_s}{N}$, maka :

$$s(k) = \sum_{n=0}^{N-1} d_n \cdot e^{j2\pi \frac{nk}{N}} \quad ; \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad \dots(2.6)$$

Persamaan diatas identik dengan rumusan Inverse Discrete Fourier Transform (IDFT) sebagai berikut :

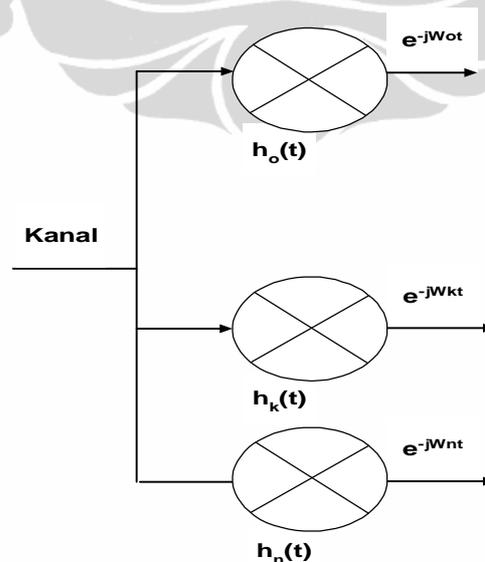
$$x(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X(n) \cdot e^{j2\pi \frac{nk}{N}} \quad \dots(2.7)$$

Dapat diamati dari persamaan 2.4. dan Gambar 2.4 bahwa *output* pemancar OFDM yaitu $s(t)$ adalah penjumlahan hasil-hasil perkalian sinyal *input* pada tiap subcarrier yaitu d_n dengan subcarrier masing-masing yaitu $e^{j\omega_n t}$.

2.1.3. Penerima OFDM

Penerima OFDM pada intinya menggunakan *Fast Fourier Transform (FFT)*. FFT ini berfungsi untuk memisahkan sinyal yang diterima dari *carriernya*. Hal tersebut dapat dilakukan dengan mengalikan sinyal yang diterima dengan *conjugate carriernya*. Jadi kalau pada pemancar OFDM, sinyal pada tiap subcarrier yaitu d_n akan dikalikan dengan *subcarrier* masing-masing sebesar $e^{j\omega_n t}$, maka pada penerima OFDM, sinyal yang diterima oleh receiver terlebih dahulu akan diubah ke dalam beberapa *subcarrier* dan sinyal pada masing-masing *subcarrier* akan dikalikan dengan *conjugate carriernya* pada pemancar OFDM yaitu $e^{-j\omega_n t}$ dengan $0 \leq t \leq T_s$. Konsep *multicarrier* pada penerima dapat dijelaskan dari Gambar 2.5. Secara matematis, $h(t)$ dapat didefinisikan sebagai :

$$h_n(t) = \begin{cases} e^{-j\omega_n t}, & 0 \leq t < T_s \\ 0, & \text{lainnya} \end{cases} \quad \dots(2.8)$$



Gambar 2.5. Konsep teknik Multicarrier pada penerima

Dengan menganalogikan dengan teknik *multicarrier* di penerima yang ditunjukkan sebelumnya pada Gambar 2.5, maka dapat diketahui teknik *multicarrier* pada penerima OFDM yang ditunjukkan oleh Gambar 2.6.

Dari Gambar 2.6 dapat dijelaskan secara matematis sebagai berikut :

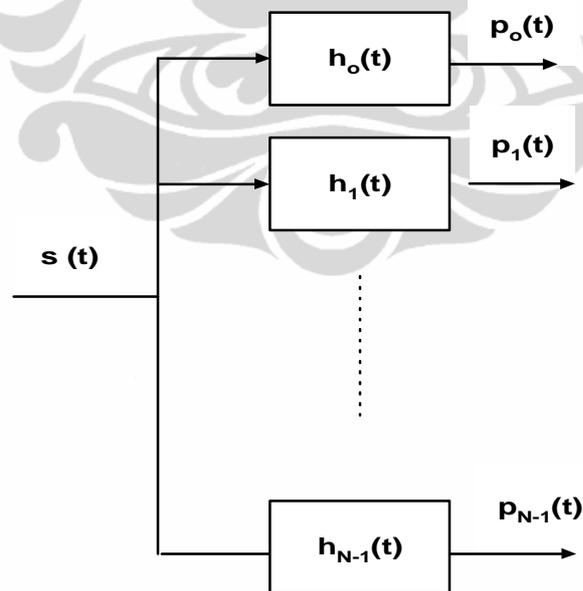
$$p_n(t) = s(t) * h_n(t) \quad \dots(2.9)$$

$$p_n(t) = \int_{\tau=0}^{T_s} s(\tau) \cdot e^{-j\frac{2\pi n\tau t}{T_s}} \quad \dots (2.10)$$

Jika dianalisis dalam bentuk diskrit, dengan $t = k \frac{T_s}{N}$ maka :

$$p_n = \sum_{k=0}^{N-1} s(k) \cdot e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} \quad \dots (2.11)$$

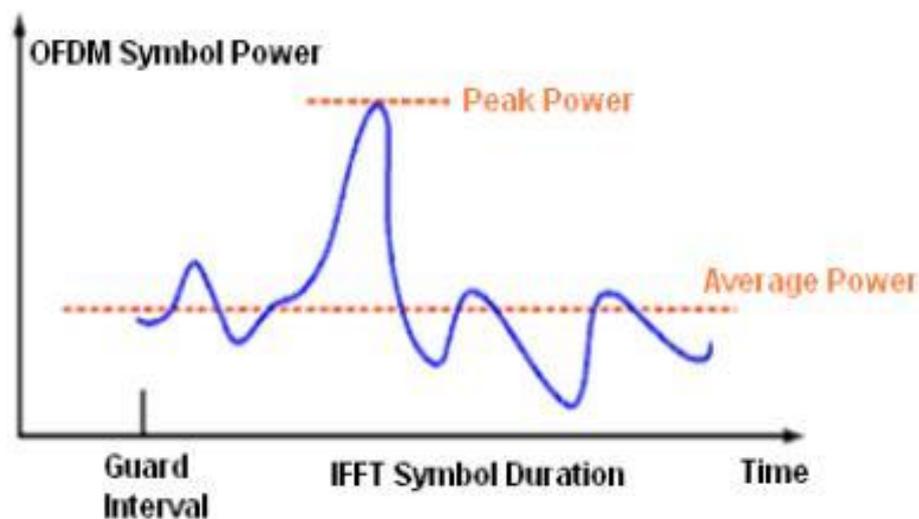
Dapat dilihat bahwa persamaan diatas merupakan rumusan *Discrete Fourier Transform (DFT)*.



Gambar 2.6. Konsep *Multicarrier* pada penerima OFDM

2.2. Peak to Average Power Ratio (PAPR)

Kendala yang dihadapi dalam sistem OFDM adalah nilai PAPR yang tinggi. PAPR adalah perbandingan antara daya puncak sinyal (*Peak Power*) dengan daya rata-rata sinyal (*Average Power*) [6]. PAPR merupakan ukuran dari fluktuasi tepat sebelum amplifier. PAPR sinyal hasil dari *mapping* PSK (Phase Shift Keying) *baseband* sebesar 0 dB karena semua simbol mempunyai daya yang sama. 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, maka akan muncul amplitudo dengan level yang jauh lebih besar dari daya sinyalnya. Gambar 2.7 menunjukkan representasi Daya Puncak dan Daya rata-rata simbol OFDM dalam domain waktu .



Gambar 2.7. Representasi *Peak Power* dengan *Average Power* [6]

Dengan adanya Nilai PAPR yang besar pada OFDM maka dibutuhkan *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 *orthogonal* dan pada akhirnya menurunkan performansi OFDM. Secara matematis, PAPR suatu sinyal $S(t)$ (hasil *mapping* PSK *baseband*) dideskripsikan sebagai berikut :

Rumus Sinyal $S(t)$:

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

$$\text{Dimana } |S(t)|^2 = \left[\sqrt{S(t) \cdot S^*(t)} \right]^2 \quad \dots (2.12)$$

misal untuk sinyal hasil dari *mapping* PSK *base band* dinyatakan sebagai :

$$S_k(t) = A_k e^{\frac{j2\pi k t}{T}} \quad \dots (2.13)$$

maka nilai daya *peaknya* sebesar :

$$\begin{aligned} P_{\max} &= \max [S_k(t) \cdot S_k^*(t)] \\ &= \max \left[A_k e^{\frac{j2\pi k t}{T}} \cdot A_k e^{\frac{-j2\pi k t}{T}} \right] \\ &= A_k^2 \end{aligned} \quad \dots (2.14)$$

dan nilai daya rata-ratanya :

$$\begin{aligned} P_{av} &= E \left[|S_k(t)|^2 \right] \\ &= E \left[S_k(t) \cdot S_k^*(t) \right] \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T \left(A_k e^{\frac{j2\pi k t}{T}} \cdot A_k e^{\frac{-j2\pi k t}{T}} \right) dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T A_k^2 dt \\ &= A_k^2 \end{aligned} \quad \dots (2.15)$$

sehingga nilai PAPRnya sebesar :

$$\begin{aligned} PAPR_{\text{mapping}} &= \frac{P_{\max}}{P_{av}} = \frac{A_k^2}{A_k^2} = 1 \\ &= 0 \text{ dB} \end{aligned} \quad \dots (2.16)$$

2.3. Discrete Cosine Transform (DCT)

DCT dapat direpresentasikan sebagai deretan koefisien sinyal yang merupakan hasil penjumlahan fungsi cosinus-fungsi cosinus dari sinyal input yang beresilasi dalam frekuensi yang berbeda [15]. Transformasi DCT mirip dengan transformasi DFT, namun perbedaannya adalah bila input DFT adalah real atau complex maka outputnya selalu complex sedangkan bila input DCT adalah real maka output DCT adalah real tetapi bila input DCT adalah complex maka output DCT adalah juga complex. Perbedaan yang lain adalah bila DFT hanya mentransformasi sinyal dari domain waktu ke domain frekuensi namun DCT tidak hanya mentransformasi sinyal dari domain waktu ke domain frekuensi tetapi juga melakukan proses “*energy compaction*”.

Transformasi DCT biasa digunakan untuk pemrosesan sinyal dan image khususnya untuk proses kompresi data *lossy*. Hal itu disebabkan karena DCT memiliki karakteristik dapat mengkompresi energi ke dalam beberapa koefisien dalam jumlah sedikit, atau bisa dikatakan memiliki “*strong energi compaction*” (Rao dan Yip, 1990). Dengan menggunakan teknik transformasi DCT, maka sebagian energi sinyal informasi dikonsentrasikan ke dalam beberapa koefisien komponen frekuensi rendah sedangkan sebagian besar koefisien komponen DCT lain hanya mengandung sedikit energi sinyal.

Pola DCT yang digunakan dalam simulasi adalah DCT satu dimensi (*One Dimensional DCT*). Persamaan matematis dari DCT 1-D dapat direpresentasikan sebagai berikut :

$$C(u) = \alpha(u) \sum_{x=0}^{N-1} f(x) \cos \left[\frac{\pi(2x+1)u}{2N} \right] \quad \dots (2.17)$$

dimana :

$C(u)$: Koefisien hasil transformasi DCT 1-D

$f(x)$: Koefisien input proses transformasi DCT 1-D

N : Jumlah subkanal

u : indeks koefisien hasil transformasi DCT 1-D, dengan $u=0,1,2,\dots,N-1$

x : indeks koefisien input proses transformasi DCT 1-D dengan
 $x=0,1,2,\dots,N-1$

Sedangkan persamaan matematis dari Invers DCT 1-D dapat direpresentasikan sebagai berikut :

$$f(x) = \sum_{u=0}^{N-1} \alpha(u) C(u) \cos \left[\frac{\pi(2x+1)u}{2N} \right] \quad \dots (2.18)$$

untuk $x=0,1,2,\dots,N-1$

Dari kedua persamaan diatas yaitu persamaan 2.17. dan persamaan 2.18, maka $\alpha(u)$ dapat didefinisikan sebagai :

$$\alpha(u) = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{N}} & \text{for } u = 0 \\ \sqrt{\frac{2}{N}} & \text{for } u \neq 0. \end{cases} \quad \dots (2.19)$$

Jelas dari persamaan 2.17 bahwa jika $u=0$, $C(u=0) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{x=0}^{N-1} f(x)$. Dan inilah koefisien hasil transformasi DCT pertama yang juga merupakan nilai rata-rata dari deretan sampel. Koefisien DCT inilah yang disebut juga Koefisien DC. Sedangkan koefisien hasil transformasi DCT yang lain disebut juga Koefisien AC.

2.4. Transformasi Wavelet

Transformasi wavelet adalah metode aproksimasi dari suatu fungsi basis wavelet $\psi(t)$ dengan bantuan lokalisasi waktu dan frekuensi [16]. Untuk melakukan aproksimasi dibutuhkan fungsi lain yang berlaku sebagai “jendela” aproksimasi yang terlokalisir pada interval waktu tertentu. Fungsi tersebut didefinisikan sebagai fungsi ψ dengan pembatasan yaitu :

$$\int_{-\infty}^{\infty} \psi(t) dt = 0 \quad \dots (2.20).$$

Fungsi diatas disebut dengan fungsi wavelet atau *mother wavelet*. Dengan menambahkan 2(dua) parameter yaitu parameter dilasi (a) dan parameter translasi (b), maka fungsi *mother wavelet* tersebut dapat diskalakan dan digeser sepanjang domain waktu tertentu. Dengan memasukkan parameter a dan parameter b tersebut ke dalam persamaan fungsi *mother wavelet*, maka diperoleh suatu persamaan fungsi wavelet yaitu :

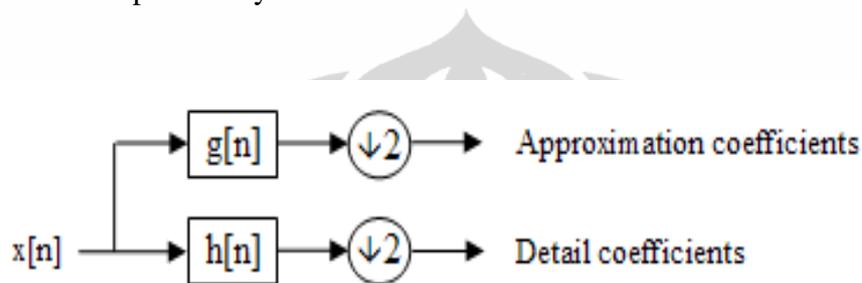
$$\psi_{a,b}(t) = |a|^{-1/2} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \quad \dots (2.21)$$

Dengan a dan b adalah bilangan riil. Dengan mereduksi a membuat wavelet semakin sempit sebaliknya membuat fungsi wavelet melebar. Sedangkan parameter b digunakan untuk melokalisir kurva wavelet pada pusat interval $t=b$. Ada 2 (dua) tipe transformasi wavelet yaitu Transformasi Wavelet Kontinu (CWT) dan Transformasi Wavelet Diskrit (DWT). Transformasi wavelet yang digunakan dalam simulasi adalah Transformasi Wavelet Diskrit. Transformasi wavelet diskrit digunakan untuk melakukan transformasi ke dalam fungsi wavelet terhadap data-data diskrit. Hasil transformasi diskrit ini diperoleh dengan mencuplik (mensampling) nilai a dan b dengan $a = (a_0)^s$ dan $b = lab_0$, dimana s dan l adalah bilangan *integer*. Dengan memasukkan nilai a dan b tersebut ke dalam persamaan 2.21, maka didapatkan persamaan matematis fungsi wavelet sebagai berikut :

$$\psi_{s,l}(t) = a_0^{-s/2} \psi(a_0^{-s} t - lb_0) \quad \dots (2.22)$$

Transformasi wavelet diskrit dari suatu sinyal *input* x , dapat dikalkulasi dengan melewati sinyal *input* ke dalam suatu deretan filter. Dengan kata lain hasil transformasi diskrit dari suatu sinyal *input* x , didapatkan dari suatu proses dekomposisi. Proses dekomposisi sinyal disini adalah adanya proses konvolusi sinyal *input* x dengan *low pass filter* yang memiliki respon impulse g dan adanya proses konvolusi sinyal *input* x dengan *high pass filter* yang memiliki respon respon impulse h . Proses dekomposisi sinyal *input* x dengan *low pass filter* akan menghasilkan koefisien aproksimasi sedangkan proses dekomposisi sinyal *input* x

dengan *high pass filter* akan menghasilkan koefisien detail. Sehingga pada proses transformasi wavelet diskrit terhadap sinyal *input* x , akan menghasilkan 2 keluaran yaitu koefisien Aproksimasi dan koefisien Detail. Transformasi wavelet diskrit yang menghasilkan koefisien aproksimasi dan koefisien detail melalui 1 (satu) kali proses dekomposisi disebut juga Transformasi wavelet diskrit 1 level (*one-level wavelet transformation*). Berikut Gambar 2.8 merupakan gambaran proses transformasi wavelet diskrit yang paling dasar dan hanya melakukan 1 (satu) kali dekomposisi sinyal.



Gambar 2.8. Proses Dekomposisi pada Transformasi Wavelet Diskrit

Proses pada Gambar 2.8 diatas dapat dijelaskan dalam persamaan matematis sebagai berikut :

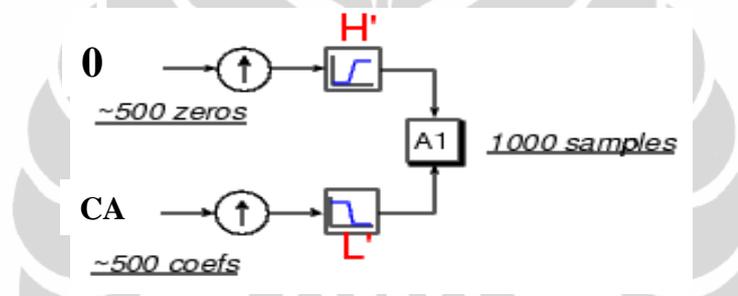
$$\begin{aligned}
 y_{low} &= (x * g) \downarrow 2 \\
 y_{high} &= (x * h) \downarrow 2
 \end{aligned}
 \quad \dots (2.23)$$

Dari persamaan diatas dapat dijelaskan bahwa proses dekomposisi sinyal terdiri atas proses konvolusi sinyal *input* dengan *low pass filter* dan *high pass filter* kemudian hasil konvolusi tersebut masing-masing akan di downsampling dengan faktor 2, jadi kalau misalnya sinyal *input* diskrit memiliki n sampel maka *output* proses dekomposisi sinyal dengan *high pass filter* dan *low pass filter* masing-masing akan menghasilkan sampel berjumlah $\frac{1}{2}$ dari jumlah sampel sinyal *input* semula sebelum proses dekomposisi , yaitu sebesar $\frac{n}{2}$ sampel.

Telah dijelaskan sebelumnya bahwa keluaran dari proses dekomposisi sinyal pada transformasi wavelet tersebut ada 2 (dua) yaitu Koefisien Aproksimasi (**cA**) dan Koefisien detail (**cD**). Koefisien aproksimasi ini mengandung sebagian besar energi sinyal informasi sedangkan Koefisien detail hanya mengandung

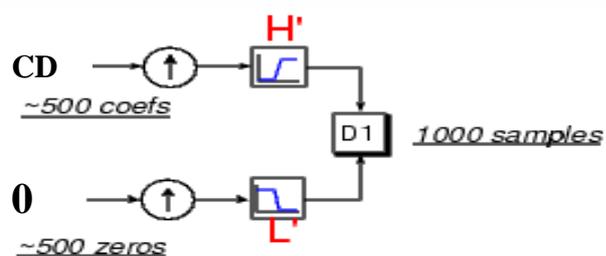
sedikit energi sinyal informasi. Untuk proses rekonstruksi sinyal di penerima setelah dilakukan proses dekomposisi di pemancar dapat dijabarkan sebagai berikut :

1. Sinyal hasil konvolusi koefisien aproksimasi dengan *low pass filter*, digabungkan dengan sinyal hasil konvolusi deretan vektor nol dengan *highpass filter* menghasilkan koefisien **A1** dengan jumlah sampel berjumlah 2 x dari jumlah sampel koefisien aproksimasi. Digabungkan disini berarti deretan vektor hasil konvolusi **deretan vektor nol dengan highpass filter** berada pada elemen ganjil sedangkan deretan vektor hasil konvolusi **koefisien aproksimasi dengan low pass filter** berada pada elemen genap. Proses ini dapat digambarkan oleh Gambar 2.9.



