

**TRANSCIVER OFDM KOMPLEKSITAS RENDAH DENGAN  
TEKNIK ESTIMASI KANAL MMSE UNTUK APLIKASI UMTS-LTE**

**LOW COMPLEXITY OFDM TRANSCIVER WITH MMSE  
CHANNEL ESTIMATION TECHNIQUES FOR UMTS-LTE APPLICATION**



**Nama : ENOS RANDALINGGI**

**No. Pokok : P2700210021**

**PROGRAM STUDI TEKNIK ELEKTRO**

**PROGRAM PASCASARJANA**

**UNIVERSITAS HASANUDDIN**

**MAKASSAR**

**2012**

**TESIS**

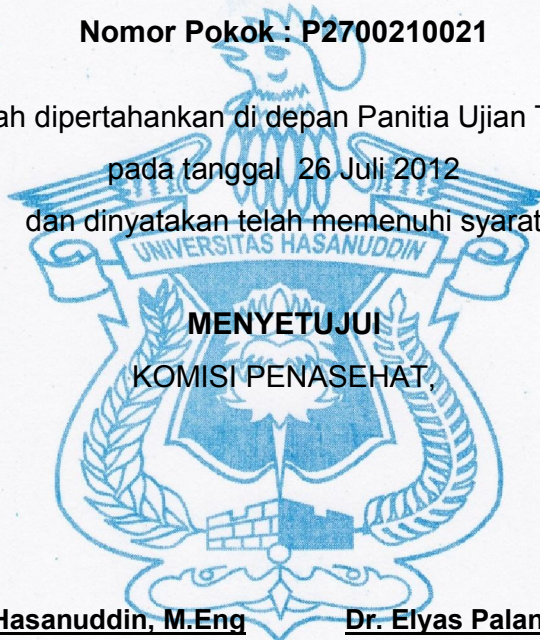
**TRANSCEIVER OFDM KOMPLEKSITAS RENDAH DENGAN TEKNIK  
ESTIMASI KANAL MMSE UNTUK APLIKASI UMTS-LTE**

**Disusun dan diajukan oleh :**

**ENOS RANDALINGGI**

**Nomor Pokok : P2700210021**

telah dipertahankan di depan Panitia Ujian Tesis  
pada tanggal 26 Juli 2012  
dan dinyatakan telah memenuhi syarat



**MENYETUJUI  
KOMISI PENASEHAT,**

**Dr. Ir. Zulfajri B. Hasanuddin, M.Eng**  
Ketua

**Dr. Elyas Palantei, ST., M.Eng**  
Anggota

**Ketua Program Studi S2  
Teknik Elektro,**

**Direktur Program Pascasarjana  
Universitas Hasanuddin,**

**Prof. Dr. Ir. H. Salama Manjang, M.T**

**Prof. Dr. Ir. Mursalim**

## ABSTRAK

**ENOS RANDALINGGI.** *Transceiver OFDM Kompleksitas Rendah dengan Teknik Estimasi Kanal MMSE Untuk Aplikasi UMTS-LTE* (dibimbing oleh **Zulfajri Basri Hasanuddin dan Elyas Palantei**).

Tujuan penelitian ini adalah desain dan analisis struktur suatu sistem *transceiver* OFDM kompleksitas rendah dengan menggunakan prediksi kanal *Minimum Mean Square Error* (MMSE) yang diterapkan pada teknologi LTE melalui jaringan UMTS. Sistem *transceiver* OFDM disimulasikan sedemikian rupa sehingga dapat diuji kinerjanya pada arah downlink melalui model kanal AWGN dan *multipath fading* (*Rayleigh fading*). Unit *transmitter* dibangun dari unit-unit blok fungsional seperti *S/P converter*, *signal mapper*, *pilot insertion*, *zero padding*, IFFT, *P/S converter*, *cyclic prefix insertion* dan unit *switching*. Sementara itu, unit *receiver* dibangun dari unit-unit blok fungsional seperti unit *switching*, pemisahan *cyclic prefix*, *S/P converter*, FFT, estimasi kanal MMSE, pembuangan simbol pilot dan *zero padding*, *signal demapper* dan *P/S converter*.

Hasil simulasi menunjukkan bahwa prediksi kanal MMSE pada sistem OFDM dapat memperbaiki kinerja BER dan SER jaringan baik melalui kanal AWGN ataupun kanal *Rayleigh fading* menggunakan skema modulasi QPSK, 16-QAM dan 64-QAM. Sistem OFDM yang mengadopsi skema modulasi QPSK memberikan BER/SER estimasi terbaik dibandingkan skema modulasi 16-QAM dan 64-QAM. Pada BER/SER  $10^{-4}$  modulasi QPSK membutuhkan  $E_b/N_0$  dan  $E_s/N_0$  sebesar 10 dB, sedangkan 16-QAM membutuhkan  $E_b/N_0$  dan  $E_s/N_0$  sebesar 15 dB untuk mencapai BER/SER  $10^{-4}$  dan pada modulasi 64-QAM Pada BER/SER  $10^{-4}$  membutuhkan  $E_b/N_0$  dan  $E_s/N_0$  sebesar 20 dB. Hal ini menunjukkan bahwa modulasi QPSK memberikan perbaikan kinerja sebesar 5 dB bila dibandingkan dengan 16-QAM dan perbaikan kinerja sebesar 10 dB bila dibandingkan dengan 64-QAM. Dari hasil parameter BER dan SER yang diperoleh dan berdasarkan asumsi-asumsi parameter sistem antena pemancar dan penerima OFDM, *path loss* dan margin daya, tingkat *data rate* yang diperoleh sangat tinggi yaitu hampir 1 Gbps pada radius 1,6 km untuk skema LOS dan akan turun secara signifikan dengan *path loss* kurang dari 30 dB yaitu hampir 1Mbps untuk skema NLOS sehingga teknologi akses radio ini layak untuk diaplikasikan pada UMTS-LTE.

Kata Kunci : OFDM, UMTS-LTE, MMSE, BER, SER, *data rate*, *rayleigh fading*.

## ABSTRACT

**ENOS RANDALINGGI.** *Low Complexity OFDM transceiver with MMSE Channel Estimation Techniques For UMTS-LTE Application (Supervised by Zulfajri Basri Hasanuddin and Elyas Palantei).*

*The purpose of this research is the design and structural analysis of a low-complexity OFDM transceiver system using channel prediction Minimum Mean Square Error (MMSE) is applied to the UMTS-LTE technology. OFDM transceiver system is simulated in such a way that can be tested its performance in the downlink direction through in AWGN and multipath fading channel. Transmitter unit is built from units of functional blocks such as S/P converter, signal mapper, pilot insertion, zero padding, IFFT, P/S converter, cyclic prefix insertion and switching unit. Meanwhile, the receiver unit is built from units of functional blocks such as the switching unit, cyclic prefix removal, S/P converter, FFT, MMSE channel estimation, zero padding and pilot symbols removal, signal demapper and P/S converter.*

*The simulation results show that the MMSE channel prediction in OFDM systems can improve BER and SER performance of the network either through in AWGN and rayleigh fading channel using QPSK, 16-QAM and 64-QAM modulation scheme. OFDM system adopting QPSK modulation schemes provide BER / SER the best estimate is compared with the 16-QAM and 64-QAM. In BER/SER  $10^{-4}$  QPSK modulation requires  $E_b/N_0$  and  $E_s/N_0$  up to 10 dB, while 16-QAM requires  $E_b/N_0$  and  $E_s/N_0$  up to 15 dB to achieve BER/SER  $10^{-4}$  and 64-QAM modulation in BER/SER  $10^{-4}$  requires  $E_b/N_0$  and  $E_s/N_0$  up to 20 dB. This suggests that the QPSK modulation provides improved performance by 5 dB when compared with the 16-QAM and a 10 dB performance improvement when compared with the 64-QAM. From the results of the BER and SER parameter are obtained and based on assumptions of system parameters OFDM transmitter and receiver antenna, path loss and power margin, the data rate obtained is as high as almost 1 Gbps at distance 1,6 km for LOS scheme and will drop significantly by the path loss is less than 30 dB is almost 1 Mbps for NLOS scheme so that the radio access technology is feasible to be applied in UMTS-LTE.*

*Keywords : OFDM, UMTS-LTE, MMSE, BER, SER, data rate, rayleigh fading.*

## **PERNYATAAN KEASLIAN TESIS**

Yang bertanda tangan dibawah ini :

Nama : Enos Randalinggi  
Nomor Pokok : P2700210021  
Program Studi : Teknik Elektro  
Konsentrasi : Teknik Telekomunikasi

Menyatakan dengan sebenarnya bahwa tesis yang saya tulis ini benar-benar merupakan hasil karya sendiri, bukan pengambilan tulisan atau pemikiran orang lain. Apabila dikemudian hari terbukti atau dapat dibuktikan bahwa sebagian atau keseluruhan tesis ini merupakan hasil karya orang lain saya bersedia menerima sanksi atas perbuatan tersebut.

Makassar, Juni 2012

Yang menyatakan

Enos Randalinggi

## PRAKATA

Dengan segenap kerendahan hati, puji dan syukur, penulis panjatkan ke hadirat Tuhan Yang Maha Kuasa atas segala berkat dan perlindungan-Nya sehingga pembuatan tesis dengan judul *“Transceiver OFDM Kompleksitas Rendah dengan Teknik Estimasi Kanal MMSE untuk Aplikasi UMTS-LTE”* dapat diselesaikan dengan baik. Penulis menyadari bahwa dalam penyusunan tesis ini masih terdapat banyak kendala dan kekurangan, namun berkat bantuan, motivasi dan doa dari berbagai pihak hal ini dapat terlaksana dengan baik.

Akhirnya, penulis sampaikan ucapan terima kasih yang sebesar-besarnya kepada :

1. Bapak Dr. Ir. Zulfajri B. Hasanuddin, M.Eng selaku Dosen Pembimbing I yang telah memberikan arahan dan bimbingannya dalam penyelesaian tesis ini.
2. Bapak Dr. Elyas Palantei, ST.,M.Eng selaku Dosen Pembimbing II yang telah memberikan arahan dan bimbingannya dalam penyelesaian tesis ini.
3. Bapak Prof. Dr. Ir. H. Salama Manjang, MT selaku Ketua Program Studi Pascasarjana Teknik Elektro Universitas Hasanuddin.
4. Bapak Prof. Dr. Ir. H. Muhammad Tola, M.Eng, Bapak Dr. Ir. H. Andani Achmad, MT serta Ibu Merna Baharuddin, ST.,M.Tel.Eng.,Ph.D selaku komisi penguji yang telah memberikan masukan dan saran-saran dalam rangka penyempurnaan tesis ini.

5. Orang Tua, Istri dan anak tercinta serta sanak saudara yang selalu mendukung dalam doa demi terselesaikan studi ini.
6. Rekan-rekan mahasiswa Pascasarjana Teknik Elektro Angkatan 2010 serta semua pihak yang tidak dapat disebutkan satu per satu yang begitu banyak membantu demi terselesainya tesis ini.

Besar harapan penulis, bahwa apa yang tertulis pada tesis ini dapat bermanfaat bagi kemajuan ilmu pengetahuan dan teknologi di Indonesia, khususnya dalam bidang teknologi *mobile broadband wireless access*.

Makassar, Juni 2012

P e n u l i s,

## DAFTAR ISI

Halaman Judul .....	i
Halaman Pengesahan .....	ii
Abstrak .....	iii
Abstract .....	iv
Pernyataan Keaslian .....	v
Prakata .....	vi
Daftar Isi .....	viii
Daftar Gambar .....	xiii
Daftar Tabel .....	xv
Daftar Istilah .....	xvi
<b>BAB I. PENDAHULUAN .....</b>	<b>1</b>
1.1. Latar Belakang .....	1
1.2. Rumusan Masalah .....	2
1.3. Tujuan Penelitian .....	3
1.4. Manfaat Penelitian .....	3
1.5. Batasan Masalah .....	3
1.6. Sistematika Penulisan .....	4



BAB II. TINJAUAN PUSTAKA .....	6
2.1 <i>Long Term Evolution (LTE)</i> .....	6
2.1.1 <i>Arsitektur Jaringan LTE</i> .....	7
2.1.2 <i>Persyaratan LTE</i> .....	7
2.2 <i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)</i> .....	8
2.2.1 <i>Definisi OFDM</i> .....	8
2.2.2 <i>Pembangkitan dan Penerimaan OFDM</i> .....	10
2.2.3 <i>Model Matematis Sistem OFDM</i> .....	12
2.2.4 <i>Guard Time dan Cyclic Prefix</i> .....	14
2.3 <i>Modulasi Digital</i> .....	16
2.3.1 <i>Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)</i> .....	16
2.3.2 <i>16-Quadrature Amplitude Modulation (16QAM)</i> .....	18
2.3.3 <i>64-Quadrature Amplitude Modulation (64QAM)</i> .....	19
2.4 <i>Struktur Pilot UMTS-LTE</i> .....	20
2.5 <i>Kanal Propagasi</i> .....	22
2.5.1 <i>Kanal AWGN</i> .....	22
2.5.2 <i>Kanal Multipath Rayleigh Fading</i> .....	23
2.5.2.1 <i>Model Kanal ITU</i> .....	27
2.5.2.2 <i>Doppler shift dan delay spread</i> .....	28
2.6 <i>Estimasi Kanal</i> .....	31
2.7 <i>Persamaan Kanal LMMSE</i> .....	32
2.8 <i>Soft dan Hard De-mapping</i> .....	33
2.9 <i>Model Path Loss</i> .....	34

2.10 Roadmap Penelitian .....	36
<b>BAB III. PERANCANGAN MODEL DAN SIMULASI SISTEM .....</b>	<b>37</b>
3.1. Pemodelan Sistem .....	37
3.2. Struktur Pemancar OFDM pada UMTS-LTE .....	37
3.2.1 Pembangkitan Bit Informasi .....	38
3.2.2 Konversi Serial ke Paralel .....	38
3.2.3 <i>Modulation Mapper</i> .....	39
3.2.4 Penyisipan Simbol Pilot .....	39
3.2.5 <i>Zero Padding</i> .....	40
3.2.6 Modulasi OFDM .....	40
3.2.7 Penyisipan <i>Cyclic Prefix</i> .....	41
3.3. Struktur Penerima OFDM pada UMTS-LTE .....	43
3.3.1 Pemisahan <i>Cyclic Prefix</i> .....	43
3.3.2 Konversi Serial ke Paralel .....	44
3.3.3 Demodulasi OFDM .....	44
3.3.4 Estimasi Kanal MMSE .....	44
3.3.5 Equalisasi LMMSE .....	47
3.3.6 Demodulasi Sinyal .....	48
3.3.7 Konversi Paralel ke Serial .....	48
3.4. Pemodelan Kanal .....	48
3.4.1 Kanal AWGN .....	48
3.4.2 Kanal <i>Rayleigh Fading</i> .....	48
3.5. Parameter Simulasi .....	50

