



UNIVERSITAS INDONESIA

**ESTIMASI KANAL MENGGUNAKAN LEAST SQUARE
ESTIMATION (LSE) SISTEM ORTHOGONAL FREQUENCY
DIVISION MULTIPLEXING (OFDM)**

SKRIPSI

**INDRA WIJAYA GUMILANG
0706267774**

**FAKULTAS TEKNIK
PROGRAM STUDI TEKNIK ELEKTRO
DEPOK
JUNI 2011**



UNIVERSITAS INDONESIA

**ESTIMASI KANAL MENGGUNAKAN LEAST SQUARE
ESTIMATION (LSE) SISTEM ORTHOGONAL FREQUENCY
DIVISION MULTIPLEXING (OFDM)**

SKRIPSI

Diajukan sebagai salah satu syarat untuk memperoleh gelar Sarjana Teknik

**INDRA WIJAYA GUMILANG
0706267774**

**FAKULTAS TEKNIK
PROGRAM STUDI TEKNIK ELEKTRO
DEPOK
JUNI 2011**

HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS

**Skripsi ini adalah hasil karya saya sendiri,
Dan semua sumber baik yang dikutip maupun dirujuk
telah saya nyatakan dengan benar**

Nama : Indra Wijaya Gumilang

NPM : 0706267774

Tanda Tangan : 

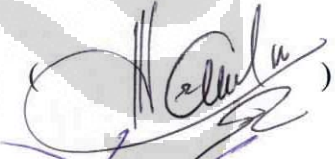

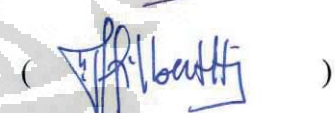
Tanggal : 28 Juni 2011

HALAMAN PENGESAHAN

Skripsi ini diajukan oleh :
Nama : Indra Wijaya Gumilang
NPM : 0706267774
Program Studi : Teknik Elektro
Judul Skripsi : Estimasi Kanal Menggunakan *Least Square Estimation* (LSE) Sistem Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

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

DEWAN PENGUJI

Pembimbing : Ir. Muhammad Asvial M. Eng. PhD. ()
Penguji 1 : Prof. Dr. Ir. Dadang Gunawan, M.Eng ()
Penguji 2 : Filbert Hilman Juwono, S.T, M.T. ()

Ditetapkan di : Depok

Tanggal : 23 Juni 2011

KATA PENGANTAR

Puji dan syukur saya panjatkan kepada Allah Yang Maha Esa, karena atas segala nikmat, rahmat, dan karunia serta keajaibannya-Nya sehingga penulis dapat menyelesaikan pembuatan skripsi ini. Skripsi ini diajukan sebagai salah satu syarat untuk mendapatkan gelar Sarjana, Teknik Elektro Fakultas Teknik Universitas Indonesia.

Penulis menyadari bahwa tanpa bantuan dan bimbingan dari berbagai pihak, mulai dari masa perkuliahan hingga proses penulisan skripsi ini, sangatlah sulit bagi penulis untuk dapat menyelesaikan skripsi ini. Untuk itu, penulis ingin mengucapkan terima kasih kepada berbagai pihak yang telah membantu serta mendukung pembuatan skripsi ini, terima kasih penulis ucapkan kepada:

1. Ir. Muhammad Asvial M.Eng, PhD., selaku dosen pembimbing yang telah banyak memberikan bimbingan, nasehat dan arahan kepada penulis;
2. Prof. Dr. Ir. Dadang Gunawan, M.Eng dan Filbert Hilman Juwono, S.T, M.T. selaku penguji dalam sidang skripsi, kritikan dan saran yang diberikan sangat berarti bagi penulisan skripsi ini;
3. Ayahanda dan Ibunda tercinta serta kakak dan adik-adik yang penulis banggakan yang telah banyak memberikan dukungan dan pengorbanan baik secara moril maupun materil sehingga penulis dapat menyelesaikan studi dengan baik;
4. Wayan Wicak Ananduta yang telah banyak bantuan yang cukup berarti serta teman-teman satu bimbingan Rizki Agung Tri Atmaja dan Rhyando Anggoro;
5. Keluarga besar Teknik Elektro UI angkatan 2007 khususnya teman-teman peminatan telekomunikasi, terimakasih atas semangat yang tidak akan pernah terganti;
6. Kolega UKM Radio Telekomunikasi Cipta Universitas Indonesia sebagai keluarga kedua tempat berbagi keluh dan bahagia;

7. Teman-teman dari SMA Negeri 4 Tangerang, SMP Negeri 1 Tangerang, dan SD Negeri Periuk 2 yang telah mengajarkan bahwa kenangan adalah sesuatu hal yang sangat berharga;
8. Serta berbagai pihak yang pastinya tidak dapat disebut satu persatu.

Dalam penulisan skripsi ini, penulis menyadari masih banyaknya kekurangan yang menjadikan skripsi ini jauh dari kesempurnaan. Oleh karena itu, saran dan kritik yang membangun sangat diperlukan. Akhir kata, penulis berharap Allah Yang Maha Esa berkenan membalas segala kebaikan semua pihak yang telah membantu. Semoga skripsi ini mampu membawa manfaat bagi pengembangan ilmu dunia telekomunikasi. Terima kasih.

Depok, Juni 2011

Penulis

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

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

Nama : Indra W Gumilang
NPM : 0706267774
Program Studi : Teknik Elektro
Departemen : Teknik Elektro
Fakultas : Teknik
Jenis Karya : Skripsi

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 :

**Estimasi Kanal Menggunakan Least Square Estimation (LSE) Sistem
Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)**

Dengan Hak Bebas Royalti Noneksklusif ini Universitas Indonesia berhak menyimpan, mengalihmedia/formatkan, mengelola dalam bentuk pangkalan data (database), merawat, dan mempublikasikan tugas akhir saya selama tetap mencatumkan nama saya sebagai penulis/pencipta dan sebagai pemilik hak cipta.

Demikian pernyataan ini saya buat dengan sebenarnya.

Dibuat di : Depok

Pada Tanggal : 28 Juni 2010

Yang menyatakan



(Indra W Gumilang)

ABSTRAK

Nama : Indra Wijaya Gumilang
Program Studi : Teknik Elektro
Judul : Estimasi Kanal Menggunakan *Least Square* (LSE) Sistem *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM)

Orthogonal Frequency Division Multiplexing adalah sistem komunikasi saat ini mulai banyak digunakan secara luas karena tingginya kecepatan transfer data. Kecepatan transfer data OFDM bisa mencapai 100 Mbps. Namun, tingginya kecepatan transmit data sistem OFDM membuatnya rentan terhadap *fading* dan *noise* yang dihasilkan oleh kanal. *Fading* dan *noise* ini dapat mengakibatkan terjadinya eror pada transmisi bit. Oleh karena itu, diperlukan suatu teknik yang dapat mengurangi error yang terjadi. Salah satu teknik yang banyak digunakan adalah estimasi kanal. Estimasi kanal berguna untuk mengurangi perubahan bit yang terjadi saat ditransmisikan. Pada skripsi ini, akan dijelaskan salah satu metode estimasi kanal *least square* dengan menggunakan *pilot symbol*. Estimator ini akan mengestimasi kanal yang mengandung Rayleigh fading dan AWGN terhadap penerima yang diam dan bergerak dengan kecepatan tertentu.

Kata Kunci:

OFDM, estimasi, kanal, *fading*, pilot

ABSTRACT

Name : Indra Wijaya Gumilang
Study Program : Electrical Engineer
Title : Channel Estimation using *Least Square Estimation (LSE)*
Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)
System

Orthogonal Frequency Division Multiplexing communication system is now starting to be widely used because of the high-speed data transfer. OFDM data transfer speeds can reach 100 Mbps. However, the high speed transmits data OFDM system makes it susceptible to fading and noise generated by the channel. Fading and noise can result errors in the transmission of bits. Therefore, we need a technique that can reduce the error that occurred. One technique widely used is the estimated channel. Channel estimation is useful to reduce the error that occur when the bits transmitted. In this thesis, will be explained one of the least square method of channel estimation using pilot symbol. This estimator will estimate the channel containing the Rayleigh fading and AWGN to the fixed and moving receiver at certain speeds.

Key Word:

channel, estimation, OFDM, fading, pilot,

DAFTAR ISI

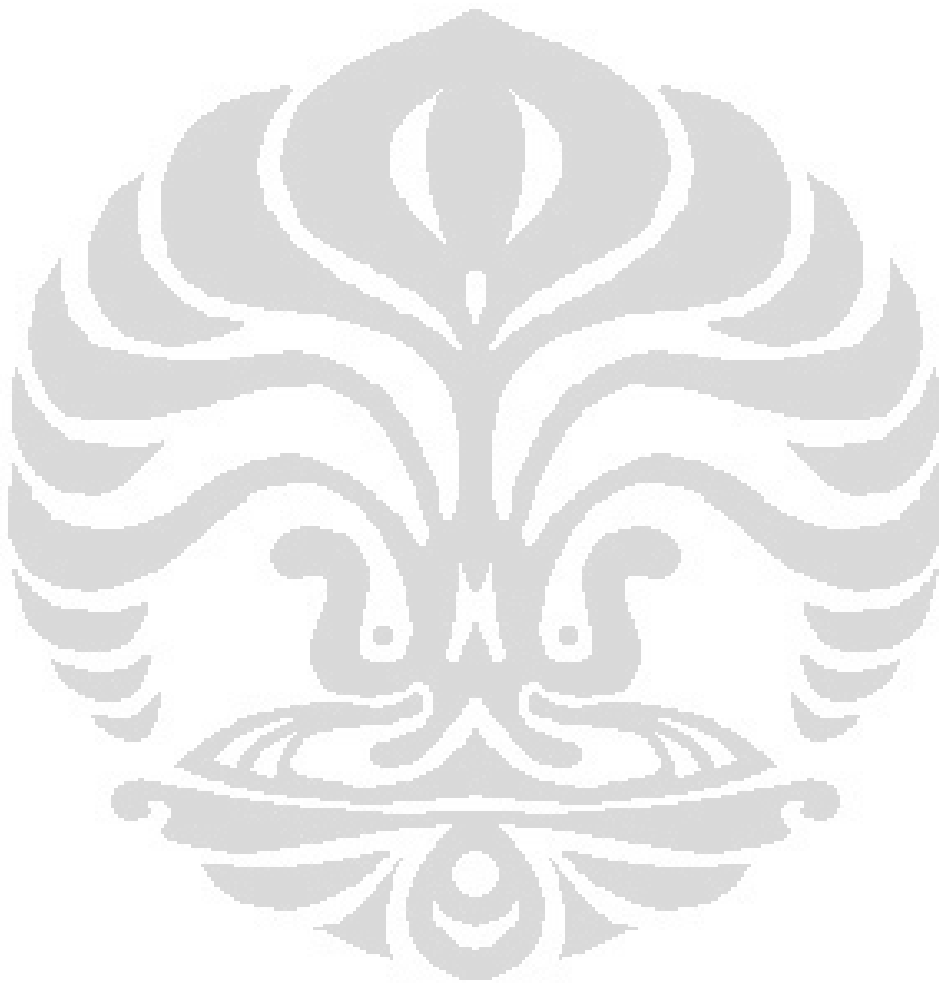
HALAMAN JUDUL	i
HALAMAN PERNYATAAN ORISINALITAS	ii
HALAMAN PENGESAHAN	iii
KATA PENGANTAR	iv
HALAMAN PERNYATAAN PERSETUJUAN PUBLIKASI	vi
ABSTRAK	vii
ABSTRACT	viii
DAFTAR ISI	ix
DAFTAR GAMBAR	xi
1. PENDAHULUAN	1
1.1 Latar Belakang	1
1.2 Tujuan Penulisan	3
1.3 Pembatasan Masalah	3
1.4 Metodologi Penelitian	3
1.5 Sistematika Penulisan	3
2. DASAR TEORI	5
2.1 Sistem OFDM	5
2.1.1 Orthogonalitas	5
2.1.2 OFDM	7
2.1.2.1 Serial to Paralel Conversion	10
2.1.2.2 Mapping	11
2.1.2.3 IFFT	12
2.1.2.4 Penambahan Guard Interval	13
2.1.2.5 RF Modulation and Demodulation	14
2.1.2.6 Guard Interval Removal dan Operasi FFT	14
2.1.2.7 Channel Estimation	Error! Bookmark not defined.
2.1.2.8 Symbol demapping dan decoding	15
2.2 Kanal dan Fading	15
2.2.1 Fading	16
2.2.1.1 Time-Spreading	17
2.2.1.2 Time Variant	19

2.2.2	Rayleigh Fading	20
2.2.3	Noise Channel.....	21
3.	ESTIMASI KANAL	24
3.1	Estimasi Kanal.....	24
3.1.1	Pilot Symbol	25
3.1.1	Estimasi Kanal Least Square	27
3.1.2	Interpolation.....	31
3.2	PARAMETER PERFORMANSI.....	32
3.2.1	BER	32
3.2.2	Throughput.....	34
3.2.3	Kapasitas Kanal.....	34
4.	ANALISIS HASIL SIMULASI	35
4.1	Parameter Simulasi	35
4.2	Hasil Simulasi dan Analisis.....	36
4.2.1	Sinyal Konstelasi.....	36
4.2.2	Parameter Performansi	39
4.2.2.1	BER.....	39
4.2.2.2	Throughput.....	41
4.2.2.3	Kapasitas Kanal	43
5.	KESIMPULAN	45
	DAFTAR REFERENSI	47
	LAMPIRAN	49

DAFTAR GAMBAR

Gambar 2.1 Sinyal vektor dalam dua dimensi	6
Gambar 2.2 Penggunaan bandwidth pada sistem OFDM	7
Gambar 2.3 Penggunaan bandwidth pada OFDM.....	8
Gambar 2.4 Spektrum orthogonal OFDM dengan empat buah subcarrier	9
Gambar 2.5 Subcarrier dalam OFDM.....	9
Gambar 2.6 Struktur Sistem OFDM.....	10
Gambar 2.7 Konversi Serial ke Paralel.....	11
Gambar 2.8 Diagram konstelasi 16-QAM	11
Gambar 2.9 Blok Diagram Modulasi OFDM.....	12
Gambar 2.10 Blok IFFT dan sinyal OFDM pada domain frekuensi	13
Gambar 2.11 Cyclic Prefix.....	14
Gambar 2.12 Large dan Small scale fading	16
Gambar 2.13 Distribusi Rayleigh.....	21
Gambar 2.14 Model kanal AWGN.....	22
Gambar 2.15 Distribusi Gaussian.....	23
Gambar 2.16 Grafik Kepadatan Spekturm Daya White Noise	23
Gambar 3.1 Dua jenis dasar penyusunan simbol pilot (a) Block-type pilot arrangement (b) Comb-type pilot arrangement	25
Gambar 3.2 Bagan Alur Estimasi Kanal.....	28
Gambar 4.1 Sinyal konstelasi BPSK dengan SNR = 10 dB (sebelah kiri) dan SNR = 20 dB (sebelah kanan).	36
Gambar 4.2 Sinyal konstelasi QPSK dengan SNR = 10 dB (sebelah kiri) dan SNR = 20 dB (sebelah kanan).	37
Gambar 4.3 Sinyal konstelasi 16-QAM dengan SNR = 10 dB (sebelah kiri) dan SNR = 20 dB (sebelah kanan).	38
Gambar 4.4 Sinyal konstelasi 64-QAM dengan SNR = 10 dB (sebelah kiri) dan SNR = 20 dB (sebelah kanan).	38
Gambar 4.5 BER terhadap SNR dengan Frekuensi Doppler = 0 Hz tanpa dilakukan teknik estimasi	39

Gambar 4.6 BER terhadap SNR dengan frekuensi Doppler = 0 Hz.....	40
Gambar 4.7 BER terhadap SNR dengan frekuensi Doppler = 100 Hz.....	41
Gambar 4.8 Throughput terhadap SNR pada frekuensi Doppler = 0 Hz.....	42
Gambar 4.9 Throughput terhadap SNR pada frekuensi Doppler = 100 Hz.....	43
Gambar 4.10 Kapasitas kanal terhadap SNR pada frekuensi Doppler = 0 Hz.....	44
Gambar 4.11 Kapasitas kanal terhadap SNR pada frekuensi Doppler = 100 Hz..	44



BAB 1

PENDAHULUAN

1.1 Latar Belakang

Perkembangan teknologi telekomunikasi radio telah berkembang lebih dari ratusan tahun. Teknologi ini pertama kali diperkenalkan oleh Marconi ketika ia mendemonstrasikan teknik telegrafi nirkabel dan menjadi dasar bagi perkembangan telekomunikasi radio saat ini. Mungkin saat itu masih belum bisa disebut sebagai teknologi komunikasi bergerak terkendala masalah ukuran dan berat tapi saat ini, seiring dengan perkembangan teknologi semi-konduktor yang semakin berukuran kecil maka dapat tercipta suatu divais telekomunikasi yang mudah untuk dibawa kemana saja. Tercatat bahwa pengguna telekomunikasi bergerak mencapai lebih dari satu juta pengguna pada tahun 2002 dan pada tahun 2008 lebih dari empat kali lipatnya dengan jaringan mencakup 90% wilayah populasi dunia[1].

Sistem komunikasi bergerak dibedakan atas beberapa generasi berbeda. Generasi pertama menggunakan teknik komunikasi *frequency division multiplexing* (FDM). Yang termasuk kedalam teknologi generasi pertama ini adalah NMT (*Nordic Mobile Telephony*) dan AMPS (*Advance Mobile Phone Service*), HICAP, TACS, C 450, CDCP, dan lain-lain. Selanjutnya, berbeda dengan generasi pertama, pada generasi kedua tidak hanya mendukung layanan suara saja, disini diperkenalkan *short message sevice* (SMS) atau layanan pesan singkat. Generasi kedua menggunakan teknik *time division multiplexing* (TDM) dan *code division multiplexing* (CDM). Dimulai dengan diadakannya konferensi pos dan telegraf di Eropa pada tahun 1982 yang bertujuan untuk membuat suatu standar telekomunikasi karena pada waktu itu banyak teknologi telekomunikasi dan saling tidak kompatible satu sama lain. Untuk itu diciptakan teknologi *global sistem for mobile telecommunication* (GSM) karena kebutuhan bersama akan telekomunikasi yang dapat digunakan dan dikembangkan bersama. GSM menggunakan teknik TDM. Di lain pihak juga dikembangkan teknologi telekomunikasi dengan teknik

CDM dengan nama CDMA. GSM berkembang di generasi ketiga menjadi UMTS dengan teknik *wideband code division multiplexing* (WCDM) dan CDMA berkembang menjadi CDMAone atau IS-95. Generasi ini lahir demi memenuhi tuntutan pasar akan kabutuhan kecepatan transfer data yang tinggi dalam seperti penggunaan multimedia, *video streaming*, *wireless teleconference*, internet dan layanan lain. Generasi selanjutnya dari telekomunikasi bergerak adalah generasi keempat. Disini di perkenalkan suatu teknik telekomunikasi yang baru yaitu *orthogonal frequency division multiplexing* (OFDM)[2]. Orthogonal Frequency Division Multiplexing banyak diaplikasikan dalam teknologi komunikasi bergerak saat ini karena tingginya kecepatan transmisi dan efektifitas pemakaian bandwidth bila dibandingkan dengan generasi pendahulunya. Hal inilah yang menyebabkan teknologi OFDM telah diajukan untuk wireless broadband access standard seperti IEEE 802.16 (WiMAX) dan sebagai *core technique* untuk *Long Term Evolution* (LTE) komunikasi bergerak nirkabel generasi keempat[3].