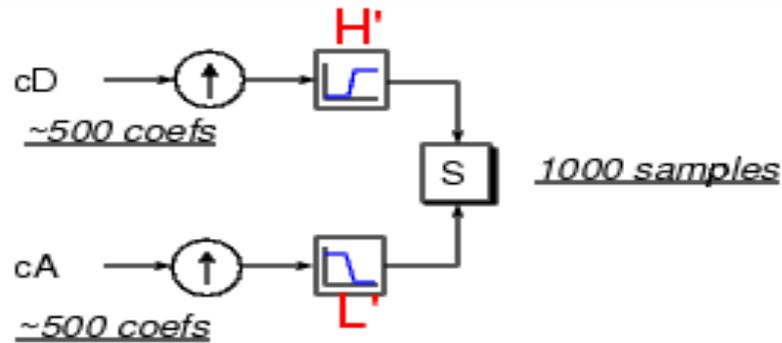
Gambar 2.9. Rekonstruksi sinyal Koefisien Aproksimasi

2. Sinyal hasil konvolusi koefisien detail dengan *high pass filter* , digabungkan dengan sinyal hasil konvolusi deretan vektor nol dengan *low pass filter* menghasilkan koefisien **D1** dengan jumlah sampel berjumlah 2 x dari jumlah koefisien detail. Digabungkan disini berarti deretan vektor hasil konvolusi **deretan vektor nol dengan low pass filter** berada pada elemen genap sedangkan deretan vektor hasil konvolusi **koefisien detail dengan high pass filter** berada pada elemen ganjil. Proses ini dapat digambarkan oleh Gambar 2.10.



Gambar 2.10. Rekonstruksi sinyal Koefisien Detail

Kemudian tahap terakhir adalah hasil dari kedua Proses rekonstruksi yang telah dijelaskan sebelumnya (Proses 1 dan Proses 2) dijumlahkan untuk menghasilkan koefisien-koefisien sinyal yang sama dengan koefisien sinyal sebelum proses dekomposisi. Hasil terakhir dari Proses rekonstruksi inilah yang kita sebut sebagai Proses **Invers Transformasi Wavelet Diskrit**. Tahap terakhir dari proses rekonstruksi sinyal ini dapat digambarkan oleh Gambar 2.11.



Gambar 2.11. Invers Transformasi Wavelet Diskrit

Secara matematis proses Invers Transformasi Wavelet Diskrit tersebut dijelaskan melalui persamaan berikut :

$$S = A1 + D1 \quad \dots (2.24)$$

dimana :

S : Koefisien hasil terakhir proses rekonstruksi sinyal (hasil proses Invers Transformasi Wavelet Diskrit)

A1 : Koefisien hasil rekonstruksi sinyal koefisien aproksimasi

D1 : Koefisien hasil rekonstruksi sinyal koefisien detail

2.5. Teknik Companding

Menurut pengertian dari sisi *speech signal*, teknik ini merupakan suatu proses dimana amplitudo sinyal kecil diperbesar sedangkan amplitudo sinyal besar diperkecil. Operasi yang dilakukan adalah *Compression (Comp)* dan *Expanding (Exp)*. Teknik *companding* yang dasar adalah teknik *μ -law companding*. Telah kita ketahui bahwa Sinyal OFDM juga memiliki amplitudo

sinyal kecil dan amplitudo sinyal besar, namun amplitudo sinyal besar hanya beberapa kali terjadi dan tidak *frequently*. Sehubungan dengan hal tersebut, maka teknik *companding* μ -law ini dapat memperbesar amplitudo sinyal kecil sehingga rasio dari daya puncak dengan daya rata-rata sinyal OFDM dapat direduksi [9]. Teknik *companding* dengan μ -law telah dianalisis dan dibuktikan mampu untuk meningkatkan performansi transmisi sistem OFDM [9], Telah disebutkan sebelumnya bahwa teknik *companding* terdiri atas kompresi (*compression*) dan ekspansi (*expanding*). Proses kompresi sesuai teori μ -law dapat direpresentasikan dengan persamaan berikut :

$$x_c = V_{\max} \frac{\ln[1 + \mu(|\bar{x}_m|/V_{\max})]}{\ln[1 + \mu]} \operatorname{sgn}[\bar{x}_m] \quad \dots (2.25)$$

dimana

$$V_{\max} = \max(|\bar{x}_m|) \quad , \quad m = 0, 1, \dots, M-1$$

μ = koefisien *companding*
 x_c = sampel keluaran proses kompresi
 \bar{x}_m = sampel masukan proses kompresi

Sedangkan proses Ekspansi sesuai teori μ -law dapat direpresentasikan oleh persamaan 2.27 berikut :

$$\hat{x}_m = \frac{V_{\max}}{\mu} \left[\exp\left(\frac{|x_c| \ln(1 + \mu)}{V_{\max}} - 1\right) \right] \operatorname{sgn}(x_c) \quad \dots (2.26)$$

dimana \hat{x}_m adalah sampel keluaran proses Ekspansi

2.6. Metode Hybrid DCT dan Wavelet transform-Companding μ -law transform

Metode *Hybrid DCT dan Wavelet transform-companding μ -law transform* terdiri atas proses DCT yang diikuti dengan transformasi wavelet diskrit kemudian dilakukan proses *companding* dengan μ -law transform. Proses DCT digunakan untuk mengkompresi energi sinyal sebelum dilakukan proses IFFT untuk menghasilkan sinyal – sinyal OFDM *orthogonal* yang telah terkompresi. Sinyal-

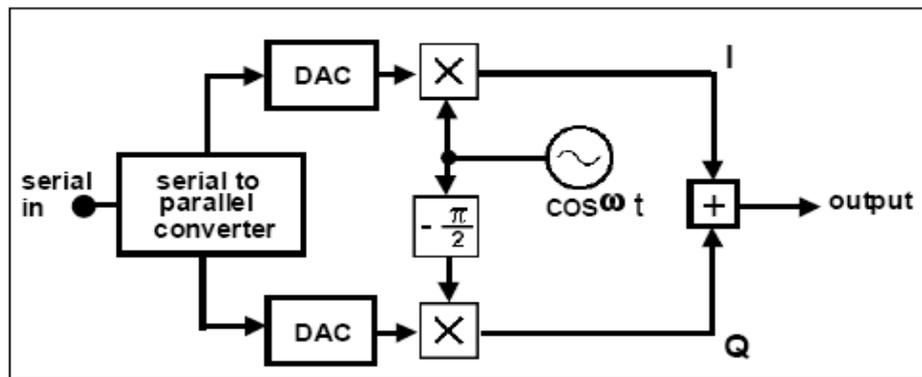
sinyal OFDM tersebut kemudian diadakan proses *wavelet transform* untuk dilakukan dekomposisi sinyal menghasilkan koefisien aproksimasi dan koefisien detail. Koefisien aproksimasi mengandung sebagian besar energi sinyal sedangkan koefisien detail mengandung sedikit energi sinyal. Koefisien aproksimasi inilah yang kemudian diadakan proses *companding* untuk menghasilkan sinyal OFDM dengan PAPR yang semakin rendah sementara performansi BER juga lebih baik. Maka dengan metode *hybrid DCT dan wavelet transform-companding μ -law transform* ini diharapkan dapat menghasilkan sinyal OFDM dengan PAPR yang semakin tereduksi sementara performansi BER juga semakin baik.

2.7. Teknik Modulasi

Dalam proses modulasi terdapat modulator dan demodulator. Modulator digital berguna untuk memetakan deretan informasi biner menjadi bentuk sinyal gelombang yang nantinya dikirim melalui kanal. Pada modulasi binary, modulator digital secara sederhana memetakan digit biner '0' menjadi sinyal gelombang $s_0(t)$ dan digit biner '1' menjadi $s_1(t)$. Sedangkan pada modulasi M-ary, modulator memetakan k bit ($M=2^k$) menjadi M sinyal gelombang yang berbeda yaitu $s_i(t)$ dengan $i = 0, 1, \dots, M-1$. Demodulator sinyal yang terdapat pada sisi penerima bertugas memproses sinyal yang telah rusak karena proses di kanal, kemudian merepresentasikannya menjadi beberapa estimasi simbol data sesuai yang dikirimkan.

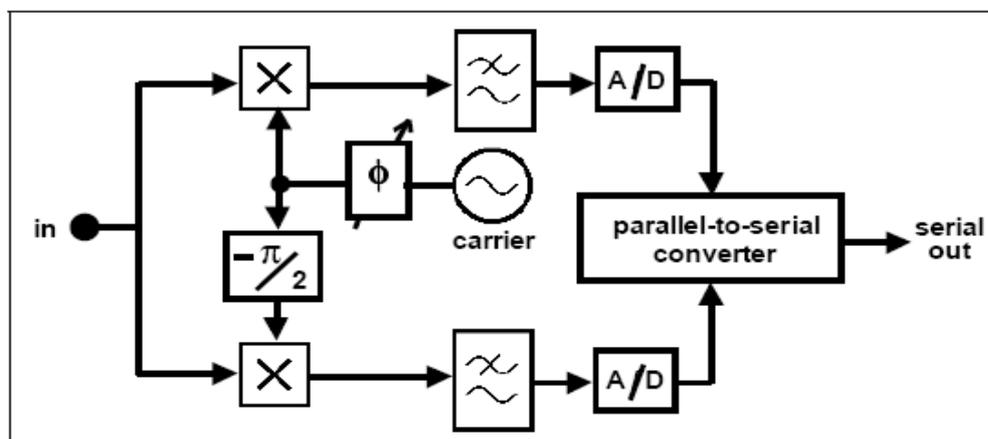
2.7.1. Modulator dan Demodulator QPSK

Proses pada modulator QPSK dapat ditunjukkan pada Gb 2.12. Dimana data bit seri masuk ke serial to parallel converter untuk diubah ke dalam bentuk parallel, satu ke bit I yang satu ke bit Q. Bit I akan memodulasi *carrier* yang sefase dengan *oscillator* sedangkan bit Q memodulasi *carrier* yang berbeda fase 90° dengan *oscillator*. Kemudian bit pada jalur I dan bit pada jalur Q akan di *combine*.



Gambar 2.12. Modulator QPSK

Proses pada Demodulator QPSK dapat ditunjukkan pada Gb 2.13, dimana sinyal yang diterima akan di split ke dalam 2 jalur yaitu I dan Q. Sinyal I akan di demodulasi dengan *carrier* yg sefase dengan *oscillator* sedangkan sinyal Q akan di demodulasi dengan *carrier* yang berbeda fase 90° dengan *oscillator*. Output yang dihasilkan pada I dan Q akan diumpankan ke LPF untuk menghilangkan frekuensi tingginya. *Output* sinyal yang dihasilkan pada jalur I dan Q, kemudian diumpankan ke rangkaian P/S converter untuk diubah menjadi data serial.



Gambar 2.13. Demodulator QPSK

2.7.2. Metode Modulasi Baseband

Metode *baseband* merupakan ekivalen *low pass* dari sinyal, sehingga nantinya yang dianalisis adalah sinyal selubung kompleks dari sinyal *pass band*-nya. Persamaan sinyal QAM adalah

$$y(t) = x_I \cos(2\pi f_c t) - x_Q \sin(2\pi f_c t) \quad \dots (2.27)$$

Persamaan sinyal QAM diatas mempunyai ekivalen *low pass*

$$y(t) = \{ \text{Re} (x_I(t) + jx_Q(t)) e^{j2\pi f_c t} \} = \text{Re} \{ Y(t) e^{j2\pi f_c t} \} \quad \dots (2.28)$$

dengan

$$Y(t) = \{ x_I(t) + j x_Q(t) \} \quad \dots (2.29)$$

dimana $Y(t)$ tersebut adalah gelombang *baseband* kompleks. Pada simulasi *baseband* hanya diambil gelombang kompleks *baseband* $Y(t)$ -nya saja.

Rangkaian bit modulasi akan dipetakan ke dalam rangkaian simbol modulasi $S(k)$ dimana k adalah nomor simbol. Jumlah bit per simbol (n) adalah hasil dari tipe modulasi, untuk BPSK $n=1$, QPSK $n=2$. Simbol modulasi kompleks $S(k)$ akan mengambil nilai $I + jQ$.

2.8. Kanal Propagasi

Kanal adalah lintasan antara pemancar dan penerima. Pada kanal ideal, sinyal yang diterima terdiri dari sinyal tunggal yang merupakan bagian langsung dari sinyal yang dikirim sehingga mampu secara sempurna direkonstruksi oleh penerima. Tetapi pada kenyataannya, sinyal yang diterima terdiri dari sinyal hasil pantulan, pembelokan, dan hamburan dari sinyal yang dikirim, ditambah dengan sinyal langsung (*LOS signal*). Disamping itu terdapat pula *noise* yang dapat menyebabkan perubahan karakteristik sinyal yang dikirim baik dalam bentuk perubahan amplitudo maupun pergeseran frekuensi *carrier*. Dalam hal ini, jenis kanal yang akan dibahas adalah kanal *Additive White Gaussian Noise* (AWGN) dan *Rayleigh fading*.

2.8.1. Kanal Additive White Gaussian Noise (AWGN)

Derau kanal dapat merusak sinyal, karena sinyal yang diterima tidak lagi sama dengan sinyal yang dikirimkan. Sinyal yang diterima dalam selang waktu $0 < t < T$ dapat dinyatakan sebagai berikut

$$r(t) = S_i(t) + n(t) \quad \dots (2.30)$$

dimana $n(t)$ menggambarkan derau kanal sebagai sebuah proses acak *zero mean Gaussian*, yaitu rata-rata nol dan berdistribusi normal. Secara teoritis, derau kanal sering dimodelkan sebagai AWGN. Derau ini dapat dideskripsikan sebagai proses acak yang terdistribusi *Gaussian* dengan rata-rata sama dengan nol. Proses acak *Gaussian* $n(t)$ merupakan fungsi acak dengan harga n pada saat t , dan dikarakteristikan secara statistik dengan fungsi rapat probabilitas pdf (*probability distribution function*) *Gaussian* sebagai berikut :

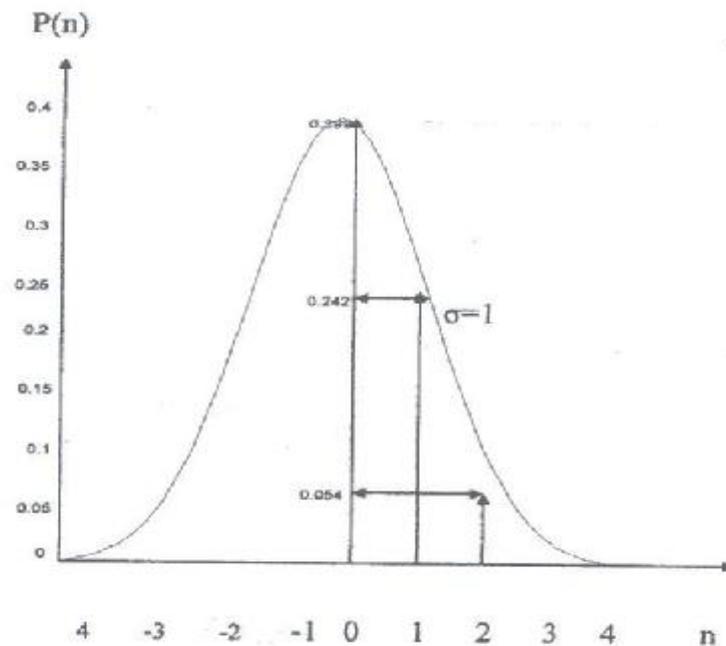
$$P(n) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{n}{\sigma}\right)^2\right] \quad \dots (2.31)$$

dimana σ^2 merupakan varian dari n . Grafik fungsi rapat probability (pdf) *Gaussian* ternormalisasi dari suatu proses acak dengan nilai rata-rata nol diperoleh dengan mengasumsikan standar deviasi (σ) = 1 dan ditunjukkan pada gambar 2.14. Karakteristik rapat spektral daya (*psd*) derau *Gaussian* putih adalah berharga konstan untuk semua frekuensi. Dengan kata lain, sumber derau yang mempunyai *psd* dengan karakteristik *Gaussian* dan *white* bersifat memancarkan jumlah daya derau tiap satuan lebar pita yang sama besar pada tiap frekuensi. Jadi misalkan notasi *psd* *Gaussian* $G_n(f)$, maka dapat dituliskan dengan persamaan berikut :

$$G_n(f) = \frac{N_0}{2} \text{ watt/Hz} \quad \dots (2.32)$$

dimana faktor 2 menunjukkan bahwa $G_n(f)$ memiliki rapat spektral daya 2(dua) sisi. Rapat spektral daya derau yang serba sama pada semua frekuensi disebut

white dan sering dikenal dengan nama derau putih (*White Noise*). Apabila memiliki *pdf* Gaussian maka disebut derau *Gaussian*. Derau AWGN berarti memiliki *pdf* terdistribusi Gaussian dan *psd* yang besarnya konstan atau sama pada semua frekuensi.



Gambar 2.14. Fungsi Rapat Probabilitas Gaussian dengan $\sigma=1$

2.8.2. Kanal Rayleigh Fading

Rayleigh fading adalah sebutan lain *small scale fading* dimana dalam kanal *Rayleigh fading* tersebut terdapat sinyal-sinyal pantulan dalam jumlah besar (*multiple reflective paths in large number*) dan dalam kanal tersebut tidak ada komponen sinyal LOS, semua komponen sinyal dalam kanal berada pada kondisi *NLOS (Non Line Of Sight)*. Sinyal yang melalui kanal Rayleigh fading akan mengalami perubahan secara acak pada amplitudo, fase dan sudut kedatangan sinyal di penerima.