3.5.1	Parameter Model <i>Layer</i> Fisik LTE .....	50
3.5.2	Parameter <i>Resource Block</i> Untuk <i>Downlink</i> .....	52
3.5.3	Parameter <i>Resource Block</i> Untuk <i>Uplink</i> .....	52
3.5.4	Parameter Kanal .....	53
3.5.4.1	<i>Delay Spread</i> dan <i>Bandwidth</i> Koheren .....	53
3.5.4.2	<i>Doppler Spread</i> dan <i>Coherent Time</i> .....	55
3.6.	Diagram Alir Simulasi .....	56
3.7.	Kerangka Pikir .....	60
BAB IV. ANALISA HASIL SIMULASI .....		61
4.1.	Perbandingan Kinerja sistem OFDM menggunakan Estimasi Kanal MMSE dan Estimasi Kanal Lainnya .....	63
4.2.	Kinerja Sistem dalam <i>Bit Error Rate</i> (BER) .....	64
4.2.1	Hasil Simulasi untuk BER .....	64
4.2.1.1	Skema Modulasi QPSK .....	64
4.2.1.2	Skema Modulasi 16-QAM .....	66
4.2.1.3	Skema Modulasi 64-QAM .....	67
4.2.2	Analisis Hasil Simulasi untuk BER .....	68
4.2.2.1	Skema Modulasi QPSK .....	68
4.2.2.2	Skema Modulasi 16-QAM .....	70
4.2.2.3	Skema Modulasi 64-QAM .....	71
4.3.	Kinerja Sistem dalam <i>Symbol Error Rate</i> (SER) .....	73
4.3.1	Hasil Simulasi untuk SER .....	73
4.3.2	Analisis Hasil Simulasi untuk SER .....	75

4.3.2.1 Skema Modulasi QPSK .....	75
4.3.2.2 Skema Modulasi 16-QAM .....	77
4.3.2.3 Skema Modulasi 64-QAM .....	78
4.4. Analisis BER dan SER .....	80
4.5. Pengaruh level SNR terhadap <i>Power Spectral Density</i> .....	80
4.6. Analisis <i>Data Rate Transfer</i> dibawah Pengaruh Kanal Propagasi yang Berbeda .....	82
BAB V. KESIMPULAN DAN SARAN .....	84
5.1. Kesimpulan .....	84
5.2. Saran .....	85
DAFTAR PUSTAKA .....	xix

LAMPIRAN A *Source Code* Program MATLAB

LAMPIRAN B Pemetaan Modulasi QPSK, 16-QAM dan 64-QAM

LAMPIRAN C Visualisasi Grafis Proses Pemancar & Penerima OFDM

## DAFTAR GAMBAR

No. Gambar	Halaman
Gambar 2.1 Perbandingan spektrum FDM konvensional dengan OFDM .....	9
Gambar 2.2 Blok diagram <i>transceiver</i> OFDM .....	9
Gambar 2.3 Pembangkitan sinyal OFDM .....	10
Gambar 2.4 Penerimaan sinyal OFDM .....	11
Gambar 2.5 Spektrum sinyal OFDM dengan 8 subcarrier .....	13
Gambar 2.6 Penyisipan sinyal <i>zero</i> pada <i>guard time</i> .....	15
Gambar 2.7 <i>Cyclic prefix</i> .....	15
Gambar 2.8 Pengaruh penggunaan CP pada proses FFT di penerima .....	16
Gambar 2.9 Diagram konstelasi untuk QPSK .....	18
Gambar 2.10 Diagram konstelasi untuk 16-QAM .....	18
Gambar 2.11 Diagram konstelasi untuk 64-QAM .....	20
Gambar 2.12 Struktur dasar LTE <i>downlink</i> dengan simbol referensi .....	21
Gambar 2.13 Model kanal AWGN .....	23
Gambar 2.14 Model kanal <i>multipath</i> .....	24
Gambar 2.15 Model kanal <i>frequency-selective</i> .....	25
Gambar 2.16 Model <i>tapped delay line</i> kanal <i>multipath fading</i> .....	25
Gambar 2.17 <i>Generator rayleigh fading</i> model <i>jakes</i> .....	26
Gambar 2.18 Struktur estimasi kanal .....	32
Gambar 2.19 Struktur modifikasi estimator MMSE .....	32
Gambar 2.20 Pemetaan kembali sinyal QAM .....	34
Gambar 2.21 Model <i>Path Loss Okumura-Hata</i> .....	34

Gambar 3.1 Blok diagram pemancar OFDM .....	38
Gambar 3.2 <i>Zero padding</i> dalam domain waktu .....	40
Gambar 3.3 <i>Guard interval</i> .....	42
Gambar 3.4 Blok diagram penerima OFDM .....	43
Gambar 3.5 Model kanal <i>rayleigh fading</i> .....	49
Gambar 3.6 <i>Multipath profile</i> .....	49
Gambar 3.7 <i>Downlink resource grid</i> .....	51
Gambar 3.8 Blok diagram lengkap <i>transceiver</i> OFDM untuk LTE <i>downlink</i> .	57
Gambar 3.9 Diagram alir simulasi <i>transceiver</i> OFDM UMTS-LTE <i>downlink</i>	58
Gambar 4.1 Perbandingan prediksi kanal MMSE dengan LS .....	63
Gambar 4.2 Kinerja sistem BER menggunakan modulasi QPSK .....	65
Gambar 4.3 Kinerja sistem BER menggunakan modulasi 16-QAM .....	66
Gambar 4.4 Kinerja sistem BER menggunakan modulasi 64-QAM .....	67
Gambar 4.5 Kinerja sistem SER menggunakan modulasi QPSK .....	74
Gambar 4.6 Kinerja sistem SER menggunakan modulasi 16-QAM .....	74
Gambar 4.7 Kinerja sistem SER menggunakan modulasi 64-QAM .....	75
Gambar 4.8 Pengaruh SNR <i>level</i> 100 dB terhadap <i>power spectral density</i> ....	81
Gambar 4.9 Pengaruh SNR <i>level</i> -100 dB terhadap <i>power spectral density</i> ..	81
Gambar 4.10 Plot data rate terhadap $E_b/N_0$ untuk skema LOS dan NLOS .....	83

## DAFTAR TABEL

No. Tabel	Halaman
Tabel 2.1 Model kanal <i>Pedestrian-A</i> (PA3) .....	28
Tabel 2.2 Model kanal <i>Pedestrian-B</i> (PB3) .....	28
Tabel 2.3 Model kanal Kendaraan-A (KA30), (KA120) dan (KA350) .....	28
Tabel 3.1 Parameter model <i>layer</i> fisik pada LTE .....	50
Tabel 3.2 Parameter <i>resource block</i> untuk <i>downlink</i> .....	52
Tabel 3.3 Parameter untuk panjang <i>cyclic prefix</i> .....	52
Tabel 3.4 Parameter <i>resource block</i> untuk <i>uplink</i> .....	52
Tabel 4.1 Perbandingan $E_b/N_0$ vs BER dengan modulasi QPSK .....	69
Tabel 4.2 Perbandingan $E_b/N_0$ vs BER dengan modulasi 16-QAM .....	70
Tabel 4.3 Perbandingan $E_b/N_0$ vs BER dengan modulasi 64-QAM .....	72
Tabel 4.4 Perbandingan $E_s/N_0$ vs SER dengan modulasi QPSK .....	76
Tabel 4.5 Perbandingan $E_s/N_0$ vs SER menggunakan modulasi 16-QAM .....	78
Tabel 4.6 Perbandingan $E_s/N_0$ vs SER menggunakan modulasi 64-QAM .....	79

## DAFTAR ISTILAH

4G	:	<i>4<sup>st</sup> Generation</i>
3GPP	:	<i>3rd Generation Partnership Project</i>
AWGN	:	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BER	:	<i>Bit Error Rate</i>
BS	:	<i>Base Station</i>
BWA	:	<i>Broadband Wireless Access</i>
CDF	:	<i>Cumulative Distribution Function</i>
CSI	:	<i>Channel State Information</i>
dB	:	<i>Decibel</i>
DFT	:	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DL	:	<i>Downlink</i>
E-UMTS	:	<i>Evolved Universal Mobile Telecommunication Syst.</i>
E-UTRAN	:	<i>Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network</i>
eNB	:	<i>Evolved Node-B</i>
$E_b/N_0$	:	<i>Energy per Bit to Noise Ratio</i>
$E_s/N_0$	:	<i>Energy per Symbol to Noise Ratio</i>
FDD	:	<i>Frequency Division Duplex</i>
FDMA	:	<i>Frequency Division Multiple Access</i>
FFT	:	<i>Fast Fourier Transform</i>
HSPA	:	<i>High Speed Packet Access</i>
HSDPA	:	<i>High Speed Downlink Packet Access</i>
ISI	:	<i>Inter-symbol Interference</i>
ICI	:	<i>Inter-carrier Interference</i>



IDFT	:	<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>
IFFT	:	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
ITU	:	<i>International Telecommunication Union</i>
LMMSE	:	<i>Linear Minimum Mean Square Error</i>
LS	:	<i>Least Squared</i>
LTE	:	<i>Long Term Evolution</i>
LOS	:	<i>Line of Sight</i>
MIMO	:	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
MMSE	:	<i>Minimum Mean Square Error</i>
MSE	:	<i>Mean Square Error</i>
NLOS	:	<i>Non Line of Sight</i>
OFDM	:	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OFDMA	:	<i>Orthogonal Frequency Division Multiple Access</i>
PRB	:	<i>Physical Resource Block</i>
PDF	:	<i>Probability Density Function</i>
PSD	:	<i>Power Spectral Density</i>
PedA	:	<i>Pedestrian-A</i>
PedB	:	<i>Pedestrian-B</i>
QAM	:	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QPSK	:	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
rms	:	<i>Root Mean Square</i>
Rx	:	<i>Receiver</i>
SC-FDMA	:	<i>Single Carrier Frequency Division Multiple Access</i>
SER	:	<i>Symbol Error Rate</i>
SISO	:	<i>Single-Input Single-Output</i>

SNR	:	<i>Signal to Noise Ratio</i>
TDD	:	<i>Time Division Duplex</i>
Tx	:	<i>Transmitter</i>
UE	:	<i>User Equipment</i>
UL	:	<i>Uplink</i>
UMTS	:	<i>Universal Mobile Telecommunication System</i>
UTRA	:	<i>Universal Terrestrial Radio Access</i>
UTRAN	:	<i>Universal Terrestrial Radio Access Network</i>
ZF	:	<i>Zero Forcing</i>

# BAB I

## PENDAHULUAN

### 1.1. Latar Belakang

Standar teknologi *wireless* dituntut agar terus mengalami evolusi menjadi semakin lebih baik performansinya didalam jaringan komunikasi aktual. Dari sudut pandang pelanggan (*customer*) tuntutan kebutuhan akan lebih banyak terlihat dalam bentuk penyediaan layanan *mobile broadband*, kecepatan data dan area akses yang semakin luas. Sedangkan dari sisi penyedia jaringan pada sisi lainnya dituntut untuk dapat menyediakan infrastruktur jaringan telekomunikasi dengan konsep desain yang lebih sederhana namun dapat bekerja dengan seoptimum mungkin <sup>[1,6]</sup>.

Teknologi *Long Term Evolution* atau sering disebut LTE sangat dipercaya untuk dapat menjawab persoalan tersebut. LTE menggunakan OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) untuk pentransmisian data berkecepatan tinggi dengan implementasi yang lebih sederhana. LTE bukan merupakan standar, tetapi sebuah proyek yang ditargetkan untuk menghasilkan perkembangan baru dari spesifikasi *3rd Generation Partnership Project* (3GPP) *Release 8* (Rel-8) yang telah dirancang untuk mengantisipasi kebutuhan teknologi komunikasi di masa depan <sup>[1,4,7,9,15,23,31]</sup>.

Namun demikian, kanal propagasi tidak dapat diprediksi dengan pasti. Untuk mengatasi efek dari kanal propagasi yang buruk, dapat dilakukan dengan memperbaiki metode pengiriman informasi dan proses di penerima <sup>[3,13]</sup>. Banyak

cara yang dapat dilakukan, diantaranya yang menjadi fokus utama dalam penelitian tesis ini yaitu penggunaan teknik estimasi kanal *Minimum Mean-Square Error* (MMSE) pada bagian penerima [1,6,7,12,13,15,17,20,22,25,28]. Penggunaan teknik estimasi kanal MMSE pada sistem OFDM dapat memperbaiki performansi LTE dengan memberikan informasi kanal dari penerima kepada pengirim sehingga pengiriman simbol pilot secara periodik dapat di-*decode* dengan benar [15,17].

## 1.2. Rumusan Masalah

Beberapa permasalahan yang akan menjadi rumusan yaitu:

1. Bagaimana mendesain sebuah *transceiver* OFDM kompleksitas rendah dengan teknik estimasi kanal MMSE untuk aplikasi UMTS-LTE.
2. Bagaimana pengaruh penggunaan teknik estimasi kanal MMSE pada bagian penerima OFDM terhadap kinerja sistem.
3. Bagaimana membuat dan merancang simulasi berbasis komputer menggunakan MATLAB untuk mengetahui dan mengevaluasi kinerja keseluruhan dari *transceiver* OFDM pada jaringan UMTS-LTE berdasarkan tingkat BER (*bit error rate*) dan SER (*symbol error rate*) terhadap *energy per bit to noise zero ratio* ( $E_b/N_0$ ) dan *energy per symbol to noise zero ratio* ( $E_s/N_0$ ) yang diperoleh.

### **1.3. Tujuan Penelitian**

Tujuan yang ingin dicapai dalam penelitian ini adalah :

1. Mampu mendesain dan memahami prinsip kerja transceiver OFDM kompleksitas rendah dengan teknik estimasi kanal MMSE untuk aplikasi UMTS-LTE.
2. Dampak penggunaan teknik estimasi kanal MMSE pada bagian penerima OFDM terhadap kinerja sistem.
3. Menganalisis performansi sistem dan kelayakan teknologi akses radio pada *Long Term Evolution* (LTE) berbasis *transceiver* OFDM dengan cara simulasi.

### **1.4. Manfaat Penelitian**

Manfaat dari penulisan penelitian ini diharapkan bisa digunakan untuk aplikasi pengiriman informasi dengan laju data tinggi secara nirkabel dibawah kondisi kanal propagasi yang kurang menguntungkan sehingga menjadi salah satu solusi komunikasi *broadband* dimasa depan.

### **1.5. Batasan Masalah**

Agar dalam pembahasan ini dapat mencapai sasaran dan tujuan yang diharapkan, maka permasalahan yang ada dibatasi sebagai berikut :

1. Model kanal yang digunakan adalah *Additive White Gaussian Noise* (AWGN) dan *frequency selective fading* terdistribusi *rayleigh*.
2. Modulasi digital yang digunakan adalah QPSK, 16 QAM dan 64 QAM.
3. Ukuran kinerja simulasi berupa grafik BER/SER terhadap  $E_b/N_0$  dan  $E_s/N_0$ .
4. Diasumsikan sistem transceiver OFDM menggunakan sistem *single input single output* (SISO) dan sinkronisasi sempurna.
5. Pengaruh *Power Average Peak Ratio* (PAPR) tidak diperhitungkan dalam simulasi.
6. Untuk masukan data, menggunakan pembangkit sumber biner acak.
7. Pada bagian penerima OFDM, teknik estimasi kanal yang digunakan adalah modifikasi *Minimum Mean-Square Error* (MMSE).

## **1.6. Sistematika Penulisan**

Dalam penulisannya, tesis ini dibagi dalam beberapa bab sesuai dengan urutan proses pengerjaan tesis.

### **BAB I        PENDAHULUAN**

Berisi tentang latar belakang, rumusan masalah, tujuan dan manfaat penelitian, batasan masalah dan sistematika penulisan dari tesis.

### **BAB II        TINJAUAN PUSTAKA**

Berisi penjelasan tentang pengenalan teknologi LTE, sistem *transceiver* OFDM secara umum, kanal propagasi dan penggunaan

teknik estimasi kanal *minimum mean square error* (MMSE) secara khusus.

### **BAB III PERANCANGAN MODEL DAN SIMULASI SISTEM**

Berisi pembahasan model sistem, diagram alir program simulasi dan nilai parameter sistem yang digunakan.