Namun disamping itu, *fading* dan *noise* masih menjadi masalah utama dalam komunikasi bergerak karena dapat mengakibatkan *error* dan turunnya kualitas sinyal. Karena, semakin tinggi kecepatan transfer data semakin tinggi pula kualitas sinyal yang diperlukan. Oleh karena itu, banyak sekali cara yang digunakan untuk mengatasi *fading* dan *noise* pada komunikasi bergerak. Salah satu cara yang dilakukan adalah dengan estimasi kanal[1]. Estimasi kanal menggunakan berbagai distribusi yang acak digunakan untuk memodelkan bentuk *fading* ataupun *noise* yang terjadi. Pada OFDM, estimasi kanal sangat diperlukan terutama pada kanal *fast fading*, yaitu ketika respons impuls kanal bervariasi sangat cepat.

Pada skripsi ini akan dijelaskan mengenai model sistem estimasi kanal dengan metode *pilot-assisted* menggunakan *least square estimation* serta akan dilakukan simulasi menggunakan program MATLAB untuk mencari performa dari estimasi kanal tersebut. *Pilot-assisted channel estimation* adalah estimasi kanal menggunakan pilot simbol yang disisipkan dalam OFDM simbol. Pilot simbol adalah suatu sinyal yang sebelumnya telah diketahui sehingga efek dari perubahan

sinyal pada kanal dapat dengan mudah diprediksi. Teknik ini banyak diaplikasikan karena mudah dalam implementasi dan akurat dalam memprediksi kerusakan[4].

1.2 Tujuan Penulisan

Tujuan skripsi ini adalah untuk melihat performa dari estimasi kanal seperti, *bit error ratio*, *throughput*, dan juga kapasitas kanal pada sistem OFDM menggunakan teknik *least square pilot assisted estimation* dengan model kanal Rayleigh fading dan AWGN pada penerima yang diam dan bergerak terhadap berbagai jenis modulasi.

1.3 Pembatasan Masalah

Pembatasan masalah pada skripsi ini yaitu estimasi kanal dilakukan pada sistem OFDM sederhana dengan model kanal Rayleigh fading dan AWGN pada penerima yang bergerak. Interleaving dan source coding dan berbagai teknik meminimalisasian BER selain estimasi kanal tidak digunakan.

1.4 Metodologi Penelitian

Metodologi penelitian yang digunakan adalah studi pustaka dari beberapa jurnal, literatur yang berkaitan dengan estimasi kanal dan OFDM serta simulasi dengan menggunakan perangkat lunak MATLAB.

1.5 Sistematika Penulisan

BAB 1 PENDAHULUAN

Terdiri dari latar belakang, perumusan masalah, tujuan penelitian, batasan masalah, metodologi penelitian, dan sistematika penulisan.

BAB 2 DASAR TEORI

Bab ini membahas tentang teori mengenai sistem orthogonalitas dan OFDM sebagai dasar sistem yang digunakan dan tentang *fading* dan *noise* pada kanal yang akan dilakukan estimasi.

BAB 3 CHANNEL ESTIMATION

Menjelaskan tentang model sistem estimasi kanal *least square* dan parameter performansi seperti *bit error ratio*, *throughput*, dan kapasitas kanal.

BAB 4 ANALISIS HASIL SIMULASI

Bab ini akan dijelaskan mengenai analisis terhadap simulasi estimasi kanal yang telah dibuat berdasarkan berbagai parameter performansi.

BAB 5 KESIMPULAN

Sebagai penutup, pada bab ini akan diberikan mengenai kesimpulan terhadap penelitian yang telah dilakukan dalam skripsi ini.

BAB 2

DASAR TEORI

2.1 Sistem OFDM

2.1.1 Orthogonalitas

Konsep orthogonalitas dari sebuah sinyal merupakan hal penting yang harus diketahui sebelum mengenal lebih jauh tentang OFDM. Orthogonalitas dapat membuat sinyal saling *overlapping* satu sama lain tanpa mengalami *interference* [5]. Orthogonalitas akan lebih mudah dengan menjelaskannya ke dalam sebuah basis vektor, contoh sederhana yaitu *Fourier Series*. *Fourier Series* yang dapat ditulis kedalam persamaan umum,

$$x(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos\left(2\pi \frac{k}{T} t\right) - \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin\left(2\pi \frac{k}{T} t\right) \quad (2.1)$$

Koefisien Fourier series a_k dan b_k diberikan dengan

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T \cos\left(2\pi \frac{k}{T} t\right) x(t) dt \quad (2.2)$$

dan

$$b_k = -\frac{2}{T} \int_0^T \sin\left(2\pi \frac{k}{T} t\right) x(t) dt \quad (2.3)$$

Koefisien tersebut adalah amplitude dari gelombang cosinus dan (negatif) sinus pada frekuensi $f_k = k/T$. Gelombang cosinus dan (negatif) sinus tersebut dapat dianggap sebagai basis dari sinyal untuk interval waktu T. Setiap sinyal dapat dibentuk ke dalam persamaan umum sesuai dengan persamaan (2.1). Berdasarkan pengertian di atas, struktur dari *Fourier Series* sama dengan ekspansi sebuah N-dimensional vector $\mathbf{x} \in \mathcal{R}^N$ ke dalam sebuah basis $\{v_i\}_{i=1}^N$ menurut persamaan,

$$\mathbf{x} = \sum_{i=1}^N \alpha_i \mathbf{v}_i \quad (2.4)$$

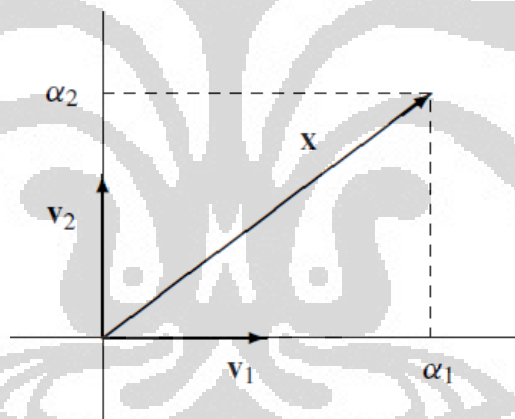
Dan basis dari $\{v_i\}_{i=1}^N$ disebut *orthonormal* jika basis vektor tersebut *orthogonal* (tegak lurus) satu sama lain dan masing-masing ternormalisasi panjangnya satu, atau dapat ditulis,

$$\mathbf{v}_i \cdot \mathbf{v}_k = \delta_{ik}, \quad (2.5)$$

dimana δ_{ik} adalah Kronecker Delta ($\delta_{ik} = 1$ untuk $i = k$ dan $\delta_{ik} = 0$ lainnya) dan hasil dari *dot product* adalah bilangan skalar. Dan untuk N-dimensional vektor real, koefisien dari α_i diberikan dengan

$$\alpha_i = \mathbf{v}_i \cdot \mathbf{x} \quad (2.6)$$

Untuk basis orthonormal koefisien dari α_i dapat di dapat dengan memproyeksikan vektor \mathbf{x} ke dalam basis vector seperti yang digambarkan pada Gambar 2.1 untuk $N = 2$. Sehingga, α_i dapat diinterpretasikan sebagai amplitude dari \mathbf{x} dalam arah vektor \mathbf{v}_i .



Gambar 2.1 Sinyal Vektor dalam Dua Dimensi

Ekpansi *Fourier* pada persamaan (2.1) mirip sama dengan ekspansi vektor (2.4), sebagai perbandingan dapat kita tulis dengan

$$x(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \alpha_i v_i(t) \quad (2.7)$$

Sehingga jika kita aplikasikan basis sinyal pada persamaan (2.1) berdasarkan persamaan (2.5), basis sinyal $v(t)$ memenuhi kondisi *orthonormal* jika

$$\int_{-\infty}^{\infty} v_i(t)v_k(t)dt = \delta_{ik} \quad (2.8)$$

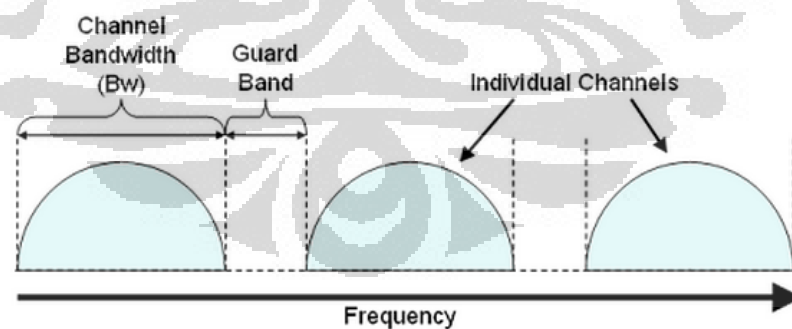
Oleh karena itu, dua buah sinyal $u(t)$ dan $v(t)$ dapat dikatakan orthogonal jika memenuhi persamaan,

$$\langle u v \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} u(t).v(t).dt = const \quad (2.9)$$

Yang sekaligus telah memenuhi persamaan (2.13) terhadap basis vektor sinyalnya.

2.1.2 OFDM

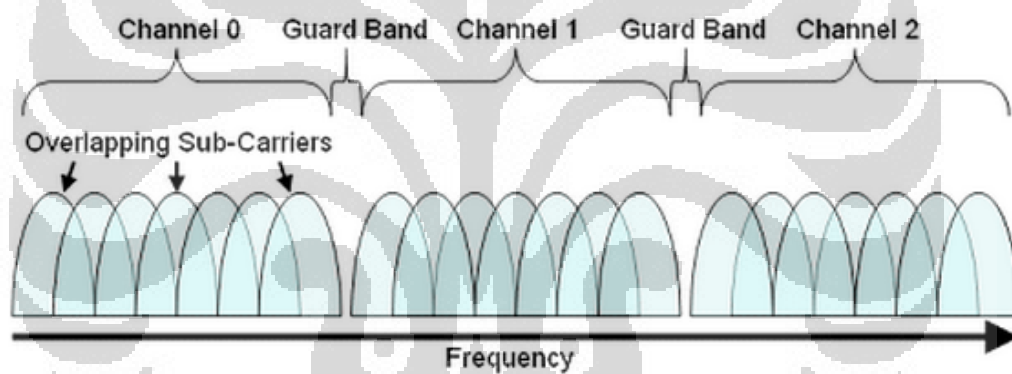
Orthogonal Frequency Division Multiplexing atau yang lebih dikenal dengan OFDM merupakan gabungan dari *multi-carrier modulation* (MCM) dan teknik modulasi digital. Prinsip MCM adalah mengirimkan data dengan membaginya menjadi beberapa aliran data parallel dan memodulasi tiap aliran data tersebut menjadi carrier independen atau yang lebih dikenal dengan subcarrier[6]. Masing-masing subcarrier menggunakan teknik modulasi pada *symbol rate* yang lebih rendah. Masing-masing subcarrier dimodulasi menggunakan modulasi digital seperti BPSK, QAM, 64QAM atau yang lebih kompleks tergantung dengan kualitas sinyal.



Gambar 2.2 Penggunaan *Bandwidth* pada OFDM

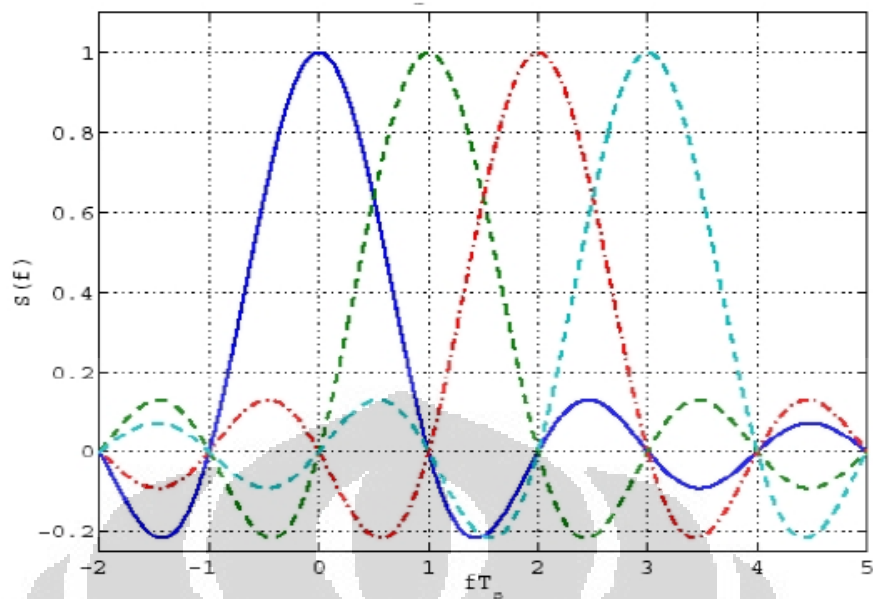
Pada FDM, suatu *bandwidth* tertentu dibagi menjadi beberapa kanal tersendiri berdasarkan frekuensinya. Agar masing-masing kanal tidak saling menginterferensi satu sama lain maka diberi jarak antar kanal (*guard band*) seperti

yang ditunjukkan pada Gambar 2.2. Hal ini tentunya dapat membuat penggunaan bandwidth menjadi tidak efisien[5]. Berbeda dengan FDM, pada OFDM *subcarrier* yang membawa data secara parallel di dalam sistem OFDM saling *overlapping* satu sama lain. Biasanya, *overlapping* kanal yang berdekatan dapat saling menginterferensi satu sama lain. Namun, *subcarrier* dalam system OFDM tepat orthogonal satu sama lain. Dengan ini, mereka dapat saling *overlapping* tanpa terjadi interferensi. Hasilnya, sistem OFDM dapat memaksimalkan efektifitas bandwidth tanpa terjadi interferensi antar kanal[7]. Seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.3, kanal pada OFDM tersusun atas subcarrier-subcarrier yang saling *overlapping*, walaupun tetap harus menggunakan *guard band*, namun bila dibandingkan dengan teknik FDM, dalam efektifitas penggunaan bandwidth, OFDM jauh lebih unggul.



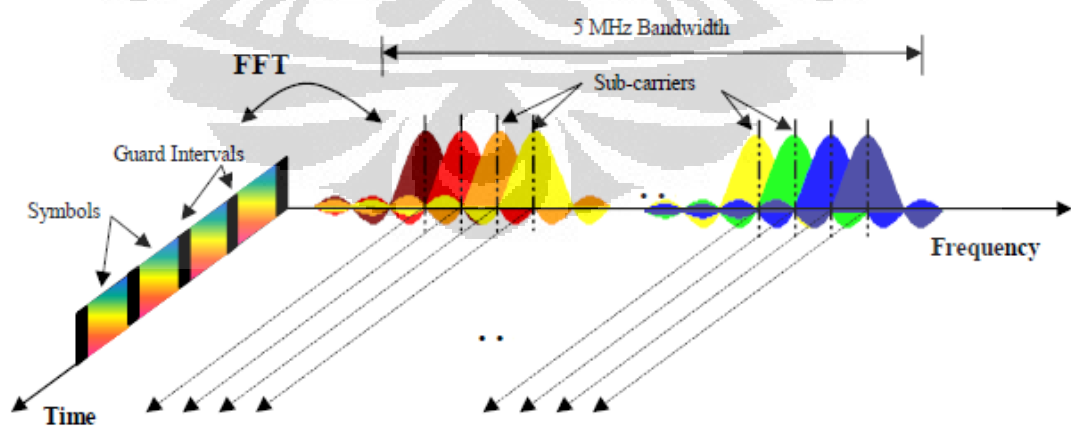
Gambar 2.3 Penggunaan *Bandwidth* pada OFDM

OFDM bisa disebut sebagai kasus khusus dari FDM dimana subcarrier saling orthogonal. Orthogonalitas dapat mencegah subchannel modulator untuk ‘melihat’ frekuensi lain karena dalam pendeteksian spektrum subcarrier lain pada saat itu bernilai nol. Ketika suatu fekuensi subcarrier disampling, subcarrier lain tidak akan mengganggu. Spektrum dari OFDM ditunjukkan pada Gambar 2.4 adalah gambar empat buah spektrum sinyal OFDM yang orthogonal. Terlihat tidak terjadi interferensi walaupun sinyalnya saling bersinggungan.