Pada kanal radio yang selalu berubah-ubah, distribusi Rayleigh pada umumnya digunakan untuk mendeskripsikan statistik perbedaan waktu dari envelope yang diterima untuk sebuah sinyal fading. Distribusi Rayleigh

mempunyai fungsi kerapatan probabilitas seperti ditunjukkan pada persamaan 2.33 berikut [17].

$$p(r_a) = \begin{cases} \frac{r_a}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r_a^2}{2\sigma^2}\right) & (0 \leq r_a \leq \infty) \\ 0 & (r_a \leq 0) \end{cases} \quad \dots (2.33)$$

dengan :

σ : tegangan rata-rata

σ^2 : daya rata-rata

Fungsi distribusi kumulatif menyatakan persentasi lebih kecil dari nilai R_a tertentu yang diperoleh dengan melakukan integral terhadap fungsi rapat peluang $p(r_a)$, seperti ditunjukkan pada persamaan 2.34 berikut :

$$P(R_a) = P_{r_a}(r_a \leq R_a) = \int_0^{R_a} p(r_a) dr_a = 1 - \exp\left(-\frac{R_a^2}{2\sigma^2}\right) \quad \dots (2.34)$$

$r_{\sigma_{mean}}$ distribusi *Rayleigh* adalah

$$r_{\sigma_{mean}} = E[r_a] = \int_0^{\infty} r_a p(r_a) dr_a = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} = 1,2533 \sigma \quad \dots (2.35)$$

$\sigma_{r_a}^2$ merupakan varian dari distribusi *Rayleigh* yang mewakili daya ac pada selubung sinyal.

$$\begin{aligned} \sigma_{r_a}^2 &= E[r_a^2] - E^2[r_a] = \int_0^{\infty} r_a^2 p(r_a) dr_a - \frac{\sigma^2}{2} \\ &= \sigma^2 \left(2 - \frac{\pi}{2}\right) = 0.4292 \sigma^2 \end{aligned} \quad \dots (2.36)$$

Untuk menghitung nilai tengah r_a ($r_{a_{median}}$) dapat digunakan persamaan berikut :

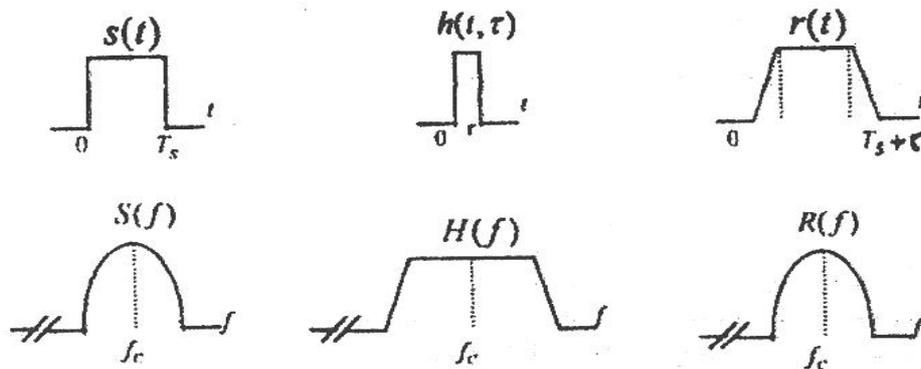
$$\frac{1}{2} = \int_0^{r_{a_{median}}} p(r_a) dr_a \Rightarrow r_{a_{median}} = 1.177 \sigma \quad \dots (2.37)$$

2.9. Fading Skala Kecil

Fading skala kecil digunakan untuk menjelaskan perubahan amplitudo sinyal radio pada periode waktu dan jarak pendek. Fading disebabkan oleh interferensi antara dua atau lebih variasi sinyal yang ditransmisikan yang datang di penerima dengan perbedaan waktu yang kecil yang biasanya disebut dengan gelombang *multipath* (lintasan jamak). Umumnya fading skala kecil dipengaruhi oleh adanya lintasan jamak. Tipe fading skala kecil dapat dibedakan berdasarkan parameter kanal seperti lebar pita (*bandwidth*), periode simbol, dan waktu tunda (*time delay spread*). Ada dua macam fading yang ditimbulkan yaitu Fading rata (*Flat Fading*) dan Fading frekuensi selektif (*Frequency Selective Fading*).

2.9.1. Fading Rata (*Flat Fading*)

Fading rata terjadi jika kanal mempunyai penguatan yang konstan, tanggapan fase linier, dan lebar pita frekuensi (*bandwidth*) kanal lebih besar daripada lebar pita frekuensi sinyal transmisi. Karakteristik kanal fading rata dapat dilihat pada Gambar 2.15. berikut.



Gambar 2.15. Ilustrasi kanal fading rata [18]

Pada Gambar 2.15 terlihat bahwa sinyal yang dikirim $s(t)$, jika dilewatkan pada penguatan kanal yang berubah terhadap waktu $h(\tau, t)$, maka perubahan amplitudo muncul pada sinyal terima $r(t)$ sehingga sinyal terima mengalami variasi penguatan terhadap fungsi waktu tetapi spektrum sinyal transmisi masih

dipertahankan. Pada kanal fading rata, periode simbol OFDM terkirim jauh lebih besar dibandingkan dengan waktu penyebaran (*Time delay spread*) lintasan jamak dari kanal.

Fading rata dikenal juga sebagai *amplitude varying channel*, karena sinyal terima mengalami variasi perubahan amplitudo terhadap waktu. Fading rata ditunjukkan pada kanal pita sempit (*narrow band*). Besar fading yang ditimbulkan tipe ini berkisar antara 20-30 dB atau lebih jika dibandingkan dengan kanal *non-fading*.

Distribusi amplitudo pada umumnya mengikuti distribusi *rayleigh* yang berarti bahwa model kanal *fading rata* dapat diasumsikan sebagai pengaruh terhadap amplitudo sinyal dengan distribusi *rayleigh*. Sehingga dari uraian diatas dapat disimpulkan bahwa sinyal yang melalui kanal fading rata, mempunyai persamaan :

$$\begin{aligned} B_s &\ll B_c \\ T_s &\gg \sigma_\tau \end{aligned} \quad \dots (2.38)$$

dengan :

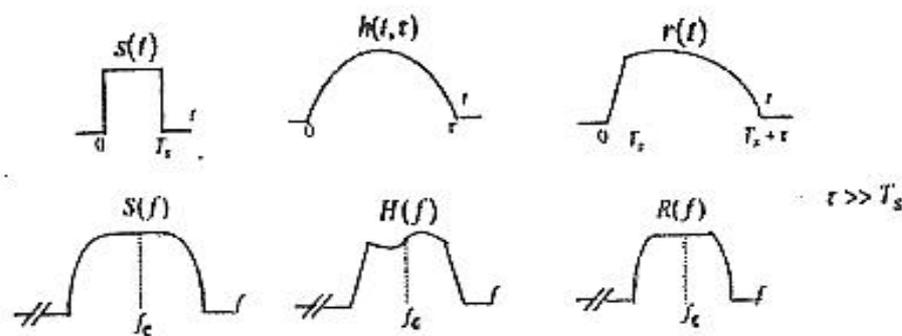
- T_s : Periode simbol
- B_s : *Bandwidth* sinyal transmisi
- B_c : *Coherence Bandwidth* dari kanal
- σ_τ : rms *delay spread*

2.9.2. Fading Frekuensi selektif (*Frequency Selective Fading*)

Jika kanal mempunyai penguatan konstan dan tanggapan linear pada lebar pita frekuensi, dimana lebar pita frekuensi kanal lebih kecil dari lebar pita frekuensi sinyal transmisi, maka kanal menimbulkan *fading* frekuensi selektif pada sinyal terima. Dengan kondisi tersebut maka tanggapan impuls kanal mempunyai penyebaran delay lintasan jamak (*multipath delay spread*) yang lebarnya lebih besar dari durasi sinyal terkirim/seper-lebar pita frekuensi sinyal informasi terkirim. Hal ini menyebabkan terjadinya distorsi pada sinyal terima.

Fading frekuensi selektif disebabkan karena adanya penyebaran waktu (*time dispersion*) pada simbol yang dikirim melalui kanal, sehingga dapat menyebabkan terjadinya ISI.

Teknik pengukuran yang digunakan untuk *Fading* frekuensi selektif adalah teknik pengukuran pita lebar (*wideband measurement*). Untuk *fading* frekuensi selektif, spektrum sinyal transmisi mempunyai lebar pita frekuensi yang lebih lebar daripada *coherence bandwidth* B_c kanal. *Fading* frekuensi selektif disebabkan oleh delay lintasan jamak yang melebihi periode simbol dari simbol yang dikirim. *Fading* frekuensi selektif juga dikenal dengan kanal pita lebar (*wideband channel*)



Gambar 2.16. Ilustrasi kanal *fading* frekuensi selektif [18]

Pada Gambar 2.16, lebar pita frekuensi sinyal $s(t)$ lebih lebar dari lebar pita frekuensi tanggapan impuls kanal $h(\tau, t)$, maka tampak bahwa sinyal terima $r(t)$ mengalami distorsi. Sinyal mengalami *fading* frekuensi selektif jika memenuhi persamaan (2.39).

$$B_s \gg B_c$$

$$T_s \ll \sigma_\tau \quad \dots (2.39)$$

dengan :

T_s : Periode simbol

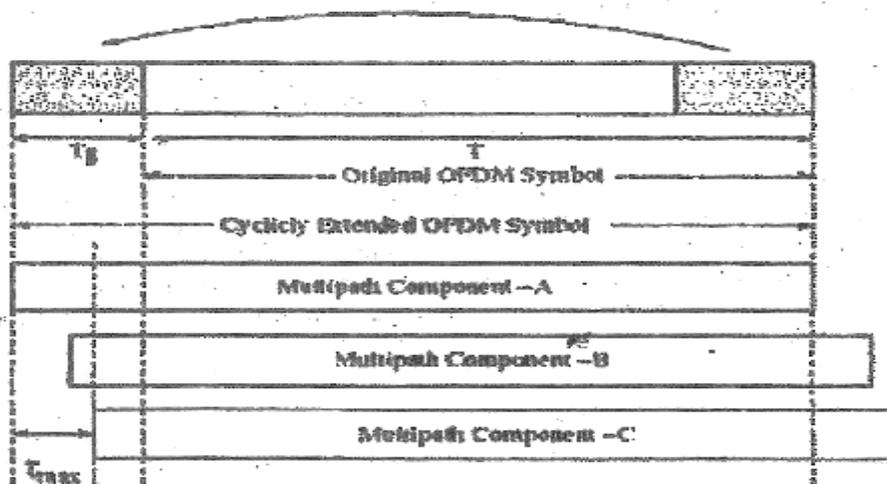
B_s : *Bandwidth* sinyal transmisi

B_c : *Coherence Bandwidth* dari kanal

σ_τ : rms *delay spread*

2.10. Cyclic Extension dari simbol OFDM

Sinyal OFDM dalam domain waktu dilengkapi dengan siklik prefix untuk menghilangkan pengaruh dispersi waktu. Panjang dari siklik prefix melebihi excess delay maksimum kanal untuk menghilangkan *Inter Symbol Interference* (ISI). Ide dasarnya adalah mengambil bagian simbol OFDM dari belakang ke depan untuk menghasilkan guard period. Hal ini ditunjukkan pada Gambar 2.17. Gambar tersebut memperlihatkan bagaimana siklik prefix mencegah ISI. Seperti terlihat dari gambar tersebut, panjang maximum excess delay (τ_{max}) adalah lebih kecil dari panjang cyclic extension (T_g). Bagian sinyal yang terdistorsi tetap tinggal dengan guard interval yang akan di *remove* (dihilangkan) di penerima sehingga ISI bisa dicegah. Pada simulasi dalam thesis, siklik prefix diberikan sebesar 25 % dari durasi total simbol OFDM dan dapat mengatasi ISI sehingga kanal *selective fading* menjadi bersifat *flat fading*.



Gambar 2.17. Ilustrasi Siklik Prefix [18]

2.11. Teknik Estimasi BER Monte Carlo

Terdapat beberapa metode untuk mengestimasi BER dalam simulasi komputer diantaranya adalah :

1. Metode simulasi *Monte Carlo*
2. Metode termodifikasi *Monte Carlo*

3. Teori Harga Ekstrem
4. *Tail Extrapolation*
5. *Quasi-Analitical*

Masing-masing teknik tersebut di atas mempunyai kelebihan dan kekurangan yang dibedakan oleh cara penanganan dari distribusi peluangnya. Dalam thesis digunakan metode simulasi *Monte Carlo*.

Metode simulasi *Monte Carlo* merupakan metode simulasi estimasi BER yang relatif sederhana, tetapi memerlukan waktu *running* yang relatif lama. Jika kondisi dikirim dinyatakan sebagai 'nol' dan peluang bersyarat bit terkirim salah sebagai 'nol', maka dapat direpresentasikan dalam persamaan matematis berikut :

$$P(\text{error/'nol'}) = P_0 = \int_{v_T}^{\infty} f_0(v) dv \quad \dots (2.40)$$

dengan V_T merupakan tegangan *threshold* pada proses *decision* dan $f_0(v)$ merupakan pdf dari tegangan *input* pada saat pencuplikan. Jika bit yang dikirim adalah nol maka dapat dituliskan persamaan sebagai berikut :

$$P_0 = \int_{-\infty}^{\infty} h_0(v) \cdot f_0(v) dv \quad \dots (2.41)$$

dengan : $h_0(v) = \begin{cases} 1, & \dots v \geq v_T \\ 0, & \dots v < v_T \end{cases}$

sehingga

$$P_0 = E [h_0(v)] \quad \dots (2.42)$$

dan estimasi nilai P_0 adalah nilai rata-rata sampel :

$$P_0 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N h_0(v_i) \quad \dots (2.43)$$

dengan v_i ($v(t_i)$) dan t_i adalah waktu spasi simbol saat *decision* dilakukan. Untuk lebih jelasnya bahwa $h_o(v)$ adalah penjumlahan kesalahan yang terjadi. Sehingga bila dalam sistem terdapat sebanyak N bit yang diproses dan ada n bit yang error, maka BER dapat dihitung dengan mudah menggunakan persamaan :

$$BER = \frac{n}{N} \quad \dots (2.44)$$

Pada teknik *Monte Carlo*, nilai *BER* yang kita inginkan akan menentukan besarnya jumlah data minimum yang harus kita bangkitkan. Jika jumlah data minimal yang harus dibangkitkan adalah B , maka hubungan tersebut dapat dinyatakan dalam persamaan berikut :

$$B = \frac{10}{BER} \quad \dots (2.45)$$

BAB III

PEMODELAN SISTEM

3.1. Umum

Pada thesis ini akan dimodelkan Konfigurasi Sistem OFDM dengan Hybrid DCT-Wavelet-Companding dan sistem OFDM dengan Wavelet-Companding tanpa DCT.

3.2. Pemodelan Sistem OFDM dengan Wavelet Transform dan Companding μ -law transform

Sistem Pemancar sistem OFDM dengan *Wavelet Transform* dan *Companding μ -law transform* memiliki 7 elemen penting yaitu :

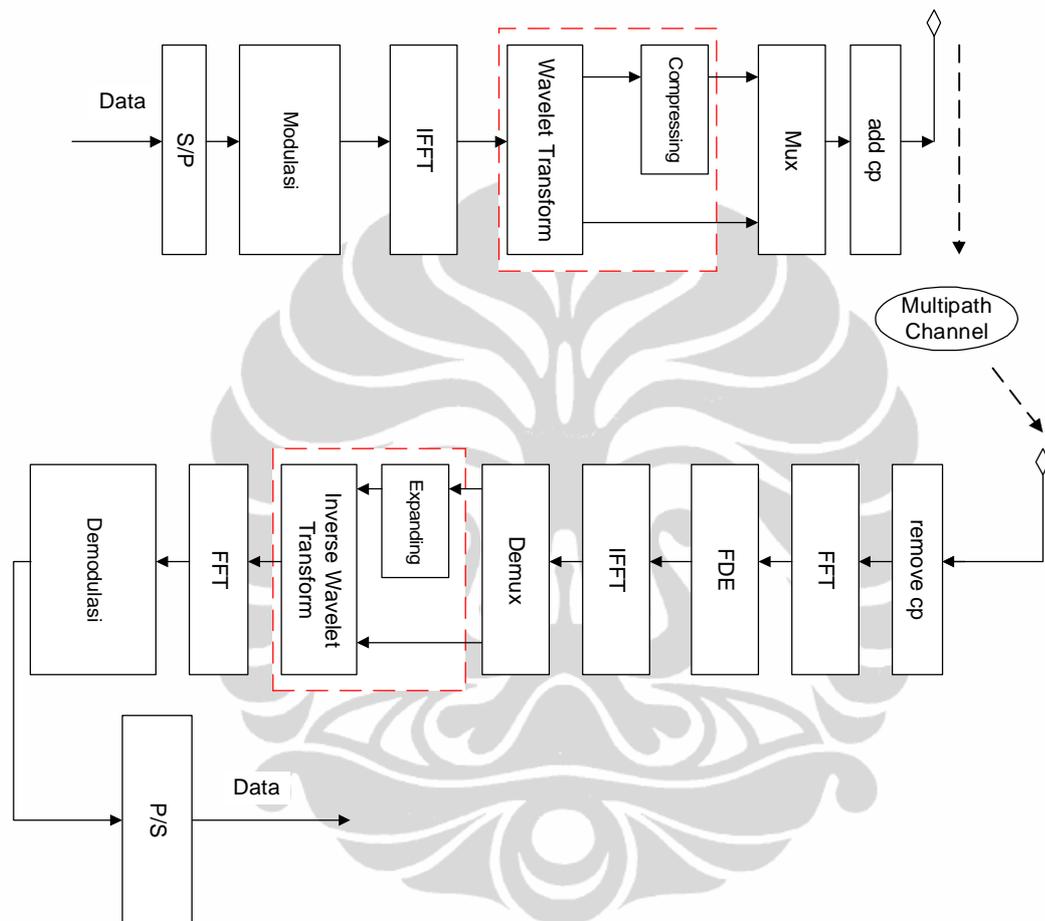
- Serial to parallel converter
- Modulator QPSK
- Proses *Wavelet Transform*
- Proses Compressing dengan teknik *companding μ -law transform*
- Proses MUX
- Proses *Inverse Fast Fourier Transform*
- *Cyclic Prefix Insertion*

Sistem Penerima sistem OFDM dengan *Wavelet Transform* dan *Companding μ -law transform* memiliki 9 elemen penting yaitu :

- *Cyclic Prefix Removal*
- Proses *Fast Fourier Transform*
- *Equalizer* dengan MMSE Ekualisasi
- Proses *Inverse Fast Fourier Transform*
- Proses DEMUX
- Proses *Expanding* dengan teknik *companding μ -law transform*
- Proses *Inverse Discrete Wavelet Transform*

- Demodulator QPSK
- Paralel to serial converter

Berikut pada Gambar 3.1. adalah Gambaran Konfigurasi Sistem OFDM dengan teknik *Wavelet Transform* dan *Comanding μ -law transform*.



Gambar 3.1. Konfigurasi Sistem OFDM dengan teknik Wavelet Transform dan Comanding μ -law transform [13][19]

3.3. Pemodelan Sistem OFDM dengan teknik Hybrid DCT-Wavelet Transform dan Comanding μ -law transform

Pada Thesis ini diusulkan sebuah sistem OFDM hasil modifikasi dari sistem *Konvensional* OFDM . Sistem OFDM yang diusulkan ini menggabungkan elemen DCT dari sistem DCT-OFDM , dengan elemen *Wavelet Transform-Comanding μ -law transform* dari sistem SC-FDMA dengan teknik *Wavelet Transform* dan

Companding μ -law transform. Kemudian penempatan blok DCT dan blok *Wavelet Transform-Companding μ -law transform* ke dalam sistem *Konvensional OFDM* tersebut disesuaikan dengan penempatan blok DCT dari sistem DCT-OFDM dan dengan penempatan blok *Clipping* pada sistem OFDM dengan *Clipping*, serta blok *Clipping* tersebut kemudian diganti dengan blok *Wavelet Transform-Companding μ -law transform dan multiplexing*. Sehingga hasil modifikasi tersebut menghasilkan sebuah sistem OFDM dengan menggunakan teknik *Hybrid DCT-Wavelet Transform dan Companding μ -law transform* (ditunjukkan oleh Gambar 3.2).