### **BAB IV ANALISA HASIL SIMULASI**

Berisi analisa terhadap hasil percobaan/simulasi pada semua variasi sistem yang diuji.

### **BAB V KESIMPULAN DAN SARAN**

Berisi kesimpulan dari hasil simulasi serta saran yang dapat digunakan untuk penelitian berikutnya.

## BAB II

### TINJAUAN PUSTAKA

#### 2.1 *Long Term Evolution (LTE)*

Perkembangan teknologi 3GPP LTE (*Long Term Evolution*) telah mengalami peningkatan yang sangat pesat sejak diperkenalkan pada ajang workshop di Toronto, Kanada pada awal Nopember 2004 <sup>[1]</sup>. Tujuan utama dari LTE ini adalah untuk meningkatkan standar UMTS dalam mengatasi kebutuhan teknologi komunikasi di masa depan.

Evolusi di bagian radio dari rilis 3G meliputi : perbaikan dalam *latency*, throughput pengguna, efisiensi spektral, penyederhanaan untuk jaringan radio dan dukungan efisiensi layanan berbasis paket <sup>[4]</sup>. Evolusi ke sisi jaringan meliputi : pengurangan biaya operasi, migrasi jaringan inti ke IP, meningkatkan kecepatan data, upgrade mudah dari sistem generasi sebelumnya, dan mengurangi *cost* disisi pengguna.

Penggunaan *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) pada downlink UMTS-LTE memungkinkan untuk menjadi fleksibel dalam penggunaan alokasi spektrum baru yang berbeda dari sistem 3G. Berbeda dengan UMTS, LTE tidak mendukung *soft handover* <sup>[14]</sup>. LTE memberdayakan operator untuk mencapai tingkat puncak *uplink* dan *downlink*, meningkatkan efisiensi spektrum, dan mengurangi CAPEX dan OPEX. Jaringan inti LTE didasarkan pada solusi *all-*



*IP*, dan tidak seperti GSM / UMTS, tidak ada elemen jaringan yang terpisah. Pada LTE *circuit-switching* hadir di jaringan inti.

### 2.1.1 Arsitektur Jaringan LTE

Arsitektur jaringan LTE secara umum lebih sederhana dibanding dengan teknologi sebelumnya (GSM/UMTS). LTE memiliki *Radio Access Network* sendiri yang bernama E-UTRAN. Jaringan intinya disebut *Evolved Packet Core* (EPC). EPC bersifat *all-IP* dan mudah berinterkoneksi dengan jaringan IP lainnya, termasuk WiFi, WiMAX, dan XDSL. Untuk menghubungkan UE (pengguna) dengan E-UTRAN digunakan eNB (*e-NodeB*) <sup>[15]</sup>. Pada GSM eNB ini analogi dengan NodeB atau BTS, namun pada eNB terdapat penambahan fungsi dimana beberapa fungsi BSC juga dilakukan oleh eNB tersebut.

### 2.1.2 Persyaratan LTE

Untuk memenuhi persyaratan dari IMT Advanced tentang 4G, maka LTE mempunyai beberapa persyaratan sebagai berikut :

- ❖ *Bandwidth* yang terskala ;  
E-UTRA dapat beroperasi pada alokasi *bandwidth* yang berbeda-beda, yaitu 1.25 MHz, 2.5 MHz, 5 MHz, 10 MHz, 15 MHz, dan 20 MHz baik pada *uplink* maupun *downlink*.
- ❖ Puncak laju data sebesar 100 Mbps untuk *downlink*, dan 50 Mbps untuk *uplink* dengan alokasi spektrum *bandwidth* 20 Mhz <sup>[1]</sup>.
- ❖ Mencapai 200 pengguna aktif dalam 1 sel (5 MHz).
- ❖ *User-plane latency* kurang dari 5 ms.

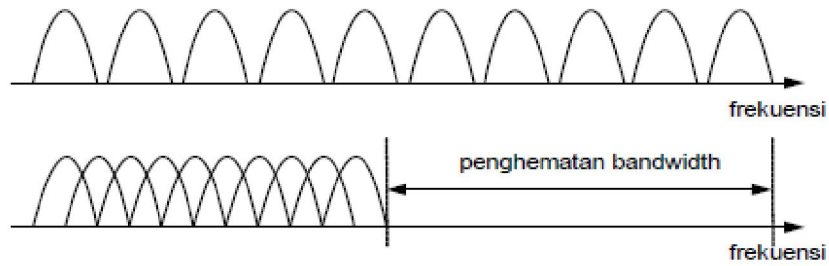
- ❖ Pilihan spektrum frekuensi yang dapat disesuaikan dengan jaringan saat ini yaitu band GSM, CDMA, UMTS (450,700, 850, 900, 1700, 1800, 1900, 2100, 2500MHz).
- ❖ Mendukung baik untuk operasi FDD (*Frequency Division Duplex*) maupun TDD (*Time Division Duplex*).
- ❖ Antena MIMO sudah terstandarisasi sehingga secara umum dapat meningkatkan data sektoral.

## **2.2 Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)**

### **2.2.1 Definisi OFDM**

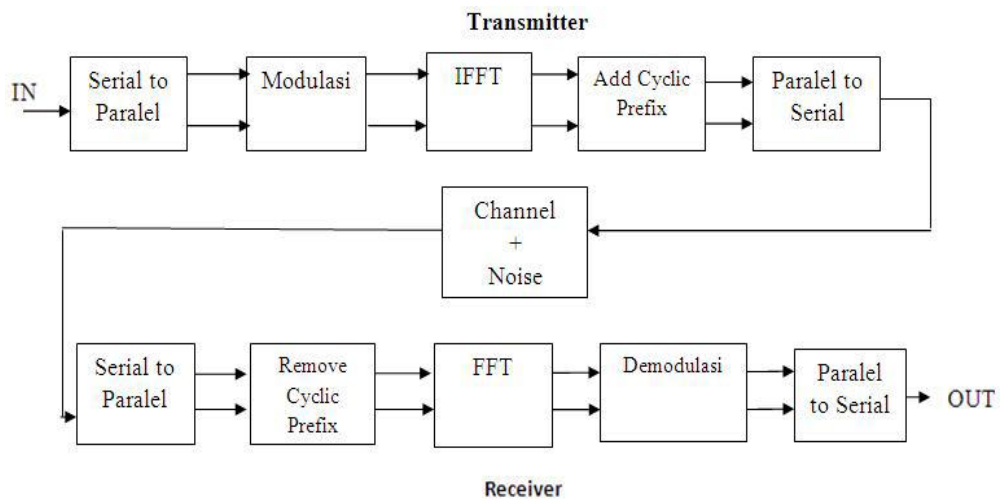
OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) adalah bentuk khusus dari *multi-carrier modulation* (MCM) yang membagi aliran data dengan kecepatan tinggi ke dalam sejumlah aliran data kecepatan rendah kemudian dikirimkan secara simultan melalui beberapa *subcarrier* <sup>[23]</sup>. Pada OFDM, data masukan dialirkan ke beberapa *subcarrier* paralel yang saling orthogonal dengan laju data yang lebih rendah. Dengan sifat orthogonalitas ini maka antar subcarrier dapat dibuat *overlap* tanpa menimbulkan efek *intercarrier interference* (ICI). *Multiplexing subcarrier* secara *overlap* tersebut tentu saja dapat menghemat *resource* berupa *bandwidth*. Sedangkan pada sistem transmisi multicarrier konvensional, untuk mengirimkan data secara paralel digunakan beberapa *carrier* yang tidak *overlap*, selain itu dibutuhkan juga *guard band* untuk membatasi *carrier* satu dengan yang lainnya. Pada OFDM, sifat orthogonal ini dapat

dibangkitkan dengan menggunakan IFFT (*Invers Fast Fourier Transform*). IFFT digunakan pada modulasi dan FFT pada demodulasi sinyal OFDM.



Gambar 2.1 Perbandingan spektrum FDM konvensional dengan OFDM <sup>[23]</sup>

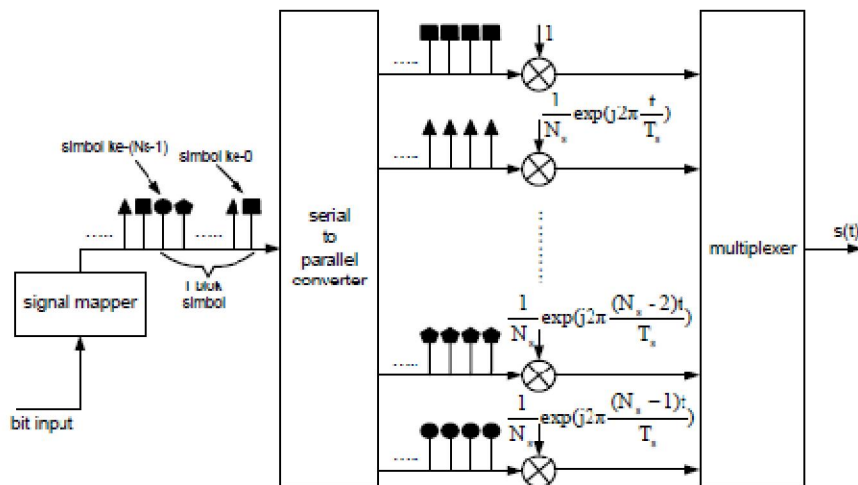
Blok diagram dasar *transceiver* OFDM dapat dilihat pada Gambar 2.2 dibawah ini :



Gambar 2.2 Blok diagram transceiver OFDM <sup>[23]</sup>

## 2.2.2 Pembangkitan dan Penerimaan OFDM <sup>[8]</sup>

Proses pembangkitan sinyal *OFDM* pada pengirim ditunjukkan pada Gambar 2.3, dimana  $N_s$  adalah jumlah *subcarrier* dan  $s(t)$  adalah sinyal *OFDM*. Deretan simbol keluaran dari proses pemetaan sinyal dibagi ke dalam blok-blok, dimana dalam setiap blok terdiri dari  $N_s$  simbol. Setiap simbol pada satu blok dipisahkan dengan *serial to parallel converter*, dimana setiap keluaran dari *serial to parallel converter* adalah kumpulan simbol dengan nomor urutan yang sama pada setiap bloknya. Selanjutnya setiap keluaran dari *serial to parallel converter* digunakan sebagai masukan modulator pada masing-masing *subcarrier* yang saling orthogonal dan dimultipleks untuk mendapatkan sinyal *OFDM*.

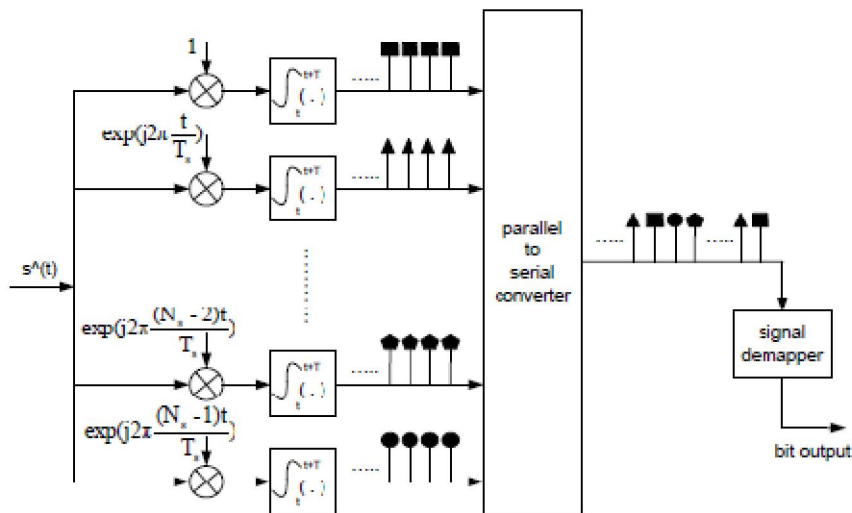


Gambar 2.3 Pembangkitan sinyal OFDM <sup>[8]</sup>

Penggunaan *discrete fourier transform (DFT)* pada sistem *OFDM* akan mengurangi tingkat kompleksitas sistem pengirim dan penerima. Dengan penggunaan *DFT* maka tidak diperlukan banyak *osilator*, *mixer* dan *filter* untuk

masing-masing *subcarrier*. Untuk mengirim sinyal, pada bagian pengirim dilakukan proses *inverse DFT (IDFT)* untuk merubah sinyal dalam representasi domain frekuensi menjadi representasi dalam domain waktu. Pada penerima dilakukan proses *DFT* untuk merubah sinyal dalam representasi domain waktu menjadi representasi domain frekuensi.

Pada penerima dilakukan proses kebalikan dari proses di pengirim, seperti yang terlihat pada Gambar 2.4.  $s^{\wedge}(t)$  adalah sinyal *OFDM* yang diterima. Simbol keluaran dari setiap proses integrasi diubah ke format serial dan selanjutnya digunakan sebagai masukan proses pemetaan sinyal (*signal demapper*).



Gambar 2.4 Penerimaan sinyal OFDM [8]

### 2.2.3 Model Matematis Sistem OFDM

Secara matematis set dari sinyal  $\Psi$ , dimana  $\Psi_p$  adalah elemen dari set yang ke- $p$ , akan orthogonal jika memenuhi persamaan berikut <sup>[8,21]</sup>:

$$\int_0^T \Psi_p(t) \Psi_q^*(t) dt = K_p \delta_{pq} \quad \text{dimana } p, q = 1, 2, 3, \dots, N_s \quad (2.1)$$

$$\begin{cases} K_p, & \text{untuk } p = q \\ 0, & \text{untuk } p \neq q \end{cases}$$

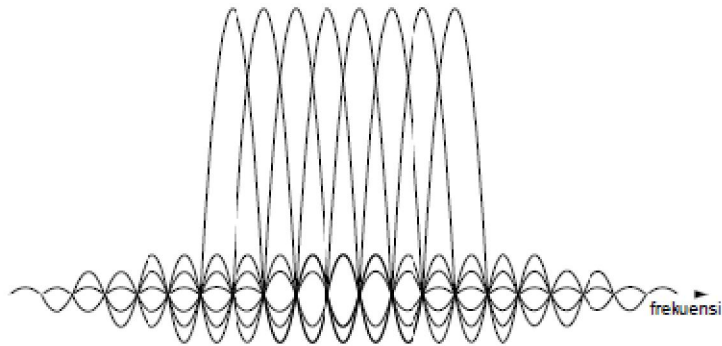
dimana  $\Psi^*(t)$  menunjukkan kompleks konjugat dari  $\Psi(t)$  dan  $\delta_{pq}$  adalah *kroncker delta function* yang bernilai 1 untuk  $p = q$  dan bernilai 0 untuk  $p \neq q$ ,  $K_p$  adalah suatu konstanta bukan nol.

Sinyal OFDM terdiri dari penjumlahan *subcarrier* yang dimodulasi dengan menggunakan *phase shift keying* (PSK) atau *quadrature amplitude shift keying* (QAM). Jika  $d_k$  adalah simbol kompleks hasil *mapping* ke- $k$ ,  $N_s$  adalah jumlah *subcarrier* dan  $T_s$  adalah periode simbol, maka persamaan sinyal OFDM dalam bentuk *baseband* kompleks dituliskan sebagai berikut <sup>[24]</sup>:

$$s(t) = \begin{cases} \frac{1}{N_s} \sum_{k=0}^{N_s-1} d_k \exp(j2\pi \frac{k}{T_s} t) & , \text{Untuk } 0 \leq t \leq T_s \\ 0 & , \text{Untuk } t \text{ lainnya} \end{cases} \quad (2.2)$$

Pada Persamaan 2.2, bagian real dan imajiner berkorespondensi dengan bagian *in-phase* dan *quadrature* dari sinyal *OFDM* yang dikalikan cosinus dan sinus dari frekuensi *carrier* yang diinginkan untuk memperoleh sinyal *OFDM*

akhir. Spektrum sinyal *OFDM* yang dihasilkan oleh Persamaan 2.2 adalah seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.5.