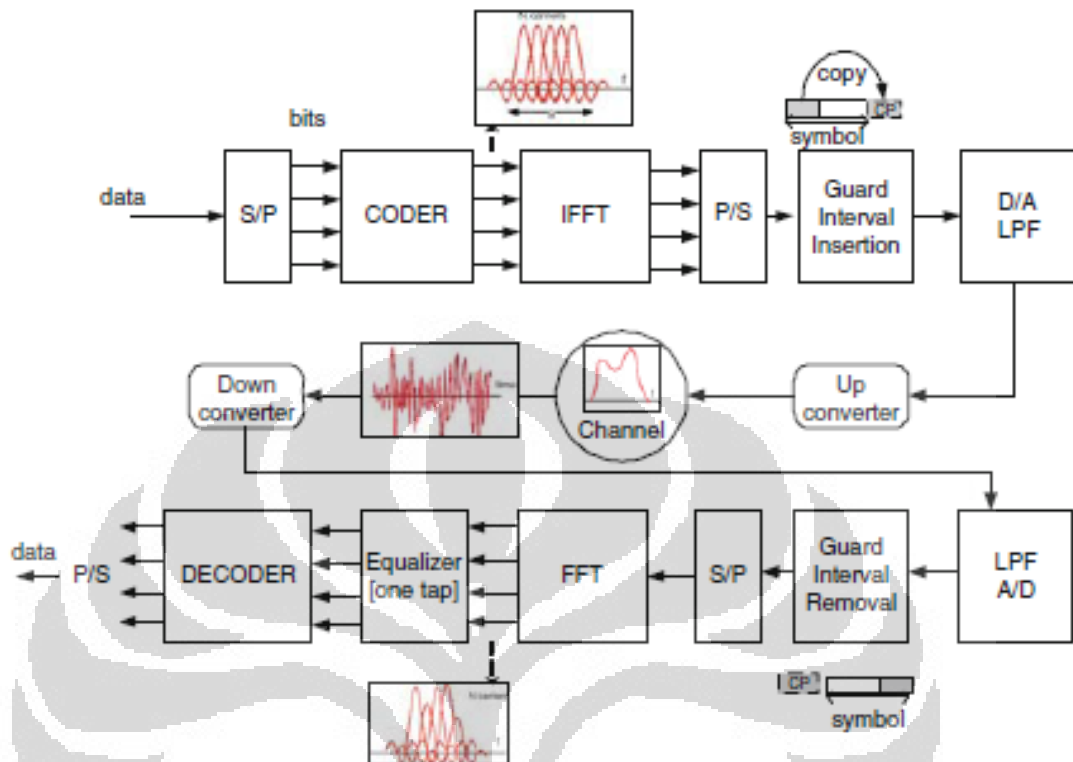
Gambar 2.4 Spektrum OFDM dengan empat buah subcarrier

Untuk lebih jelasnya dapat dilihat Gambar 2.5. Gambar ini menunjukkan pembentukan simbol dalam domain frekuensi dan domain waktu pada sistem OFDM dari masing masing subcarrier. Sebanyak 5 MHz *bandwidth* dibagi menjadi beberapa *carrier narrowband*. Oleh karena itu, sinyal ini lebih kuat dalam menghadapi efek *multipath* yang diakibatkan oleh *small scale fading* karena terbentuk *carrier narrowband* maka sinyal akan lebih dianggap sebagai *flat fading* dibandingkan dengan *frequency selective fading*.



Gambar 2.5 Subcarrier dalam OFDM

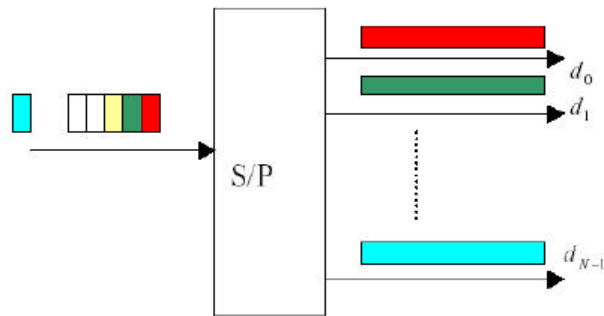
Block diagram dari OFDM di tunjukkan pada Gambar 2.6 dibawah ini,



Gambar 2.6 Struktur Sistem OFDM

2.1.2.1 Serial to Paralel Conversion

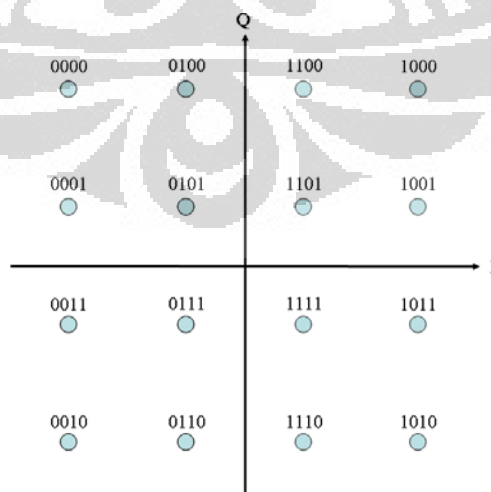
Dari data serial berkecepatan tinggi dikonversikan kedalam data paralel sebanyak N aliran data dengan kecepatan yang lebih rendah. Oleh karena itu, durasi dari masing-masing data akan diperpanjang sebanyak N kalinya. Kemudian dari masing masing aliran data paralel tersebut dilakukan teknik modulasi digital. Data yang dialokasikan untuk masing-masing simbol tergantung pada skema modulasi yang digunakan dan jumlah *subcarrier*. Misalkan modulasi yang digunakan adalah 16-QAM maka setiap subcarrier membawa 4 bit data dan jika subcarrier yang digunakan berjumlah 100 subcarrier maka jumlah bit yang terkirim menjadi 400 bit per detik.



Gambar 2.7 Konversi Serial ke Paralel

2.1.2.2 Mapping

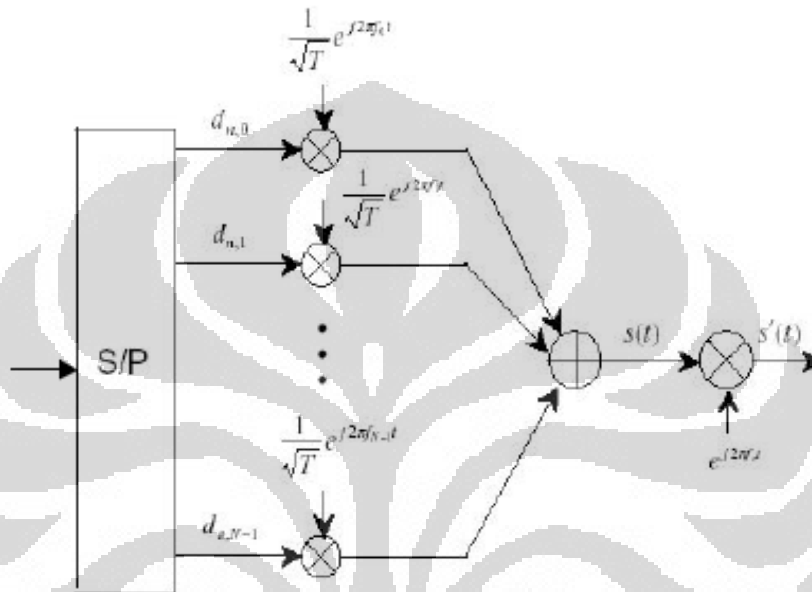
Mapping dapat dilakukan dengan melakukan modulasi digital atau *shift keying* yaitu dengan mengubah amplitude, fasa atau frekuensi yang direpresentasikan ke dalam bilangan kompleks vektor In-phase dan Quadrature-phase (IQ). Untuk sistem OFDM, modulasi frekuensi tidak dapat digunakan karena subcarrier berkerja di frekuensi yang orthogonal dan membawa informasi yang tersendiri. Dengan memodulasi subcarrier maka dapat menghilangkan ke-orthogonalitas-an dari subcarrier. Oleh karena itu, yang mungkin digunakan dalam OFDM adalah modulasi amplitude dan modulasi fasa. Modulasi yang biasa digunakan adalah BPSK, QPSK, 16-QAM, atau 64-QAM. Gambar 2.8 menunjukkan pemetaan modulasi dari 16-QAM. Setiap kombinasi dari 4 bit data mewakili nilai vektor IQ yang unik.



Gambar 2.8 Diagram Konstelasi 16-QAM

2.1.2.3 IFFT

Setelah aliran simbol paralel dibentuk, setiap aliran akan dimodulasi dengan frekuensi yang berbeda sama dengan skema FDM pada umumnya. Namun pada OFDM, subcarrier pada frekuensi yang digunakan yakni, $f_0, f_1, f_2, \dots, f_{N-1}$ harus orthogonal satu sama lain.



Gambar 2.9 Blok Diagram Modulasi OFDM

Frekuensi subcarrier f_n didefinisikan dengan $f_n = n\Delta f$ dimana

$$\Delta f = \frac{f_s}{N} = \frac{1}{NT} \quad (2.10)$$

$f_s = 1/T_s$ adalah bandwidth keseluruhan dan N adalah jumlah subcarrier yang tersedia. Dapat kita representasikan sinyal carrier sama dengan

$$s(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n(t) e^{j2\pi n \Delta f t} \quad (2.11)$$

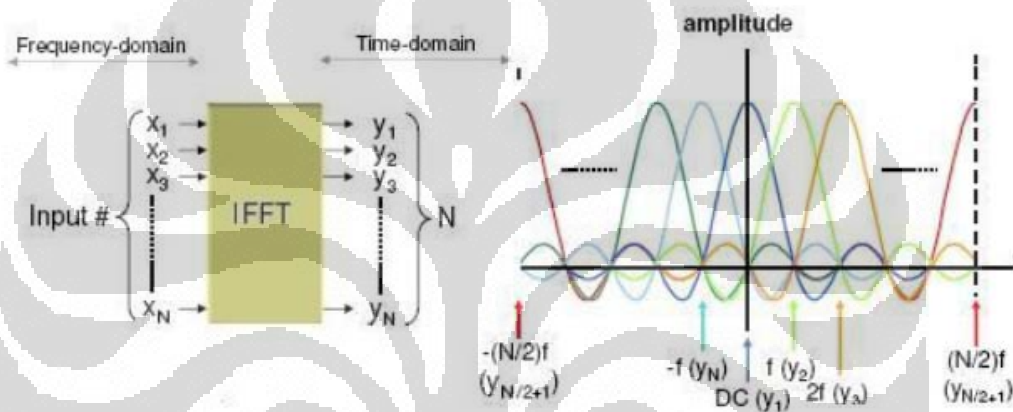
Dimana Δf adalah jarak frekuensi antara masing-masing sub-carrier dan $A_n(t)$ adalah amplitude kompleks untuk subcarrier ke- n . Misalkan total dari periode simbol adalah T_s dengan sampling $s(t)$ setiap T_s/N detik didapatkan blok N data dengan definisi

$$x_n = s(nT_s/N) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} A_k e^{j2\pi n \Delta f T_s / N}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.12)$$

Dengan nilai $\Delta f T_s = 1$ untuk orthogonalitas menghasilkan

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} A_k e^{j2\pi n / N}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.13)$$

Persamaan ini sama dengan operasi *inverse discrete Fourier transform* (IDFT) modulasi data A_n oleh sub-carrier dengan frekuensi digital $\frac{n2\pi}{N}$.



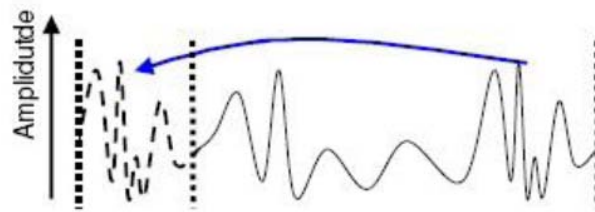
Gambar 2.10 Blok IFFT dan Sinyal OFDM pada Domain frekuensi

2.1.2.4 Penambahan Guard Interval

Agar menghindari terjadinya *intersymbol interference* (ISI) yang disebabkan oleh *multipath delay*, *guard interval* perlu ditambahkan pada simbol waktu OFDM (T_s). *Guard interval* harus lebih besar dari *delay spread* kanal agar ISI yang diakibatkan simbol OFDM yang berdekatan tidak terjadi.

Durasi *guard interval* atau *cyclic prefix* dinotasikan dengan T_g dan merupakan bagian dari T_s . Digunakan penambahan *cyclic prefix* sebanyak $m = T_s/T_g$ bagian dari output IFFT dan ditambahkan ke bagian awal dari OFDM simbol. Total interval waktu termasuk *cyclic prefix* dinamakan OFDM *block time* dan dinotasikan dengan T_b . *Cyclic prefix* ditambahkan dengan menyalin bagian dari

simbol di akhir dan melampirkan ke awal simbol, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.11



Gambar 2.11 Cyclic Prefix

Selama durasi *cyclic prefix* sama atau lebih panjang dari maksimum delay yang disebabkan oleh *multipath fading*, maka tidak akan terjadi *inter-symbol interference* (ISI).

2.1.2.5 RF Modulation and Demodulation

Langkah terakhir dari sisi transmitter adalah modulasi RF dari sinyal. Output dari modulator OFDM menghasilkan sinyal *baseband* sehingga mencapai frekuensi transmisi yang dibutuhkan perlu dilakukan modulasi terhadap gelombang frekuensi tinggi. Sinyal OFDM ditumpangkan kedalam frekuensi tertentu, diamplikasi dan ditransmit melalui antena. Di penerima, sinyal didekonversi ke *baseband* dengan menggunakan ADC dan melewati pengolah FFT.

2.1.2.6 Guard Interval Removal dan Operasi FFT

Guard interval dibuang dari OFDM block dan hanya bagian informasi dari OFDM block yang didemodulasi oleh FFT kedalam individual component subcarrier. Sample data dalam domain frekuensi digunakan untuk mendapatkan channel informasi dan mengestimasi simbol data yang asli.

2.1.2.7 Estimasi Kanal

Estimasi kanal dilakukan dengan melakukan estimasi *channel impulse respons* atau CIR dengan mengirimkan *pilot symbol* yang nilainya telah diketahui

sebelumnya. Setelah itu, baru dilakukan estimasi terhadap keseluruhan data yang dikirim melalui rangkaian pemancar.

2.1.2.8 Symbol demapping dan decoding

Setelah mendapatkan estimasi simbol OFDM yang ditransmit, demapping atau demodulasi dilakukan terhadap data terestimasi menurut konstelasi yang dilakukan. Setelah itu baru dilakukan *decoding* namun seperti yang sudah dibicarakan diawal, disini tidak menggunakan coding apapun sehingga proses *decoding* tidak perlu dilakukan.

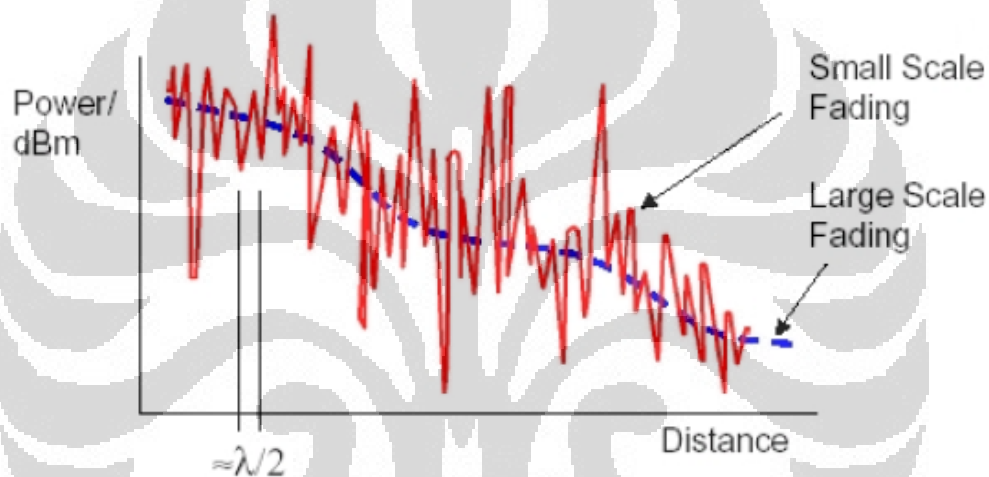
2.2 Kanal dan Fading

Dalam dunia telekomunikasi, keberhasilan penyampaian informasi dari pengirim (transmitter) kepada penerima (receiver) tergantung kepada seberapa akurat penerima dapat menerima sinyal yang ditransmisikan dengan baik. Pada kenyataannya, sinyal informasi yang merambat melewati *channel* mengalami kerusakan atau kesalahan ketika sampai di penerima. *Channel* atau kanal adalah sebuah medium fisik transmisi seperti kabel, ruang hampa, udara, optik, dan lain-lain. Setelah sinyal dikirim keluar melalui antena, sinyal harus melewati suatu kanal sebelum sampai di antena penerima. Kanal merupakan masalah utama yang dihadapi karena kondisi kanal dapat jauh mempengaruhi sinyal yang dikirim. Bentuk kanal dipengaruhi secara langsung dengan keadaan fisik lingkungan. Berbagai sifat gelombang seperti, hamburan, difraksi, dan refleksi dapat mempengaruhi sinyal dan membuat terjadinya eror atau perbedaan sinyal yang ditransmit dengan sinyal yang diterima.

Memang sampai saat ini belum ada teknologi yang dapat digunakan untuk melihat bentuk kanal secara langsung. Namun kita bisa lakukan berbagai pendekatan terhadap model *channel*. Dengan dilakukan pendekatan ini, kita bisa memanipulasi sistem sehingga dapat mengurangi error yang terjadi.

2.2.1 Fading

Fading dapat didefinisikan sebagai perubahan polarisasi, fasa, dan atau amplituda dari suatu sinyal terhadap waktu. *Fading* disebabkan oleh interferensi antara dua atau lebih sinyal yang sama yang sampai di antena penerima pada saat yang berbeda. Gelombang sinyal tersebut adalah gelombang yang telah melewati lintasan berbeda yang ketika sampai di antena penerima tergabung dan memberikan hasil sinyal yang dapat merubah amplitude dan fasa tergantung pada intensitas distribusi dan beda waktu perambatan dari masing-masing gelombang yang memiliki lintasan yang berbeda tersebut.



Gambar 2.12 Large dan Small Scale Fading

Fading dapat dibedakan atas dua bagian yaitu, *large-scale fading* dan *small-scale fading*. *Large scale fading* merepresentasikan redaman atau *path loss* yaitu pengurangan daya dari gelombang elektromagnetik ketika ia merambat melalui medium perantara dalam area yang besar. Besar redaman yang terjadi sebanding dengan jarak antara pengirim dan penerima. Large-scale fading juga dapat diakibatkan oleh *shadowing* dan sifatnya *frequency independent*. Distribusi *large-scale fading* berbentuk log normal. Berbeda dengan *large-scale fading*, *small-scale fading* merupakan fluktuasi yang terjadi pada amplitude, fasa, dan sudut dalam waktu yang singkat.

Small-scale fading disebabkan oleh interferensi antara dua atau lebih sinyal yang dikirim. Sinyal yang diterima oleh receiver merupakan superposisi dari keseluruhan sinyal yang dipantulkan akibat melalui lintasan yang berbeda (*multipath*). Selisih waktu yang antara sinyal *multipath* terjadi sangat cepat. Hal ini menyebabkan kuat sinyal yang diterima oleh penerima bervariasi dengan dan terjadi fenomena sinyal fading cepat (*short term fading*). *Small-scale fading* yang disebabkan oleh *multipath* disebut dengan *multipath fading*. *Multipath fading* dapat membentuk interferensi konstruktif atau destruktif dari sinyal yang diterima. Selain itu *small-scale fading* juga disebabkan oleh gerakan receiver terhadap transmitter. Pergerakan receiver ini dapat menimbulkan efek Doppler yaitu terjadinya pergeseran frekuensi dan fasa.

Small-scale fading dapat secara langsung memberikan dampak sebagai berikut; *time spreading of signal* terjadi karena *multipath* dan *time variance of the channel* karena pergerakan. *Time spreading of signal* mengarah pada *frequency selective fading* atau *flat fading*, sedangkan *time variance of the channel* mengarah pada *fast fading* atau *slow fading*.