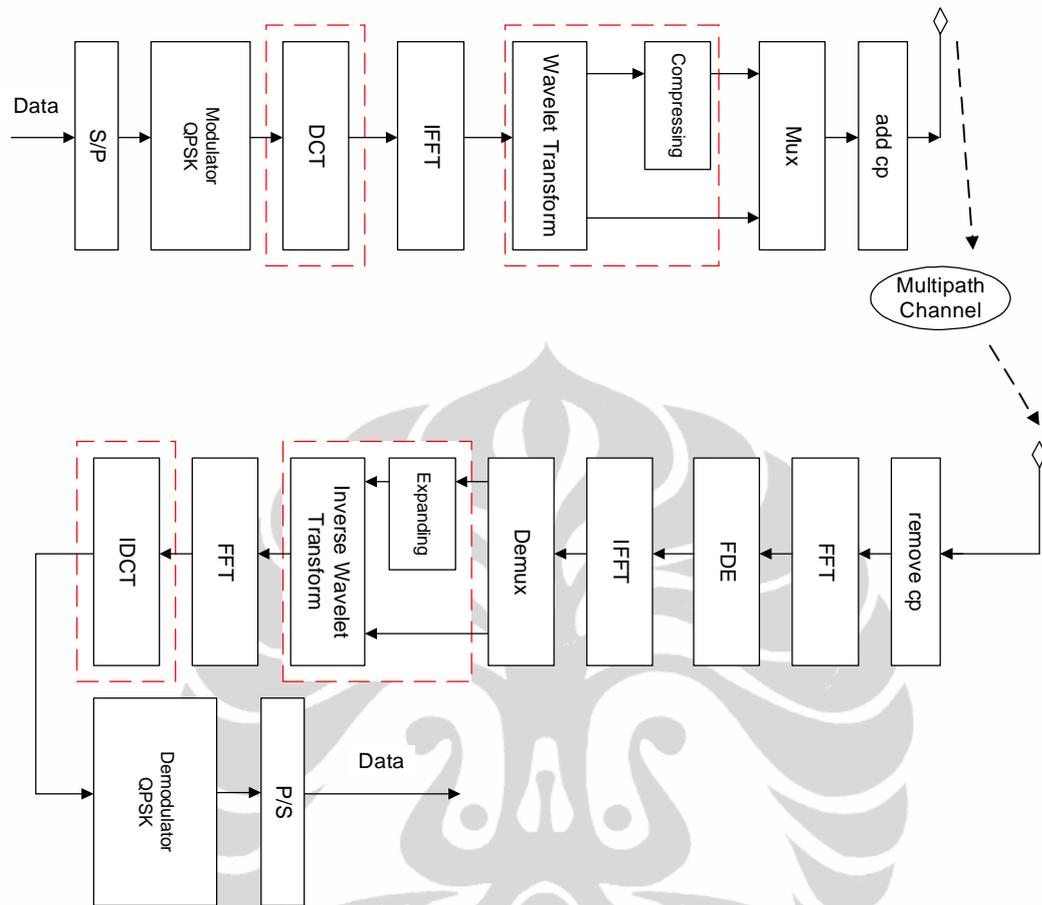
Sistem Pemancar sistem OFDM dengan teknik *Hybrid DCT-Wavelet Transform dan Companding μ -law transform* memiliki 8 elemen penting yaitu :

- Serial to parallel converter
- Modulator QPSK
- Proses *Discrete Cosine Transform*
- Proses *Inverse Fast Fourier Transform*
- Proses *Wavelet Transform*
- Proses *Compressing* dengan teknik *companding μ -law transform*
- Proses MUX
- *Cyclic Prefix Insertion*

Sistem Penerima sistem OFDM dengan teknik *Hybrid DCT-Wavelet Transform dan Companding μ -law transform* memiliki 10 elemen penting yaitu :

- Proses *Fast Fourier Transform*
- *Frequency Domain Equalization* dengan MMSE Ekualisasi
- Proses *Inverse Fast Fourier Transform*
- Proses DEMUX
- Proses *Expanding* dengan teknik *companding μ -law transform*
- Proses *Inverse Discrete Wavelet Transform*
- Proses *Inverse Discrete Cosine Transform*
- Demodulator QPSK
- Paralel to serial converter

- *Cyclic Prefix Removal*

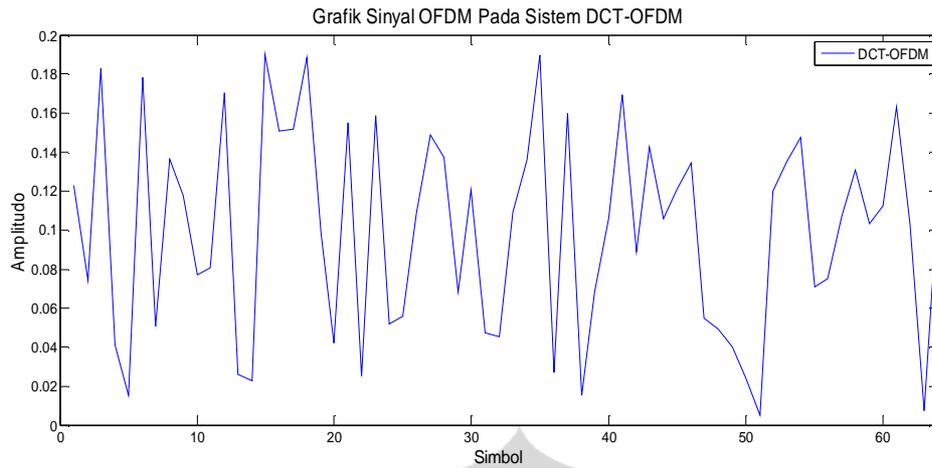


Gambar 3.2. Konfigurasi Sistem OFDM dengan teknik Hybrid DCT-Wavelet Transform dan Companding μ -law transform

Proses kerja sistem pada Gambar 3.2 adalah sebagai berikut :

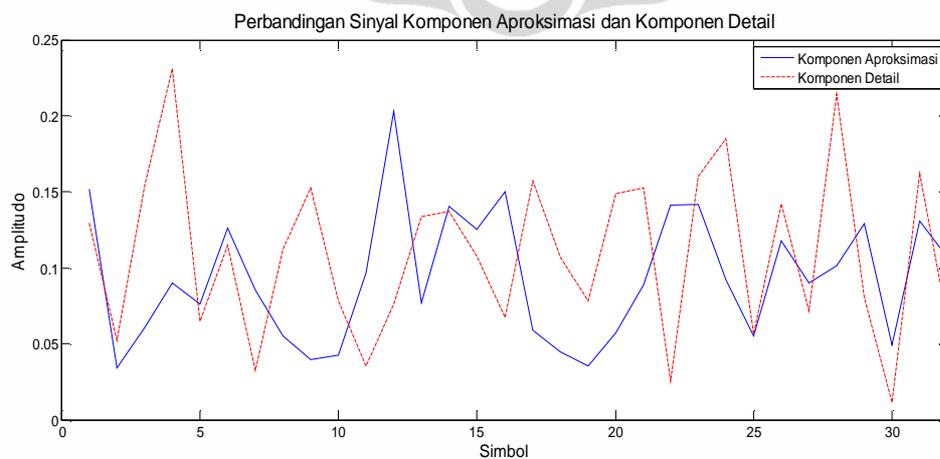
A. Pada sisi Pemancar :

1. Sinyal informasi berjumlah 520.000 bit akan diubah ke dalam bentuk parallel melalui 52 jalur subkanal, kemudian dimodulasi oleh Modulator QPSK.
2. Output dari modulator QPSK akan diumpankan ke blok DCT (Discrete Cosine Transform), untuk diadakan proses “*energy compaction*” ke dalam koefisien-koefisien DCT.
3. Output proses DCT akan diumpankan ke blok IFFT, untuk dilakukan proses IFFT dengan N -point IFFT adalah 64, sehingga menghasilkan simbol-simbol OFDM. Berikut Gambar 3.3. merupakan hasil plot sinyal OFDM setelah proses IFFT (langkah no 4).



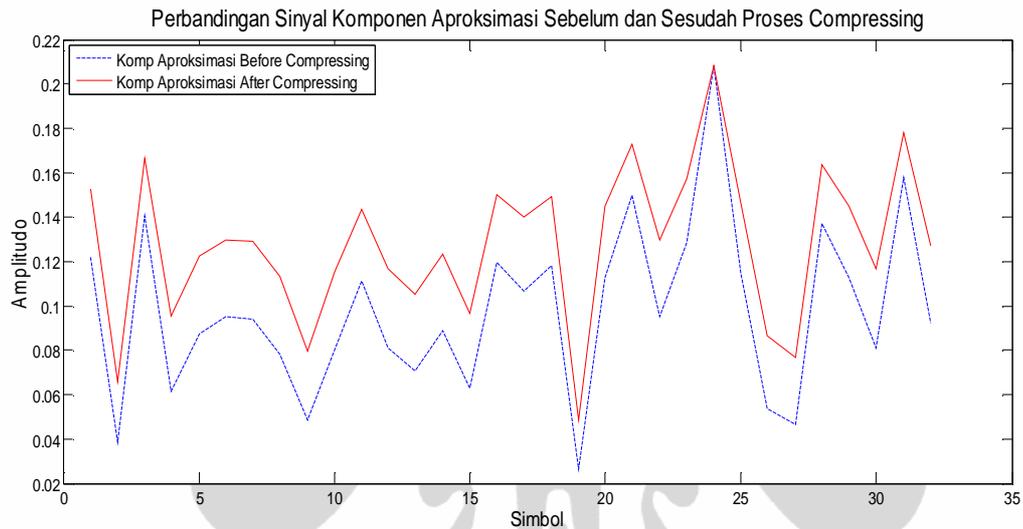
Gambar 3.3. Plot Sinyal OFDM pada Sistem DCT-OFDM

4. Output proses IFFT pada langkah no.3, kemudian akan diumpungkan ke proses Wavelet Transform, untuk diadakan transformasi ke dalam komponen-komponen wavelet. Dalam proses wavelet transform ini, diadakan dekomposisi sinyal ke dalam 2 (dua) komponen yaitu komponen aproksimasi dan komponen detail. Komponen aproksimasi mengandung sebagian besar energy sinyal sedangkan komponen detail mengandung sedikit energy sinyal. Sehingga ada 2 (dua) output proses wavelet transform ini yaitu Komponen aproksimasi (*approximation components*) dan Komponen detail (*detail components*). Berikut pada Gambar 3.4. merupakan hasil plot sinyal komponen aproksimasi dan komponen detail.



Gambar 3.4. Plot Sinyal Setelah wavelet Transform (solid line:Komponen Aproksimasi;dash line :Komponen Detail)

5. Komponen Aproksimasi kemudian diumpungkan ke blok Compressing, untuk diadakan proses compressing dengan μ -law transform. Sedangkan Komponen Detail tidak dilakukan proses compressing, karena hanya mengandung sedikit energy sinyal. Berikut pada Gambar 3.5. merupakan hasil plot sinyal komponen aproksimasi sebelum dan sesudah proses compressing dengan μ -law transform.



Gambar 3.5. Plot Sinyal Komponen Aproksimasi (solid line: setelah compressing ;
dash line : sebelum compressing

6. Komponen Aproksimasi output proses compressing, kemudian dimultiplexing dengan komponen detail serta diberikan cyclic prefix sebesar 25 % dari durasi total simbol OFDM. Pemberian cyclic prefix ini dimaksudkan untuk mengatasi efek multipath fading ketika sinyal melewati kanal selektif.

7. Setelah itu simbol OFDM output Multiplexing, kemudian dikirimkan ke kanal dengan respon kanal baseband dalam domain waktu adalah :

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(t - \tau_l) \quad \dots(3.1)$$

dimana :

h_l : nilai fading complex

- τ_l : delay propagasi untuk path ke- l
 L : jumlah komponen multipath

8. Pada thesis ini, digunakan kanal *frequency selective fading* berdistribusi *rayleigh* dengan jumlah komponen multipath (L) adalah sebanyak 5 (lima) Path.

B. Pada sisi Penerima :

9. Setelah sinyal melewati kanal, sinyal diterima oleh Antena Receiver, kemudian dilakukan proses *remove cyclic prefix*. Misalkan kode sinyal yang diterima oleh antenna receiver setelah cyclic prefix diremove adalah r .

10. Setelah cyclic prefix diremove, sinyal kemudian diumpankan ke blok FFT, untuk diadakan proses FFT (pengubahan sinyal ke domain frekuensi). Output dari proses FFT dapat direpresentasikan ke dalam persamaan sebagai berikut :

$$\mathbf{R} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{S} + \mathbf{N} \quad \dots (3.2)$$

dimana :

\mathbf{R} : Hasil output transformasi fourier (FFT) dari r

\mathbf{H} : Hasil transformasi fourier (FFT) dari h_l atau bisa disebut juga respon frekuensi dari kanal

\mathbf{S} : Hasil transformasi fourier (FFT) dari s

\mathbf{N} : Hasil transformasi fourier (FFT) dari noise AWGN

11. Output dari proses FFT, kemudian diumpankan ke blok FDE (*Frequency Domain Equalization*). Dengan menggunakan ekualisasi MMSE, maka output FDE dapat direpresentasikan ke dalam persamaan sebagai berikut :

$$\mathbf{X} = \mathbf{W} \cdot \mathbf{R} \quad \dots (3.3)$$

dimana :

\mathbf{X} : Output proses FDE dengan ekualisasi MMSE

W : Matriks ekualisasi berdasarkan kriteria MMSE.

W dapat direpresentasikan dalam persamaan sebagai berikut :

$$W_{m,k} = \frac{H_{m,k}^*}{(|H_{m,k}|)^2 + \left(\frac{1}{SNR}\right)} \quad \dots(3.4)$$

dimana :

H : respon frekuensi kanal

SNR : nilai rasio daya sinyal terhadap daya noise (tidak dalam dB)

m : indeks simbol yang ditransmisikan

k : indeks subcarrier

12. Output dari proses FDE, kemudian diumpankan ke blok IFFT, untuk diadakan proses perubahan sinyal ke dalam domain waktu.

13. Output dari proses IFFT, kemudian diumpankan ke blok Demultiplexing, untuk diadakan pemisahan sinyal ke dalam komponen aproksimasi dan komponen detail.

14. Komponen aproksimasi selanjutnya diumpankan ke blok Expanding untuk diadakan proses pengembalian sinyal ke dalam bentuk sinyal sebelum diadakan proses Compressing. Sedangkan Komponen detail tidak dilakukan proses Expanding, tetapi langsung diumpankan ke blok Inverse Wavelet Transform.

15. Dalam blok Inverse Wavelet Transform (IDWT) ini, akan diadakan proses rekonstruksi sinyal atau penggabungan komponen aproksimasi dengan komponen detail sehingga menghasilkan sinyal dengan bentuk semula seperti sebelum proses dekomposisi pada blok Wavelet Transform di Pemancar.

16. Output proses Inverse wavelet Transform, kemudian diumpankan ke blok FFT.

17. Sinyal output proses FFT, selanjutnya diumpankan ke blok Inverse Discrete Cosine Transform (IDCT) untuk diadakan proses pengembalian sinyal ke dalam bentuk semula seperti sebelum diadakan proses *Energy Compaction* pada blok DCT di Pemancar.

18. Output hasil proses IDCT, kemudian diumpankan ke blok demodulator QPSK, untuk diadakan proses pemetaan simbol-simbol ke dalam bit-bit sesuai diagram konstelasi QPSK. Kemudian diubah ke dalam bentuk serial sejumlah 520.000 bit.

19. Dengan metode Monte Carlo, maka 520.000 bit informasi (Data) hasil proses demodulasi QPSK akan dibandingkan dengan 520.000 bit informasi yang dikirim oleh Pemancar.

3.4. Proses Matematis dari Sistem OFDM dengan Teknik Hybrid DCT-Wavelet-Companding

Misalkan ada bit informasi terkirim dalam suatu matriks $x = [0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1]$. Bit-bit informasi tersebut diubah ke dalam bentuk parallel kemudian dimodulasi dengan teknik modulasi QPSK menjadi simbol – simbol QPSK : $X(n) = [X(0) ; X(1) ; X(2)]$, dengan tiap simbol merupakan hasil modulasi 2 bit informasi .

$$X(n) = \begin{bmatrix} X(0) \\ X(1) \\ X(2) \\ \vdots \\ X(N-1) \end{bmatrix}$$

dengan $n = 0, 1, \dots, N-1$ dan N adalah jumlah subkanal/subcarrier

Simbol-simbol QPSK hasil modulasi yaitu $X(n)$ kemudian diumpankan ke blok DCT untuk diadakan proses energy compaction menjadi koefisien-koefisien DCT yaitu $C(u)$. Persamaan matematis dari proses DCT terhadap simbol-simbol QPSK $X(n)$ adalah :

$$\begin{aligned} C(u) &= \alpha(u) \cdot \sum_{x=0}^{N-1} f(x) \cos \left[\frac{\pi(2x+1)u}{2N} \right] \\ &= \alpha(u) \cdot \sum_{n=0}^{N-1} X(n) \cos \left[\frac{\pi(2n+1)u}{2N} \right] \end{aligned} \quad \dots (3.5)$$

Dimana :

$$\alpha(u) = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{N}} & \text{for } u = 0 \\ \sqrt{\frac{2}{N}} & \text{for } u \neq 0. \end{cases}$$

$X(n)$ adalah simbol-simbol QPSK dan u adalah indeks subcarrier ($u=0,1,2,\dots,N-1$).

Sehingga bila $u=0$ maka nilai koefisien DCT pada subcarrier ke-1 adalah :

$$\begin{aligned} C(0) &= \alpha(0) \cdot \sum_{n=0}^{N-1} X(n) \\ C(0) &= \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X(n) \end{aligned} \quad \dots (3.6)$$

Output DCT kemudian dilakukan proses IFFT dengan N point IFFT menghasilkan simbol-simbol OFDM misalkan $F(k)$. Proses IDFT/IFFT terhadap koefisien-koefisien DCT $C(u)$, dapat direpresentasikan dengan persamaan berikut :

$$\begin{aligned} F(k) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot e^{j\frac{2\pi kn}{N}} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{u=0}^{N-1} C(u) \cdot e^{j\frac{2\pi ku}{N}} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{u=0}^{N-1} \left[\alpha(u) \cdot \sum_{n=0}^{N-1} X(n) \cos \left[\frac{\pi(2n+1)u}{2N} \right] \right] \cdot e^{j\frac{2\pi ku}{N}} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X_n \sum_{u=0}^{N-1} \alpha(u) e^{j\frac{2\pi ku}{N}} \cos \left[\frac{\pi u(2n+1)}{2N} \right] \end{aligned} \quad \dots (3.7)$$

Sehingga bila $u=0$ maka :

$$F(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X_n \sum_{u=0}^{N-1} \sqrt{\frac{1}{N}} e^{\frac{j2\pi ku}{N}} \cos \left[\frac{\pi u(2n+1)}{2N} \right] \quad \dots (3.8)$$

Bila $u \neq 0$ maka :

$$F(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X_n \sum_{u=0}^{N-1} \sqrt{\frac{2}{N}} e^{\frac{j2\pi ku}{N}} \cos \left[\frac{\pi u(2n+1)}{2N} \right] \quad \dots (3.9)$$

Untuk $k=0 \Rightarrow F(0)$, maka output proses IDFT/IFFT adalah :

$$\begin{aligned} F(0) &= \frac{1}{N} \sum_{u=0}^{N-1} \left[\alpha(u) \cdot \sum_{n=0}^{N-1} X(n) \cos \left[\frac{\pi(2n+1)u}{2N} \right] \right] \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X(n) \sum_{u=0}^{N-1} \alpha(u) \cos \left[\frac{\pi u(2n+1)}{2N} \right] \end{aligned} \quad \dots (3.10)$$

➤ Output Proses IDFT/IFFT yaitu $F(k)$ kemudian diumpankan ke blok Transformasi Wavelet Diskrit (DWT) dimana tipe transformasi wavelet yang digunakan adalah Haar Wavelet. Telah diketahui bahwa proses transformasi wavelet diskrit adalah proses dekomposisi sinyal input misalkan $x(n)$ untuk menghasilkan 2 (dua) keluaran yaitu Koefisien Aproksimasi dan Koefisien Detail. Koefisien Aproksimasi dihasilkan dari proses konvolusi sinyal input dengan Low Pass Filter. Sedangkan Koefisien Detail dihasilkan dari proses konvolusi sinyal input dengan High Pass Filter.