Gambar 2.5 Spektrum sinyal *OFDM* dengan 8 subcarrier<sup>[19]</sup>

Penerima *OFDM* hanya menggunakan nilai spektrum pada titik di mana nilai spektrum maksimal pada setiap *subcarrier*-nya, maka proses demodulasi bisa dilakukan tanpa adanya interferensi dari *subcarrier* lainnya. Sebagai contoh, misalnya pada penerima dilakukan proses demodulasi dengan *downconverting* sinyal *subcarrier* ke- $p$  yang memiliki frekuensi  $p/T_s$  dan dilanjutkan dengan mengintegrasikan pada selang  $T_s$  detik, hasilnya seperti ditunjukkan pada Persamaan 2.3 berikut :

$$\begin{aligned}
 & \int_0^{T_s} \exp(-j2\pi \frac{p}{T_s} t) \sum_{k=0}^{N_s-1} d_k \exp(j2\pi \frac{k}{T_s} t) dt \\
 &= \sum_{k=0}^{N_s-1} d_k \int_0^{T_s} \exp(-j2\pi \frac{k-p}{T_s} t) dt \\
 &= d_p T_s \qquad (2.3)
 \end{aligned}$$

Integrasi memberikan nilai keluaran yang diinginkan yaitu  $d_p$  yang dikalikan dengan konstanta  $T_s$ , dimana  $d_p$  adalah nilai simbol kompleks yang

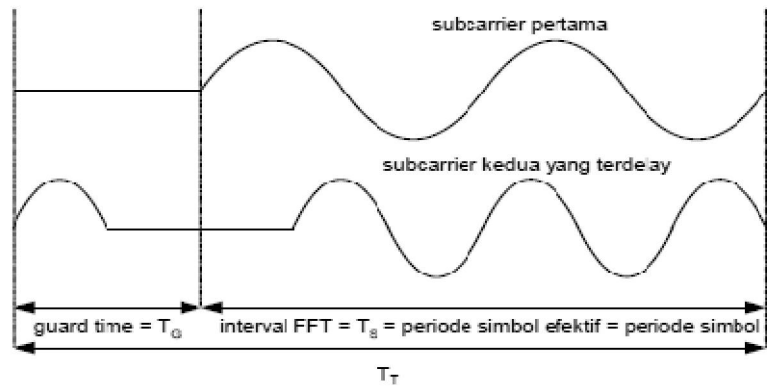
sesuai untuk *subcarrier* yang ke- $p$ . Nilai integrasi adalah nol untuk *subcarrier* yang lain karena perbedaan frekuensi  $(k-p)/T_s$  memberikan perbedaan jumlah gelombang yang bulat pada interval  $T_s$ .

#### **2.2.4 Guard Time dan Cyclic Prefix**

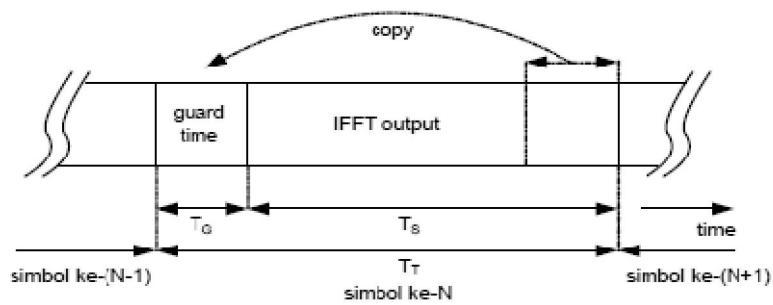
Untuk lebih meminimalkan pengaruh *delay spread*, OFDM menggunakan *guard time* yang ditambahkan pada setiap simbol. Panjang *guard time* dipilih lebih panjang daripada nilai rata-rata *delay spread*, biasanya antara dua sampai empat kali nilai *root-mean-square* dari *delay spread* <sup>[19]</sup>, sehingga nilai *multipath* dari satu simbol tidak bisa menginterferensi simbol setelahnya. *Guard time* dapat diisi dengan sinyal *zero* pada keseluruhan periode *guard time*. Akan tetapi hal ini akan menyebabkan terjadinya efek *ICI (Inter-carrier Interference)*, karena frekuensi antar-*subcarrier* menjadi tidak orthogonal lagi. Efek ini ditunjukkan pada Gambar 2.6. Pada saat penerima OFDM melakukan demodulasi terhadap *subcarrier* yang pertama maka akan terjadi pengaruh interferensi oleh *subcarrier* kedua karena perbedaan jumlah gelombang pada interval FFT antara *subcarrier* pertama dan kedua tidak bulat. Pada saat yang sama juga terjadi interferensi oleh *subcarrier* pertama ke *subcarrier* yang kedua dengan alasan yang sama. Penambahan *guard time* menyebabkan periode simbol  $T_s$  berubah menjadi periode simbol total  $T_T = T_s + T_G$ , dimana  $T_G$  adalah periode *guard time*.



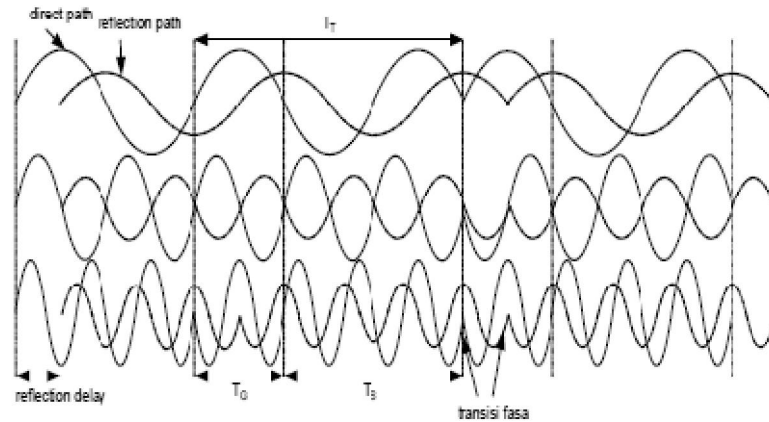
Untuk menghilangkan ICI, *guard time* diisi dengan *cyclic prefix*, prosesnya sebagaimana terlihat pada Gambar 2.7. Pengaruh penggunaan *cyclic prefix* pada proses *FFT* di penerima ditunjukkan pada Gambar 2.8.



Gambar 2.6 Penyisipan sinyal zero pada guard time<sup>[19]</sup>



Gambar 2.7 Cyclic prefix<sup>[19]</sup>



Gambar 2.8 Pengaruh penggunaan cyclic prefix pada proses FFT di penerima <sup>[19]</sup>

## 2.3 Modulasi Digital

Modulasi digital digunakan untuk merepresentasikan bit-bit atau simbol-simbol dalam bentuk sinyal analog supaya dapat ditransmisikan. Modulasi digital dapat berupa *Phase Shift Keying* (PSK), *Frequency Shift Keying* (FSK) dan *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM). Modulasi digital yang digunakan dalam penelitian ini yaitu QPSK, 16QAM dan 64QAM.

### 2.3.1 Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)

Dalam QPSK, bit-bit data dibagi menjadi kelompok yang masing-masing kelompok terdiri dari dua bit (dibit). Ada empat macam dibit yang mungkin dalam QPSK, yaitu 00, 01, 10 dan 11. Sepasang setiap dua bit berturut-turut dikonversi dari serial ke paralel dan kemudian dipetakan ke dalam konstelasi nilai yang kompleks dengan menggunakan modulasi QPSK seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.9 <sup>[3]</sup>.

Pada dasarnya QPSK mengirimkan sinyal sesuai dengan persamaan <sup>[10]</sup> :

$$S_i(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \{d_i(t) \cos(2\pi f_c t) + d_q(t) \sin(2\pi f_c t)\} \quad (2.4)$$

Kanal *inphase*  $I_{ch}$  menggunakan  $\cos(2\pi f_c t)$  sebagai simbol pembawa, sedangkan kanal *quadrature-phase*  $Q_{ch}$  menggunakan  $\sin(2\pi f_c t)$  sebagai sinyal pembawa. Variasi fase yang digunakan untuk membedakan tiap simbol adalah  $90^\circ$ . Probabilitas bit *error* (BER) sinyal QPSK pada kanal AWGN diformulasikan dengan Persamaan 2.5 <sup>[10]</sup> :

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (2.5)$$

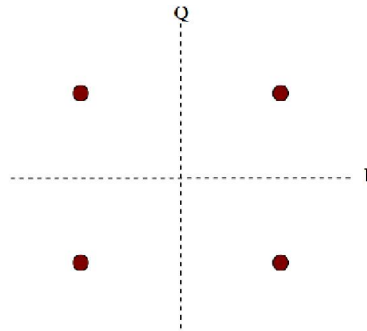
Jika banyaknya simbol M dapat dituliskan sebagai  $M = 2^k$  dengan k adalah jumlah bit dalam satu simbol maka energi simbol per *noise* dalam satuan dB dapat ditulis <sup>[14]</sup> :

$$\frac{E_s}{N_0} (dB) = 10 \log k \cdot \frac{E_b}{N_0} = 10 \log(k) + 10 \log \frac{E_b}{N_0} \quad (2.6)$$

$$\text{dengan } k = 2 \log M$$

Probabilitas simbol *error* untuk QPSK diberikan oleh <sup>[14]</sup> :

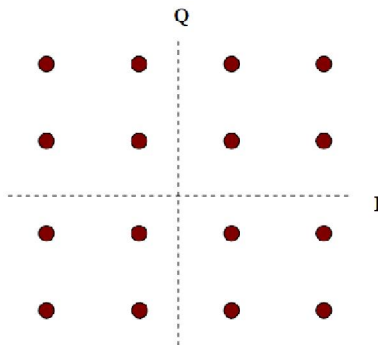
$$P_s = \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_s}{2N_0}} \right) \quad (2.7)$$



Gambar 2.9 Diagram konstelasi untuk QPSK<sup>[3]</sup>

### 2.3.2 16-Quadrature Amplitude Modulation (16QAM)

Modulasi 16-QAM merupakan modulasi QAM menggunakan 4 bit/symbol dimana memiliki bandwidth lebih efisien dan kecepatan data lebih tinggi dari QPSK. Konstelasi sinyal berubah-ubah berdasarkan amplitudo dan fase. Untuk merepresentasikan satu simbol 16-QAM diperlukan 4 bit sinyal digital, yaitu 0000, 0001, 0010, 0011, 0100, 0101, 0110, 0111, 1000, 1001, 1010, 1011, 1100, 1101, 1110, 1111. Diagram konstelasi untuk 16-QAM ditampilkan dalam Gambar 2.10.



Gambar 2.10 Diagram konstelasi untuk 16-QAM<sup>[3]</sup>

Persamaan matematis sinyal termodulasi dari 16QAM dapat ditulis <sup>[10]</sup> :

$$S_i(t) = \frac{1}{\sqrt{10}} \{d_i(t) \cos(2\pi f_c t) + d_q(t) \sin(2\pi f_c t)\} \quad (2.8)$$

Probabilitas bit *error* (BER) sinyal 16QAM pada kanal AWGN diformulasikan dengan persamaan 2.9 <sup>[10]</sup> :

$$P_b = \frac{3}{8} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{2}{5} E_b / N_0} \right) - \frac{9}{64} \operatorname{erfc}^2 \left( \sqrt{\frac{2}{5} E_b / N_0} \right) \quad (2.9)$$

Probabilitas simbol *error* untuk 16QAM diberikan oleh <sup>[14]</sup>:

$$P_s = \frac{3}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_s}{10N_0}} \right) \quad (2.10)$$

### 2.3.3 64-Quadrature Amplitude Modulation (64QAM)

Untuk memenuhi permintaan kecepatan data yang lebih tinggi, maka dibutuhkan pula orde modulasi yang lebih tinggi. 64QAM adalah salah satu dari orde yang memiliki skema modulasi lebih tinggi. Pemetaan 6 bit per simbol, yang berarti bahwa kemampuan untuk membawa jumlah data rate tiga kali lebih tinggi dari modulasi QPSK. Skema modulasi ini digunakan di sistem seperti 802.11a / g.

Semua simbol energi ditransmisikan secara normal, kecuali jika semua dapat mungkin bersamaan. Misalnya pada QPSK dan 16-QAM dapat diterapkan. Diagram konstelasi untuk 64-QAM ditampilkan pada Gambar 2.11. Pola konstelasi terdiri dari 64 simbol data.

Persamaan matematis sinyal termodulasi dari 64QAM dapat ditulis :

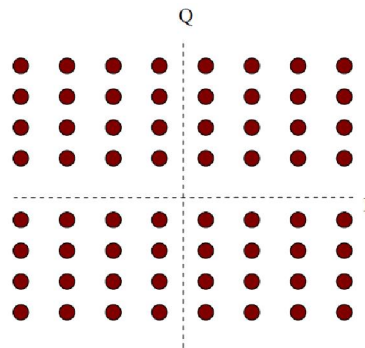
$$S_i(t) = \frac{1}{\sqrt{42}} \{d_i(t) \cos(2\pi f_c t) + d_q(t) \sin(2\pi f_c t)\} \quad (2.11)$$

Probabilitas bit *error* (BER) sinyal 64QAM pada kanal AWGN diformulasikan dengan persamaan :

$$P_b = \frac{7}{24} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{1}{7} E_b / N_0} \right) - \frac{49}{324} \operatorname{erfc}^2 \left( \sqrt{\frac{1}{7} E_b / N_0} \right) \quad (2.12)$$

Probabilitas simbol *error* (SER) untuk 64QAM diberikan oleh :

$$P_s = \frac{7}{4} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_s}{42 N_0}} \right) \quad (2.13)$$



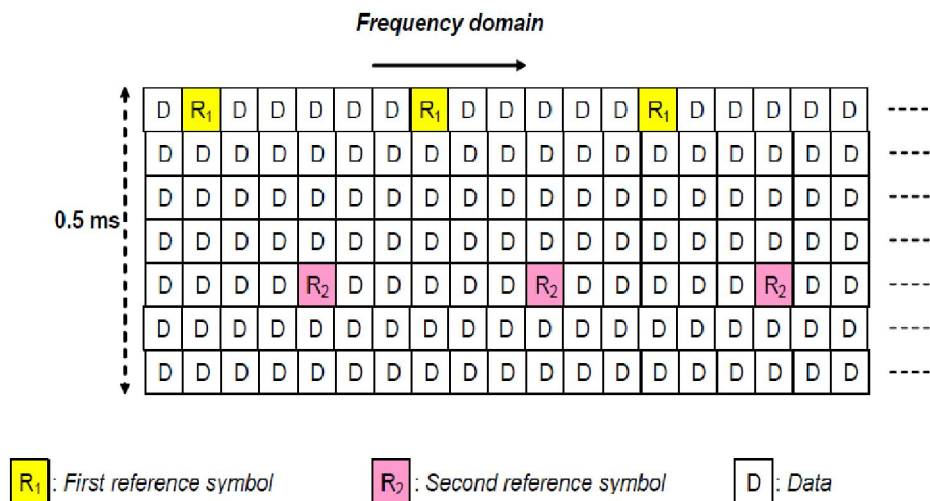
Gambar 2.11 Diagram konstelasi untuk 64-QAM<sup>[3]</sup>

## 2.4 Struktur Pilot UMTS-LTE

Salah satu masalah krusial dalam sistem OFDM adalah bagaimana melacak dan memperkirakan lingkungan propagasi *multipath*. Untuk sistem *transceiver* UMTS-LTE menggunakan model kanal *frequency selective fading* untuk simulasi lingkungan propagasi *multipath*. Banyak teknik estimasi kanal yang memanfaatkan simbol-simbol pilot yang berbeda untuk memprediksi model kanal *fading wireless* <sup>[29,22,25,12]</sup>.