2.2.1.1 Time-Spreading

Time spreading membuat sinyal yang diterima menjadi terduplikasi karena efek banyak jalur lintasan dengan keterlambatan/delay. Seperti yang telah dijelaskan sebelumnya, dispersi waktu akan menyebabkan sinyal yang ditransmisikan akan mengalami *frequency selective fading* atau *flat fading*. Dua parameter yang berhubungan dengan karakteristik *time-spreading* adalah *coherence bandwidth* dan *maximum excess delay*.

Coherence bandwidth B_c adalah batasan rentang frekuensi atau bandwidth dimana kanal akan memiliki korelasi yang tinggi bila dimasukkan sinyal dengan bandwidth yang lebih kecil. *Coherence bandwidth* ditulis dengan persamaan

$$B_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (2.14)$$

dimana T_m adalah *maximum excess delay* atau perbedaan waktu kedatangan pertama dan terakhir dari komponen sinyal yang diterima. Selain itu, perhitungan *Coherence bandwidth* dapat juga menggunakan rms delay σ_t , didefinisikan dengan

$$\sigma_t = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} \quad (2.15)$$

dimana $\bar{\tau}$ adalah mean *excess delay*. Tidak ada hubungan yang pasti antara B_c dan σ_t . Jika B_c didefinisikan sebagai bandwidth dimana fungsi korelasi frekuensi lebih besar dari 0,5, maka aturan empiris yang sering digunakan adalah

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_t} \quad (2.16)$$

Dan jika B_c didefinisikan sebagai bandwidth dimana fungsi korelasi frekuensi lebih besar dari 0,5, maka aturan empiris yang sering digunakan adalah

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_t} \quad (2.17)$$

a. Frequency Selective Fading

Jika *Coherence bandwidth* lebih kecil dari bandwidth transmisi sinyal B_s , maka sinyal akan mengalami *frequency selective fading*, yaitu $B_c < B_s$. Dalam kasus ini, symbol duration, T_s , lebih kecil dari maximum delay spread channel, $T_s < T_m$. Ketika *selective fading* terjadi, sinyal yang diterima mengalami distorsi karena komponen spektral yang berbeda dari sinyal dipengaruhi secara berbeda pula.

b. Flat Fading

Jika *Coherence bandwidth* lebih besar dari bandwidth transmisi sinyal B_s , maka sinyal akan mengalami flat fading, dalam hal ini kondisinya $B_c > B_s$ atau $T_s < T_m$. Oleh karena itu, komponen frekuensi dari sinyal akan mengalami *fading* yang sama besar.

2.2.1.2 Time Variant

Karena adanya gerakan relatif dari transmitter atau receiver, perbedaan waktu yang dihasilkan dapat menyebabkan sinyal mengalami *fast fading* atau *slow fading*. Ada dua buah parameter yang biasa digunakan untuk menggambarkan *time variant* dari suatu channel yaitu, *Doppler spread* dan *coherence time*.

Doppler spread B_d didefinisikan sebagai rentang pergeseran frekuensi dari spektrum Doppler. Ketika sinyal dengan frekuensi f_c ditransmisikan melalui penerima yang bergerak, spektrum sinyal yang diterima akan memiliki rentang $f_c - f_d$ dan $f_c + f_d$, dimana f_d adalah pergeseran Doppler (*Doppler shift*) yang diberikan oleh

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \sin\theta \quad (2.18)$$

dimana v adalah kecepatan relatif antena penerima terhadap pemancar dan λ adalah panjang gelombang sinyal dan θ adalah sudut yang dibentuk oleh arah gerak dan arah kedatangan sinyal dan nilai f_d tergantung dari penerima bergerak menjauhi atau mendekati pemancar. Jika penerima bergerak menjauhi pemancar maka f_d bernilai positif, sedangkan jika penerima bergerak mendekati pemancar maka f_d bernilai negatif.

Coherence time T_c adalah waktu di mana gelombang dapat dianggap koheren. Dengan kata lain, *Coherence time* adalah durasi waktu di mana dua sinyal yang diterima dapat berkorelasi. *Coherence time* dan penyebaran Doppler yang saling terkait sebagai

$$T_c \approx \frac{1}{B_d} \quad (2.19)$$

a. Fast Fading

Fast fading menggambarkan suatu kondisi dimana *coherence time* dari channel lebih kecil dari symbol periode,

$$T_c < T_s \quad (2.20)$$

atau sama dengan

$$B_d > B_s \quad (2.21)$$

Dalam *fast fading*, channel impulse response berubah secara cepat selama setiap waktu sebuah simbol terkirim, mendistorsi bentuk dari sinyal *baseband*. Pada praktiknya, *fast fading* hanya terjadi pada transmisi data yang memiliki kecepatan yang sangat rendah.

b. Slow fading

Berlawanan dengan *fast fading*, *slow fading* menggambarkan kondisi dimana *coherence time* dari channel lebih besar dari symbol periode. Dalam kata lain perubahan kanal terjadi sangat lambat jika dibandingkan dengan kecepatan sinyal *baseband*.

$$T_c > T_s \quad (2.22)$$

atau sama dengan

$$B_d < B_s \quad (2.23)$$

2.2.2 Rayleigh Fading

Fluktuasi amplituda sinyal yang terjadi pada *fading* bersifat acak dan tidak dapat ditentukan sebelumnya, besar dan kapan terjadinya. Namun berdasarkan penelitian, *fading* tersebut dapat diperkirakan secara statistik, berupa perubahan nilai secara acak dengan distribusi tertentu. Salah satu distribusi yang digunakan adalah distribusi Rayleigh. Distribusi Rayleigh merupakan salah satu distribusi yang dapat dijadikan sebagai model *multipath fading*, sehingga *fading* yang dimodelkan dengan distribusi Rayleigh ini sering disebut dengan Rayleigh *fading*.

Model distribusi ini biasa digunakan saat terjadi banyak hamburan sinyal dan tidak terjadi *line-of-sight* antara pemancar dan penerima. Oleh karena itu, distribusi Rayleigh banyak digunakan sebagai model dari *multipath* yang terjadi di kota-kota besar dimana banyak gedung dan bangunan tinggi dan antena penerima tidak dapat menjangkau langsung antena pemancar[8]. Jika terjadi *line-of-sight* antara antena pemancar dan antena penerima maka pendekatan dengan model Rayleigh tidak dapat digunakan karena akan ada jalur dominan dari proses acak

dan mean tidak lagi bernilai nol. Situasi ini dapat dengan lebih baik didekati dengan model distribusi Rician.

Distribusi Rayleigh dirumuskan dengan persamaan

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) & 0 \leq r < \infty \\ 0 & r < 0 \end{cases} \quad (2.24)$$

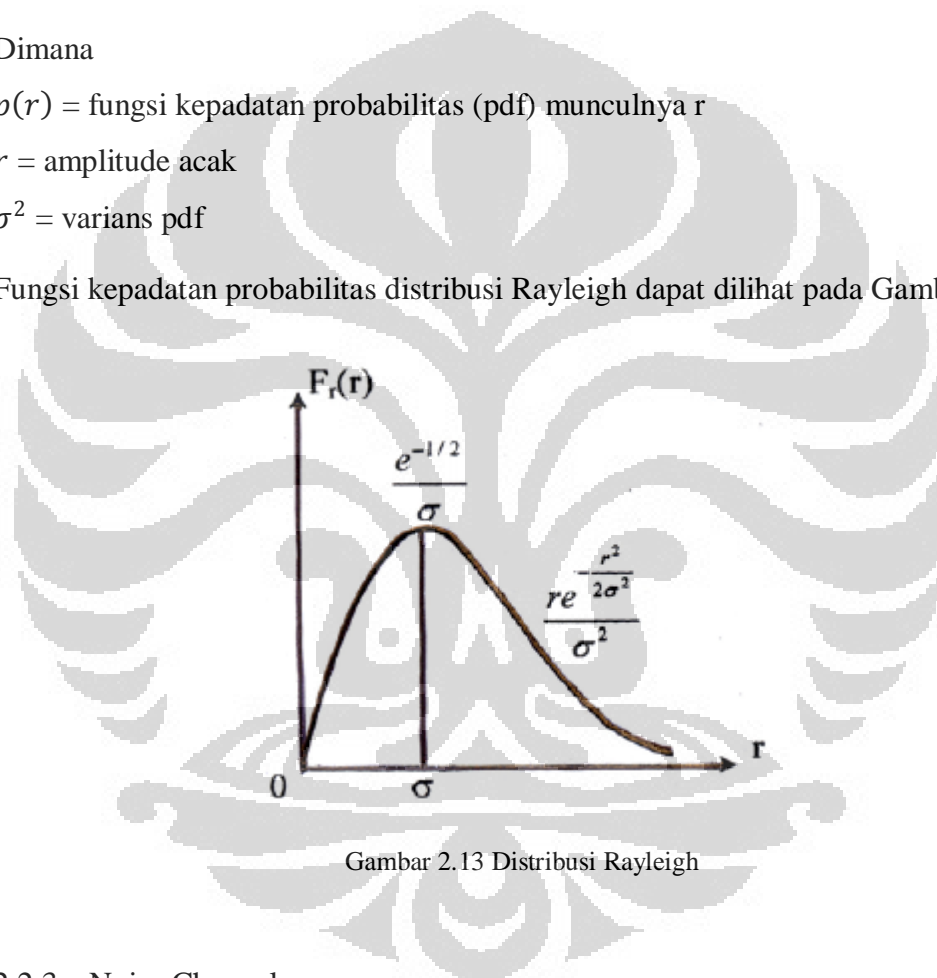
Dimana

$p(r)$ = fungsi kepadatan probabilitas (pdf) munculnya r

r = amplitud acak

σ^2 = varians pdf

Fungsi kepadatan probabilitas distribusi Rayleigh dapat dilihat pada Gambar 3.2



Gambar 2.13 Distribusi Rayleigh

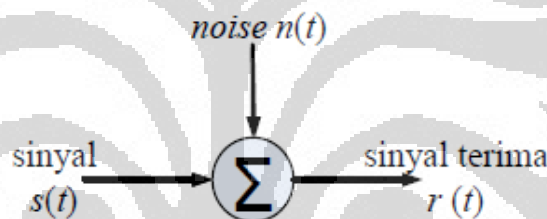
2.2.3 Noise Channel

Noise atau derau merupakan sinyal yang tidak diinginkan yang terdapat dalam sistem telekomunikasi karena bersifat mengganggu informasi dari sinyal asli. Banyaknya *noise* tidak dapat ditentukan secara pasti, hanya dapat dirumuskan dalam probabilitas ataupun kisaran nilai saja. Gangguan yang diakibatkan oleh *noise* dapat mengubah informasi, sehingga penerima tidak dapat membedakan

sinyal informasi yang sebenarnya. *Noise* juga dapat merusak bentuk sinyal asli, yaitu dengan menambah atau mengurangi nilai amplitudo.

Pada sistem telekomunikasi selalu terdapat *noise* yang timbul karena perubahan termal dari disebabkan oleh pergerakan-pergerakan elektron pada pemancar, kanal transmisi, atau perangkat penerima. Pada kanal transmisi, *noise* dapat disebabkan dari gangguan atmosfer di udara seperti kondisi udara, angin, cuaca, hujan, sinar matahari, dan lain-lain. Hal ini secara langsung dapat mempengaruhi keadaan propagasi gelombang radio karena memiliki intensitas yang berubah-ubah tidak tetap sepanjang waktu.

Model kanal *noise* yang paling umum dikenal adalah kanal AWGN. AWGN atau *Additive Gaussian White Noise* merupakan gangguan sinyal yang bersifat additif terhadap sinyal transmisi. Model kanal AWGN dapat dilihat pada Gambar 2.5.



Gambar 2.14 Model Kanal AWGN

White Noise ini merupakan proses stokastik yang terjadi pada kanal dengan karakteristik rapat daya yang spektrum *noise* merata dengan varians disepanjang frekuensi. Oleh karena itu *noise* ini dapat dimodelkan dengan distribusi acak Gaussian dengan mean sama (μ) sama dengan nol, standar deviasi (σ) sama dengan 1 dan *power spectral density* (psd) sebesar $N_0/2$. Model channel AWGN dapat ditulis dengan

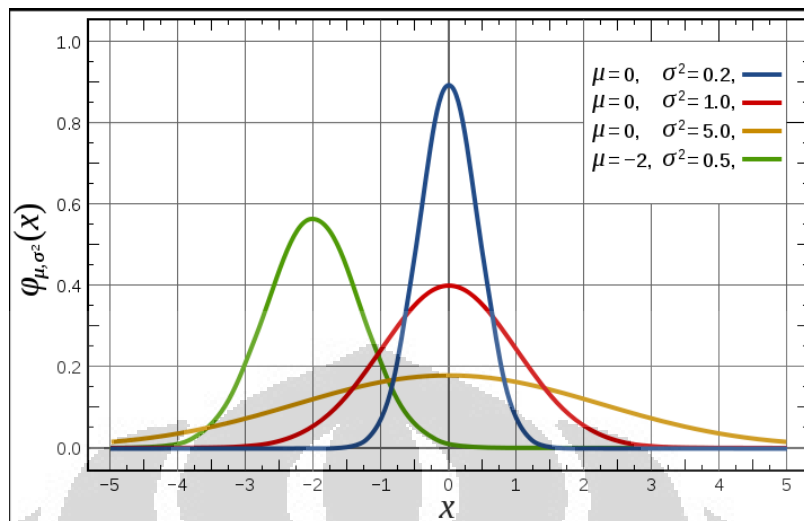
$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (2.25)$$

Dimana

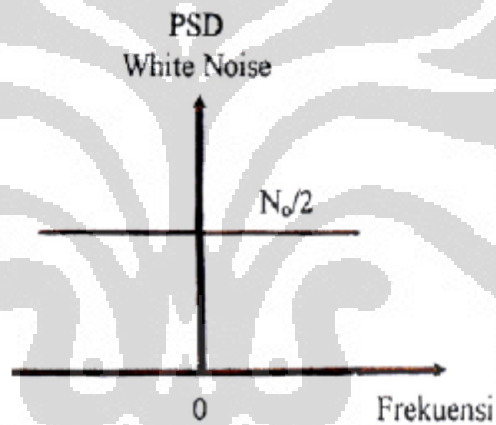
$p(x)$ = probabilitas munculnya *noise*

σ = standar deviasi

x = variable sinyal



Gambar 2.15 Distribusi Gaussian



Gambar 2.16 Grafik Kepadatan Spektrum Daya *White Noise*

Gambar distribusi Gaussian dan grafik kepadatan spektrum dayanya dapat dilihat pada Gambar 2.15 dan Gambar 2.16. Karena nilai mean kanal AWGN sama dengan nol dan standar deviasi sama dengan satu maka model distribusi AWGN ditunjukkan pada grafik warna merah pada Gambar 2.15. Kepadatan spektrum daya AWGN merata untuk semua frekuensi, ditunjukkan pada Gambar 2.16.

BAB 3

ESTIMASI KANAL

3.1 Estimasi Kanal

Estimasi kanal adalah suatu teknik yang digunakan pada transmisi bertujuan untuk memperkirakan atau mengestimasi *channel impulse respons* (CIR) atau impulse respon dari suatu kanal terhadap sinyal terkirim. Efek perubahan terhadap sinyal terkirim yang dihasilkan oleh kanal harus dilakukan estimasi agar pendeteksian sinyal informasi menjadi lebih akurat.

Secara umum, estimasi kanal dapat dikelompokkan menjadi tiga buah jenis yaitu, *pilot assisted channel estimation*, *blind channel estimation*, dan *decision directed channel estimation*. *Pilot assisted channel estimation* berkerja dengan dengan mengirimkan *pilot symbol* yakni suatu deretan bit yang sebelumnya telah kita ketahui, bersamaan dengan informasi yang akan dikirim. *Pilot symbol* tersebut digunakan untuk menentukan pola perubahan yang terjadi. Selanjutnya dengan pola perubahan ini kita dapat mengetahui impuls respon kanalnya. Dengan metode interpolasi maka sinyal informasi sebelum melewati kanal dapat kita perkirakan sehingga eror yang terjadi dapat kita perkecil. Berbeda dengan *pilot assisted channel estimation*, pada *blind channel estimation* tidak digunakan *pilot symbol* untuk mengestimasi kanal. Karena kita tidak harus mengalokasikan bandwidth khusus untuk mengirimkan *pilot symbol*, penggunaan bandwidth menjadi lebih efisien bila dibandingkan dengan teknik *pilot assisted channel estimation*. Walaupun dalam keakuratan pengestimasian, teknik *pilot assisted channel estimation* masih lebih unggul. Selanjutnya, teknik estimasi yang terakhir adalah *decision directed channel estimation*. Dasar teknik ini adalah dengan menggunakan estimasi kanal yang diperoleh dari estimasi kanal simbol OFDM sebelumnya. Selanjutnya estimasi yang baru diperoleh, digunakan untuk estimasi selanjutnya. Teknik ini memang lebih unggul dalam pengestimasian bandwidth tetapi dalam pengestimasian tidak lebih baik bila dibandingkan dengan *pilot assisted channel estimation*.

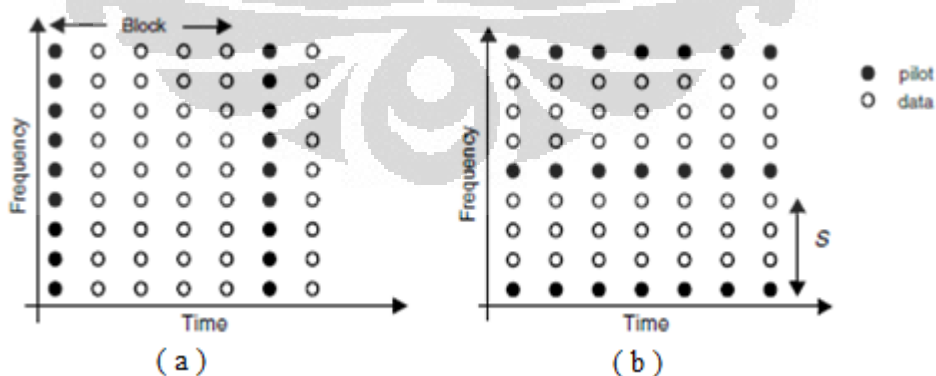
Pada tugas akhir ini dijelaskan *pilot-assisted channel estimation* atau estimasi kanal yang menggunakan simbol pilot pada sistem OFDM pada berbagai jenis modulasi digital dan terhadap penerima yang bergerak maupun diam.