Misalkan respon impulse dari LPF adalah $h(n)$ dan respon impulse dari HPF adalah $g(n)$, maka proses konvolusi sinyal input $x(n)$ dengan LPF dan HPF dapat direpresentasikan dalam persamaan sebagai berikut :

$$\begin{aligned}
 x(n) * h(n) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k) \cdot h(n-k) \implies \text{koefisien aproksimasi} \\
 x(n) * g(n) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k) \cdot g(n-k) \implies \text{koefisien detail}
 \end{aligned}$$

... (3.11)

Menurut referensi [21] bahwa untuk wavelet tipe Haar, maka respon impulse LPF dan respon impulse HPF dapat direpresentasikan dengan persamaan berikut

$$\begin{aligned}
 LPF \rightarrow h(n) &= \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \\
 HPF \rightarrow g(n) &= \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

... (3.12)

Sehingga bila output IDFT/IFFT yaitu $F(k)$ diumpankan ke blok DWT, maka sinyal input $F(k)$ akan didekomposisi menjadi 2 (dua) komponen yaitu Komponen Aproksimasi (**CA**) dan Komponen detail (**CD**).

Proses dekomposisi level 1 (satu) pada sinyal input $F(k)$ menjadi komponen aproksimasi merupakan proses konvolusi $F(k)$ dengan respon impulse LPF $h(n)$. Namun sebelum dikonvolusi, $F(k)$ harus dipecah menjadi 2 (dua) kolom dengan kolom ke-1 adalah kolom untuk indeks subcarrier n genap ($n=0,2,4,6,\dots,N-2$) sedangkan kolom ke-2 adalah kolom untuk indeks subcarrier n ganjil ($n=1,3,5,\dots,N-1$); N adalah jumlah subcarrier atau *IFFT length*, dan jumlah baris pada kedua kolom tersebut adalah sama. Hal tersebut dapat direpresentasikan dengan persamaan berikut. Misalkan matriks v merupakan matriks sinyal input proses DWT yang berisi hasil output proses IDFT/IFFT $F(k)$.

$$v = F(k) = \begin{bmatrix} F(0) \\ F(1) \\ F(2) \\ \vdots \\ \vdots \\ F(N-2) \\ F(N-1) \end{bmatrix} \hat{=} \begin{bmatrix} F(0) & F(1) \\ F(2) & F(3) \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ F(N-2) & F(N-1) \end{bmatrix} \dots (3.13)$$

Proses konvolusi sinyal matriks v dengan LPF untuk menghasilkan Komponen Aproksimasi (CA) dapat direpresentasikan dengan persamaan berikut

$$\begin{aligned} CA &= v \cdot h \\ &= \begin{bmatrix} F(0) & F(1) \\ F(2) & F(3) \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ F(N-2) & F(N-1) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \vdots \\ \vdots \\ \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} F(0) + \frac{\sqrt{2}}{2} F(1) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} F(2) + \frac{\sqrt{2}}{2} F(3) \\ \vdots \\ \vdots \\ \frac{\sqrt{2}}{2} F(N-2) + \frac{\sqrt{2}}{2} F(N-1) \end{bmatrix} \dots (3.14) \end{aligned}$$

Proses konvolusi sinyal matriks v dengan HPF untuk menghasilkan Komponen Detail (CD) dapat direpresentasikan dengan persamaan berikut

$$CD = v \cdot g$$

$$= \begin{bmatrix} F(0) & F(1) \\ F(2) & F(3) \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ F(N-2) & F(N-1) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}$$

$$CD = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} F(0) - \frac{\sqrt{2}}{2} F(1) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} F(2) - \frac{\sqrt{2}}{2} F(3) \\ \vdots \\ \frac{\sqrt{2}}{2} F(N-2) - \frac{\sqrt{2}}{2} F(N-1) \end{bmatrix} \quad \dots (3.15)$$

Ø Koefisien Aproksimasi (CA) kemudian diumpankan ke proses compressing dengan μ - law transform untuk menghasilkan sinyal koefisien aproksimasi terkompresi yaitu Xc . Proses compressing dengan μ - law transform dapat direpresentasikan dengan persamaan berikut

$$Xc = V_{max} \frac{\ln(1 + \mu (|x_m|) / V_{max})}{\ln(1 + \mu)} \text{sign}(x_m) \quad \dots (3.16)$$

dengan $|x_m| = |CA_m|$

maka persamaan (3.15) diatas dapat ditulis sebagai berikut

$$Xc_m = V_{max} \frac{\ln(1 + \mu (|CA_m|) / V_{max})}{\ln(1 + \mu)} \text{sign}(CA_m) \quad \dots (3.17)$$

dimana :

$$V_{max} = \max (|CA_m|)$$

$m = 0, 1, \dots, (\frac{N}{2} - 1)$; m adalah indeks baris untuk matriks sinyal koefisien aproksimasi (CA). Untuk baris ke-1 maka $m=0$.

N = jumlah subcarrier

Xc_m = output proses compressing

dan $sign(CA_m) = \frac{CA_m}{|CA_m|}$

Output Proses compressing Xc dan Koefisien detail CD diumpangkan ke Mux. Output Mux dapat direpresentasikan dengan persamaan berikut

$$outMux = [[Xc(m)] \quad [CD(n)]] \quad \dots (3.18)$$

Dimana dengan memperhatikan persamaan (3.15) dan (3.17), maka $Xc(m)$ dan $CD(n)$ dapat direpresentasikan dengan persamaan (3.19) berikut :

$$Xc(m) = V_{max} \frac{\ln(1 + \mu (|CA(m)|) / V_{max})}{\ln(1 + \mu)} sign(CA(m))$$

$$CD(n) = \left[\frac{\sqrt{2}}{2} F(0) - \frac{\sqrt{2}}{2} F(1), \frac{\sqrt{2}}{2} F(2) - \frac{\sqrt{2}}{2} F(3), \dots, \dots, \frac{\sqrt{2}}{2} F(N-2) - \frac{\sqrt{2}}{2} F(N-1) \right] \quad \dots(3.19)$$

Untuk $m=0$, maka :

$$Xc(0) = V_{max} \frac{\ln(1 + \mu (|CA(0)|) / V_{max})}{\ln(1 + \mu)} sign(CA(0)) \quad \dots(3.20)$$

Dengan memperhatikan persamaan (3.14) , maka :

$$CA(m) = \left[\frac{\sqrt{2}}{2} F(0) + \frac{\sqrt{2}}{2} F(1), \frac{\sqrt{2}}{2} F(2) + \frac{\sqrt{2}}{2} F(3), \dots, \dots, \frac{\sqrt{2}}{2} F(N-2) + \frac{\sqrt{2}}{2} F(N-1) \right] \quad \dots(3.21)$$

Bila $m=0$, maka :

$$CA(0) = \left[\frac{\sqrt{2}}{2} F(0) + \frac{\sqrt{2}}{2} F(1) \right] \quad \dots(3.22)$$

Bila $m=(\frac{N}{2}-1)$, maka :

$$CA\left(\frac{N}{2}-1\right) = \left[\frac{\sqrt{2}}{2} F(N-2) + \frac{\sqrt{2}}{2} F(N-1) \right] \quad \dots(3.23)$$

Sedangkan untuk Koefisien Detail (CD), bila $n=0$, maka :

$$CD(0) = \left[\frac{\sqrt{2}}{2} F(0) - \frac{\sqrt{2}}{2} F(1) \right] \quad \dots(3.24)$$

dan bila $n=(\frac{N}{2}-1)$, maka :

$$CD\left(\frac{N}{2}-1\right) = \left[\frac{\sqrt{2}}{2} F(N-2) - \frac{\sqrt{2}}{2} F(N-1) \right] \quad \dots(3.25)$$

Dengan m adalah indeks untuk matriks sinyal koefisien hasil proses compressing (X_c) dan n adalah indeks untuk matriks sinyal koefisien detail (CD), dengan $m=0,1,\dots,(\frac{N}{2}-1)$ dan $n=0,1,\dots,(\frac{N}{2}-1)$; N adalah jumlah subcarrier.

Maka persamaan (3.18) dapat direpresentasikan menjadi :

$$outMux = \left[\left[X_c(0) X_c(1) \dots X_c\left(\frac{N}{2}-1\right) \right] \left[CD(0) CD(1) \dots CD\left(\frac{N}{2}-1\right) \right] \right] \quad \dots(3.26)$$

Untuk mencari nilai PAPR, maka matriks *outMux* tersebut dimasukkan ke dalam suatu matriks $S(k)$ dimana $S(k)$ ini terdiri dari $\frac{N}{2}$ koefisien hasil proses compressing (Xc) dan $\frac{N}{2}$ koefisien detail (CD) dengan $k=0,1,\dots,(N-1)$. Hal tersebut dapat direpresentasikan dengan persamaan (3.27) dan (3.28) berikut :

$$outMux = S(k) = \left[S(0)S(1) \dots S\left(\frac{N}{2} - 1\right) S\left(\frac{N}{2}\right) S\left(\frac{N}{2} + 1\right) \dots \dots S(N - 1) \right] \dots(3.27)$$

Dimana :

$$\left[S(0)S(1)S(2) \dots \dots S\left(\frac{N}{2} - 1\right) \right] = \left[Xc(0)Xc(1)Xc(2) \dots \dots Xc\left(\frac{N}{2} - 1\right) \right]$$

$$\left[S\left(\frac{N}{2}\right) S\left(\frac{N}{2} + 1\right) S\left(\frac{N}{2} + 2\right) \dots S(N - 1) \right] = \left[CD(0)CD(1)CD(2) \dots CD\left(\frac{N}{2} - 1\right) \right] \dots(3.28)$$

Sehingga bila jumlah subcarrier (N) adalah 64, maka persamaan (3.28) diatas dapat direpresentasikan menjadi persamaan (3.29) berikut :

$$\left[S(0)S(1)S(2) \dots \dots S(31) \right] = \left[Xc(0)Xc(1)Xc(2) \dots \dots Xc(31) \right]$$

$$\left[S(32)S(33)S(34) \dots \dots S(63) \right] = \left[CD(0)CD(1)CD(2) \dots \dots CD(31) \right] \dots(3.29)$$

Nilai PAPR kemudian dapat dihitung dengan menggunakan persamaan berikut

$$PAPR = \frac{P_{max}}{p_{avg}}$$

$$= \frac{\max([S(k). S^*(k)])}{E ([S(k). S^*(k)])} \dots (3.28)$$

Dimana :

$S(k)$: matriks sinyal output Mux

k : indeks koefisien sinyal output Mux ; $k=0,1,2,\dots,(N-1)$

N : jumlah subcarrier



BAB IV

ANALISA HASIL SIMULASI

4.1. Validasi

Menurut referensi [20] bahwa BER sistem Konvensional OFDM dengan teknik modulasi tertentu (misal : BPSK, QPSK dll) di kanal *rayleigh fading* dimana sinyal terkirim tidak mengalami *interference Intersymbol* (ISI) maka BER sistem Konvensional OFDM tersebut akan sama dengan BER sistem dengan teknik modulasi tertentu (BPSK, QPSK, dll). Pembuktikan bahwa hasil simulasi ini sudah benar maka akan disimulasikan sistem Konvensional OFDM dan sistem QPSK di kanal AWGN dan *frequency selective rayleigh fading* 5 tap, dan sistem Konvensional OFDM tersebut juga telah dilengkapi dengan cyclic prefix sebesar 25 % sehingga mampu mengatasi efek *selective fading* dan kanal menjadi bersifat *flat fading*.

Pada simulasi sistem Konvensional OFDM dan sistem QPSK di kanal *frequency flat rayleigh fading* dan AWGN dengan sepuluh kali iterasi didapatkan data E_b/N_0 yang diilustrasikan oleh Gambar 4.1. Tabel 4.1 merupakan data perbandingan BER sistem Konvensional OFDM dengan sistem QPSK terhadap E_b/N_0 . Dari Tabel 4.1 tersebut dapat dibuat grafik kinerja dari sistem Konvensional OFDM dan sistem QPSK seperti digambarkan pada Gambar 4.1.

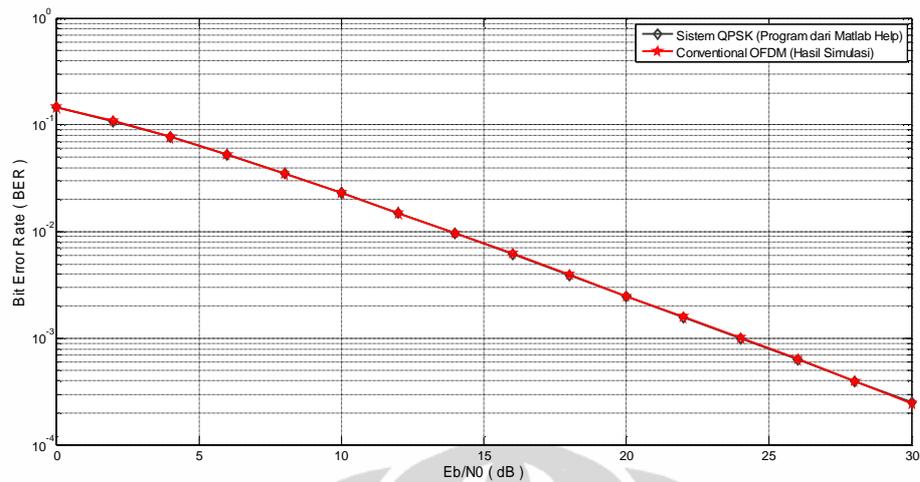
Pada Grafik BER pada Gambar 4.1 terlihat bahwa grafik BER sistem Konvensional OFDM ternyata berimpit dengan grafik BER sistem QPSK pada kanal *frequency flat rayleigh fading*. Hal ini terjadi karena pada dasarnya sistem Konvensional OFDM yang disimulasikan juga menggunakan teknik modulasi QPSK sehingga pada kanal *flat fading*, kedua sistem baik sistem Konvensional OFDM maupun sistem QPSK akan memiliki grafik BER yang sama (berimpit).

Untuk menunjukkan posisi berimpit dari Grafik BER sistem QPSK dengan Grafik BER sistem Konvensional OFDM, maka akan dilakukan “zoom” pada Grafik BER 4.1 untuk $E_b/N_0 = 24$ s.d. 27 dB , dengan hasil seperti direpresentasikan pada Grafik BER pada Gambar 4.2.

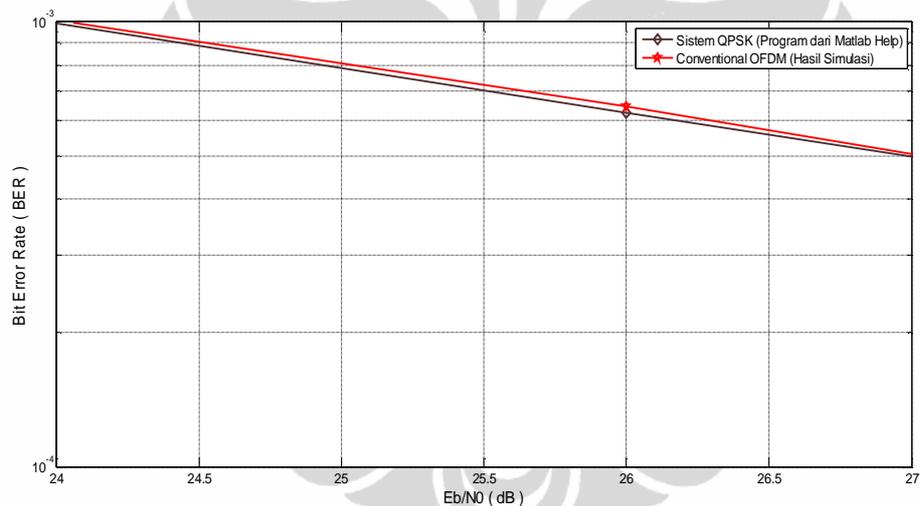
Tabel 4.1. Kinerja BER Sistem Konvensional OFDM dan Sistem QPSK

Eb/N0 (dB)	BER	
	Sistem QPSK	Konvensional OFDM
0	1.4645E-01	1.4684E-01
2	1.0848E-01	1.0900E-01
4	7.7137E-02	7.6870E-02
6	5.2999E-02	5.2992E-02
8	3.5459E-02	3.5419E-02
10	2.3269E-02	2.3280E-02
12	1.5065E-02	1.4978E-02
14	9.6650E-03	9.6271E-03
16	6.1638E-03	6.1910E-03
18	3.9200E-03	3.9517E-03
20	2.4800E-03	2.4798E-03
22	1.5700E-03	1.5885E-03
24	9.9200E-04	1.0133E-03
26	6.2700E-04	6.4500E-04
28	3.9600E-04	3.9250E-04
30	2.5000E-04	2.4808E-04

Dari Tabel 4.1 tersebut dapat diamati bahwa bila diamati secara detail, maka kinerja BER sistem QPSK masih sedikit lebih baik bila dibandingkan kinerja BER sistem Konvensional OFDM. Tetapi perbedaan BER antara kedua sistem tersebut sangat tipis, seperti pada $E_b/N_0 = 26$ dB, BER sistem QPSK adalah $6.27E-04$ sedangkan BER sistem Konvensional OFDM adalah $6.45E-04$.



Gambar 4.1. Grafik Perbandingan kinerja BER terhadap E_b/N_0 pada Sistem Konvensional OFDM dan sistem QPSK di kanal AWGN-frequency flat rayleigh fading



Gambar 4.2. Grafik Perbandingan kinerja BER terhadap E_b/N_0 pada Sistem Konvensional OFDM dan sistem QPSK di kanal AWGN-frequency flat rayleigh fading versi "Zoom"

4.2. Analisa Hasil Simulasi Sistem OFDM dengan Teknik Hybrid DCT-Wavelet-Companding

Pada Analisa subbab 4.2 akan dilakukan analisa perbandingan antara sistem OFDM dengan teknik Hybrid DCT-Wavelet-Companding dengan sistem DCT-OFDM dan dengan sistem Konvensional OFDM di kanal AWGN dan frequency selective rayleigh fading 5 path. Sistem OFDM dengan teknik Hybrid DCT-Wavelet-Companding yang disimulasikan adalah menggunakan Wavelet Transform 1 (satu) s.d. 2 (dua) level dekomposisi.

4.2.1. Asumsi dan Parameter Simulasi

Pada simulasi digunakan beberapa parameter dan asumsi seperti yang telah dijelaskan pada BAB I, Subbab 1.4 .

4.2.2. Penentuan nilai koefisien companding (μ) yang optimal

Dari persamaan (2.26) dan persamaan (2.27) dapat diketahui bahwa proses compressing dan expanding (companding) untuk mereduksi PAPR sangat dipengaruhi oleh besarnya nilai koefisien companding/miu (μ). Nilai miu yang digunakan untuk proses companding pada sistem OFDM dengan teknik Hybrid DCT-Wavelet-Companding, ditentukan dari hasil simulasi. Tujuan dari penentuan nilai miu melalui proses simulasi ini adalah untuk mendapatkan sistem OFDM dengan teknik Hybrid DCT-Wavelet-Companding yang menghasilkan performansi BER terbaik dan mampu semakin mereduksi PAPR bila dibandingkan dengan sistem OFDM dengan wavelet-companding (tanpa DCT) dan dengan sistem DCT-OFDM.