Estimasi kanal berfungsi untuk memprediksi respon frekuensi kanal dengan menggunakan simbol pilot yang dikirimkan secara periodik sehingga memungkinkan receiver untuk mendeteksi respon kanal setiap saat. Simbol pilot dijadikan referensi untuk melakukan estimasi kanal. Hasil dari estimasi kanal kemudian digunakan oleh equalizer untuk memperbaiki data yang diterima sehingga dapat di-decode dengan benar.

Gambar 2.12 di bawah menunjukkan struktur dasar LTE *downlink*, termasuk simbol referensi diketahui, yang digunakan untuk estimasi kanal.



Gambar 2.12 Struktur dasar LTE *downlink* dengan simbol referensi <sup>[1]</sup>

Ada 3 penggunaan utama yang diusulkan untuk simbol referensi pada LTE *downlink*, yaitu <sup>[1]</sup> :

- 1 Mengukur kualitas kanal
- 2 Estimasi kanal untuk demodulasi yang berbeda dan pendeteksian dibagian penerima

### 3 Akuisisi awal dan pencarian sel

Cara yang efisien untuk memprediksi kanal multipath adalah transmisi simbol-simbol pilot di interval waktu tertentu dari domain-frekuensi. Tidak semua frekuensi simbol-simbol OFDM ditransmisikan berisi pilot untuk UMTS-LTE, hanya bagian simbol-simbol OFDM mengandung nada pilot tertentu saja, seperti yang diperlihatkan pada Gambar 2.12.

## 2.5 Kanal Propagasi

Dalam saluran komunikasi *mobile*, propagasi frekuensi radio dilakukan di seluruh atmosfer. Simulasi sistem komunikasi nirkabel memerlukan penjelasan yang baik dari propagasi gelombang elektromagnetik melalui saluran nirkabel. Bentuk paling sederhana dari saluran ini adalah model kanal *Additive White Gaussian Noise* (AWGN). Sebuah model yang lebih rumit tapi lebih realistis, model kanal *frequency-selective fading* merupakan efek propagasi dunia nyata dari frekuensi radio. Jenis model ini biasanya sangat membantu untuk menyelidiki efek dari saluran nyata pada kinerja sistem komunikasi, untuk menerapkan dengan alat simulasi komputer yang tersedia. Matlab adalah salah satu alat yang kuat yang digunakan dalam simulasi model tersebut.

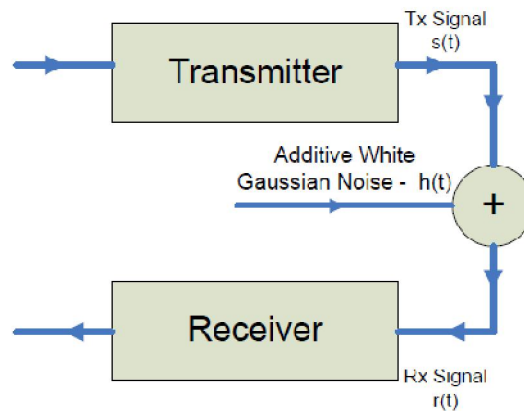
### 2.5.1 Kanal AWGN

*Additive White Gaussian Noise* adalah bentuk paling sederhana dari sebuah model kanal nirkabel. Karena kesederhanaannya, penurunan sinyal informasi disebabkan karena adanya penambahan *white noise*. *White noise*



ditandai oleh sinyal acak dengan kepadatan spektral daya datar. *White Gaussian noise* diperoleh dengan sampel acak independen dari distribusi Gaussian.

Model kanal AWGN merupakan model matematika sederhana yang merupakan efek dari *thermal noise* sehingga banyak digunakan dalam analisis teoritis. Dalam penelitian ini, digunakan kanal AWGN untuk mengukur performansi jaringan UMTS-LTE.



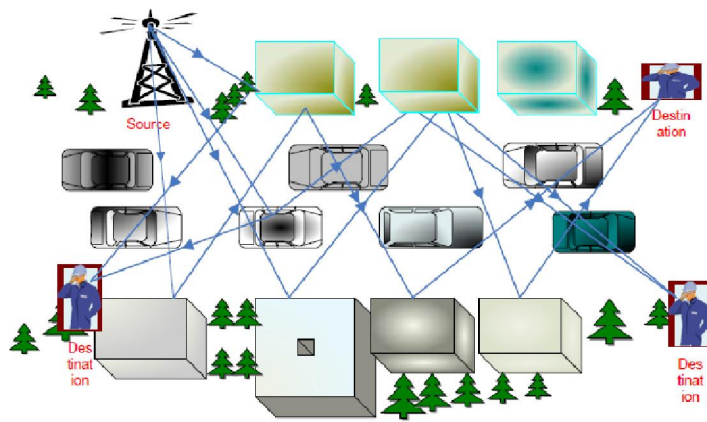
Gambar 2.13 Model kanal AWGN [28]

### 2.5.2 Kanal Multipath Rayleigh Fading

Dalam saluran komunikasi bergerak, transmisi sinyal dari sumber ke tujuan dapat melalui beberapa lintasan, baik lintasan langsung maupun lintasan karena pantulan bangunan, kendaraan dan kendala karena faktor lainnya. Sinyal yang diterima adalah penjumlahan dari semua sinyal dari jalur yang berbeda, dapat dilihat pada Gambar 2.14.

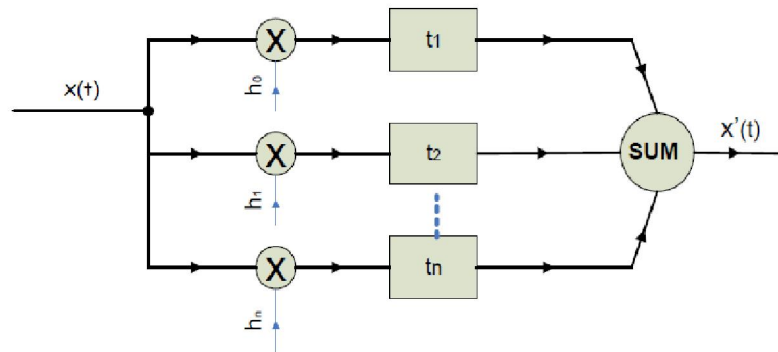
Masing-masing jalur mengalami pergeseran *doppler* yang berbeda. Respon frekuensi adalah representasi dalam domain frekuensi dari superposisi semua

jalur. Dengan skenario multipath, di mana sinyal yang ditransmisikan berlangsung selama jalur yang berbeda, sinyal yang diterima dari masing-masing jalur akan bertambah disisi penerima. Kekuatan sinyal yang diterima dapat bervariasi karena tergantung pada distribusi *phase carrier*, pada penambahan konstruktif atau destruktif dari nilai-nilai fase.



Gambar 2.14 Model kanal multipath <sup>[28]</sup>

Ketika panjang *delay spread* lebih besar dari periode simbol atau *bandwidth* sinyal lebih besar dari *bandwidth* koheren, dinotasikan sebagai model kanal *frequency-selective*. Pada Gambar 2.15 ditunjukkan model kanal *frequency selective* di mana sinyal yang ditransmisikan dibagi menjadi beberapa frekuensi dan masing-masing memiliki efek yang berbeda karena pengaruh multipath.

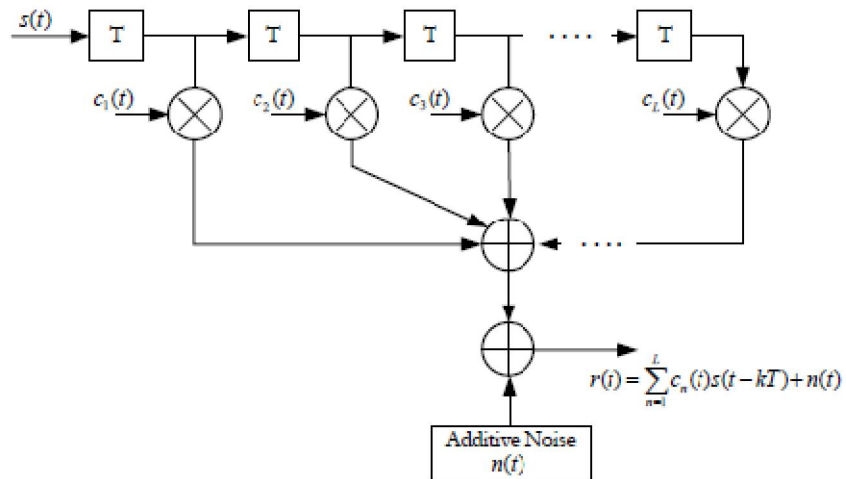


Gambar 2.15 Model kanal frequency-selective <sup>[13]</sup>

Jika sinyal terima dinyatakan sebagai :

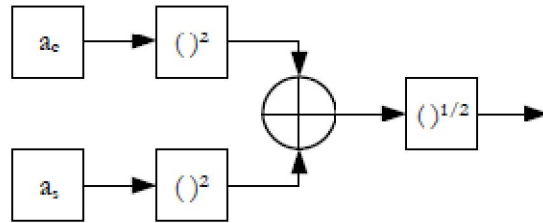
$$r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n(t)s(t - nT) \quad (2.14)$$

Dimana  $c_n(t)$  koefisien kanal yang berubah terhadap waktu dan  $s(t - nT)$  sebagai sinyal kirim yang ter-delay.



Gambar 2.16 Model tapped delay line kanal multipath fading <sup>[13]</sup>

Koefisien tap berubah terhadap waktu yang merupakan variabel kompleks acak. Nilai magnitudo  $|c_n(t)| \equiv \alpha_n(t)$  terdistribusi *rayleigh* dan fase  $\Phi_n(t)$  terdistribusi *uniform*. Koefisien  $c_n(t)$  merupakan variabel *rayleigh* (*channel gain*) yang dibangkitkan dari dua variabel acak Gaussian ( $a_c$  dan  $a_s$ ) dengan *mean* 0 dan variansi  $\sigma^2$ . Generator pembangkit koefisien yang terdistribusi *rayleigh* ditunjukkan pada gambar 2.17. Generator pembangkit ini dibuat dengan pemodelan Jakes.



Gambar 2.17 Generator *rayleigh fading model jakes* <sup>[13]</sup>

Pada model kanal ini,  $a_c$  dan  $a_s$  yang merupakan variabel acak Gaussian dengan *mean* 0 dan variansi  $\sigma^2$ , ditentukan sebagai berikut :

$$a_c = \frac{2}{N_o} \left( \sum_{n=1}^{N_o} \cos \beta_n \cos \omega_n t + \sqrt{2} \cos \alpha \cos \omega_n t \right) \quad (2.15)$$

$$a_s = \frac{2}{N_o + 1} \left( \sum_{n=1}^{N_o} \sin \beta_n \cos \omega_n t + \sqrt{2} \sin \alpha \cos \omega_n t \right) \quad (2.16)$$

$$a = \sqrt{\frac{a_c^2 + ia_s^2}{2}} \quad (2.17)$$

$$\omega_n = \omega_d \left( \cos \frac{2\pi n}{N_1} \right), n = 1, 2, \dots, N_0 \quad (2.18)$$

### 2.5.2.1 Model Kanal *International Telecommunication Union* (ITU)

*Frequency-selective*, model kanal waktu-varian yang digunakan untuk merancang UMTS-LTE transceiver merupakan kanal ITU model A dan B untuk lingkungan pejalan kaki (*pedestrian*) dan kendaraan (*vehicular*)<sup>[11]</sup>. Model kanal ini dipilih karena persyaratan teknologi LTE baru terhadap *mobile* generasi 4. Permintaan tinggi untuk ketahanan dari sistem komunikasi di kecepatan yang lebih tinggi adalah salah satu alasan untuk menggunakan model kanal untuk desain ini.

Model kanal ITU dibagi menjadi dua kategori, Pedestrian (pejalan kaki) dan kendaraan. Untuk model pedestrian dibagi antara Pedestrian-A di 3km/jam (PA3), dan Pedestrian-B di 3km/jam (PB3). Demikian pula, model kendaraan dibagi menjadi 3 model yang berbeda<sup>[27]</sup>: kendaraan-A pada 30km/jam (VA30), kendaraan-A pada 120km/jam (VA120), dan kendaraan-A 350km/jam (VA350). Model terakhir dengan kecepatan 350 km/jam juga digunakan dalam penelitian ini, karena diharapkan akan ditambahkan dengan spesifikasi 3GPP untuk menghadapi situasi seperti kereta kecepatan tinggi.

Setiap model kanal memiliki jumlah delay yang berbeda-beda yang mewakili penundaan masing-masing lintasan dan daya sinyal. Hal ini disebut sebagai *power delay profile*. Model ini cocok untuk kanal lingkungan propagasi yang berbeda. *Power delay profile* ITU untuk model saluran sebelumnya disebutkan ditunjukkan di bawah ini dalam bentuk tabel<sup>[27]</sup>.

Tabel 2.1 Model kanal Pedestrian-A (PA3) <sup>[11,27]</sup>

<b>Delay Relatif (ns)</b>	0	110	190	410
<b>Relative Mean Power (dB)</b>	0	-9,7	-19,2	-22,8

Tabel 2.2 Model kanal Pedestrian-B (PB3) <sup>[11,27]</sup>

<b>Delay Relatif (ns)</b>	0	200	800	1200	2300	3700
<b>Relative Mean Power (dB)</b>	0	-0,9	-4,9	-8,0	-7,8	-23,9

Tabel 2.3 Model kanal Kendaraan-A (KA30), (KA120) dan (KA350) <sup>[11,27]</sup>

<b>Delay Relatif (ns)</b>	0	310	710	1090	1730	2510
<b>Relative Mean Power (dB)</b>	0	-1,0	-9,0	-10,0	-15,0	-20,0

### 2.5.2.2 Doppler shift dan delay spread <sup>[13]</sup>

Propagasi dari gelombang elektromagnetik sepanjang jalur yang berbeda dapat menimbulkan *doppler shift* (pergeseran doppler) yang berbeda pula. Pergeseran Doppler pada dasarnya terjadi karena pergerakan baik pengirim maupun penerima. Semua komponen frekuensi dari sinyal yang ditransmisikan dipengaruhi oleh pergeseran dalam domain frekuensi. Pergeseran frekuensi seperti ini disebut efek pergeseran doppler.

Efek pergeseran doppler maksimum dapat dihitung dengan persamaan berikut :

$$f_d = \frac{f_c \cdot v}{c} \times \cos \alpha \quad (2.19)$$

dimana :

$f_d$  = pergeseran doppler

$f_c$  = frekuensi carrier

$v$  = kecepatan user

$c$  = kecepatan cahaya

$\alpha$  = sudut datang sinyal yang diterima

Persamaan 2.19 dipakai untuk arah *downlink*, untuk *uplink* menggunakan persamaan :

$$f_d \max = \frac{f_c \times v}{c} \quad (2.20)$$

Salinan yang berbeda dari sinyal yang ditransmisikan diterima di sisi penerima dapat menimbulkan perbedaan waktu antara sinyal pertama dan yang terakhir. Perbedaan waktu maksimum antara sinyal yang pertama dan yang terakhir ini disebut *delay spread*. Jika panjang *delay spread* kurang dari periode simbol, kanal dianggap sebagai *flat fading*. Jika panjang *delay spread* lebih besar dari panjang periode simbol dianggap sebagai kanal *frequency selective fading*.