3.1.1 Pilot Symbol

Seperti yang telah dijelaskan di awal, pilot simbol adalah deretan bit yang sebelumnya telah diketahui. Penerima sebelumnya telah mengetahui nilai *pilot symbol* yang akan dikirim oleh pemancar. *Pilot symbol* ini dikirim dengan menyisipkannya pada blok OFDM sinyal informasi. Dan selanjutnya bersamaan dengan sinyal informasi *pilot symbol* dikirim menuju penerima.

Secara umum, terdapat dua buah dasar penyusunan simbol pilot yaitu:

1. *Block type pilot*, yaitu dengan memasukkan simbol pilot kedalam semua subcarrier dalam waktu tertentu dalam waktu periode waktu tertentu. Selain penerima sebelumnya telah mengetahui nilai pilot simbol, penerima juga telah mengetahui kapan pilot simbol serempak dikirim.
2. *Comb type pilot*, yaitu pada disediakan alokasi frekuensi khusus yang digunakan untuk mentransmit pilot simbol setiap waktu. Pengirim sebelumnya telah menentukan subcarrier mana yang digunakan untuk mengirimkan pilot simbol.



Gambar 3.1 Dua Jenis Dasar Penyusunan Simbol Pilot (a) *Block-type Pilot Arrangement* (b) *Comb-type Pilot Arrangement*

Penyusunan *pilot symbol* pada tipe *block*, *pilot symbol* dikirimkan serentak di semua subcarrier pada selang waktu tertentu. Oleh karena itu, estimasi yang digunakan pada simbol data adalah sama selama selang waktu tertentu hingga dilakukan estimasi untuk interval waktu berikutnya.

Untuk penyusunan *pilot symbol* pada tipe *comb*, sebanyak N_p pilot symbol dari sinyal $X_p(m), m = 0, 1, \dots, N_p - 1$ secara seragam disisipkan kedalam sinyal $X(k)$. Yaitu, dari total N subcarrier yang ada dibagi kedalam N_p group dimana satu grup tersebut terdiri dari $L = N/N_p$ subcarrier yang berdekatan. Dari masing-masing grup tersebut, subcarrier pertama digunakan untuk mentransmit pilot signal. OFDM signal termodulasi pada subcarrier ke- k dapat ditulis dengan

$$X(k) = X(mL + l) \quad (3.1)$$

$$X(k) = \begin{cases} X_p(m), & l = 0 \\ \text{data informasi}, & l = 1, 2, \dots, L - 1 \end{cases} \quad (3.2)$$

Dengan *pilot symbol* yang diketahui nilainya tersebut maka ketika ditransmit dan melewati kanal, penerima bisa membandingkan nilai *pilot symbol* yang sebelumnya telah diketahui dengan *pilot symbol* yang berubah melewati kanal. Selanjutnya, dengan suatu teknik algoritma estimasi kanal kita bisa dapatkan *channel impulse response*-nya.

Dalam estimasi kanal tipe *block*, *pilot symbol* dikirimkan oleh semua subcarrier secara berkala. Dan selanjutnya estimasi kanal dilakukan secara berkala pula pada saat *pilot symbol* dikirim. Oleh karena itu, estimasi ini sangat cocok untuk kanal *frequency selective fading* dimana perlu adanya estimasi berbeda pada setiap individu subcarrier. Estimasi kanal tipe ini juga sangat tepat bila diaplikasikan pada kanal *slow fading* yang memiliki karakteristik kanal yang memiliki perubahan relatif tetap karena pada penyusunan *pilot symbol* tipe *block* estimasi dilakukan pada interval dimana *pilot symbol* terkirim. Sedangkan pada *nonpilot symbol* hanya mengikuti estimasi yang dilakukan oleh *pilot* sebelumnya.

Di lain pihak, penyusunan *pilot symbol* tipe *comb* karena *pilot symbol* disisipkan pada interval subcarrier yang tetap setiap saat maka teknik ini lebih cocok terhadap kanal *fast fading*. Impulse respons kanal pada *Fast fading* bervariasi

sangat cepat pada setiap simbol OFDM, oleh karena itu estimasi perlu dilakukan tiap saat. Hal inilah yang membuat tipe *comb* lebih kuat terhadap kanal *fast fading*. Teknik ini juga cocok pada kanal *flat fading* dimana setiap komponen frekuensi dari sinyal mengalami magnitude *fading* yang relatif tetap. Nilai CIR untuk subcarrier *nonpilot* (yang mengandung data) diestimasi dengan menggunakan pendekatan dengan teknik interpolasi.

Oleh karena itu, pada sistem OFDM dimana kanal dianggap sebagai *flat fading* atau pada kanal *fast fading*, teknik penyusunan *pilot symbol* tipe *comb* sangat baik untuk dilakukan. Pada akhir skripsi ini, akan disimulasikan sistem OFDM menggunakan *comb type pilot assisted channel estimation*.

3.1.1 Estimasi Kanal Least Square

Pada umumnya, banyak sekali metoda yang digunakan dalam pengestimasi kanal. Banyaknya metoda ini didasari pada pengurangan error yang terjadi dengan membandingkan pilot simbol yang awalnya dikirim dan yang diterima. Selain metoda *least square*, metoda estimasi kanal yang banyak digunakan adalah *minimum mean square* (MMSE), *best linear unbiased estimator* (BLUE), *adaptive boosting* (AdaBoost)[9]. Namun, estimasi kanal *least square* dipilih karena lebih mudah dan sangat sederhana untuk diaplikasikan. Perbedaan teknik ini didasari pada algoritma pengambilan nilai CIR dari perbandingan *pilot symbol* yang diketahui.

Sesuai dengan namanya, pada teknik estimasi *least square* menggunakan algoritma *least square* atau kuadrat terkecil dari perbedaan sinyal terkirim dengan yang diterima. Begitu pula dengan teknik *minimum mean square error*, teknik ini didasari pada algoritma meminimalisasi nilai *mean square error* (MSE). Sedangkan teknik estimasi kanal *best linear unbiased estimator* berdasar pada teorema Gauss-Markov yang menyatakan bahwa dalam model regresi linear di mana error nilai harapan nol dan tidak berkorelasi dan memiliki varians yang sama. Nilai koefisien dari estimasi kanal BLUE ini diberikan oleh estimator *least square* biasa. Kata 'best' disini berarti memberikan rata-rata kuadrat estimasi serendah mungkin. Metode *boosting* dapat meningkatkan ketelitian dalam proses

klasifikasi dan prediksi dengan cara membangkitkan kombinasi dari suatu model, tetapi hasil klasifikasi atau prediksi yang dipilih adalah model yang memiliki nilai bobot paling besar. Salah satu algoritma *boosting* yang populer adalah Adaboost. Adaptif disini memiliki arti bahwa pengklasifikasian berikutnya dibangun dari contoh-contoh kesalahan klasifikasi dari pengklasifikasi sebelumnya.

Dalam sistem OFDM, transmitter memodulasikan sederetan bit ke dalam simbol PSK/QAM, dilakukan operasi IFFT pada simbol tersebut untuk mengubahnya menjadi sinyal berdomain waktu, dan selanjutnya dikirim melalui kanal. Sinyal yang diterima biasanya terdistorsi oleh karakteristik kanal tersebut. Untuk menembalikan bit yang terkirim, efek yang ditimbulkan oleh kanal harus diperkirakan atau dilakukan estimasi. Persamaan sinyal yang diterima terhadap impulse respon kanal dapat ditulis kedalam persamaan

$$\mathbf{Y} = \mathbf{X}\mathbf{H} + \mathbf{W} \quad (3.3)$$

dimana \mathbf{Y} adalah sinyal yang diterima, \mathbf{H} adalah impulse respon kanal, \mathbf{W} adalah noise, dan \mathbf{X} adalah sinyal yang dikirim dan masing-masing ditulis ke dalam

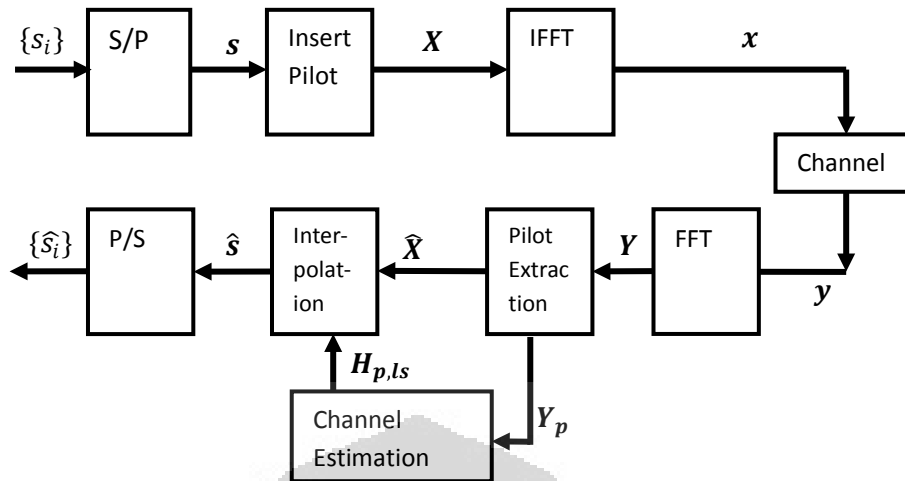
$$\mathbf{Y} = [Y[0] \ Y[1] \ \dots \ Y[N-1]]^T \quad (3.4)$$

$$\mathbf{H} = [H[0] \ H[1] \ \dots \ H[n-1]]^T \quad (3.5)$$

$$\mathbf{W} = [W[0] \ W[1] \ \dots \ W[N-1]]^T \quad (3.6)$$

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} X[0] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & X[1] & & \vdots \\ \vdots & \ddots & & 0 \\ 0 & \dots & 0 & X[N-1] \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

\mathbf{X} ditulis kedalam bentuk matriks diagonal karena kita mengasumsikan semua subcarrier orthogonal.



Gambar 3.2 Bagan alur estimasi kanal

Estimasi kanal dilakukan dengan mencari impuls respon kanal estimasi, $H_{p,ls}$, dengan menggunakan pilot simbol. Kita asumsikan seluruh subcarrier orthogonal dan tidak terjadi ICI diantaranya. Lalu, pilot simbol untuk N subcarrier direpresentasikan dengan matriks diagonal

$$\mathbf{X}_p = \begin{bmatrix} X_p[0] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & X_p[1] & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & X_p[N-1] \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

dimana $X_p[k]$ menotasikan pilot symbol pada subcarrier ke- k dengan $E\{X_p[k]\} = 0$ dan $Var\{X_p[k]\} = \sigma_x^2, k = 0, 1, 2, \dots, N-1$. Diberikan bahwa impulse respons kanal pilot sebagai H_p dan pilot simbol yang diterima Y_p direpresentasikan sebagai

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_p \triangleq \begin{bmatrix} Y[0] \\ Y[1] \\ \vdots \\ Y[N-1] \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} X_p[0] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & X_p[1] & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & X_p[N-1] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_p[0] \\ H_p[1] \\ \vdots \\ H_p[N-1] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} W[0] \\ W[1] \\ \vdots \\ W[N-1] \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{X}_p \mathbf{H}_p + \mathbf{W} \end{aligned} \quad (3.9)$$

Berdasarkan persamaan (3.9) impuls respons kanal estimasi \hat{H}_p ditentukan dengan persamaan

$$\mathbf{Y}_p = \mathbf{X}_p \mathbf{H}_p + \mathbf{W} \quad (3.10)$$

$$\frac{\mathbf{Y}_p}{\mathbf{X}_p} = \mathbf{H}_p + \frac{\mathbf{W}}{\mathbf{X}_p} = \hat{\mathbf{H}}_p \quad (3.11)$$

Prinsip dasar dari *Least Square Channel Estimation* adalah dengan meminimalisasi error dengan menggunakan metode *Least Square Approach*[10]. Jika $x[n]$ adalah sinyal yang dikirim dan sinyal yang diterima setelah melalui kanal, maka eror $\varepsilon[n]$ yang terjadi dapat dirumuskan kedalam persamaan

$$\varepsilon[n] = y[n] - x[n] \quad (3.12)$$

dan *least square error* $J(\theta)$ yaitu nilai kuadrat dari $\varepsilon[n]$ adalah

$$J(\theta) = \sum_{n=0}^{N-1} (x[n] - y[n])^2 \quad (3.13)$$

Dengan substitusi $x[n]$ dengan \mathbf{Y}_p dan $y[n]$ dengan $\hat{\mathbf{H}}_p \mathbf{X}_p$ pada persamaan (3.10) maka diperoleh

$$J(\theta) = (\mathbf{Y}_p - \hat{\mathbf{H}}_p \mathbf{X}_p)^H (\mathbf{Y}_p - \hat{\mathbf{H}}_p \mathbf{X}_p) \quad (3.14)$$

$$J(\theta) = (\mathbf{Y}_p^H - \hat{\mathbf{H}}_p^H \mathbf{X}_p^H) (\mathbf{Y}_p - \hat{\mathbf{H}}_p \mathbf{X}_p)$$

$$J(\theta) = \mathbf{Y}_p^H \mathbf{Y}_p - \mathbf{Y}_p^H \hat{\mathbf{H}}_p \mathbf{X}_p - \hat{\mathbf{H}}_p^H \mathbf{X}_p^H \mathbf{Y}_p + \hat{\mathbf{H}}_p^H \mathbf{X}_p^H \hat{\mathbf{H}}_p \mathbf{X}_p$$

Dimana $(\cdot)^H$ adalah operasi *conjugate transpose*. Nilai minimum $J(\theta)$ dicapai ketika $\left. \frac{\partial J(\theta)}{\partial \hat{\mathbf{H}}} \right|_{\hat{\mathbf{H}}} = 0$, sehingga diperoleh persamaan

$$\frac{\partial}{\partial \hat{\mathbf{H}}^H} J(\theta) = -\mathbf{X}_p^H \mathbf{Y}_p + \mathbf{X}_p^H \mathbf{X}_p \hat{\mathbf{H}} = 0$$

$$\hat{\mathbf{H}}_{p,ls} = (\mathbf{X}_p^H \mathbf{X}_p)^{-1} \mathbf{X}_p^H \mathbf{Y}_p$$

$$\hat{\mathbf{H}}_{p,ls} = \mathbf{X}_p^{-1} \mathbf{Y}_p \quad (3.15)$$

dimana $\hat{\mathbf{H}}_{p,ls}$ adalah impuls respon kanal estimasi *least square*. Sehingga estimasi pilot signal berdasarkan kriteria *Least Square* diberikan dengan

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{H}}_{p,ls} &= [H_{p,ls}(0) \quad H_{p,ls}(1) \quad \dots \quad H_{p,ls}(N_p - 1)]^T \\
&= \mathbf{X}_p^{-1} \mathbf{Y}_p \\
&= \left[\frac{Y_p(0)}{X_p(0)} \quad \frac{Y_p(1)}{X_p(1)} \quad \dots \quad \frac{Y_p(N_p - 1)}{X_p(N_p - 1)} \right]^T
\end{aligned} \tag{3.16}$$

3.1.2 Interpolation

Setelah estimasi dilakukan dan diperoleh impulse respon kanal estimasi *least square* $\hat{\mathbf{H}}_{p,ls}$ selanjutnya dilakukan teknik *interpolation*. *Interpolation* atau interpolasi digunakan agar diperoleh impulse respons kanal estimasi pada semua simbol OFDM yang dikirim. Dua buah estimasi kanal yang didapat dari pilot simbol berdekatan digunakan untuk mendapatkan estimasi kanal pada data diantara keduanya. Ada berbagai jenis dari *one dimensional interpolation* seperti, *linear interpolation*, *spline-cubic interpolation*, *low-pass interpolation*, dan *second-order interpolation*. Yang dimaksud dengan *one dimensional* ini adalah, kita melakukan interpolasi dengan meninjau terhadap satu buah dimensi saja, ditinjau melalui dimensi frekuensi atau waktu. Dan yang akan digunakan dalam estimasi kanal disini adalah interpolasi linier.

Ketika pilot symbol didistribusikan dalam OFDM block dengan menggunakan misalnya struktur pilot *comb-type*, interpolasi dilakukan untuk mendapatkan impulse respon kanal pada keseluruhan struktur data subcarrier. Dengan menggunakan interpolasi, estimasi kanal pada subcarrier ke- k yang mengandung data informasi di mana $mL < k < (m + 1)L$ diberikan dengan

$$\hat{H}(k) = \hat{\mathbf{H}}_{p,ls}(mL + 1), \quad 0 < l < L \tag{3.17}$$

$$\hat{H}(k) = \left(1 - \frac{l}{L}\right) \hat{\mathbf{H}}_{p,ls}(m) + \frac{l}{L} \hat{\mathbf{H}}_{p,ls}(m + 1) \tag{3.18}$$

Dimana L adalah banyaknya grup subcarrier pada *type comb* dan $\hat{\mathbf{H}}_{p,ls}$ adalah *carrier impuls respons* estimasi. Nilai dari $\hat{H}(k)$ dari setiap subcarrier ini dimasukkan pada persamaan awal

$$\hat{\mathbf{X}} = \mathbf{Y} / \hat{\mathbf{H}} \tag{3.19}$$

Sehingga diperoleh nilai estimasi sinyal yang dikirim atau $\hat{X}\{k\}$ untuk semua subcarrier.

3.2 PARAMETER PERFORMANSI

3.2.1 BER

BER atau *bit-error-rate* adalah perbandingan jumlah bit error atau bit yang mengalami kesalahan dengan keseluruhan bit yang terkirim dalam pengiriman sinyal melalui kanal selama selang waktu tertentu. *Bit error probability* adalah nilai ekspektasi dari error. Oleh karena itu BER dapat ditentukan dengan menghitung nilai *bit error probability*.