Simulasi sistem OFDM dengan teknik Hybrid DCT-Wavelet 1 Level-Companding pada nilai miu 0 s.d. 10 untuk E_b/N_0 bernilai 10 dB, 12 dB, 15 dB, 18 dB dan 20 dB di kanal AWGN-frequency flat rayleigh fading telah dilakukan dan didapatkan data yang ditampilkan pada Tabel 4.2.

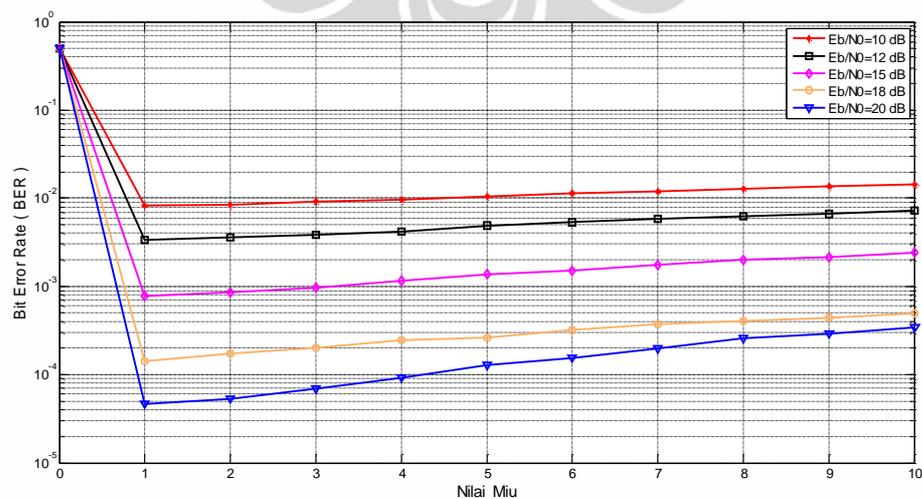
Dari Tabel 4.2 tersebut dapat dibuat grafik kinerja BER sistem OFDM dengan teknik Hybrid DCT-Wavelet 1 Level-Companding untuk nilai μ (miu) mulai 0 s.d 10 pada E_b/N_0 adalah 10 dB,12 dB, 15 dB, 18 dB dan 20 dB seperti digambarkan oleh Gambar 4.3

Dari Tabel 4.2 dan Gambar 4.3 dapat diketahui bahwa sistem OFDM dengan teknik hybrid DCT-Wav 1 Level – companding akan mencapai nilai BER terendah ketika nilai Miu adalah 1 (satu). Setelah Miu bernilai 1 (satu), maka untuk nilai Miu selanjutnya, BER sistem akan cenderung meningkat secara teratur .Sehingga dapat disimpulkan bahwa nilai μ yang optimal pada sistem OFDM dengan teknik hybrid DCT-Wav 1 Level – companding untuk mendapatkan nilai BER sistem yang terendah adalah ketika μ bernilai sama dengan 1 (satu). Nilai Miu inilah yang akan digunakan untuk simulasi sistem OFDM dengan teknik

Hybrid DCT-Wavelet-companding selanjutnya baik untuk level dekomposisi 1 (satu) level maupun 2 (dua) level.

Tabel 4.2. Kinerja BER sistem OFDM dengan Hybrid DCT-Wav 1Lvl-Companding untuk $E_b/N_0 = 10, 12, 15, 18, \text{ dan } 20 \text{ dB}$

Nilai Miu	BER				
	$E_b/N_0=10 \text{ dB}$	$E_b/N_0=12 \text{ dB}$	$E_b/N_0=15 \text{ dB}$	$E_b/N_0=18 \text{ dB}$	$E_b/N_0=20 \text{ dB}$
0	4.9859E-01	4.9966E-01	4.9931E-01	5.0032E-01	5.0079E-01
1	8.2188E-03	3.4060E-03	7.7846E-04	1.4400E-04	4.6300E-05
2	8.5040E-03	3.6075E-03	8.4539E-04	1.7154E-04	5.3300E-05
3	9.1825E-03	3.8623E-03	9.8096E-04	2.0289E-04	6.9600E-05
4	9.7321E-03	4.2275E-03	1.1521E-03	2.4423E-04	9.1700E-05
5	1.0490E-02	4.8654E-03	1.3646E-03	2.6289E-04	1.2700E-04
6	1.1434E-02	5.3919E-03	1.4885E-03	3.1654E-04	1.5600E-04
7	1.2087E-02	5.7785E-03	1.7642E-03	3.7212E-04	1.9700E-04
8	1.2881E-02	6.1894E-03	1.9771E-03	4.0346E-04	2.5900E-04
9	1.3700E-02	6.7000E-03	2.1367E-03	4.4346E-04	2.9077E-04
10	1.4400E-02	7.2000E-03	2.4100E-03	4.9577E-04	3.3904E-04



Gambar 4.3. Grafik perbandingan kinerja BER terhadap Nilai Miu pada sistem OFDM Hybrid DCT-Wav 1 Level-Compand di kanal AWGN -frequency selective rayleigh fading untuk nilai miu 0 s.d 10 pada nilai $E_b/N_0 = 10, 12, 15, 18 \text{ dan } 20 \text{ dB}$ dan jumlah bit=520.000 bit

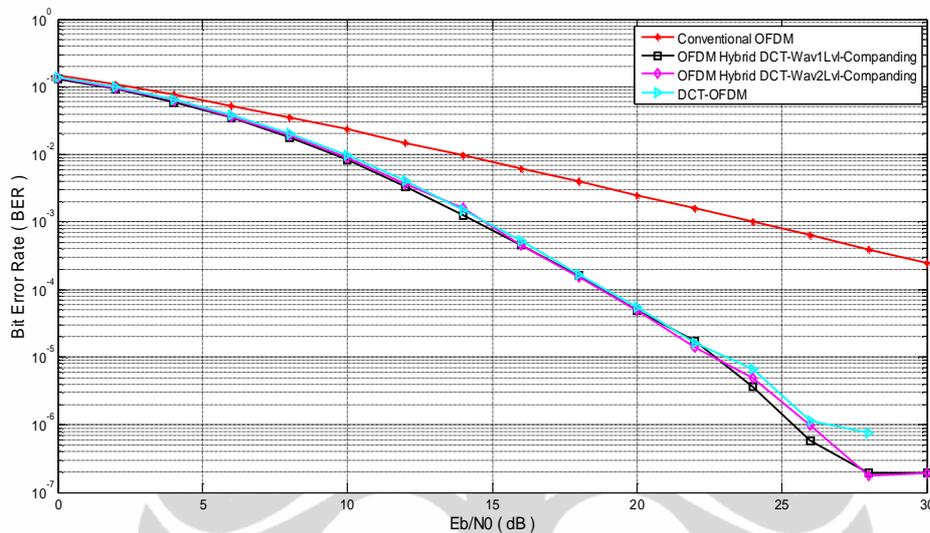
4.2.3. Analisa BER dan PAPR

Pada simulasi sistem OFDM menggunakan teknik Hybrid DCT-Wavelet-Companding dengan wavelet transform 1 (satu) s.d. 2 (dua) level dekomposisi dengan jumlah bit yang dibangkitkan sebanyak 520.000 bit, simulasi sistem DCT-OFDM dan simulasi sistem Konvensional OFDM di kanal AWGN dan frequency selective rayleigh fading dengan sepuluh kali iterasi didapatkan data yang ditampilkan pada Tabel 4.3 beserta grafik BER terhadap E_b/N_0 yang diilustrasikan oleh Gambar 4.4.

Tabel 4.3. Kinerja BER Sistem OFDM dengan Hybrid DCT-Wav1Lvl-Compand, Sistem OFDM dengan Hybrid DCT-Wav2Lvl-Compand, Sistem DCT-OFDM dan Sistem Konvensional OFDM; 520000 bit

Eb/N0 (dB)	BER			
	Hybrid-DCT- Wav1Lvl- Compand	Hybrid-DCT- Wav2Lvl- Compand	DCT-OFDM	Konvensional OFDM
0	1.3246E-01	1.3662E-01	1.4080E-01	1.4665E-01
2	9.2932E-02	9.6820E-02	1.0072E-01	1.0800E-01
4	5.9613E-02	6.2826E-02	6.5051E-02	7.7288E-02
6	3.4684E-02	3.6411E-02	3.8439E-02	5.2707E-02
8	1.7711E-02	1.8821E-02	2.0262E-02	3.5577E-02
10	8.3073E-03	8.7646E-03	9.5858E-03	2.3202E-02
12	3.3629E-03	3.6363E-03	4.1183E-03	1.5167E-02
14	1.2715E-03	1.5842E-03	1.5138E-03	9.7050E-03
16	4.6154E-04	4.5462E-04	5.2885E-04	6.1227E-03
18	1.6100E-04	1.5300E-04	1.6442E-04	3.9223E-03
20	4.8700E-05	4.9000E-05	5.5000E-05	2.4781E-03
22	1.7500E-05	1.3800E-05	1.6200E-05	1.5885E-03
24	3.6500E-06	5.0000E-06	6.7300E-06	1.0133E-03
26	5.7700E-07	9.6200E-07	1.1500E-06	6.4500E-04
28	1.9200E-07	1.7400E-07	7.6900E-07	3.9250E-04
30	1.9200E-07	1.9200E-07	0.0000E+00	2.4808E-04

Dari Tabel 4.3 tersebut dapat dibuat grafik kinerja BER dari sistem OFDM menggunakan teknik Hybrid DCT-Wavelet-Companding dengan wavelet transform 1 (satu) s.d. 2 (dua) level dekomposisi , sistem DCT-OFDM dan sistem Konvensional OFDM seperti digambarkan pada Gambar 4.4.



Gambar 4.4. Grafik perbandingan kinerja BER terhadap E_b/N_0 pada sistem OFDM Hybrid DCT-Wav-Compand, sistem DCT-OFDM dan sistem Konvensional OFDM di kanal AWGN - frequency selective rayleigh fading dengan $E_b/N_0 = 0$ dB s.d. 30 dB ; jumlah bit=520.000 bit

Terlihat pada Tabel 4.3 dan Gambar 4.4 bahwa sistem OFDM dengan teknik Hybrid DCT-Wav-Companding menunjukkan kinerja BER yang lebih baik dibandingkan dengan sistem Konvensional OFDM. Pada $BER=10^{-4}$, sistem OFDM dengan teknik Hybrid DCT-Wav-Companding memberikan performance gain sebesar kurang lebih 14 dB terhadap sistem Konvensional OFDM. Pada $BER=10^{-3}$, sistem OFDM dengan teknik Hybrid DCT-Wav-Companding memberikan performance gain sebesar kurang lebih 10 dB terhadap sistem Konvensional OFDM.

Dari Tabel 4.3, dapat diketahui bahwa kinerja BER sistem OFDM dengan teknik Hybrid DCT-Wav-Companding lebih baik dibandingkan kinerja BER sistem DCT-OFDM, tetapi perbedaan BER antara kedua sistem tersebut tidak signifikan sehingga pada Grafik BER 4.4 kinerja BER sistem OFDM dengan teknik Hybrid DCT-Wav-Companding dan kinerja BER sistem DCT-OFDM dari $BER=10^{-1}$ s.d. $BER=10^{-4}$ cenderung berimpit.

Dari Tabel 4.3 dapat diketahui bahwa pada E_b/N_0 adalah 0 s.d. 14 dB, kinerja BER sistem OFDM dengan teknik Hybrid DCT-Wavelet 1 Level dekomposisi-Companding sedikit lebih baik dibandingkan kinerja BER sistem OFDM dengan teknik Hybrid DCT-Wavelet 2 Level dekomposisi-Companding, sedangkan pada E_b/N_0 adalah 16 dan 18 dB, kinerja BER sistem OFDM dengan teknik Hybrid DCT-Wavelet 2 Level dekomposisi-Companding sedikit lebih baik dibandingkan kinerja BER sistem OFDM dengan teknik Hybrid DCT-Wavelet 1 Level dekomposisi-Companding. Tetapi perbedaan BER antara kedua sistem tersebut tidak signifikan sehingga pada Grafik BER 4.4, kinerja BER sistem OFDM dengan teknik Hybrid DCT-Wavelet 1 Level dekomposisi-Companding dan kinerja BER sistem OFDM dengan teknik Hybrid DCT-Wavelet 2 Level dekomposisi-Companding dari $BER=10^{-1}$ s.d $BER=10^{-4}$ cenderung berimpit.

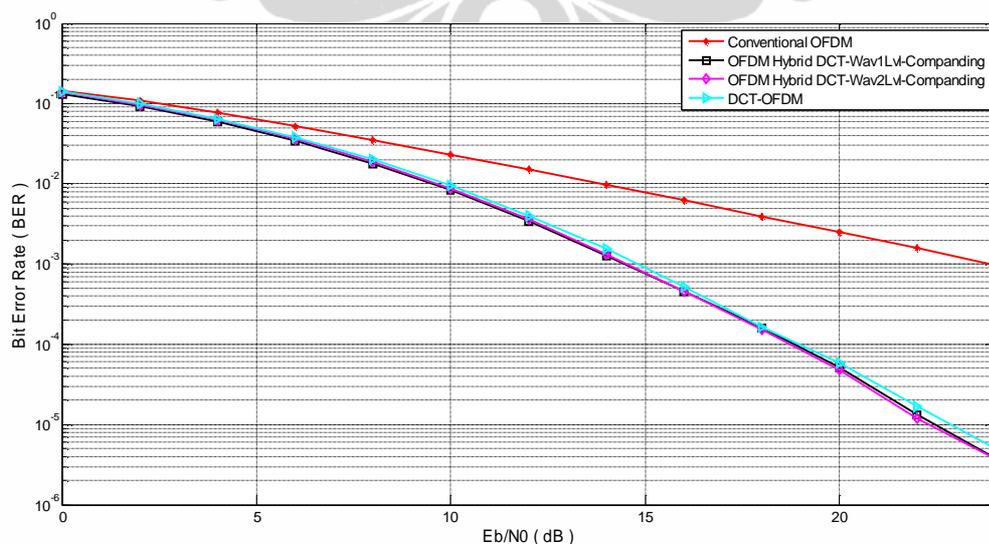
Bila jumlah bit yang dibangkitkan sebanyak 1.040.000 bit, maka simulasi sistem OFDM dengan Hybrid DCT-Wavelet 1-2 level-Companding, sistem DCT-OFDM dan sistem Konvensional OFDM didapatkan data yang ditampilkan pada tabel 4.4 beserta grafik BER terhadap E_b/N_0 yang diilustrasikan oleh Gambar 4.5.

Dari Tabel 4.4 dan Grafik BER pada Gambar 4.5 dapat diketahui bahwa sistem OFDM dengan Hybrid DCT-Wav-Companding memberikan performansi BER yang lebih baik dibandingkan sistem DCT-OFDM. Sedangkan sistem OFDM dengan Hybrid DCT-Wavelet-Companding dengan wavelet transform 2(dua) level dekomposisi memberikan performansi BER yang lebih baik dibandingkan sistem OFDM dengan Hybrid DCT-Wavelet-Companding dengan wavelet transform 1(satu) level dekomposisi pada saat nilai E_b/N_0 bernilai mulai 16 dB keatas.

Dari hasil analisa Tabel 4.4 didapatkan juga bahwa pada sistem OFDM dengan Hybrid, penambahan level dekomposisi transformasi wavelet dari 1 level menjadi 2 level memberikan perbaikan bit error 5 s.d. 10 bit untuk laju bit 1.040.000 bps atau kurang lebih 1Mbps. Bila laju bit diperbesar menjadi 10 Mbps, 100 Mbps atau 1 Gbps, tentunya penambahan level dekomposisi ini akan memberikan perbaikan bit error yang lebih signifikan.

Tabel 4.4. Kinerja BER Sistem OFDM dengan Hybrid DCT-Wav1Lvl-Compand, Sistem OFDM dengan Hybrid DCT-Wav2Lvl-Compand, Sistem DCT-OFDM dan Sistem Konvensional OFDM; 1040000 bit

Eb/N0 (dB)	BER			
	Hybrid-DCT-Wav1Lvl-Compand	Hybrid-DCT-Wav2Lvl-Compand	DCT-OFDM	Konvensional OFDM
0	1.3213E-01	1.3662E-01	1.4049E-01	1.4642E-01
2	9.2975E-02	9.6473E-02	1.0041E-01	1.0900E-01
4	5.9597E-02	6.2475E-02	6.4996E-02	7.6997E-02
6	3.4623E-02	3.6533E-02	3.8635E-02	5.2810E-02
8	1.7934E-02	1.8826E-02	2.0386E-02	3.5473E-02
10	8.3822E-03	8.7042E-03	9.6168E-03	2.3355E-02
12	3.4376E-03	3.5726E-03	4.0159E-03	1.5163E-02
14	1.2643E-03	1.3331E-03	1.5566E-03	9.6928E-03
16	4.5971E-04	4.5625E-04	5.2500E-04	6.2013E-03
18	1.6100E-04	1.5100E-04	1.6394E-04	3.9299E-03
20	5.1500E-05	4.7600E-05	5.9600E-05	2.4979E-03
22	1.3100E-05	1.1900E-05	1.6600E-05	1.5843E-03
24	3.8900E-06	3.7500E-06	5.0000E-06	9.8144E-04



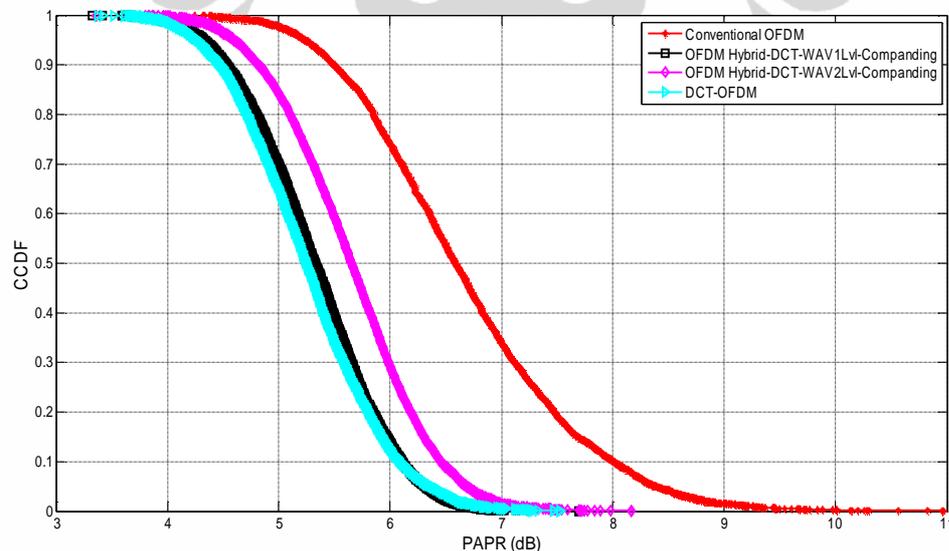
Gambar 4.5. Grafik perbandingan kinerja BER terhadap Eb/N0 pada sistem OFDM Hybrid DCT-Wav-Compand, sistem DCT-OFDM dan sistem Konvensional OFDM di kanal AWGN - frequency selective rayleigh fading dengan Eb/N0 = 0 dB s.d. 24 dB ; jumlah bit=1040000 bit

Selanjutnya akan dilakukan analisis PAPR terhadap sistem OFDM menggunakan teknik Hybrid DCT-Wavelet transform dan companding dengan N point IFFT adalah 64. Dari hasil simulasi sistem OFDM dengan teknik hybrid DCT-Wavelet transform dan companding μ law transform, sistem DCT-OFDM dan sistem Konvensional OFDM didapatkan hasil nilai PAPR maksimum sinyal terkirim seperti ditunjukkan pada Tabel 4.5.