*Delay Spread* dapat didefinisikan sebagai parameter yang mendeskripsikan karakteristik dari respon *impuls* kanal pada wilayah waktu. Adapun karakteristik respon kanal pada wilayah frekuensi diwakili oleh parameter

*coherence bandwidth*.  $B_c$  merupakan ukuran statistik kanal saat kanal dianggap tetap atau “flat” pada interval frekuensi tertentu. Maksud dari kanal dianggap tetap atau “flat” pada interval frekuensi tertentu adalah kanal akan melewatkan seluruh komponen spektral dengan pendekatan *gain* yang sama serta fasa linier.

Ketika sinyal yang dikirim memiliki *bandwidth* lebih besar dari  $B_c$ , maka kanal akan memperlakukan sinyal berbeda, efek ini dikenal dengan istilah *frequency selective fading*. Nilai dari  $B_c$  dapat dihitung dengan pendekatan sebagai berikut:

$$B_c \approx \frac{1}{5 \cdot \sigma_{rms}} \quad (2.21)$$

Langkah pertama menentukan *coherence bandwidth* adalah menentukan nilai *mean excess delay* dan momen kedua *delay spread profile*. Persamaan untuk mendapatkan *mean excess delay* ( $\bar{\tau}$ ) :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2.22)$$

Dimana :  $\bar{\tau}$  = *mean excess delay*

$a_k^2$  atau  $P(\tau_k)$  = level daya terima sinyal (Watt)

$\tau_k$  = sinyal waktu diterima (detik)

Sedangkan persamaan untuk mendapatkan momen kedua *delay spread profile* ( $\bar{\tau}^2$ ) :

$$\bar{\tau}^2 = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2.23)$$



Setelah memperoleh *mean excess delay* dan momen kedua *delay spread profile* maka dicari nilai *rms delay spread* dengan cara melakukan pengakaran dari hasil pengurangan momen kedua *delay spread profile* dengan *mean excess delay* :

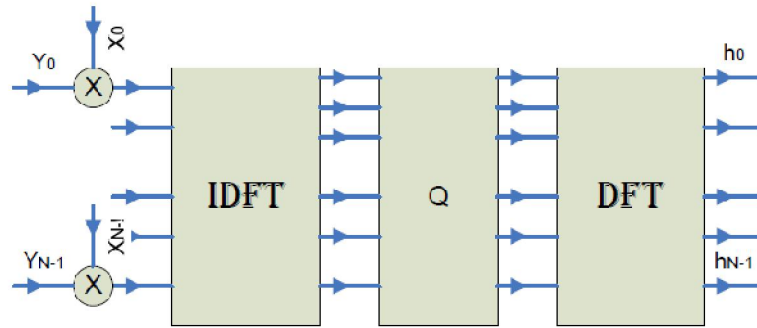
$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\bar{\tau}^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (2.24)$$

## 2.6 Estimasi Kanal

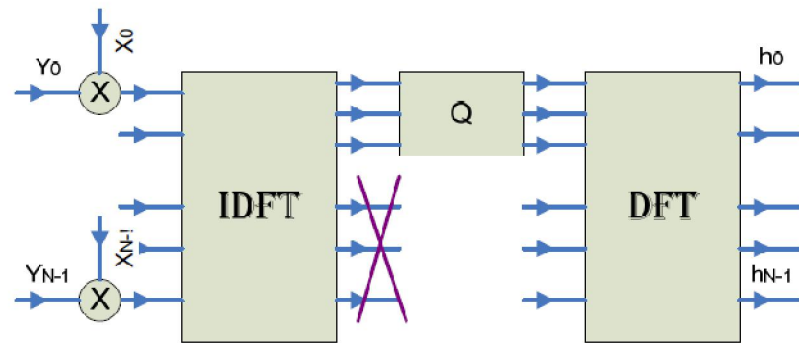
Estimasi realisasi efek kanal *multipath* (amplitudo dan pergeseran fase yang berbeda) dapat menggunakan teknik estimasi kanal. Dalam desain *transceiver* UMTS-LTE, telah dipertimbangkan panjang *cyclic prefix* yang digunakan lebih panjang dari respon *impuls* kanal untuk memastikan bahwa tidak ada interferensi antar simbol OFDM.

Secara umum estimasi kanal *multipath* dapat dilakukan dengan menggunakan simbol pilot tambahan ke semua *sub-carrier* simbol OFDM pada interval waktu tertentu <sup>[20]</sup>. Penggunaan pilot *tone* ditransmisikan bersama-sama dengan simbol-simbol data. Ada beberapa estimator kanal yang berbeda digunakan untuk mengeksploitasi pilot *tone* dalam memprediksi efek dari kanal *multipath*. Di antaranya adalah estimator *Least Square* (LS), *Minimum Mean Square Error* (MMSE), dan *Least Mean Square* (LMS) <sup>[12]</sup>.

Untuk desain *transceiver* UMTS-LTE, digunakan estimator kanal *Minimum Mean Square Error* (MMSE) yang dimodifikasi. Struktur estimator kanal diperlihatkan pada Gambar 2.18 dan struktur modifikasi estimator MMSE ditunjukkan pada Gambar 2.19.



Gambar 2.18 Struktur estimasi kanal <sup>[12]</sup>



Gambar 2.19 Struktur modifikasi estimator MMSE <sup>[12]</sup>

## 2.7 Ekualisasi Kanal LMMSE

Konvolusi domain waktu melalui kanal multipath akan menyebabkan multiplikasi dari spektrum sinyal OFDM dalam domain frekuensi yang mengarah ke perkalian koefisien kanal kompleks pada setiap subcarrier.

Subcarrier yang diterima memiliki distorsi pada amplitudo, akibat dari efek kanal multipath. Sebuah equalizer domain frekuensi (FDE) diperkenalkan untuk mengatasi efek perkalian kanal multipath, sehingga dapat digunakan untuk desain kompleksitas rendah pada bagian penerima.

Dalam sistem OFDM sinyal yang ditransmisikan dibagi menjadi banyak aliran. Setelah melalui kanal multipath, masing-masing sub-carrier mengalami *flat fading*. Diasumsikan sinyal yang diterima oleh  $Y(n)$ , untuk sub-carrier  $n$ ,  $H(n)$  adalah respon kanal yang sesuai,  $X(n)$  adalah simbol domain frekuensi yang ditransmisikan, dan  $N(n)$  adalah noise aditif. Sehingga :

$$Y(n) = X(n) * H(n) + N(n) \quad (2.25)$$

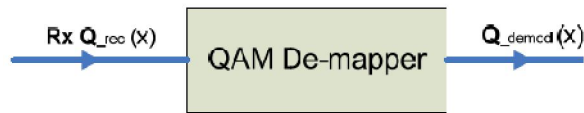
## 2.8 *Soft dan Hard De-mapping*

Peningkatan efisiensi spektral dan bit rate dengan menggunakan skema pemetaan *quadrature amplitudo modulation* (QAM) adalah salah satu faktor penting dalam desain kami. Pada bagian penerima, operasi berlawanan pada sinyal yang diterima dilakukan dengan dua cara, yaitu *soft* dan *hard demapping*.

Dalam desain ini, yang digunakan *hard demapping* untuk pemetaan kembali sinyal yang diterima, karena diasumsikan sistem OFDM tanpa pengkodean. *Soft demapping* dihitung dengan menggunakan *Log-likelihood ratios* (LLR).

$$\lambda(Q_{\text{rec}}(\mathbf{x})) = \log \left( \frac{\text{Pr}\{Q_{\text{rec}}(\mathbf{x}) = +1 \mid \mathbf{Z}\}}{\text{Pr}\{Q_{\text{rec}}(\mathbf{x}) = -1 \mid \mathbf{Z}\}} \right) \quad (2.26)$$

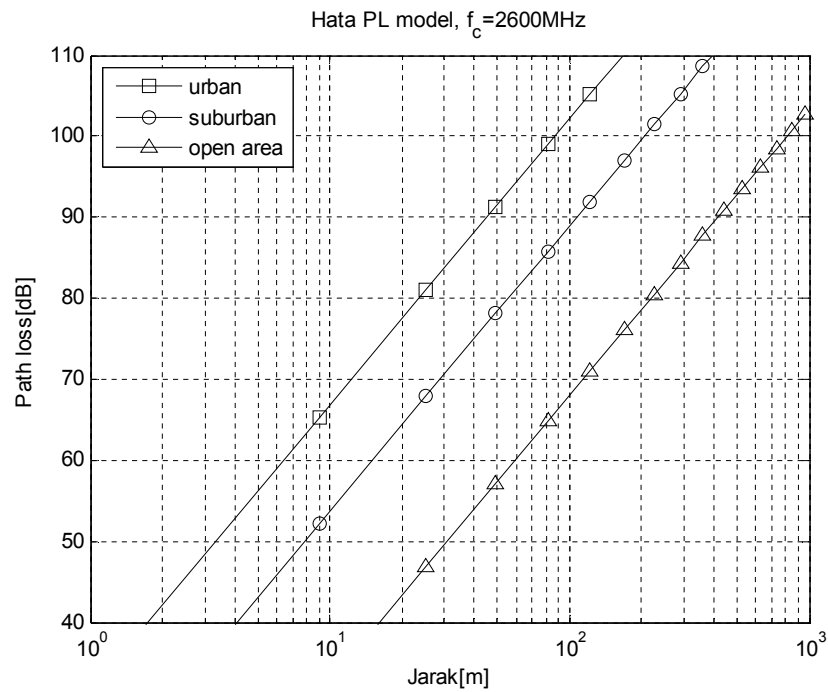
Persamaan 2.26 menjelaskan operasi *log-likelihood ratios* (LLR), sinyal yang diterima pada  $Q_{\text{rec}}(\mathbf{x})$ . Probabilitas estimasi bit per bit untuk setiap bit dalam sinyal yang diterima  $Q_{\text{rec}}(\mathbf{x})$  dihitung menggunakan Persamaan 2.26. "Z" mewakili nilai bit tertentu pada sinyal yang diterima sebelum pemetaan kembali.



Gambar 2.20 Pemetaan kembali sinyal QAM

## 2.9 Model Path Loss

Model *Okumura-Hata* dan *COST231-Walfisch-Ikegami* adalah model yang paling umum digunakan untuk memprediksi daya sinyal di perkotaan, daerah pinggiran kota dan pedesaan. Dengan menggunakan model *Okumura-Hata* dibawah pengaruh lingkungan propagasi yang berbeda untuk berbagai *path loss* dengan fungsi jarak, diasumsikan tinggi antenna BS ( $h_t$ ) 30 meter, tinggi antenna MS ( $h_r$ ) 1,5 meter dengan frekuensi pembawa 2,6 GHz dapat ditunjukkan pada Gambar 2.21 dibawah ini.



Gambar 2.21 Model Path Loss Okumura-Hata [7]

Jangkauan *cell* LTE dapat mencapai performa yang optimum hingga 5 km. Hal tersebut, masih mampu untuk mengirimkan hingga capaian efektif didalam ukuran sel hingga radius 30 km.

Persamaan untuk menghitung *path loss* dengan menggunakan model *Okumura-Hata* diformulasikan pada persamaan berikut <sup>[7]</sup> :

$$P_{loss} = 69,55 + 26,16 \log(f) - 13,82 \log(h_t) - C_H + [44,9 - 6,55 \log(h_t)] \log(d) \quad (2.27)$$

Dimana :

f = frekuensi carrier (MHz)

$h_t$  = tinggi antena BS (meter)

$h_r$  = tinggi antena MS (meter)

d = jarak antara BS dan MS (km)

$C_H = 3,2 (\log(11,75 \cdot h_r))^2 - 4,97$  (faktor koreksi)

Kelayakan sistem komunikasi nirkabel pada kecepatan data sangat tinggi tergantung pada 2 faktor, yaitu margin daya sinyal yang diterima dan *delay spread* [32,33]. Diberikan margin daya sinyal yang diterima, diformulasikan pada persamaan berikut <sup>[32,33]</sup> :

$$Power\ Margin\ (P_m) = \frac{E_b}{N_0} - \frac{E_b}{N_0} \Big|_{req} \quad (2.28)$$

Eb/No aktual dapat ditulis sebagai <sup>[32,33]</sup> :

$$\frac{E_b}{N_o} (dB) = P_{RX} (dB) - P_n (dB) = P_{TX} + G_{TX} + G_{RX} - P_{Loss} - L_{C\_TX} - L_{C\_RX} - 10 \log \{TB, NF\} \quad (2.29)$$

## 2.10 Roadmap Penelitian

**“Channel Estimation and Prediction In UMTS LTE”**, Somasegaran L, Master’s Degree Project, Vienna, 2007. Penelitian ini membahas desain *transceiver* OFDM kompleksitas rendah dengan pengujian menggunakan beberapa teknik estimasi kanal melalui model kanal *spatial channel model extended* (SCME) untuk aplikasi UMTS-LTE.

**“Analisis Kinerja Sistem COFDM menggunakan prediksi kanal MMSE dan Prediksi Kanal Adaptif pada Kanal Fading Rayleigh”**, Setiawan, E.F; Arseno, D; Iwut, I, Jurnal Penelitian dan Pengembangan TELEKOMUNIKASI, Vol.11, No.1, Juni 2006. Penelitian ini membahas desain *transceiver* OFDM dengan menggunakan *coding* pada subsistem *baseband* OFDM dengan teknik estimasi kanal MMSE dan prediktif kanal adaptif LMS.

**“Limited Feedback Precoding dan MIMO Spatial Multiplexing Untuk Aplikasi 802.16e”**, Rustam Efendi, Tesis Teknik Elektro STT Telkom, Bandung, 2007. Penelitian ini membahas penggunaan *precoding* dan MIMO *spatial multiplexing* pada sistem OFDM dengan menggunakan teknik estimasi kanal MMSE untuk aplikasi 802.16e.

## BAB III

### PERANCANGAN MODEL DAN SIMULASI SISTEM

#### 2.11 Pemodelan Sistem

Dalam tesis ini telah didesain pemodelan suatu sistem *transceiver* OFDM kompleksitas rendah dimana pada bagian penerima menggunakan teknik estimasi kanal dengan algoritma *Minimum Mean Square Error* (MMSE) untuk mengatasi efek multiplikatif kanal *multipath* yang diterapkan pada aplikasi UMTS-LTE.

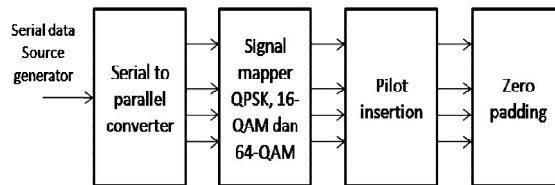
Untuk mengevaluasi kinerja keseluruhan *transceiver* OFDM maka perlu dilakukan analisa, dengan menggunakan simulasi program MATLAB untuk menghitung kinerja BER dan SER terhadap  $E_b/N_0$  dan  $E_s/N_0$  yang diperoleh dengan pemetaan sinyal menggunakan modulasi QPSK, 16-QAM dan 64-QAM melalui kanal AWGN dan *multipath fading*.

Untuk perhitungan *path loss*, menggunakan model *Okumura-Hata* dibawah pengaruh lingkungan propagasi yang berbeda untuk memprediksi daya sinyal di perkotaan, daerah pinggiran kota dan pedesaan.