Perhitungan BER dalam channel AWGN dihitung dengan mengintegrasikan *Gaussian probability density function*. Bit error rate untuk BPSK dan QPSK ditulis dalam persamaan

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (3.20)$$

Namun akibat channel impulse response h , *energy bit to noise ratio* menjadi $\frac{|h|^2 E_b}{N_0}$. Sehingga bit error probability menjadi

$$P_{b|h} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{|h|^2 E_b}{N_0}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) \quad (3.21)$$

dimana $\gamma = \frac{|h|^2 E_b}{N_0}$. h adalah variabel acak dari distribusi Rayleigh, oleh karena itu $|h|^2$ adalah distribusi *chi-square* dengan dua derajat kebebasan. Karena $|h|^2$ merupakan distribusi *chi-square*, maka γ juga merupakan distribusi *chi-square*. Fungsi kepadatan probabilitas γ yaitu

$$P(\gamma) = \frac{1}{E_b/N_0} e^{-\gamma/(E_b/N_0)} \quad , \gamma \geq 0 \quad (3.22)$$

Dengan mensubstitusikan persamaan (3.21) kedalam persamaan (3.22) sehingga kita dapatkan

$$P_b = \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) p(\gamma) d\gamma \quad (3.23)$$

Persamaan (2.23) dapat disederhanakan menjadi

$$P_b = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{(E_b/N_0)}{(E_b/N_0) + 1}} \right) \quad (3.24)$$

Karena $\frac{E_b}{N_0} = \operatorname{SNR} \cdot \frac{B}{R}$ maka persamaan diatas dapat kita ubah menjadi

$$P_b = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\operatorname{SNR}}{\operatorname{SNR} + B/R}} \right) \quad (3.25)$$

Dimana B adalah bandwidth dan R adalah *bitrate* sinyal. Pada [16] dijelaskan mengenai *Least Square Error SNR Estimation* dengan persamaan

$$\operatorname{SNR}_{LSE} = \frac{P_{LSE}}{N_{LSE}} \quad (3.26)$$

dimana P_{LSE} adalah sinyal power dan N_{LSE} adalah noise power yang masing-masing didefinisikan sebagai

$$P_{LSE} = \left[\frac{1}{K} \sum_{i=0}^{K-1} \operatorname{Re}\{y(i,j)\hat{h}(i,j)a^*(i,j)\} \right]^2 \quad (3.27)$$

Dan noise power N_{LSE} didefinisikan sebagai

$$N_{LSE} = \frac{1}{K} \sum_{i=0}^{K-1} |y(i,j)|^2 - P_{LSE} \quad (3.28)$$

dimana a adalah amplitude dari sinyal termodulasi QPSK, \hat{h} adalah estimasi channel, y adalah sinyal yang diterima dan i, j adalah pilot carrier dan simbol index. Oleh karena itu, dengan mensubstitusi nilai SNR pada persamaan (3.25) dengan SNR_{LSE} pada persamaan (3.26) maka kita dapatkan BER sinyal terestimasi.

3.2.2 Throughput

Throughput menunjukkan ukuran banyaknya data bit informasi yang sukses terkirim atau dalam artian lain banyaknya paket simbol yang tidak mengalami eror dalam pengiriman. Throughput sangat dipengaruhi oleh besarnya BER dalam transmisi data. Throughput dapat dihitung dengan persamaan,

$$\text{Throughput} = R(1 - \text{PER}) \quad (3.29)$$

Dimana PER adalah *packet error rate* dan R adalah data rate transmisi.

3.2.3 Kapasitas Kanal

Kapasitas kanal diartikan sebagai banyaknya informasi yang dapat dikirimkan melalui kanal. Kapasitas kanal terhadap suatu CIR yang telah diketahui dapat ditulis dengan menggunakan persamaan

$$C = \log_2 \left\{ \det \left(1 + \frac{P_{LSE}}{N_{LSE}} * (\hat{\mathbf{H}}_{ls})^H \hat{\mathbf{H}}_{ls} \right) \right\} \quad (3.30)$$

atau dapat kita tulis dengan

$$C = \log_2 \left\{ \det(1 + SNR_{LSE} * (\hat{\mathbf{H}}_{ls})^H \hat{\mathbf{H}}_{ls}) \right\} \quad (3.31)$$

dimana $\hat{\mathbf{H}}_{ls}$ adalah respons kanal estimasi dan SNR_{LSE} adalah *signal to noise* estimasi.

BAB 4

ANALISIS HASIL SIMULASI

4.1 Parameter Simulasi

Simulasi estimasi kanal *least square* ini dibuat dengan menggunakan software MATLAB 7.8.0 (R2009a). Simulasi ini bertujuan untuk melihat performa dari estimasi kanal *least square* terhadap *bit error rate*, *throughput*, dan kapasitas kanal terhadap kenaikan *signal to noise ratio* atau SNR. Sebagai perbandingan, estimasi kanal ini juga dilakukan terhadap berbagai jenis modulasi digital, yaitu BPSK, QPSK, 16-QAM, dan 64-QAM. Simulasi ini dilakukan terhadap penerima yang diam dan penerima yang bergerak yang menghasilkan frekuensi Doppler atau pergeseran frekuensi sebesar 100 Hz. Berikut juga disertakan konstestasi sinyal masing-masing modulasi digital pada nilai SNR = 10 dB dan SNR = 20 dB.

Simulasi ini memiliki parameter-parameter sebagai berikut:

Tabel Sistem parameter simulasi estimasi kanal *least square*

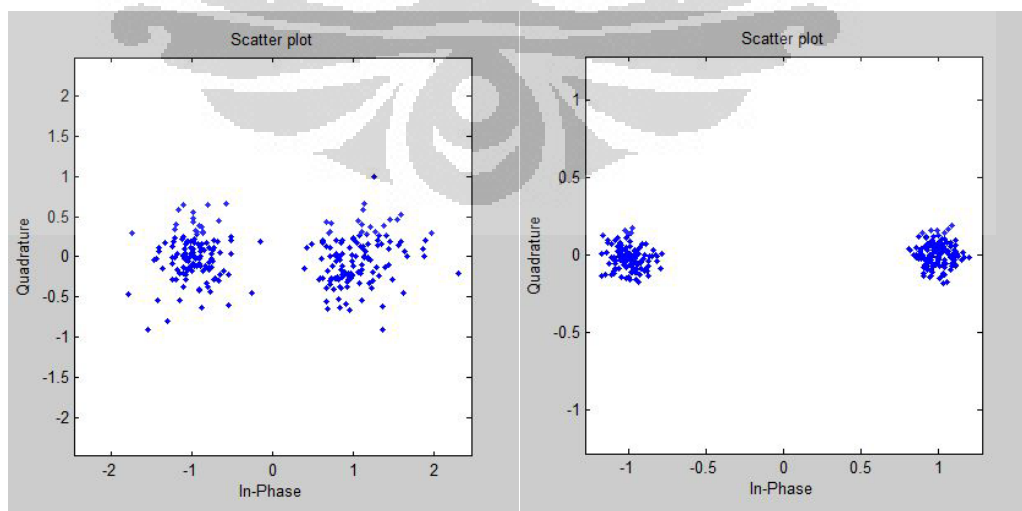
Sistem Parameter	Nilai Parameter
Jumlah subcarrier	256
Jumlah pilot simbol	32
Jumlah data subcarrier	224
Guard interval ratio	$\frac{1}{4}$
Panjang kanal	16
Teknik Modulasi	BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM
Frequency Doppler	0 Hz dan 100 Hz
SNR	0 – 30 dB
IFFT size	256

Pada simulasi ini digunakan subcarrier sebanyak 256 dimana pada subcarrier tersebut ditentukan 32 subcarrier digunakan untuk mengirimkan *pilot symbol* sehingga jumlah subcarrier yang digunakan untuk mengirimkan data sebanyak 224. Atau dalam artian lain, satu buah blok OFDM terbagi atas 32 grup subcarrier yang masing-masing terdiri dari 8 buah subcarrier dimana subcarrier awal dari tiap grup adalah subcarrier yang digunakan untuk mengirimkan *pilot symbol*. Sistem dijaga agar tidak terjadi *intersymbol interference* (ISI), oleh karena itu *guard interval* harus lebih besar dari panjang kanal. Oleh karena itu pada panjang kanal sebesar 16 ditambahkan *guard interval ratio* sebesar 1/4 atau 64. Pada sistem, tidak dilakukan *over sample* sehingga jumlah point IFFT sama dengan jumlah subcarrier yakni sebesar 256.

4.2 Hasil Simulasi dan Analisis

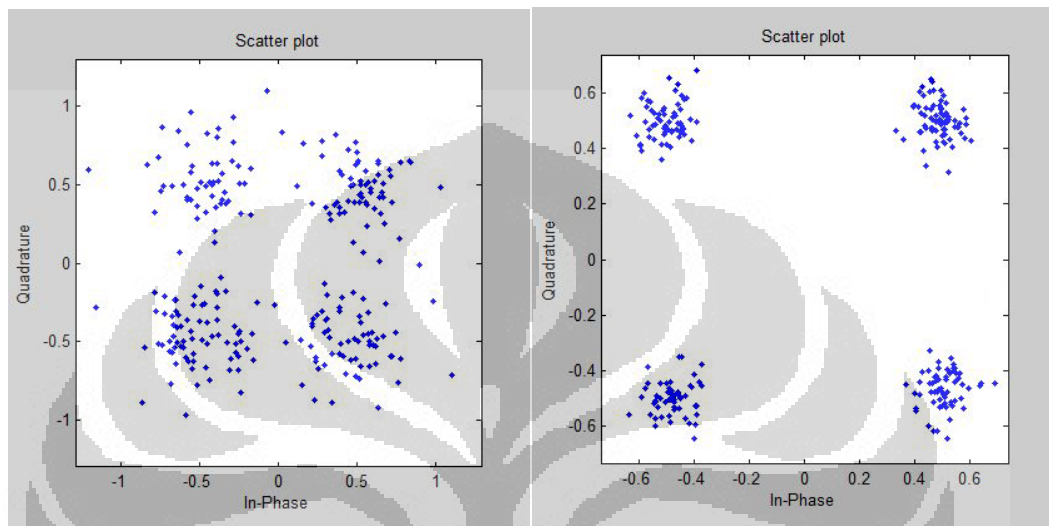
4.2.1 Sinyal Konstelasi

Pada bagian ini akan ditunjukkan perbedaan sinyal konstelasi estimasi kanal *least square* terhadap teknik modulasi BPSK, QPSK, 16-QAM, dan 64-QAM pada nilai SNR sama dengan 10 dB dan 20 dB. Simulasi juga dilakukan tidak hanya pada penerima yang diam tetapi juga pada penerima yang bergerak dengan pergeseran frekuensi sebesar 100 Hz.



Gambar 4.1 Sinyal konstelasi BPSK dengan SNR = 10 dB (sebelah kiri) dan SNR = 20 dB (sebelah kanan).

Gambar 4.1 menunjukkan gambar hasil sinyal konstelasi sinyal BPSK setelah dilakukan estimasi kanal. Terlihat pada nilai SNR = 20 dB terjadi perbaikan yaitu sinyal lebih berkumpul jika dibandingkan dengan nilai SNR = 10 dB. Sinyal pada nilai SNR = 20 dB lebih berkumpul pada titik konstelasi awal yakni 1 untuk bit = 1 dan -1 untuk bit = 0.



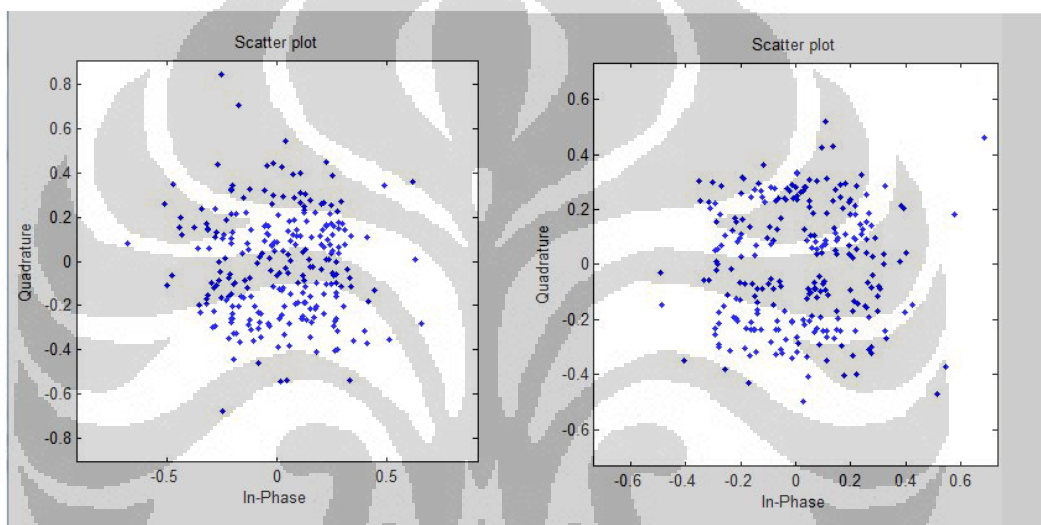
Gambar 4.2 Sinyal konstelasi QPSK dengan SNR = 10 dB (sebelah kiri) dan SNR = 20 dB (sebelah kanan).

Pada Gambar 4.2 juga terlihat keadaan yang sama dengan Gambar 4.1. Sinyal hasil modulasi QPSK berupa $-1 + i$ untuk bit = 00, $-1 - i$ untuk bit = 01, $1 + i$ untuk bit = 10, dan $1 - i$ untuk bit = 11. Sinyal pada nilai SNR = 20 dB lebih mendekati sinyal hasil modulasi awal, sinyal hanya berada antara nilai 0.3 hingga 0.5 pada vektor *In-phase* dan *Quadrature*.

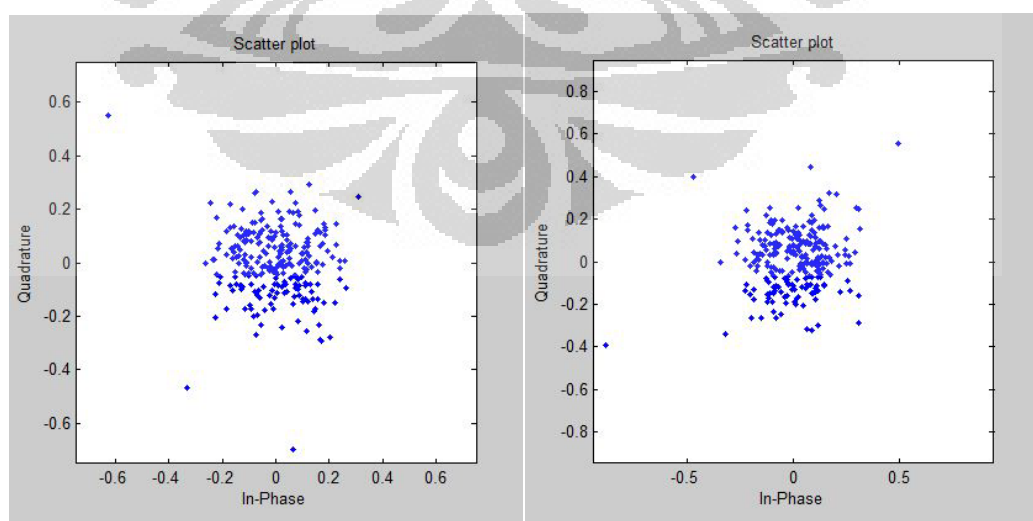
Gambar 4.3 menggambarkan sinyal konstelasi untuk 16-QAM. Pola konstelasi pada gambar ini berbeda dengan dua gambar sebelumnya. Terlihat bahwa sinyal konstelasi pada 16-QAM terlihat sangat acak dan tidak menyerupai konstelasi seharusnya dari 16-QAM. Hal ini terjadi tidak hanya pada nilai SNR = 10 dB tetapi juga pada nilai SNR = 20 dB. Pada teknik modulasi 64-QAM juga terjadi hal demikian. Pada nilai SNR = 10 dB dan 20 dB, konstelasi sinyal sangat buruk yang tentunya hal ini akan membuat nilai *bit error ratio* dari sinyal akan besar.

Berbeda dengan teknik modulasi BPSK dan QPSK, dimana sinyal hanya terbagi ke dalam dua atau empat buah konstelasi, 16-QAM dan 64-QAM membagi sinyal ke dalam 16 dan 64 bit konstelasi. Seharusnya setelah dilakukan estimasi kanal

kondisi eror yang terjadi pada sinyal akan membaik termasuk bentuk konstelasi sinyal penerimanya namun banyaknya kemungkinan bit terkirim ini yang membuat estimasi kanal menjadi tidak valid. Estimasi kanal berkerja dengan mencari pola fungsi perubahan sinyal (CIR) yang terjadi pada pilot simbol dan menggunakan pola perubahan tersebut secara general pada sinyal informasi yang lain. Namun, dengan semakin banyaknya tingkatan konstelasi dari sinyal akan membuat pola perubahan sinyal menjadi lebih acak dan ketika kita aplikasikan estimasi kanal yang kita peroleh dari pilot symbol pada sinyal informasi tidak ada dampak yang berarti pada konstelasi sinyal.



Gambar 4.3 Sinyal konstelasi 16-QAM dengan SNR = 10 dB (sebelah kiri) dan SNR = 20 dB (sebelah kanan).



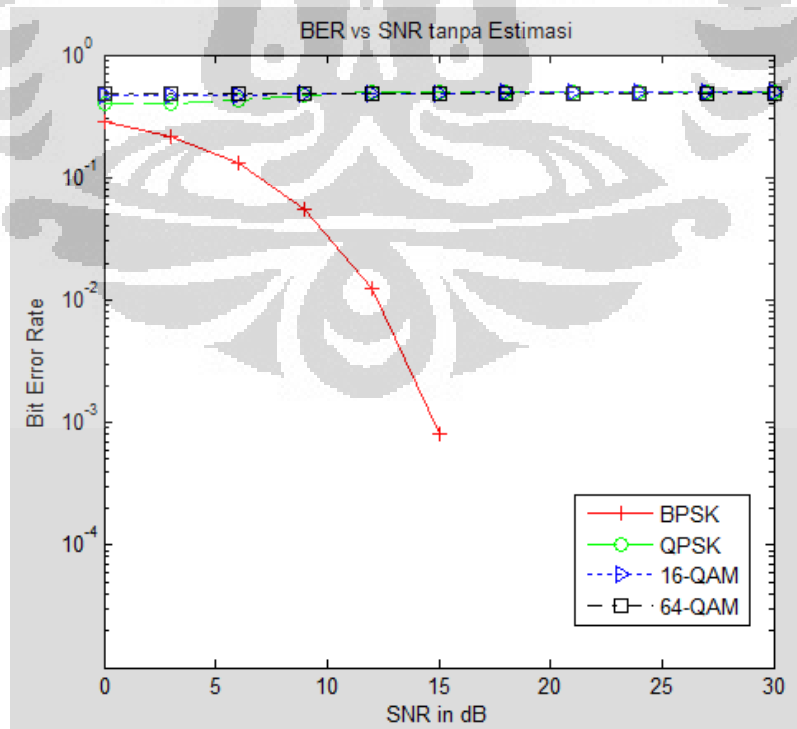
Gambar 4.4 Sinyal konstelasi 64-QAM dengan SNR = 10 dB (sebelah kiri) dan SNR = 20 dB (sebelah kanan).

Contohnya pada Gambar 4.4, dengan estimasi kanal terlihat konstelasi sinyal pada nilai SNR = 20 dB semakin mengumpul di pusat $0 + 0i$. Seharusnya sinyal tersebut membentuk pola konstelasi 64-QAM. Untuk lebih jelasnya akan dijelaskan mengenai *bit error rate* pada sistem estimasi kanal pada subbab berikutnya.