Tabel 4.5. Kinerja PAPR Sistem OFDM dengan Hybrid DCT-Wav1Lvl-Compand, Sistem OFDM dengan Hybrid DCT-Wav2Lvl-Compand, Sistem DCT-OFDM dan Sistem Konvensional OFDM

	PAPR (dB)			
	Hybrid-DCT-Wav1Lvl-Compand	Hybrid-DCT-Wav2Lvl-Compand	DCT-OFDM	Konvensional OFDM
Max	7.688873029	8.167959065	7.525278643	10.96891294

Dari hasil simulasi juga didapatkan grafik CCDF PAPR seperti digambarkan pada Gambar 4.6



Gambar 4.6. Grafik Perbandingan CCDF PAPR pada sistem OFDM Hybrid DCT-Wav-Compand, sistem DCT-OFDM dan sistem Konvensional OFDM ;N Point IFFT=64

Dari Tabel 4.5 dan Gambar 4.6 dapat diketahui bahwa sistem OFDM dengan teknik hybrid DCT-Wavelet 1 level-Companding memiliki nilai PAPR

sinyal terkirim yang tereduksi sebesar kurang lebih 3 dB terhadap sistem Konvensional OFDM. Sedangkan sistem OFDM dengan teknik hybrid DCT-Wavelet 2 level-Companding memiliki nilai PAPR pada sinyal terkirim yang tereduksi sebesar kurang lebih 2 dB terhadap sistem Konvensional OFDM.

Dari Tabel 4.5 dan Gambar 4.6 dapat diketahui bahwa penambahan level dekomposisi pada sistem OFDM dengan teknik hybrid DCT-Wavelet-companding dari 1 level menjadi 2 level memberikan kenaikan nilai PAPR pada sinyal terkirim sebesar kurang lebih 1 dB sehingga sistem hybrid setelah penambahan level dekomposisi, secara keseluruhan masih memiliki nilai PAPR sinyal terkirim yang tereduksi sebesar kurang lebih 2 dB bila dibandingkan dengan sistem Konvensional OFDM.

Dari Tabel 4.5 dan Gambar 4.6 juga dapat diketahui bahwa sistem OFDM dengan teknik hybrid DCT-Wavelet 1 level-companding memiliki nilai PAPR yang kurang lebih sama dengan sistem DCT-OFDM. Sedangkan sistem OFDM dengan teknik hybrid DCT-Wavelet 2 level-companding memiliki nilai PAPR yang lebih besar kurang lebih 1 dB dibandingkan dengan sistem DCT-OFDM.

4.3. Analisa Hasil Simulasi Sistem OFDM dengan Teknik Wavelet Transform-Companding

Pada Analisa subbab 4.3 akan dilakukan analisa perbandingan antara sistem OFDM dengan teknik Wavelet transform-Companding dengan sistem Konvensional OFDM di kanal AWGN dan frequency selective rayleigh fading 5 path. Sistem OFDM dengan teknik Wavelet transform-Companding yang disimulasikan adalah menggunakan Wavelet Transform 1 (satu) s.d. 2 (dua) level dekomposisi.

4.3.1. Asumsi dan Parameter Simulasi

Pada simulasi digunakan beberapa parameter dan asumsi yaitu :

1. Simulasi yang digunakan adalah simulasi *baseband*
2. Simulasi menggunakan kanal AWGN dan *frequency selective fading* dengan komponen multipath sebanyak 5 path
3. Simulasi menggunakan kanal fading berdistribusi rayleigh

4. Perangkat penerima mengetahui dengan akurat mengenai kondisi kanal.
5. Proses ekualisasi di receiver menggunakan MMSE (Minimum *Mean Square Error*) Equalizer.
6. Jenis Wavelet yang digunakan adalah *haar wavelet*
7. Teknik companding yang digunakan adalah dengan μ -law companding
8. Teknik modulasi yang digunakan adalah *Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)*.
9. Input data biner yang dibangkitkan sebanyak 520.000 data, dimana untuk mendapatkan nilai BER 10^{-4} maka jumlah data minimal yang harus dibangkitkan adalah $10/10^{-4}$ yaitu sebanyak 100.000 bit dan data tersebut merupakan data acak.
10. Laju bit input diasumsikan 520.000 bps
11. Pemberian cyclic prefix sebesar 25 % dari durasi symbol OFDM ,dapat menghilangkan efek *intersubcarrier interference* dan *intersymbol interference* akibat kanal frekuensi selektif fading
12. Jumlah subkanal yang digunakan sebanyak 52 subkanal
13. Proses komputasi multicarrier modulation menggunakan teknik IFFT 64 titik.

4.3.2. Analisa BER dan PAPR

Pada simulasi sistem OFDM menggunakan teknik Wavelet-Companding dengan wavelet transform 1 (satu) s.d. 2 (dua) level dekomposisi dengan jumlah bit yang dibangkitkan sebanyak 520.000 bit, dan simulasi sistem Konvensional OFDM di kanal AWGN dan frequency selective rayleigh fading dengan sepuluh kali iterasi didapatkan data yang ditampilkan pada Tabel 4.6 beserta grafik BER terhadap E_b/N_0 yang diilustrasikan oleh Gambar 4.7.

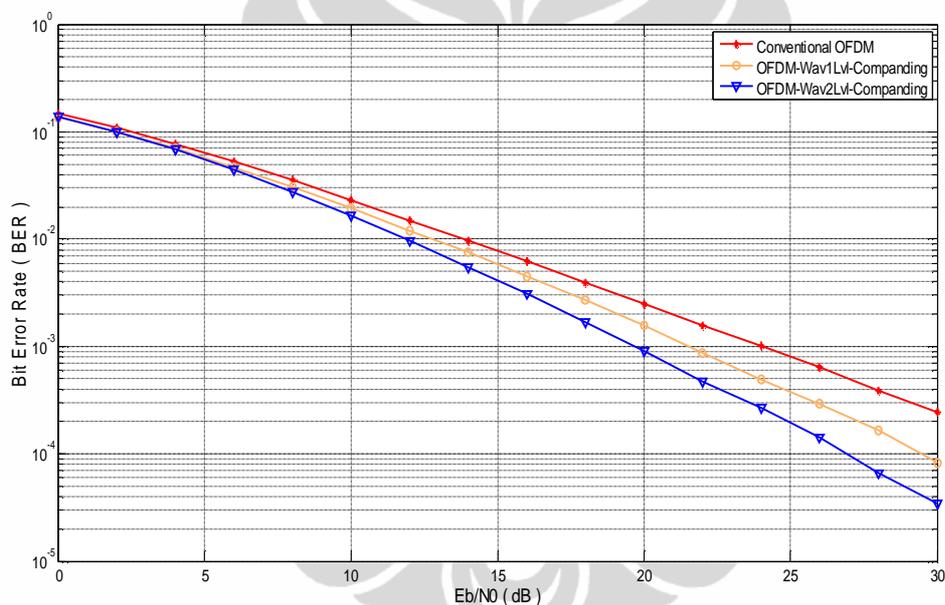
Terlihat pada Tabel 4.6 dan Gambar 4.7 bahwa sistem OFDM dengan Wavelet transform-Companding menunjukkan kinerja BER yang lebih baik dibandingkan dengan sistem Konvensional OFDM. Pada $BER=10^{-4}$, sistem OFDM dengan teknik Wavelet 1 level dekomposisi-Companding memberikan performance gain sebesar kurang lebih 4 dB terhadap sistem Konvensional OFDM, sedangkan sistem OFDM dengan teknik Wavelet 2 level dekomposisi-Companding memberikan performance gain sebesar kurang lebih 6 dB terhadap

sistem Konvensional OFDM. Pada $BER=10^{-3}$, sistem OFDM dengan teknik Wavelet 1 level dekomposisi-Companding memberikan performance gain sebesar kurang lebih 2 dB terhadap sistem Konvensional OFDM, sedangkan sistem OFDM dengan teknik Wavelet 2 level dekomposisi-Companding memberikan performance gain sebesar kurang lebih 4 dB terhadap sistem Konvensional OFDM.

Tabel 4.6. Kinerja BER Sistem OFDM dengan Wavelet1Lvl-Compand, Sistem OFDM dengan Wavelet2Lvl-Compand dan Sistem Konvensional OFDM

Eb/N0 (dB)	BER		
	OFDM-Wav1Lvl-Compand	OFDM-Wav2Lvl-Compand	Konvensional OFDM
0	1.3586E-01	1.3892E-01	1.4684E-01
2	9.9082E-02	1.0001E-01	1.0900E-01
4	6.9848E-02	6.8541E-02	7.6870E-02
6	4.6428E-02	4.4364E-02	5.2992E-02
8	3.0745E-02	2.7757E-02	3.5419E-02
10	1.9552E-02	1.6770E-02	2.3280E-02
12	1.1981E-02	9.5896E-03	1.4978E-02
14	7.5227E-03	5.4467E-03	9.6271E-03
16	4.4933E-03	3.0779E-03	6.1910E-03
18	2.7200E-03	1.6900E-03	3.9517E-03
20	1.5800E-03	9.0900E-04	2.4798E-03
22	8.6800E-04	4.7300E-04	1.5885E-03
24	4.9800E-04	2.6700E-04	1.0133E-03
26	2.9200E-04	1.4200E-04	6.4500E-04
28	1.6500E-04	6.6500E-05	3.9250E-04
30	8.2100E-05	3.4600E-05	2.4808E-04

Dari Tabel 4.6 dan Gambar 4.7 dapat diketahui bahwa sistem OFDM dengan Wavelet transform 2 Level dekomposisi-Companding menunjukkan kinerja BER yang lebih baik dibandingkan sistem OFDM dengan Wavelet transform 1 Level dekomposisi-Companding. Pada BER = 10^{-4} dan BER = 10^{-3} , sistem OFDM dengan Wavelet transform 2 Level dekomposisi-Companding memberikan performance gain sebesar kurang lebih 2 dB terhadap sistem OFDM dengan teknik Wavelet 1 level dekomposisi-Companding. Sehingga untuk sistem OFDM, peningkatan level dekomposisi transformasi wavelet dari 1 level dekomposisi menjadi 2 level dekomposisi memberikan performance gain sebesar kurang lebih 2 dB.

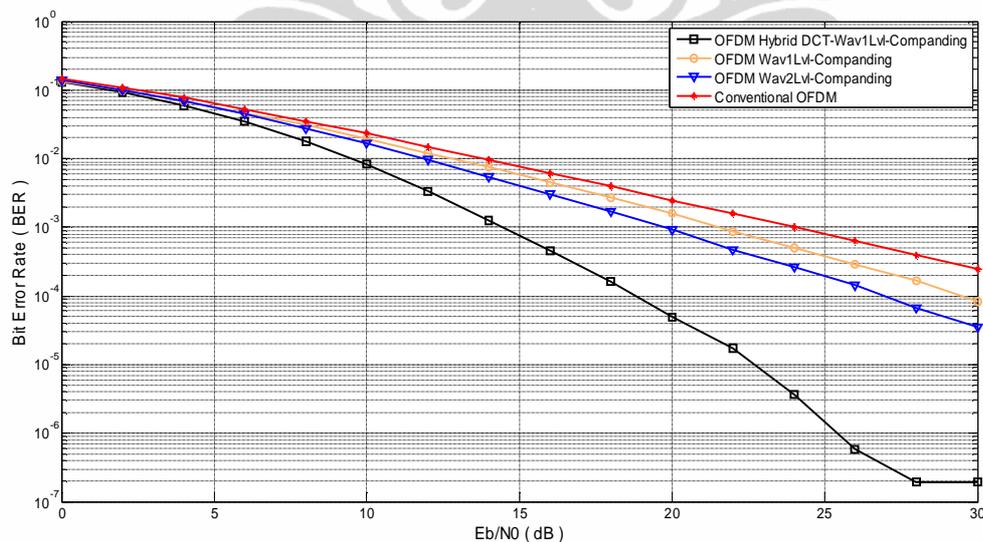


Gambar 4.7. Grafik perbandingan kinerja BER terhadap E_b/N_0 pada sistem OFDM Wavelet-Companding, dan sistem Konvensional OFDM di kanal AWGN -frequency selective rayleigh fading dengan $E_b/N_0 = 0$ dB s.d. 30 dB ; jumlah bit=520.000 bit

Bila sistem OFDM menggunakan wavelet transform-companding 1(satu) s.d 2 (dua) level dekomposisi dibandingkan dengan sistem OFDM dengan teknik Hybrid 1(satu) level dekomposisi, maka dengan mengacu pada data BER di Tabel 4.3 dan Tabel 4.6 akan didapatkan data gabungan Tabel 4.7 dan Grafik perbandingan BER yang direpresentasikan oleh Gambar 4.8.

Tabel 4.7. Kinerja BER Sistem OFDM dengan Hybrid DCT-Wav1Lvl-Compand, OFDM, Sistem OFDM dengan Wavelet1Lvl-Compand, Sistem OFDM dengan Wavelet2Lvl-Compand dan Sistem Konvensional

Eb/N0 (dB)	BER			
	Hybrid DCT-Wav 1Lvl-Compand	OFDM-Wav1Lvl-Compand	OFDM-Wav2Lvl-Compand	Konvensional OFDM
0	1.32E-01	1.36E-01	1.39E-01	1.47E-01
2	9.29E-02	9.91E-02	1.00E-01	1.09E-01
4	5.96E-02	6.98E-02	6.85E-02	7.69E-02
6	3.47E-02	4.64E-02	4.44E-02	5.30E-02
8	1.77E-02	3.07E-02	2.78E-02	3.54E-02
10	8.31E-03	1.96E-02	1.68E-02	2.33E-02
12	3.36E-03	1.20E-02	9.59E-03	1.50E-02
14	1.27E-03	7.52E-03	5.45E-03	9.63E-03
16	4.62E-04	4.49E-03	3.08E-03	6.19E-03
18	1.61E-04	2.72E-03	1.69E-03	3.95E-03
20	4.87E-05	1.58E-03	9.09E-04	2.48E-03
22	1.75E-05	8.68E-04	4.73E-04	1.59E-03
24	3.65E-06	4.98E-04	2.67E-04	1.01E-03
26	5.77E-07	2.92E-04	1.42E-04	6.45E-04
28	1.92E-07	1.65E-04	6.65E-05	3.93E-04
30	1.92E-07	8.21E-05	3.46E-05	2.48E-04



Gambar 4.8. Grafik perbandingan kinerja BER terhadap Eb/N0 pada : Sistem OFDM Hybrid DCT-Wavelet1Lvl-Companding, Sistem OFDM Wavelet 1 s.d 2 Lvl-Companding, dan sistem Konvensional OFDM di kanal AWGN -frequency selective rayleigh fading dengan Eb/N0 = 0 dB s.d. 30 dB ; jumlah bit=520.000 bit

Dari Tabel 4.7 dan Grafik BER 4.8 dapat diketahui bahwa pada $BER=10^{-4}$, system OFDM dengan Hybrid DCT-Wavelet1Lvl-Companding memiliki performance gain sebesar kurang lebih 10 dB terhadap sistem OFDM dengan Wavelet1Lvl-Companding, dan memiliki performance gain sebesar kurang lebih 8 dB terhadap sistem OFDM dengan Wavelet2Lvl-Companding.

Sedangkan pada $BER=10^{-3}$, sistem OFDM dengan Hybrid DCT-Wavelet1Lvl-Companding memiliki performance gain sebesar kurang lebih 8 dB terhadap sistem OFDM dengan Wavelet1Lvl-Companding dan memiliki performance gain sebesar kurang lebih 6 dB terhadap sistem OFDM dengan Wavelet2Lvl-Companding.

Jelas bahwa sistem OFDM dengan Hybrid DCT-Wavelet-Companding memiliki performansi BER yang lebih baik dibandingkan sistem OFDM dengan Wavelet-Companding.

Berikutnya akan dilakukan analisis PAPR terhadap sistem OFDM dengan Wavelet transform-companding. Dari hasil simulasi sistem OFDM dengan Wavelet transform dan companding μ law transform, dan sistem Konvensional OFDM didapatkan hasil nilai PAPR maksimum sinyal terkirim seperti ditunjukkan pada Tabel 4.8. Dari hasil simulasi juga didapatkan grafik CCDF PAPR seperti digambarkan pada Gambar 4.9.

Bila N Point IFFT diperbesar menjadi 128, maka hasil simulasi akan menghasilkan data PAPR maksimum sinyal terkirim seperti ditunjukkan oleh Tabel 4.9 dan juga Grafik CCDF PAPR seperti digambarkan pada Gambar 4.10.

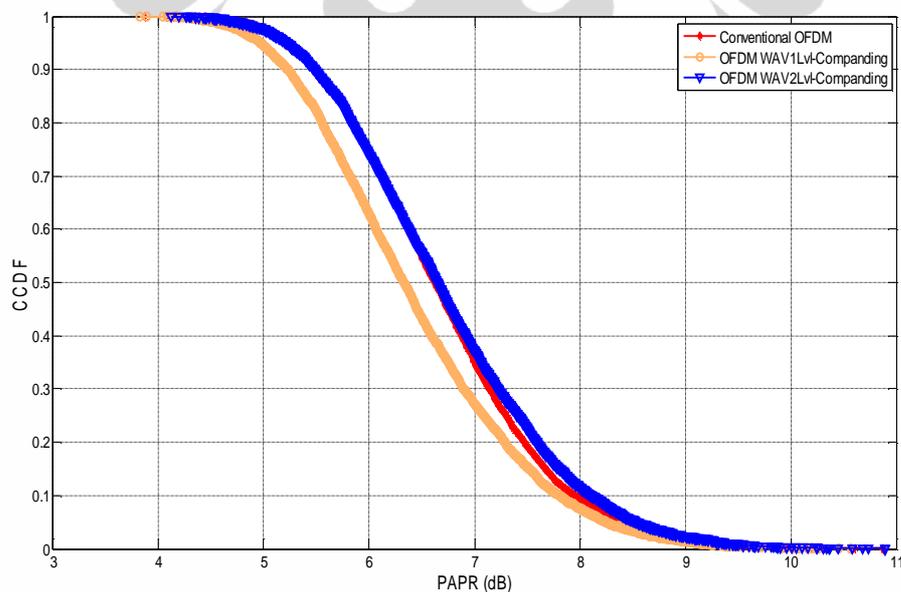
Dari Tabel 4.8, Tabel 4.9, Gambar 4.9 dan Gambar 4.10 dapat diketahui bahwa sistem OFDM dengan teknik Wavelet 1 level-Companding memiliki nilai PAPR pada sinyal terkirim yang tereduksi sebesar kurang lebih 0.5 dB terhadap sistem Konvensional OFDM. Sedangkan sistem OFDM dengan teknik hybrid DCT-Wavelet 2 level-Companding memiliki nilai PAPR pada sinyal terkirim yang kurang lebih sama dengan sistem Konvensional OFDM.