#### 2.12 Struktur Pemancar OFDM pada UMTS-LTE

Struktur pemancar OFDM pada UMTS-LTE dalam simulasi terdiri dari pembangkitan bit informasi, blok *serial to parallel converter*, blok *signal mapper* QPSK, 16-QAM dan 64-QAM, blok *pilot insertion*, blok *zero padding*, blok *IFFT*, blok *parallel to serial converter* dan blok *cyclic prefix insertion* seperti ditunjukkan oleh Gambar 3.1.

Penjelasan setiap blok pada bagian pemancar OFDM akan dijelaskan masing-masing pada bagian sub Bab 3.2 berikut ini.



Gambar 3.1 Blok diagram pemancar OFDM

### 3.2.1 Pembangkitan Bit Informasi

Bit-bit informasi yang dibangkitkan adalah bit *random* atau acak yang terdistribusi *uniform* dengan nilai antara 0 dan 1. Level *threshold* yang digunakan adalah titik 0,5. Jika nilai acak yang dibangkitkan lebih kecil dari 0,5 maka nilai akan dikirimkan dengan bit 0 sedangkan jika bit acak yang dibangkitkan lebih besar atau sama dengan 0,5 maka nilai akan dikirimkan dengan bit 1.

### 3.2.2 Konversi Serial ke Paralel

Blok serial ke paralel berfungsi untuk mengubah aliran data yang terdiri dari satu baris dan beberapa kolom menjadi beberapa baris dan beberapa kolom. Hasil dari konversi serial ke paralel berupa matriks bit-bit dengan jumlah baris menyatakan jumlah subcarrier yang akan digunakan dan jumlah kolom menyatakan jumlah simbol data yang dikirimkan pada tiap subcarrier.



### 3.2.3 Modulation Mapper

Setiap data input biner akan dimodulasi oleh mode modulasi, yaitu QPSK, 16-QAM dan 64-QAM yang menghasilkan blok simbol bernilai kompleks  $d^{(q)}(0), \dots, d^{(q)}(M_{\text{symp}}^{(q)} - 1)$ . *Modulation mapper* mengubah digit biner 0 atau 1 menjadi simbol modulasi bernilai kompleks  $X = I + jQ$  [2]. Adapun pemetaan modulasi QPSK, 16-QAM dan 64-QAM ditunjukkan pada Lampiran B. Pada *software* Matlab telah disediakan fungsi untuk melakukan proses modulasi QPSK, 16-QAM, dan 64-QAM ditunjukkan pada Lampiran A.

### 3.2.4 Penyisipan Simbol Pilot

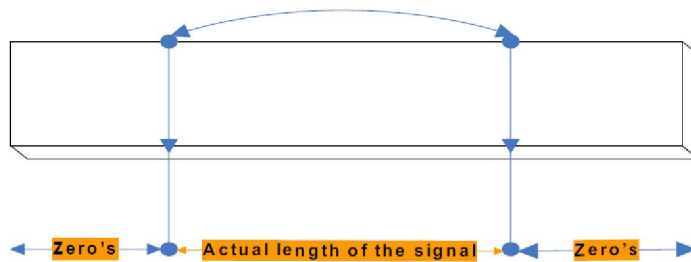
Pelacakan variasi dari sinyal OFDM yang ditransmisikan melalui kanal *multipath fading* membutuhkan untuk mengirimkan simbol pilot. Setelah pemetaan blok data biner ke simbol kompleks, penyisipan sinyal pilot merupakan sinyal *tone* di lokasi tertentu dalam domain frekuensi seperti yang diimplementasikan dalam Gambar 2.12 [1,31]. Kegunaan utama simbol pilot yaitu mengukur kualitas lintasan jamak untuk estimasi kanal *frequency-selective* pada pemetaan/de-pemetaan koheren, selain akuisisi awal dan pencarian sel [1].

Proses penyisipan pilot *tone* dalam UMTS-LTE pada dasarnya meliputi penggantian beberapa simbol data yang dikirimkan oleh simbol yang sudah diketahui oleh penerima. Informasi ini sangat diperlukan untuk menggunakan estimator kanal yang cocok. Pilot *tone* juga disebut sebagai simbol referensi/training [1]. Pada program Matlab telah disediakan fungsi *randn* untuk menghasilkan pilot *tone* secara acak.

### 3.2.5 Zero Padding

*Zero padding* berfungsi untuk menambahkan nilai nol sampai panjang barisnya sesuai dengan jumlah point IFFT. Jika *output* pada *serial to paralel* adalah matriks  $L \times 1$ , dimana  $L < 512$  (jumlah point IFFT), maka penambahan *zero padding* adalah sebesar  $512 - L$ , hal tersebut dilakukan agar masukan IFFT sesuai dengan jumlah point IFFT, yaitu sebesar 512.

Penambahan *zero padding* ini berfungsi sebagai *oversampling*. Penambahan *zero padding* yang paling baik adalah sebanyak dua kalinya, sehingga didapatkan frekuensi sampling yang baik meskipun harus mengabaikan lebar bandwidth.



Gambar 3.2 Zero padding dalam domain waktu

### 3.2.6 Modulasi OFDM

Untuk tujuan desain kompleksitas rendah, pada bagian pengirim dapat dikurangi dengan menggunakan *Invers Fast Fourier Transform* (IFFT) berfungsi sebagai IDFT, tetapi dengan kecepatan proses perhitungan yang lebih tinggi daripada IDFT. Selain itu, di bagian penerima OFDM untuk proses demodulasi data menggunakan *Discrete Fourier Transform* (DFT) namun dapat dikurangi dengan menggunakan *Fast Fourier Transform* (FFT).

Karakteristik *frequency selective fading* (dimana *bandwidth* koheren lebih sempit daripada *bandwidth* sinyal sehingga mengakibatkan pelemahan daya terima secara tidak seragam pada beberapa frekuensi tertentu), tetapi tiap subcarrier dari sistem OFDM hanya mengalami *flat fading* (pelemahan daya terima secara seragam), sehingga performansi dari sistem mudah untuk ditingkatkan.

Misalkan kita memiliki N subcarrier, dan simbol OFDM yang ditransmisikan : X(1), X(2), X(3), X(4), ...X(N). Setelah normalisasi semua simbol OFDM IFFT, representasi matematika waktu-diskrit untuk simbol ini adalah :

$$x(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X(n) \times e^{2\pi j \frac{kn}{N}} \quad \text{dimana : } k = 0 \dots N-1 \quad (3.1)$$

Pada sisi penerima, menerima data simbol OFDM dikonversikan ke dalam domain waktu dengan menggunakan FFT :

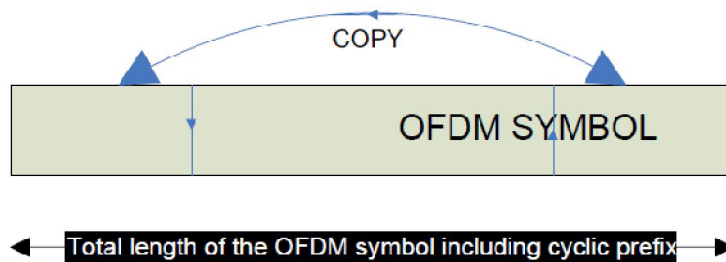
$$Y(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} y(k) e^{-2\pi j \frac{kn}{N}} \quad \text{dimana : } n = 0 \dots N-1 \quad (3.2)$$

### 3.2.7 Penyisipan *Cyclic Prerfix*

*Delay spread* menyebabkan waktu kedatangan sinyal bervariasi. Hal-hal inilah yang menyebabkan terjadinya *inter symbol interference* (ISI). Interval korelasi demodulator untuk satu simbol akan bertumpang tindih dengan simbol

lain sehingga mengakibatkan orthogonalitas pada subcarrier hilang yang kemudian mengakibatkan *inter carrier interference* (ICI).

Untuk mengatasi masalah tersebut, maka dibutuhkan *Guard Interval*. Pada simulasi ini digunakan tipe *Cyclic Prefix* (CP). CP adalah suatu salinan bagian terakhir dari simbol OFDM yang diletakkan didepan simbol yang akan dikirimkan. Adapun sintaks pada Matlab untuk melakukan penyisipan *guard interval* ini dapat dilihat pada kode program di Lampiran A.



Gambar 3.3 Guard Interval

Untuk desain LTE, dua tipe CP yang digunakan dalam standarisasi pada tabel 3.1 <sup>[1,31]</sup>. Setiap 10 ms frame radio ditransmisikan dibagi menjadi 20 sub-frame berukuran sama, masing-masing dengan panjang 500  $\mu$ s. Setiap sub-frame terdiri dari 7 simbol OFDM untuk CP pendek dan 6 simbol OFDM untuk CP panjang.

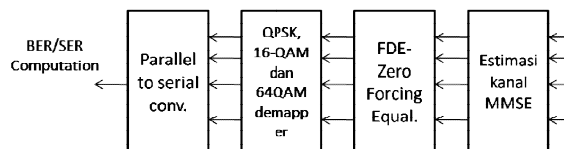
Dalam domain waktu, panjang masing-masing untuk CP pendek dan panjang yaitu 4,7  $\mu$ s dan 16,7  $\mu$ s. Panjang ekuivalen dari CP dalam domain frekuensi adalah 144 dan 512 sampel OFDM untuk masing-masing CP pendek dan panjang. Selain itu, diidentifikasi CP pendek cocok untuk mengatasi *delay*

*spread* sebagian skenario sel kecil <sup>[1]</sup>, sedangkan CP panjang, sel-sel besar dengan radius  $\pm 120$  km dengan dispersi waktu yang besar dapat diatasi <sup>[26, 6]</sup>.

### 3.3 Struktur Penerima OFDM pada UMTS-LTE

Struktur penerima OFDM pada UMTS-LTE dalam simulasi ini terdiri dari pengeluaran *cyclic prefix*, *serial to parallel converter*, FFT, estimasi kanal MMSE, equalisasi *FDE-zero forcing*, *demapper* QPSK, 16-QAM dan 64-QAM, *parallel to serial converter* dan perhitungan BER/SER seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3.4.

Penjelasan setiap blok pada bagian penerima OFDM akan dijelaskan masing-masing pada bagian sub Bab 3.3 dibawah ini.



Gambar 3.4 Blok Diagram Penerima OFDM

#### 3.3.1 Pemisahan *Cyclic Prefix*

Pada blok ini simbol yang telah disisipkan *cyclic prefix* akan dibuang, yang kemungkinan telah terkena efek *intersymbol interference* akibat pengaruh *multipath*. Hal ini dilakukan karena sinyal yang harus diterima merupakan sinyal asli tanpa CP.

### 3.3.2 Konversi Serial ke Paralel

Deretan simbol OFDM yang masih berupa deret serial harus diubah terlebih dahulu menjadi data paralel sebanyak jumlah lengan FFT.

### 3.3.3 Demodulasi OFDM

Data paralel yang didapat kemudian dikonversi dari domain waktu ke dalam domain frekuensi dengan jumlah point FFT yang digunakan sama dengan jumlah point pada IFFT yang digunakan pada blok pengirim. Respon *impuls* kanal diasumsikan waktu-variant untuk durasi dari tiap simbol OFDM. Berdasarkan asumsi ini, fungsi alih domain frekuensi yang sesuai dapat diperoleh dengan melakukan FFT pada respon *impuls* kanal yang diterima. Simbol data yang diterima dapat dituliskan dengan persamaan berikut :

$$Y_{out} = H_{fft} + N_n \quad (3.3)$$

### 3.3.4 Estimasi Kanal MMSE

Prediksi kanal MMSE merupakan prediksi kanal yang menggunakan kriteria MMSE (*Minimum Mean Square Error*), yaitu kriteria yang digunakan oleh filter (prediktor kanal) agar dapat menghasilkan nilai estimasi yang optimal dengan cara meminimalkan harga rata-rata kesalahan kuadrat.

Misalkan  $N_r$  menyatakan jumlah simbol referensi (pilot) / simbol OFDM,  $N_d$  dinotasikan sebagai jumlah simbol data / simbol OFDM dan  $N$  merupakan jumlah subcarrier, yaitu ukuran DFT.

Misalkan skalar  $X_r(i)$  melambangkan simbol pilot ke- $i$  (dalam domain frekuensi),  $i = 1 \dots N_r$  dan  $t_r(i)$  melambangkan indeks dari subcarier simbol referensi ke- $i$ . Misalkan skalar  $X_d(i)$  melambangkan simbol data ke- $i$  (dalam domain frekuensi),  $i = 1 \dots N_d$  dan  $t_d(i)$  melambangkan indeks dari subcarier simbol data ke- $i$ . Misalkan :

$$F = \begin{bmatrix} f_{1,1} & \dots & f_{1,N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ f_{N,1} & \dots & f_{N,N} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Matriks  $N \times N$  melambangkan representasi dari  $N$ -titik transformasi DFT operasi linier. Bentuk umum dari transmisi OFDM dapat ditulis sebagai :

$$y = XFh + n \quad (3.5)$$

Dimana  $y$  adalah sinyal yang diterima dalam domain waktu,  $X$  adalah matriks diagonal dengan koefisien diagonal terdiri dari simbol referensi atau simbol data atau juga simbol nol,  $h$  adalah respon *impuls* kanal (untuk estimasi) dan  $n$  adalah AWGN [12].

Dari Persamaan 3.6, maka dapat ditarik kesimpulan bahwa :

- ✓ Jika diketahui apriori bahwa  $h$  memiliki *delay spread* paling banyak dari  $L$ , maka dapat dipertimbangkan kolom pertama  $L$  dimana  $F$  lainnya akan dikalikan dengan nol. Jika  $h'$  dinotasikan sebagai koefisien pertama  $L$  dari  $h$ .
- ✓ Karena  $X$  adalah matriks diagonal, kita dapat mempertimbangkan hanya baris yang sesuai dengan simbol referensi, karena tidak ada gangguan dari data subcarier.

Sehingga, dapat ditulis menjadi :

$$\mathbf{T}_r = \begin{bmatrix} f_{t_r(1),1} & \cdots & f_{t_r(1),L} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ f_{t_r(N_p),1} & \cdots & f_{t_r(N_p),L} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Sehingga, diperoleh :

$$\mathbf{y}_r = \mathbf{X}_r \mathbf{T}_r \mathbf{h}' + \mathbf{n}' \quad (3.7)$$

Dimana  $\mathbf{X}_r$  memiliki simbol referensi pada diagonal dan  $\mathbf{n}'$  merupakan invers dari  $\mathbf{n}$  yang juga merupakan *white Gaussian noise*.