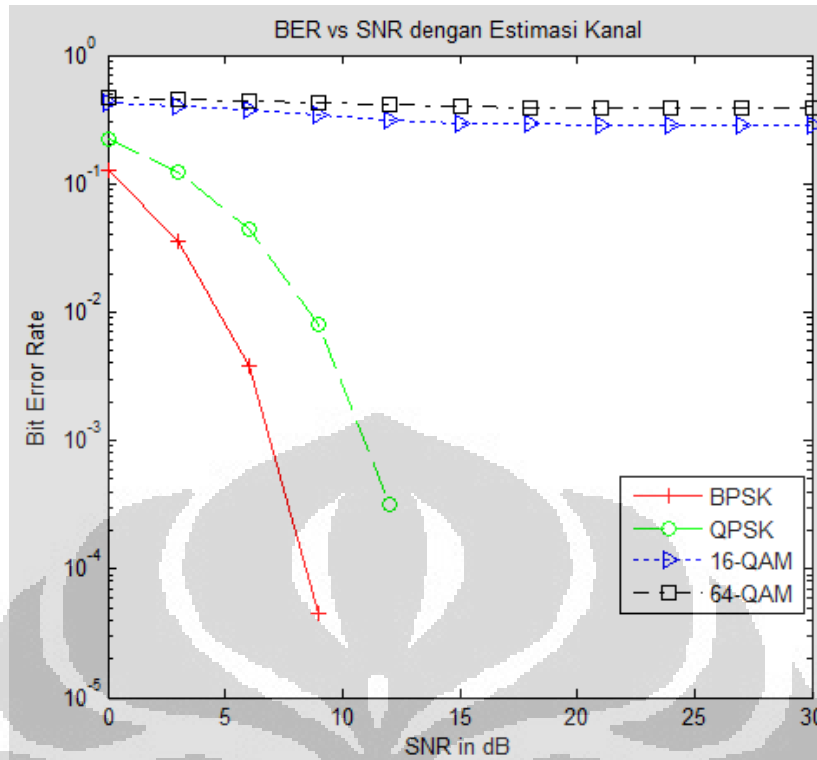
4.2.2 Parameter Performansi

4.2.2.1 BER

Pada bagian ini akan dijelaskan mengenai perubahan BER berdasarkan kenaikan SNR terhadap berbagai teknik modulasi dengan penerima diam dan penerima bergerak yang menghasilkan *Doppler shift frequency* sebesar 100 Hz. Sebagai perbandingan, juga disertakan gambar BER sistem yang tidak menggunakan teknik estimasi kanal. Garis lurus merah menunjukkan grafik perubahan BER BPSK terhadap SNR, sedangkan berturut-turut untuk hijau, biru, dan hitam adalah grafik BER masing-masing untuk teknik modulasi QPSK, 16-QAM, dan 64-QAM. Perhitungan BER dalam simulai ini dilakukan dengan teknik *Monte Carlo* yakni dengan membandingkan elemen bit terkirim satu persatu dengan elemen bit yang diterima.



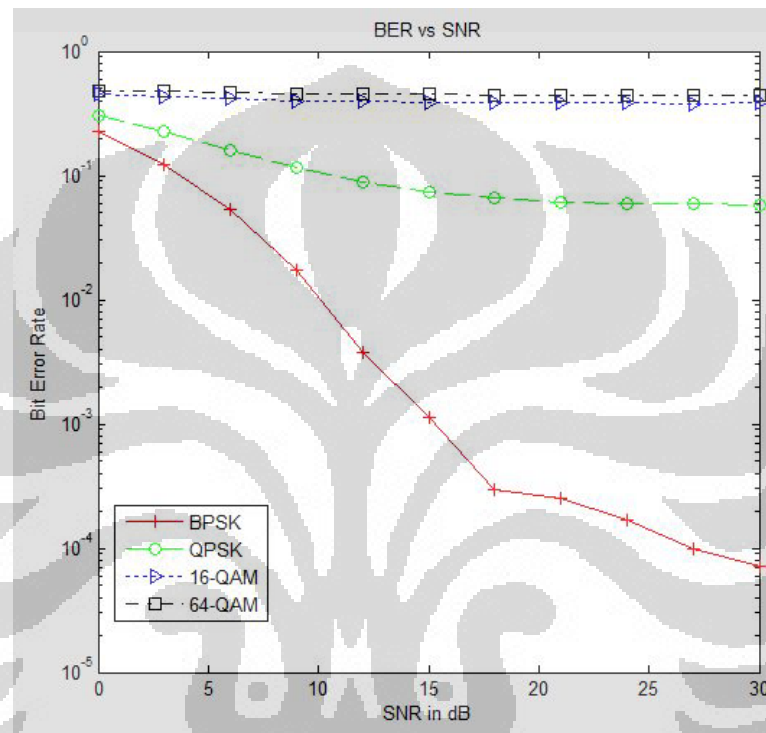
Gambar 4.5 BER terhadap SNR dengan Frekuensi Doppler = 0 Hz tanpa dilakukan teknik estimasi



Gambar 4.6 BER terhadap SNR dengan Frekuensi Doppler = 0 Hz dengan teknik estimasi

Jika dibandingkan, Gambar 4.5 dengan Gambar 4.6, estimasi kanal dapat memperbaiki nilai BER seiring dengan naiknya SNR pada teknik modulasi BPSK dan QPSK. Namun, untuk 16-QAM dan 64-QAM, BER relatif tetap walaupun diberi kenaikan SNR. Pada nilai SNR = 15 dB, BER dari 16-QAM dan 64-QAM nilai BER tidak menurun walaupun setelah itu diberikan kenaikan SNR. Sesuai seperti yang telah dijelaskan sebelumnya, estimasi kanal *least square* tidak dapat memberikan efek yang baik terhadap BER pada teknik modulasi 16-QAM dan 64-QAM. Estimasi kanal *least square* berkerja dengan mencari CIR yang diperoleh dari pilot simbol sesuai dengan persamaan (3.16) Pada teknik modulasi orde tinggi seperti 16-QAM dan 64-QAM, nampaknya teknik seperti ini kurang baik untuk diaplikasikan. Pasalnya, semakin tinggi ordenya maka akan semakin banyak pula distribusi bilangan acak yang dihasilkan dari informasi yang pada akhirnya berakibat kemungkinan CIR yang dihasilkan semakin tidak teratur. Ketidakteraturan CIR ini digunakan secara menyeluruh untuk mengestimasi nilai bit yang sebelumnya dikirim. Hal inilah yang membuat pada modulasi orde tinggi,

teknik estimasi kanal kurang baik untuk diaplikasikan. Walaupun jika kita lihat pada gambar, tetap terjadi pengurangan BER namun ini tidaklah berarti. Sebaliknya, pada teknik modulasi BPSK dan QPSK, estimasi kanal berhasil memperbaiki nilai BER. Terlihat pada nilai SNR = 9 dB, pada BPSK dan QPSK yang semula memiliki nilai BER = 5.5×10^{-2} dan 4.6×10^{-1} , dengan teknik estimasi kanal nilai BER pada SNR yang sama menjadi 4.5×10^{-5} dan 7.9×10^{-3} .



Gambar 4.7 BER terhadap SNR dengan Frekuensi Doppler = 100 Hz dengan teknik estimasi

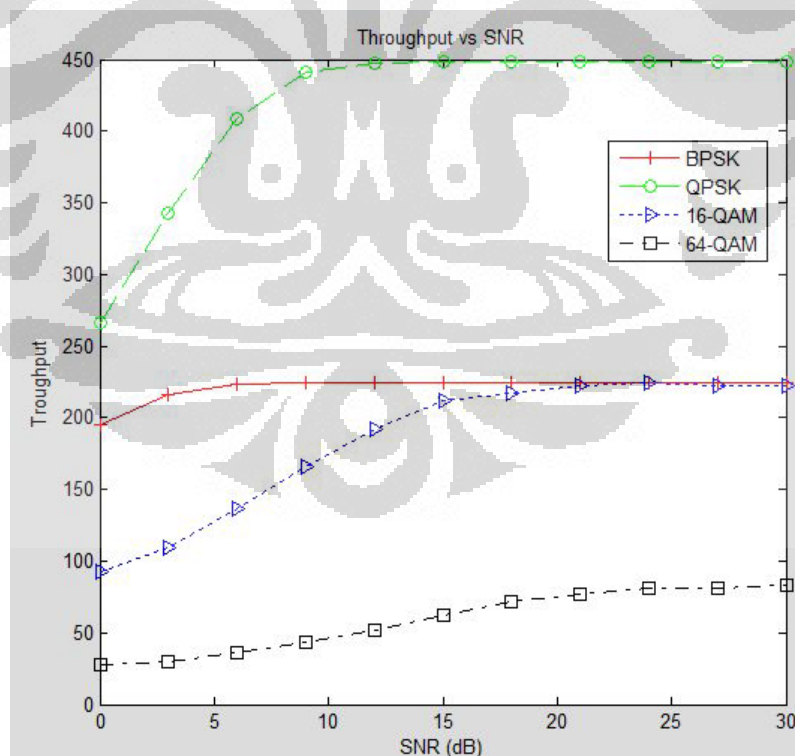
Pada penerima bergerak pun, teknik estimasi kanal ditunjukkan pada Gambar 4.7, BER tetap mengalami perbaikan walaupun tidak sebaik penerima diam.

4.2.2.2 Throughput

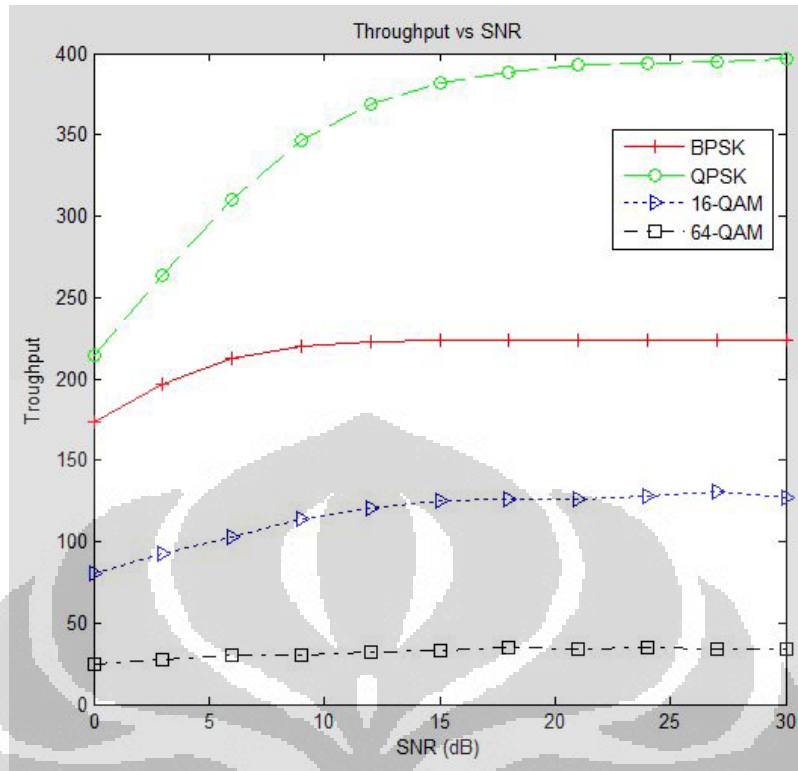
Throughput dari suatu sistem sangat bergantung dengan *packet error rate* (PER) dari sistem tersebut. PER juga berbanding lurus dengan BER yang terjadi. Semakin kecil nilai BER maka akan semakin kecil pula nilai PER begitupun sebaliknya. Gambar 4.7 memperlihatkan grafik hubungan *throughput* dengan SNR pada modulasi BPSK, QPSK, 16-QAM, dan 64-QAM dengan frekuensi Doppler sebesar = 0 Hz.

Pada gambar ditunjukkan bahwa pada SNR yang rendah, yang merepresentasikan kondisi kanal yang buruk, performansi *throughput* dari sistem rendah. Selain itu, pada orde modulasi yang lebih tinggi, *throughput* juga semakin tinggi. Namun, seperti yang telah dibahas sebelumnya, pada simulasi ini estimasi kanal *least square* berkerja efektif pada modulasi BPSK dan QPSK, oleh karena itu grafik *throughput*-nya terlihat lebih baik dari 16-QAM dan 64-QAM. BER kedua modulasi tersebut sangat tinggi, hal inilah yang membuat *throughput*-nya lebih kecil dari BPSK dan QPSK walaupun 16-QAM dan 64-QAM memiliki orde yang lebih tinggi.

Frekuensi Doppler yang terjadi dapat membuat BER meningkat, jika grafik pada Gambar 4.8 dibandingkan dengan grafik pada Gambar 4.7 terlihat *throughput* pada Gambar 4.8 lebih landai. Bisa diperhatikan pada nilai SNR = 6. Pada modulasi BPSK dan QPSK nilai *throughput* pada Gambar 4.8 masing-masing sekitar 210 dan 310 sedangkan pada Gambar 4.7 untuk SNR yang sama *throughput*-nya bernilai 225 dan 340.



Gambar 4.8 *Throughput* terhadap SNR pada Frekuensi Doppler = 0 Hz

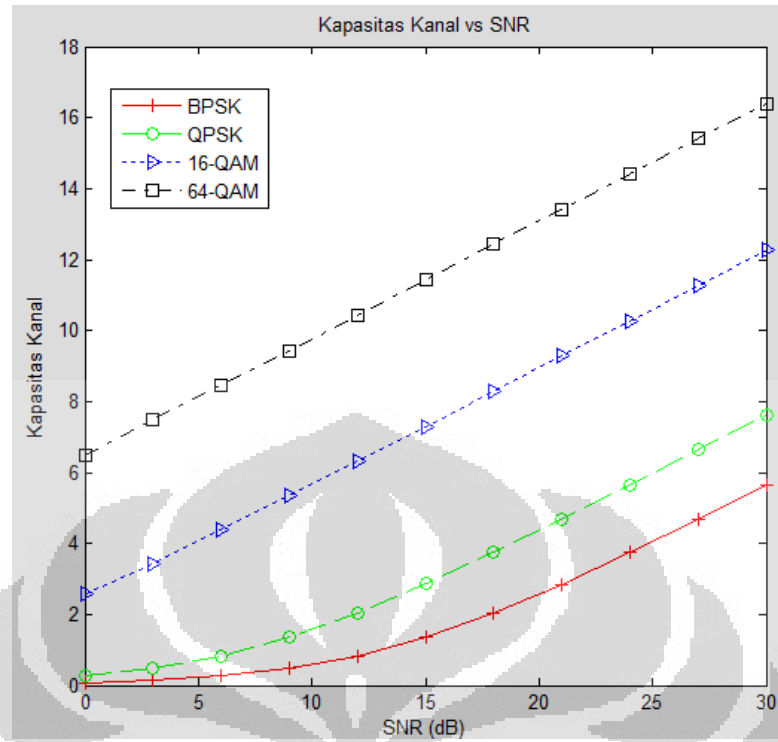


Gambar 4.9 *Throughput* terhadap SNR pada Frekuensi Doppler = 100 Hz

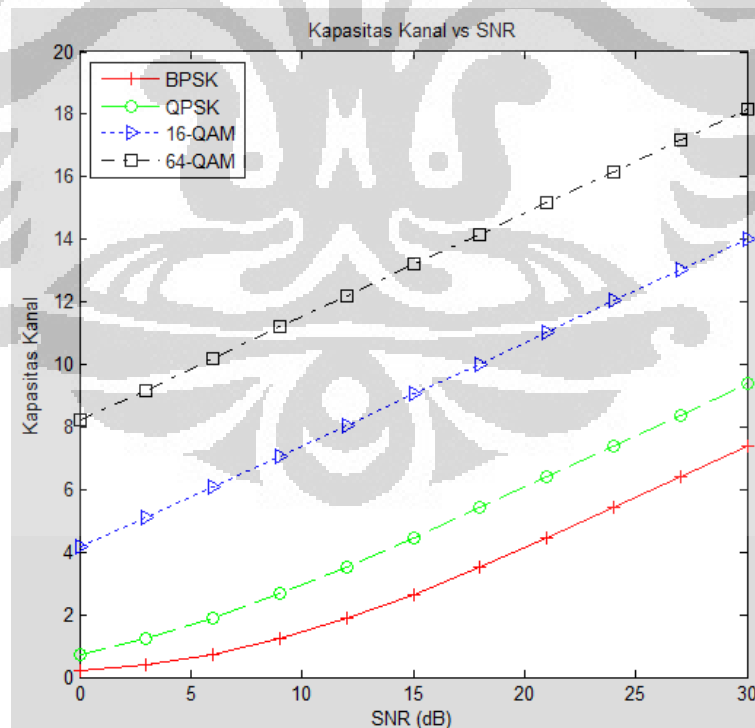
4.2.2.3 Kapasitas Kanal

Gambar 4.9 dan Gambar 4.10 menunjukkan grafik kapasitas kanal sistem dengan estimasi kanal *least square* pada penerima yang diam (frekuensi Doppler = 0 Hz) dan pada penerima yang bergerak (frekuensi Doppler = 100 Hz). Pada gambar terlihat bahwa semakin tinggi orde modulasi maka kapasitas kanal semakin meningkat. Hal ini karena semakin tinggi orde modulasi maka semakin banyak pula bit yang dikirimkan dalam waktu yang bersamaan dan membuat kapasitas kanalnya meningkat.

Terlihat pada gambar, kapasitas kanal untuk penerima bergerak sedikit lebih besar dari penerima yang diam. Hal ini karena, berdasarkan persamaan (3.42) terdapat matriks kanal respons yang semakin besar pada kondisi bergerak akibat semakin banyaknya *multipath fading* yang terjadi.