Tabel 4.8. Kinerja PAPR Maksimum Sinyal Terkirim Sistem OFDM dengan Wavelet1Lvl-Compand, Sistem OFDM dengan Wavelet2Lvl-Compand dan Sistem Konvensional OFDM; Niff=64

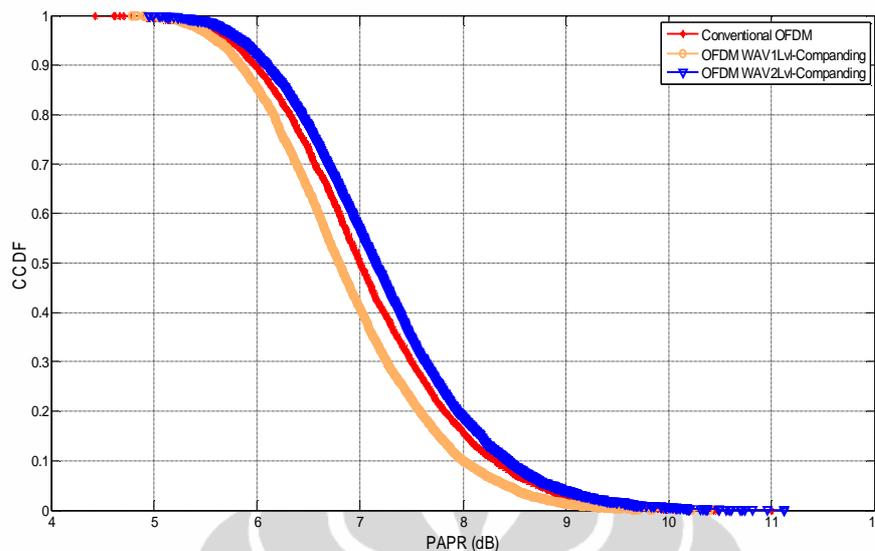
	PAPR (dB)		
	OFDM-Wav1Lvl-Compand	OFDM-Wav2Lvl-Compand	Konvensional OFDM
Max	10.46436752	10.88960023	10.8665694

Tabel 4.9. Kinerja PAPR Maksimum Sinyal Terkirim Sistem OFDM dengan Wavelet1Lvl-Compand, Sistem OFDM dengan Wavelet2Lvl-Compand dan Sistem Konvensional OFDM; Niff=128

	PAPR (dB)		
	OFDM-Wav1Lvl-Compand	OFDM-Wav2Lvl-Compand	Konvensional OFDM
Max	10.390264627	11.120392463	10.999099312



Gambar 4.9. Grafik Perbandingan CCDF PAPR pada sistem OFDM Wavelet-Compand dan sistem Konvensional OFDM ;N Point IFFT=64

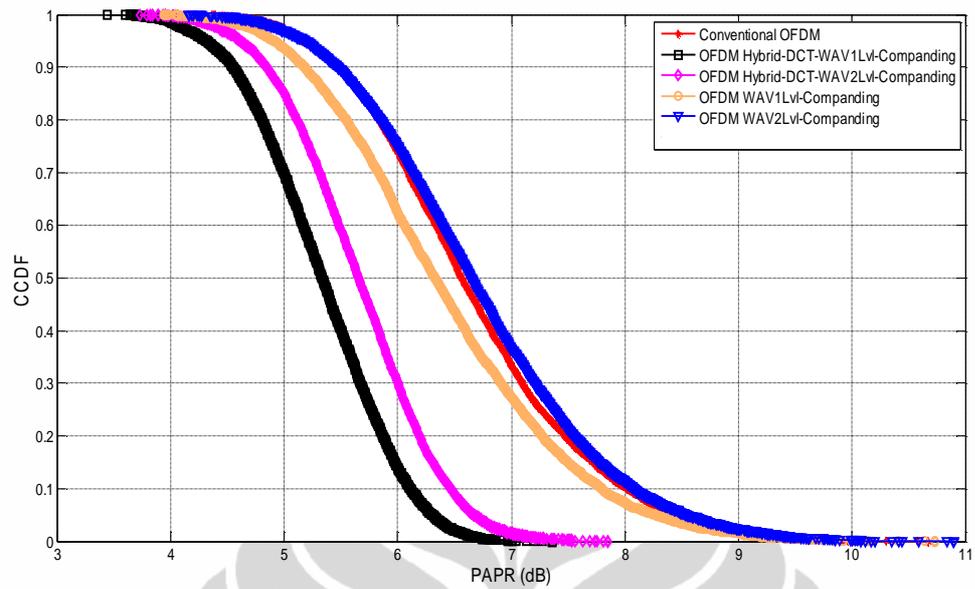


Gambar 4.10. Grafik Perbandingan CCDF PAPR pada sistem OFDM Wavelet-Compand dan sistem Konvensional OFDM ;N Point IFFT=128

Dari Tabel 4.8 ,Tabel 4.9, Gambar 4.9 dan Gambar 4.10 juga dapat diketahui bahwa penambahan level dekomposisi pada sistem OFDM dengan Wavelet transform-companding dari 1 level menjadi 2 level memberikan kenaikan nilai PAPR pada sinyal terkirim sebesar kurang lebih 0.5 dB sehingga secara keseluruhan penambahan level dekomposisi wavelet transform menjadi 2 level menyebabkan tidak terjadi penurunan nilai PAPR pada sistem Konvensional OFDM atau bisa kita sebutkan bahwa penambahan level dekomposisi wavelet transform menjadi 2 level *cancel* penurunan PAPR oleh companding dari sistem OFDM dengan wavelet transform 1 level-companding.

Bila Grafik CCDF PAPR sistem OFDM dengan wavelet transform-companding 1(satu) s.d. 2(dua) level dekomposisi pada Gambar 4.9, dibandingkan dengan Grafik CCDF PAPR sistem OFDM dengan teknik Hybrid DCT-Wavelet-Companding 1(satu) s.d. 2(dua) level dekomposisi pada Gambar 4.6, maka akan didapatkan Grafik perbandingan CCDF PAPR seperti direpresentasikan oleh Gambar 4.11.

Terlihat dari Gambar 4.11 tersebut bahwa sistem OFDM dengan teknik Hybrid DCT-Wavelet transform-Companding memiliki nilai PAPR yang lebih rendah dibandingkan sistem OFDM dengan wavelet transform-companding.



Gambar 4.11. Grafik Perbandingan CCDF PAPR pada : sistem OFDM Hybrid DCT-Wavelet-Compand, sistem OFDM Wavelet-Compand dan sistem Konvensional OFDM ; N Point IFFT=64

BAB V

KESIMPULAN

Dari hasil simulasi dan analisa pada penelitian dalam thesis ini, dapat diambil kesimpulan bahwa :

1. Telah dibuktikan bahwa pada $BER=10^{-4}$, penerapan teknik Wavelet transform 1 level-companding μ -law transform dapat memberikan *performance gain* sebesar kurang lebih 4 dB terhadap sistem Konvensional OFDM dan nilai PAPR sinyal terkirim yang tereduksi sebesar kurang lebih 0.5 dB. Sedangkan bila menggunakan teknik Hybrid, pada $BER=10^{-4}$, sistem OFDM dengan teknik Hybrid DCT-Wavelet 1 level-Companding memberikan *performance gain* sebesar kurang lebih 14 dB terhadap sistem Konvensional OFDM dan nilai PAPR sinyal terkirim tereduksi sebesar kurang lebih 3 dB. Sehingga dalam hal ini didapatkan bahwa dengan menggunakan teknik Hybrid DCT-Wavelet transform-Companding μ -law transform, maka performansi BER sistem Konvensional OFDM dapat semakin ditingkatkan (*performance gain* yang semakin tinggi dan BER semakin rendah) dan nilai PAPR sinyal terkirim juga dapat semakin tereduksi.
2. Penambahan level dekomposisi pada sistem OFDM dengan teknik Hybrid DCT-Wavelet transform-Companding μ -law transform dari 1 level menjadi 2 level memberikan kenaikan nilai PAPR pada sinyal terkirim sebesar kurang lebih 1 dB, namun secara keseluruhan, sistem OFDM dengan teknik Hybrid tersebut masih memiliki nilai PAPR sinyal terkirim yang tereduksi sebesar kurang lebih 2 dB bila dibandingkan dengan sistem Konvensional OFDM.
3. Dari hasil simulasi dan analisa juga didapatkan bahwa Sistem OFDM dengan teknik Hybrid DCT-Wavelet transform-Companding μ -law transform menggunakan **1(satu) level** dekomposisi adalah pilihan terbaik (*best option*), karena bila dibandingkan dengan sistem OFDM dengan

Hybrid menggunakan 2(dua) level dekomposisi, maka Sistem OFDM dengan Hybrid 1 (satu) level dekomposisi memiliki kelebihan :

- *Lower complexity*
- *Lower PAPR value*
- *Good BER performance*



DAFTAR ACUAN

- [1] Filbert Hilman Juwono. *Reduksi PAPR menggunakan Huffman Coding yang dikombinasikan dengan Clipping dan Filtering untuk Transmitter OFDM*. Teknik Elektro Universitas Indonesia, 2009.
- [2] Hyung G Myung. *Technical Overview of 3GPP LTE* (Power Point Presentation), Mei 2008.
- [3] Sigit Puspito W,J. *Mengenal Teknologi Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) pada Komunikasi Wireless*. Elektro Indonesia, Nomor 24, Tahun V, Januari 1999.
- [4]<http://www.itelkom.ac.id/library/index.php?view=article&catid=11%3Asistem-komunikasi&id=348%3Aofdm>, akses terakhir tanggal 5 oktober 2010.
- [5] R.van Nee and Ramjee Prasad. *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Boston. MA: Artech House, 2000.
- [6]<http://www.itelkom.ac.id/library/index.php?view=article&catid=11%3Asistem-komunikasi&id=302%3Apeak-to-average-power-ratio-papr>, akses terakhir tanggal 5 oktober 2010.
- [7] Yuan Jiang. *New Companding Transform for PAPR Reduction in OFDM*. IEEE Communication Letters, vol. 14, no. 4, April 2010.
- [8] Han, S, H and Lee, J, H. *An Overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission*. IEEE Wireless Communication, vol. 12, pp. 56-65, Apr. 2005.
- [9] Wang, X, Tjhung, T, T and Ng, C, S. *Reduction of peak-to-average power ratio of OFDM system using a companding technique*. IEEE Trans. Broadcast., vol. 45, no. 3, pp. 303-307, Sept. 1999.
- [10] Jiang, T and Zhu, G. *Nonlinear companding transform for reducing peak-to-average power ratio of ofdm signals*. IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 50, pp. 342-346, Sept. 2004.
- [11] Jiang, T Yang, Y and Song, Y. *Exponential companding technique for PAPR reduction in OFDM systems*. IEEE Trans. Broadcasting, vol. 51, no. 2, pp. 244-248, June 2005.

- [12] Lowe, D and Huang, X. *Optimal adaptive hyperbolic companding for OFDM*. in Proc. IEEE Second Intl Conf. Wireless Broadband and Ultra Wideband Commun., pp. 24-29, Aug. 2004.
- [13] Al-kamali,F,S, Dessouky, M,I, Sallam, B,M, Shawki,F and Abd El-Samie,F,E. “*Transceiver scheme for single carrier frequency division multiple access implementing the wavelet transform and peak to average power ratio reduction methods*. IET Communication, vol.4, Issue 1,pp.69-79, 2010.
- [14] Sun Shanlin, Hou Chunping Yan Lei Fu Jinlin. *A Novel Method Based DCT to Reduce PAPR of OFDM Systems*. IEEE Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2008.
- [15] http://en.wikipedia.org/wiki/Discrete_cosine_transform, akses terakhir tanggal 5 oktober 2010.
- [16] Suhartati Agoes. *Simulasi Reduksi Derau menggunakan Transformasi Wavelet*. Program Studi Teknik Elektro Universitas Indonesia, Juli 2008.
- [17] Theodore S. Rappaport. *Wireless Communication Principles & Practice*. New Jersey, 1996, hal 173.
- [18] I.G Puja Astawa. *Studi tentang Teknik Penerapan dan Kinerja MIMO OFDM*. Program Pasca Sarjana ITS, Surabaya, 2005.
- [19] J.Wang, Xianwei Zhou,Y.Xu,Wen Wang. *Performance Improvement of OFDM-ROF System with Clipping and Filtering Technique*. IEEE Trans. on Consumer Electronics, Vol. 54, No. 2, Mei 2008.
- [20]http://www.dsplog.com/content/uploads/2008/08/script_ber_bpsk_ofdm_rayleigh_channel.m , author : Krishna Sankar Madhavan Pillai, akses terakhir tanggal 25 oktober 2010.
- [21] Patrick J.Van Fleet, *Discrete Haar Wavelet Transforms* (PDF of Power Point Presentations). Wavelet Workshop. Center for Applied Mathematics University of St. Thomas. USA. June 2006
- [22] Tejo Kusumaraga. *Sistem Nirkabel Dengan Transmit Diversity Menggunakan Metode Alamouti*. Teknik Elektro FTI. Institut Teknologi Sepuluh Nopember (ITS). Surabaya. 2005



Sistem Transmisi Baseband

Pemodelan simulasi dapat dilakukan dengan model simulasi *passband* dan model simulasi *baseband*. Model simulasi *passband* menggunakan frekuensi tinggi, sehingga membutuhkan komputasi yang kompleks. Sedangkan model simulasi *baseband* lebih mudah dan sederhana karena yang dianalisis hanya sinyal dalam bentuk *complex-envelope*-nya saja. Model simulasi *baseband* disebut juga metode *low-pass equivalent* karena hanya mengambil bentuk *low pass equivalent* dari sinyal. Untuk pemodelan simulasi sistem pada thesis dilakukan dengan model simulasi *baseband*.

Model *baseband* mengambil bentuk *low-pass equivalent* dari sinyal sehingga frekuensi *carrier* yang biasanya merupakan frekuensi tinggi dapat diabaikan. Secara umum, bentuk sinyal termodulasi *passband* $S(t)$ adalah sebagai berikut :

$$S(t) = x(t) \cos(2\pi f_c t) - y(t) \sin(2\pi f_c t) \quad \dots (3.25)$$

Karena pembangkitan gelombang sinus dan cosinus membutuhkan komputasi yang besar, maka digunakan model *complex envelope* sebagai berikut :

$$y(t) = \{ \text{Re}[x_I(t) + j x_Q(t)] e^{j2\pi f t} \} = \text{Re} \{ Y(t) e^{j2\pi f t} \} \quad \dots (3.26)$$

dengan

$$Y(t) = \{ x_I(t) + j x_Q(t) \} \quad \dots (3.27)$$

yang disebut gelombang *baseband* kompleks. Pada simulasi *baseband* hanya diambil gelombang kompleks *baseband* $Y(t)$ –nya saja yaitu sinyal *Inphase* (I) dan *Quadrature* (Q).

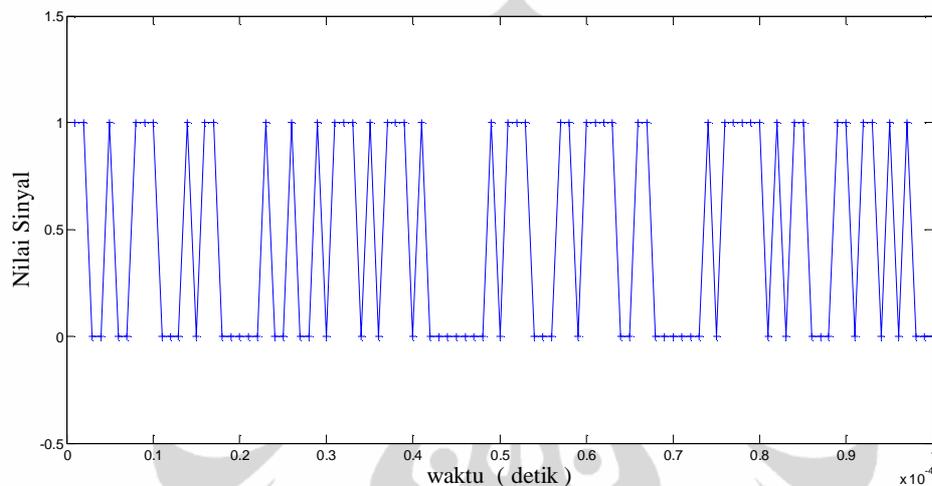


LAMPIRAN 2

Lampiran 2 : Pembangkitan Bit Informasi

Pembangkitan Bit Informasi

Dalam simulasi sistem ,bit informasi dibangkitkan secara acak atau random dengan menggunakan fungsi *randint* dari Matlab. Jumlah bit yang dibangkitkan adalah sebanyak 520.000 bit.



Gambar 3.6. Sinyal Informasi (100 sampel, 100 bit)

Bit informasi yang dibangkitkan membentuk sinyal RZ (*Return to Zero*) dimana bit yang ditampilkan berupa 0 dan 1 dengan kecepatan bit R_b (*bit rate*) dan periode T_b (*Time bit*), dimana $T_b = 1/R_b$. Sehingga bila misalkan ada 1.000.000 bit informasi dikirimkan dalam 1 detik, maka T_b adalah 0.000001 detik. Bentuk keluaran sinyal informasi dengan laju bit 1.000.000 bps seperti digambarkan pada gambar 3.6 adalah disampel 100 sampel dengan 1 sampel per bit sehingga range sinyal dalam domain waktu adalah $100 \times T_b$ yaitu 0.0001 detik.



Pembangkitan kanal

Pada keempat konfigurasi sistem yang disimulasikan, digunakan kanal Rayleigh *fading* yang tidak berkorelasi. Kanal tersebut dinyatakan dengan matriks \mathbf{h} yang berupa distribusi normal dengan mean 0 dan varians 1. Matriks \mathbf{h} adalah respon kanal *Rayleigh fading* dalam domain waktu dan bersifat *complex multiplicative distortion*. Matriks \mathbf{h} adalah berukuran $M \times N$ dengan masukan acak.

Setiap masukan dari matriks \mathbf{h} adalah :

$$h = \text{Normal}\left(\mathbf{0}, \mathbf{1}, \frac{1}{\sqrt{2}}\right) + \sqrt{-1} \cdot \text{Normal}\left(\mathbf{0}, \mathbf{1}, \frac{1}{\sqrt{2}}\right) \dots (3.28)$$

Menurut referensi [20] dan [22], Persamaan (3.28) tersebut berarti bahwa h adalah respon kanal rayleigh fading berdistribusi Normal dengan rata-rata 0, varians 1 dan daya kanal (*channel power*) ternormalisasi dengan faktor $\frac{1}{\sqrt{2}}$

Untuk kanal *frequency selective rayleigh fading* pada thesis, dibangkitkan dengan script berikut [20] :

```
ht = 1/sqrt(2)*1/sqrt(nTap)*(randn(nSym2,nTap)+1i*randn(nSym2,nTap));
```

dimana :

- ht : respon kanal dalam domain waktu
- nTap : jumlah komponen multipath pada kanal (nTap=5)
- nSym2 : jumlah simbol tiap subcarrier



Noise AWGN (Additive White Gaussian Noise)

AWGN merupakan *thermal noise* yang terdistribusi normal dengan nilai rata-rata nol, serta bersifat menambahkan pada sinyal. Pada pemodelan ini, *noise* AWGN dibangkitkan secara acak dengan menggunakan fungsi *randn* sehingga menghasilkan noise berdistribusi Gaussian dengan varians 1 dan rata-rata adalah nol. *Noise* AWGN bersifat menambahkan amplitudo sinyal melalui persamaan berikut :

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad \dots (3.29)$$

dengan :

$r(t)$: sinyal yang diterima setelah terkena *noise* AWGN

$s(t)$: sinyal yang diterima sebelum terkena *noise* AWGN

$n(t)$: *noise* AWGN



LAMPIRAN 5

Perhitungan BER

BER dihitung dengan metode *Monte Carlo* yaitu dengan membandingkan antara deretan bit pada pengirim dengan deretan bit yang dideteksi pada sisi penerima, kemudian jumlah bit yang salah dibagi dengan jumlah bit yang dibangkitkan. Metode simulasi *Monte Carlo* merupakan metode simulasi estimasi BER yang relatif sederhana, tetapi memerlukan waktu running yang relatif lama.

Pada simulasi Matlab dalam thesis ini, perhitungan BER dapat dilakukan dengan menggunakan fungsi *biterr*. Untuk mendapatkan hasil yang mendekati kebenaran maka dilakukan 10 (sepuluh) kali iterasi sehingga diperoleh harga rata-rata kesalahan yang lebih akurat.