Gambar 4.10 Kapasitas Kanal terhadap SNR pada Frekuensi Doppler = 0 Hz



Gambar 4.61 Kapasitas Kanal terhadap SNR pada Frekuensi Doppler = 100 Hz

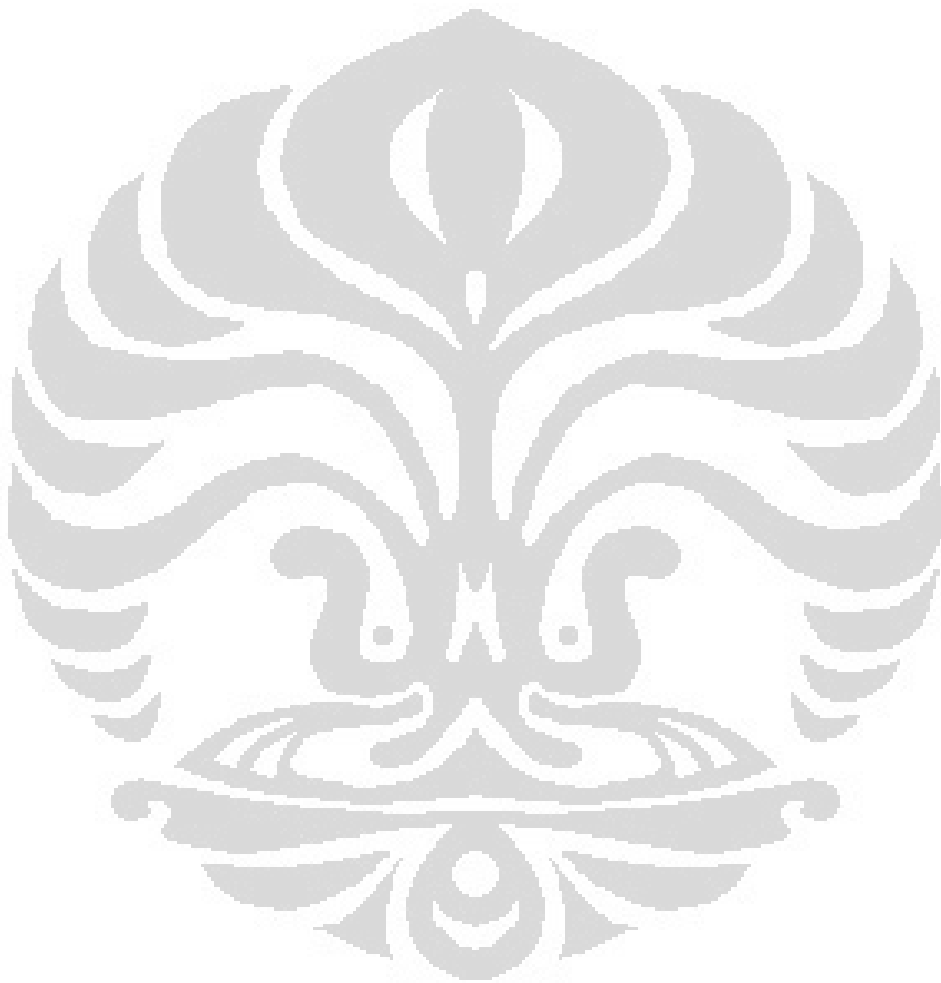
BAB 5

KESIMPULAN

Dari hasil simulasi dan analisis yang telah dilakukan, maka didapat beberapa kesimpulan yang berhubungan dengan performansi estimasi kanal *least square*.

1. Estimasi kanal *least square* berkerja optimal pada teknik modulasi BPSK dan QPSK, namun tidak bila diaplikasikan pada teknik modulasi yang lebih tinggi seperti 16-QAM dan 64-QAM. Pada teknik modulasi BPSK dan QPSK, estimasi kanal berhasil memperbaiki nilai BER. Terlihat pada nilai SNR = 9 dB, pada BPSK dan QPSK yang semula memiliki nilai BER = 5.5×10^{-2} dan 4.6×10^{-1} , dengan teknik estimasi kanal nilai BER pada SNR yang sama menjadi 4.5×10^{-5} dan 7.9×10^{-3} . Sedangkan pada 16-QAM dan 64-QAM relatif tetap.
2. Pada penerima bergerak, estimasi kanal dapat bekerja dengan baik walaupun terjadi kenaikan nilai BER bila dibandingkan dengan penerima yang diam. BER untuk BPSK, QPSK, 16-QAM, dan 64-QAM untuk penerima bergerak yang menghasilkan frekuensi Doppler sebesar 100 Hz adalah 1.7×10^{-3} , 1.1×10^{-1} , 4×10^{-1} , 4.5×10^{-1} .
3. Kapasitas kanal pada penerima bergerak sedikit lebih besar dibanding penerima yang tetap karena matriks respons kanal pada kondisi bergerak semakin besar yang membuat kapasitas kanalnya menjadi membesar pula. Diperoleh dari Gambar 4.9 masing-masing modulasi BPSK, QPSK, 16-QAM, dan 64-QAM kapasitas kanalnya sebesar 5.6, 7.6, 12.25, dan 16.4 untuk nilai SNR = 30 dB.
4. Nilai *throughput* tertinggi pada sistem dengan estimasi kanal *least square* dicapai oleh teknik modulasi QPSK sebesar 448, BPSK, 224, selanjutnya 64-QAM, 222, dan yang terakhir 16-QAM, 83. Estimasi kanal optimal pada QPSK dan BPSK, yang membuat BER-nya turun dan hal ini juga membuat PER menurun namun karena *throughput* berbanding lurus dengan *data rate* oleh karena itu QPSK memiliki *throughput* yang lebih besar dibanding BPSK.

Sama halnya dengan 64-QAM dan 16-QAM. Hanya saja, BER dan PER yang dihasilkan pada estimasi kanal pada teknik modulasi ini sangat buruk.



DAFTAR REFERENSI

- [1] Holma, H. dan Toskala A. (2009) *LTE for UMTS: OFDMA and SC-FDMA Based Radio Access*, New York: John Wiley & Sons.
- [2] Zyren J., (2007) *Overview of the 3GPP Long Term Evolution Physical Layer*, Freescale Semiconductor.
- [3] Yushi S. dan Martinez E. (2006) *Channel Estimation in OFDM Systems*, Freescale Semiconductor.
- [4] Xiaodai D., Wu-Sheng Lu, & Anthony C.K.S., (2006) *Linear Interpolation in Pilot Symbol Assisted Channel Estimation for OFDM*.
- [5] Schulze, H. dan Luders, C., (2005) *Theory and Application of OFDMA and CDMA: Wideband Wireless Communications*, John Wiley & Sons.
- [6] Bahai, A.R.S. dan Saltzberg, R.B., (1999) *Multi-Carrier Digital Communications: Theory and Application of OFDM*, New York: Kluwer Academic Publisher
- [7] *UMTS Long Term Evolution (LTE) Technology Introduction* (2007), Munchen: Rohde&Schwarz.
- [8] Sklar, Bernard, (1997) *Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part I: Characterization*. IEEE Communications Magazine July. (hlm. 90-100)
- [9] Pradhan, P.K., Faust, O., Patra, S.K. & B.K. Chua., (2010) *Channel Estimation Algorithms for OFDM Systems*. National Institute of Technology Rourkela.
- [10] Kay, Steven M., (1993) *Fundamental of Statistical Signal Processing: Estimation Theory*, Prentice Hall.

- [11] Feng Wan, W.P. Zhu & Swamy, M.N.S., (2010) *Channel Estimation of Pulse-Shaped MIMO-OFDM Systems*, IEEE Communications.
- [12] Samuli Tiiro, Jari Ylioinas, Markus Myllylä, & Markku Juntti. 2009. *Implementation of the Least Least Square Channel Estimation Algorithm for MIMO-OFDM Systems*. Berlin: International ITG Workshop on Smart Antennas.
- [13] Inho Choi & Yong Hwan Lee. 2003. *Design Pilot Pattern for Channel Estimation in OFDM Systems*. Seoul:Seoul National University.
- [14] T. Rappaport, *Wireless Communications, Principles and Practice*. IEEE Press, Prentice Hall, 1996.
- [15] Rajeswari, K., Sangeetha, T., Natcammai, A.P., Nandhini, M., Thiruvengadam, S.j., 2010. *Performance Analysis of Pilot Aided Channel Estimation Methods for LTE System in Time-Selective Channels*. International Conference on Industrial and Information Systems 2010.
- [16] Barrera, M., Betancur, L., Navarro, A. 2009. *Novel SNR Estimation Algorithm for MB OFDM Ultra Wide Band Communications*. Communications, 2009. LATINCOM '09. IEEE Latin-American Conference. Mendellin.

LAMPIRAN

Lampiran 1

MATLAB Source code Estimasi Kanal

```
% initialize
clear
clc
% definisikan parameter yang digunakan
N = 256; % jumlah total subchannels
P = 256/8; % jumlah pilot simbol
S = N-P; % jumlah total data subchannel
pilotIntvl = 8; % pilot position interval
L = 16; % channel length
GI = N/4; % panjang guard interval
Fdop = 0; % Doppler shift frequency
nIterasi = 100; % jumlah iterasi tiap evaluasi
SNR_i = (0:3:30); % signal to noise ratio vector (dB)
% Pilot Location and strength
Ip = 1:pilotIntvl:N; % location of pilots
Is = setxor(1:N,Ip); % location of data
Ep = 1; % Energy bit pilot symbol
% fft matrix
F = exp(2*pi*sqrt(-1)/N .* meshgrid(0:N-1,0:N-1)...
.* repmat((0:N-1)',[1,N]));

for M = [2 4 16 64]
for i = 1 : length(SNR_i)
SNR = SNR_i(i);
for k = 1 : nIterasi
% Tr Data
xData = randint(N,1,M); %generate random
data
mod = modem.qammod(M); %mapping
xDataMod = modulate(mod,xData);
xDataMod(Ip) = Ep * xDataMod(Ip);
xDataIfft = ifft(xDataMod,N); %IFFT
xDataIfftGi = [xDataIfft(N- GI + 1 : N);xDataIfft];
%Guard Insertion

% Channel
chan = rayleighchan(1e-100,Fdop);
yDataIfftGi = filter(chan,xDataIfftGi); % rayleigh channel
yDataIfftGiNoise = awgn(yDataIfftGi, ...
SNR - db(std(yDataIfftGi))); %AWGN channel

% Tx Data
yDataIfft = yDataIfftGiNoise(GI+1:N+GI);
yDataMod = fft(yDataIfft,N);

% Channel estimation
Xpilot = xDataMod(Ip); % trnasmitted
pilots
```

(lanjutan)

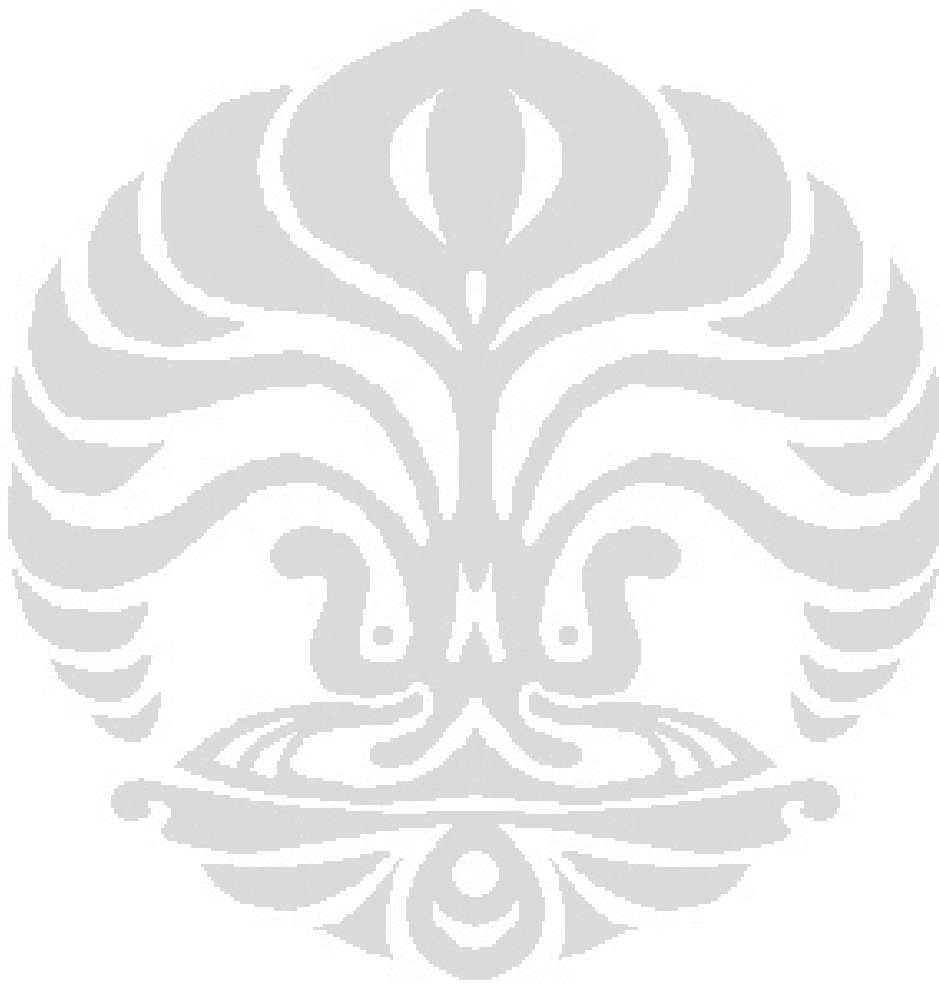
```
Ypilot = yDataMod(Ip); % received pilots
H = (Ep * length(Ip))^-1* ctranspose(sqrt(Ep)...
    *diag(Xpilot)*ctranspose(F(1:L,Ip)));
hls = H*Ypilot; % CIR
yDataModEst = yDataMod./fft(hls,N); % least square
%Tx Data Estimasi
demod = modem.qamdemod(M); % digital
demodulation
yDataEst = demodulate(demod,yDataModEst);
yDataNoEst = demodulate(demod,yDataMod);
% bit error rate computation
%bit error rate calculation (monte carlo)
[nbErr bErr(i,k)] = biterr(yDataEst(Is),xData(Is));
[nbErrNE bErrNE(i,k)] = biterr(yDataNoEst(Is),xData(Is));
%packet error calculation (monte carlo)
[nsErr sErr(i,k)] = symerr(yDataEst(Is),xData(Is));
[nsErrNE sErrNE(i,k)] = symerr(yDataNoEst(Is),xData(Is));
Hest(:,k) = hls;
end
%inisiasi kapasitas kanal
hHest = mean(Hest,2);
C(i) =
real(log2(det((1+(10^(SNR/10))*ctranspose(hHest)*hHest))));
end
%plotting BER
f1 = figure(1);
set(f1,'color',[1 1 1]);
xlabel('SNR in dB');
ylabel('Bit Error Rate');
title('BER vs SNR');
if M == 2
    semilogy(SNR_i,mean(bErr'),'r-+')
    hold on;
    semilogy(SNR_i,mean(bErrNE'),'r--+')
    hold on;
elseif M == 4
    semilogy(SNR_i,mean(bErr'),'g--o')
    hold on;
    semilogy(SNR_i,mean(bErrNE'),'g--o')
    hold on;
elseif M == 16
    plot(SNR_i,mean(bErr'),'b-x')
    hold on;
    semilogy(SNR_i,mean(bErrNE'),'b--x')
    hold on;
elseif M == 64
    semilogy(SNR_i,mean(bErr'),'k-.s')
    hold on;
    semilogy(SNR_i,mean(bErrNE'),'k--s')
```

(lanjutan)

```
hold on;
legend('BPSK','QPSK','16-QAM','64-QAM')
end
%Plotting Throughput
datarate = (N-P)*log2(M);
throughput = datarate*mean((1 - sErr)');
throughputNE = datarate*mean((1 - sErrNE)');
f2 = figure(2);
set(f2,'color',[1 1 1]);
xlabel('SNR (dB)');
ylabel('Throughput');
title('Throughput vs SNR');
if M == 2
plot(SNR_i,throughput,'r-+')
hold on;
plot(SNR_i,throughputNE,'r--+')
hold on;
elseif M == 4
plot(SNR_i,throughput,'g-o')
hold on;
plot(SNR_i,throughputNE,'g--o')
hold on;
elseif M == 16
plot(SNR_i,throughput,'b-x')
hold on;
plot(SNR_i,throughputNE,'b--x')
hold on;
elseif M == 64
plot(SNR_i,throughput,'k-s')
hold on;
plot(SNR_i,throughputNE,'k--s')
hold on;
legend('BPSK','QPSK','16-QAM','64-QAM');
end
%Plotting Kapasitas kanal
f3 = figure(3);
set(f3,'color',[1 1 1]);
xlabel('SNR (dB)');
ylabel('Kapasitas Kanal');
title('Kapasitas Kanal vs SNR')
if M == 2
plot(SNR_i,C,'r-+')
hold on;
elseif M == 4
plot(SNR_i,C,'g--o')
hold on;
elseif M == 16
plot(SNR_i,C,'b-x')
hold on;
```


(lanjutan)

```
elseif M == 64
    plot(SNR_i,C,'k-.s')
    hold on;
    legend('BPSK','QPSK','16-QAM','64-QAM')
end
end
```



MATLAB Source code Scattering Estimasi Kanal

```

% initialize
clear
clc
%input parameter
M = 64; % modulasi
Fdop = 300; % Doppler shift frequency
% definisikan parameter yang digunakan
N = 256; % jumlah total subchannels
P = 256/8; % jumlah pilot simbol
S = N-P; % jumlah total data subchannel
pilotIntvl = 8; % pilot position interval
L = 16; % channel length
GI = N/4; % panjang guard interval
% Pilot Location and strength
Ip = 1:pilotIntvl:N; % location of pilots
Is = setxor(1:N,Ip); % location of data
Ep = 1; % Energy bit pilot symbol
% fft matrix
F = exp(2*pi*sqrt(-1)/N .* meshgrid(0:N-1,0:N-1)...
.* repmat((0:N-1)',[1,N]));
for SNR = [10 20]
% Tx Data
xData = randint(N,1,M); %generate random
data
mod = modem.gammod(M); %mapping
xDataMod = modulate(mod,xData);
xDataMod(Ip) = Ep * xDataMod(Ip);
xDataIfft = ifft(xDataMod,N); %IFFT
xDataIfftGi = [xDataIfft(N- GI + 1 : N);xDataIfft]; %Guard Insertion
% Channel
chan = rayleighchan(1e-100,Fdop);
yDataIfftGi = filter(chan,xDataIfftGi); %rayleighchannel
yDataIfftGiNoise = awgn(yDataIfftGi, ...
SNR - db(std(yDataIfftGi))); %AWGN channel
% Rx Data
yDataIfft = yDataIfftGiNoise(GI+1:N+GI);
yDataMod = fft(yDataIfft,N);
% Channel estimation
Xpilot = xDataMod(Ip); % trnasmitted
pilots
Ypilot = yDataMod(Ip); % received pilots
H = (Ep * length(Ip))^-1* ctranspose(sqrt(Ep)...
*diag(Xpilot)*ctranspose(F(1:L,Ip)));

```

(lanjutan)

```
hls = H*Ypilot; % CIR
yDataModEst = yDataMod./fft(hls,N); % least square
>Data Estimasi
demod = modem.qamdemod(M); % digital
demodulation
yDataEst = demodulate(demod,yDataModEst);
yDataNoEst = demodulate(demod,yDataMod);
%plotting
h = scatterplot(yDataModEst,1,0,'b. ');
end
```