Matriks kovarians yang sesuai adalah :

$$\mathbf{R}_{\mathbf{y}_r \mathbf{y}_r} = \mathbf{X}_r \mathbf{T}_r \mathbf{E} [\mathbf{h}' \mathbf{h}'^H] \mathbf{T}_r^H \mathbf{X}_r^H + \mathbf{E} [\mathbf{n}' \mathbf{n}'^H] \quad (3.8)$$

$$= \mathbf{X}_r \mathbf{T}_r \mathbf{T}_r^H \mathbf{X}_r^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (3.9)$$

Dan

$$\mathbf{R}_{\mathbf{h}' \mathbf{y}_r} = \mathbf{E} [\mathbf{h}' \mathbf{h}'^H] \mathbf{T}_r \mathbf{X}_r^H \quad (3.10)$$

$$= \mathbf{T}_r^H \mathbf{X}_r^H \quad (3.11)$$

Sehingga, estimasi kanal LMMSE dapat dihitung (dalam domain frekuensi) dari  $\mathbf{h}'$  :

$$\hat{\mathbf{h}}' = \mathbf{R}_{\mathbf{h}' \mathbf{y}_r} \mathbf{R}_{\mathbf{y}_r \mathbf{y}_r}^{-1} \mathbf{y}_r \quad (3.12)$$

Sama halnya pada persamaan 3.8, simbol data yang ditransmisikan dapat ditulis ulang sebagai :

$$\mathbf{Y}_d = \mathbf{X}_d \mathbf{T}_d \mathbf{h}' + \mathbf{n}'' \quad (3.13)$$

Dengan  $\mathbf{X}_d$  matriks diagonal yang berisi simbol-simbol data :

$$\mathbf{T}_d = \begin{bmatrix} f_{t_d(1),1} & \cdots & f_{t_d(1),L} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ f_{t_d(N_p),1} & \cdots & f_{t_d(N_p),L} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$



Persamaan 3.14 dapat dipisahkan menjadi baris tunggal dimana  $X_d$  diagonal. Maka diperoleh carier data pertama ke-i :

$$Y_d(i) = X_d(i)c_d(i) + n''(i) \quad (3.15)$$

Dimana  $c_d(i)$  merupakan elemen pertama ke-i dari :

$$T_d \hat{h}' \approx T_d h' \quad (3.16)$$

Maka diperoleh estimasi LMMSE dari  $X_d(i)$  :

$$\widehat{X_d(i)} = \frac{c_d(i)^*}{\|c_d(i)\|^2 + \sigma_n^2} yd(i) \quad (3.17)$$

### 3.3.5 Equalisasi LMMSE

Setelah estimasi sinyal OFDM yang diterima dan efek ISI kanal *multipath* ditekan, pengaruh konvolusi domain waktu pada sinyal kirim menyebabkan perkalian koefisien kanal kompleks dalam domain frekuensi pada masing-masing subcarier masih perlu dihilangkan. Karena perkalian koefisien-koefisien, simbol-simbol yang dibawa oleh semua subcarier mengalami distorsi pada amplitudo yang ditambahkan kedalam rotasi fase yaitu gain kompleks.

Sebuah equalisasi domain frekuensi (FDE) diimplementasikan dalam simulasi ini, yaitu dalam bentuk equalisasi *Linier MMSE*. Dalam modulasi OFDM, penggunaan FDE jauh lebih sederhana daripada equalisasi domain waktu. Kesederhanaan penerapan FDE mengarah pada implementasi *hardware* murah karena desain kompleksitas rendah.

### **3.3.6 Demodulasi Sinyal**

Setelah menyamakan kedudukan sinyal, kemudian ditransmisikan ke blok demodulator M-QAM untuk mengambil informasi biner dengan melakukan proses demodulasi sinyal.

### **3.3.7 Konversi Paralel ke Serial**

Pada blok ini, bit-bit informasi yang masih berupa matriks jumlah subcarier  $x$  jumlah simbol diubah kembali ke bentuk semula dengan cara dikonversi dari bentuk paralel ke bentuk serial.

## **3.4 Pemodelan Kanal**

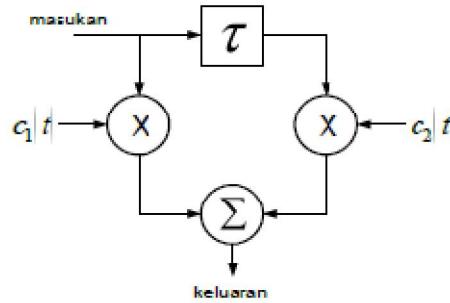
### **3.4.1 Kanal AWGN**

*Thermal noise* merupakan jenis *noise* yang bersifat *Additive White Gaussian Noise* yaitu *noise* dengan rapat spektral daya yang rata (*flat*) pada semua frekuensi. Pada simulasi MATLAB, *noise AWGN* dibangkitkan menggunakan fungsi *awgn*.

Untuk evaluasi performansi *transceiver* UMTS-LTE melalui AWGN digunakan skema modulasi M-QAM yang berbeda.

### **3.4.2 Kanal Rayleigh Fading**

Kanal *multipath rayleigh fading* dapat dimodelkan sebagai *tapped delay line* dengan interval  $\tau$  dan koefisien tap  $C_n$ .

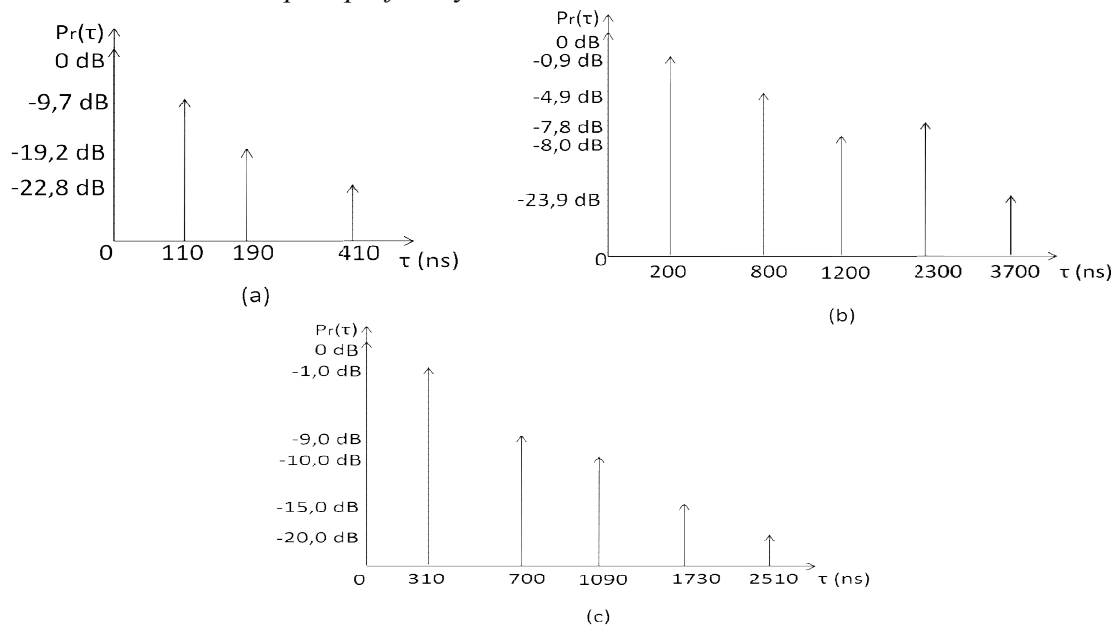


Gambar 3.5 Model kanal rayleigh fading

Dengan  $C_1(t) = \alpha_1 \exp(j\phi_1)$  dan  $C_2(t) = \alpha_2 \exp(j\phi_2)$ , maka respon impuls kanal adalah :

$$h(t) = \alpha_1 \exp(j\phi_1) + \alpha_2 \exp(j\phi_2) \quad (3.18)$$

Nilai  $\alpha_1$  dan  $\alpha_2$  berdistribusi *rayleigh*, sedangkan  $\phi_1$  dan  $\phi_2$  berdistribusi seragam pada  $0 - 2\pi$ . Dalam perancangan tesis ini, menerapkan model kanal ITU dengan *Power delay profile* dan sinyal multipath sejumlah 4 sampai 6 lintasan (*tap*) yang diperlihatkan masing-masing dalam Tabel 2.1, 2.2, dan 2.3 pada Bab 2, Sub Bab 2.5.2.1. Berdasarkan parameter dari Tabel 2.1, 2.2 dan 2.3, maka dapat diilustrasikan *multipath profile*-nya :



Gambar 3.6 Multipath profile (a): PA3; (b): PB3 dan (c): KA30,KA120 dan KA3

### 3.5 Parameter Simulasi

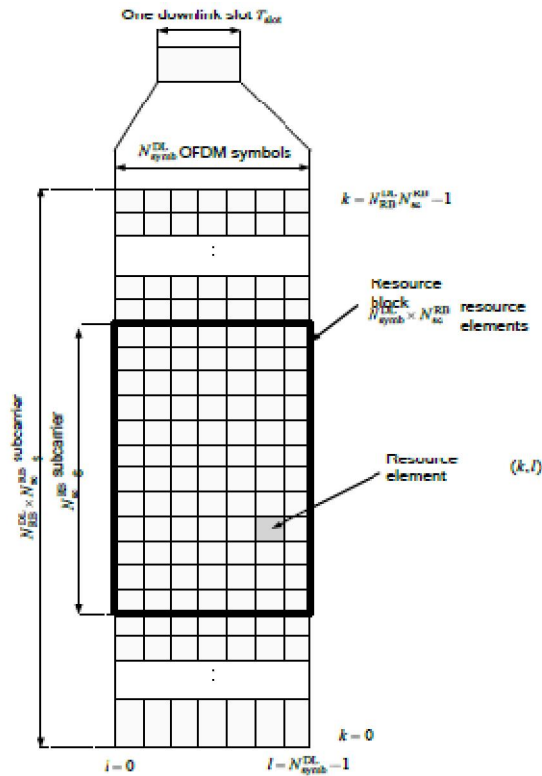
Dalam proses implementasi model numerik sistem OFDM yang dikaji pada aktivitas riset program magister ini, sejumlah parameter teknis telah ditentukan, masing-masing ditunjukkan pada Tabel 3.1, 3.2, 3.3 dan 3.4 dibawah ini.

#### 3.5.1 Parameter Model Layer Fisik LTE <sup>[1,31]</sup> :

*Tabel 3.1 Parameter Model Layer Fisik pada LTE*

Transmission BW	1,25 MHz	2,5 MHz	5 MHz	10 MHz	15 MHz	20 MHz	
Sub-frame duration	0,5 ms						
Subcarrier spacing	15 KHz						
Sampling frequency	1,92 MHz (1/2x3,84 MHz)	3,84 MHz	7,68 MHz (2x3,84 MHz)	15,36 MHz (4x3,84 MHz)	23,04 MHz (6x3,84 MHz)	30,72 MHz (8x3,84 MHz)	
FFT size	128	256	512	1024	1536	2048	
Number of occupied subcarriers	72	180	300	600	900	1200	
Samples per slot	960	1920	3840	7680	11520	15360	
Number of OFDM symbol per sub-frame (short/long CP)	7 / 6						
CP length (μs/samples)	Short	(4,69/9)x6 (5,21/10)x1	(4,69/18)x6 (5,21/20)x1	(4,69/36)x6 (5,21/40)x1	(4,69/72)x6 (5,21/80)x1	(4,69/108)x6 (5,21/120)x1	(4,69/144)x6 (5,21/160)x1
	long	(16,67/32)	(16,67/64)	(16,67/128)	(16,67/256)	(16,67/384)	(16,67/512)
Resource blocks (RB) (1 RB = 180 KHz)	6	15	25	50	75	100	
Modulation schemes	DL : QPSK, 16-QAM, 64-QAM UL : QPSK, 16-QAM, 64-QAM (optional for UE)						
Multiple access	DL : OFDMA UL : SC-FDMA						

Dari Tabel 3.1 terlihat bahwa parameter model *layer* fisik dapat dimodifikasi atau di desain sesuai dengan kebutuhan *bandwidth* dari 1,25 MHz hingga 20 MHz. *Resource block* digunakan untuk mendeskripsikan pemetaan dari kanal fisik tertentu ke *resource element*. Gambar 3.7 menjelaskan struktur frame pada transmisi *downlink*.



Gambar 3.7 Downlink resource grid <sup>[4]</sup>

Dari Gambar 3.7 terlihat bahwa setiap *resource block* (RB) terdiri dari 12 subcarrier (dalam domain frekuensi) dan 7 simbol OFDM (dalam domain waktu) jika menggunakan *cyclic prefix* normal. *Bandwidth* subcarrier dalam domain frekuensi adalah 15 KHz, sehingga bandwidth satu *physical resource block* (PRB) adalah 180 KHz.

Struktur frame diatas menggunakan struktur frame tipe 1 yaitu untuk operasi band berpasangan (FDD), dimana transmisi *downlink* dan *uplink* beroperasi pada frekuensi yang berbeda.

### 3.5.2 Parameter Resource Block Untuk Downlink <sup>[1,31]</sup>

Tabel 3.2 Parameter Resource Block Untuk Downlink

Konfigurasi		$N_{sc}^{RB}$	$N_{symp}^{DL}$
<i>Normal cyclic prefix</i>	$\Delta f = 15$ KHz	12	7
<i>Extended cyclic prefix</i>	$\Delta f = 15$ KHz		6
	$\Delta f = 7,5$ KHz	24	3

Tabel 3.3 Parameter Untuk Panjang Cyclic Prefix

Konfigurasi	Panjang CP ( $N_{CP}, l$ ) [sampel]
<i>Normal CP</i>	160 ( $\approx 5,21 \mu s$ ) untuk $l = 0$ 144 ( $\approx 4,69 \mu s$ ) untuk $l = 1,2,\dots,6$
<i>Extended CP</i>	512 ( $\approx 16,67 \mu s$ ) untuk $l = 0,1,\dots, 5$
<i>Extended CP</i> ( $\Delta f = 7,5$ KHz)	1024 ( $\approx 33,33 \mu s$ ) untuk $l = 0,1,2$

### 3.5.3 Parameter Resource Block Untuk Uplink <sup>[1,31]</sup>

Tabel 3.4 Parameter Resource Block Untuk Uplink

Konfigurasi	$N_{sc}^{RB}$	$N_{symp}^{UL}$
<i>Normal cyclic prefix</i>	12	7
<i>Extended cyclic prefix</i>	12	6

### 3.5.4 Parameter Kanal

#### 3.5.4.1 Delay Spread dan Bandwidth Koheren <sup>[13]</sup>

Nilai *delay spread* akan menentukan kondisi kanal *fading* apakah *flat fading* atau *frequency selective fading*. Sehingga dapat kita hitung parameter kanal *multipath*-nya sebagai berikut :

*Mean Excess Delay* ( $\bar{\tau}$ ) :

- Untuk tipe *Pedestrian-A* (3 km/jam) :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k P(\tau_k)\tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} = \frac{0 + 0,012 + 0,0023 + 0,0022}{0,124} = 0,13 \mu s$$

- Untuk tipe *Pedestrian-B* (3 km/jam) :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k P(\tau_k)\tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} = \frac{0 + 0,163 + 0,259 + 0,190 + 0,382 + 0,015}{1,465} = 0,69 \mu s$$

- Untuk tipe *user* berkecepatan 30 km/jam, 120 km/jam dan 350 km/jam :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k P(\tau_k)\tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} = \frac{0 + 0,245 + 0,089 + 0,109 + 0,0519 + 0,0251}{2,056} = 0,25 \mu s$$

Momen kedua *delay profile* ( $\bar{\tau}^2$ ) :

- Untuk tipe *Pedestrian-A* (3 km/jam) :

$$\bar{\tau}^2 = \frac{\sum_k P(\tau_k)\tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} = \frac{0 + 0,0013 + 0,0004 + 0,0009}{0,124} = 0,0026 \mu s$$

- Untuk tipe *Pedestrian-B* (3 km/jam) :

$$\bar{\tau}^2 = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} = \frac{0 + 0,0325 + 0,207 + 0,228 + 0,8779 + 0,056}{1,465} = 0,96 \mu s$$

- Untuk tipe *User* berkecepatan 30 km/jam, 120 km/jam dan 350 km/jam :

$$\bar{\tau}^2 = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} = \frac{0 + 0,076 + 0,06 + 0,11881 + 0,09 + 0,063}{2,056} = 0,198 \mu s$$

Nilai RMS *delay spread*-nya dihitung sebagai berikut :

- Untuk tipe *Pedestrian-A* (3 km/jam) :

$$\sigma_\tau = \sqrt{\bar{\tau}^2 - (\bar{\tau})^2} = \sqrt{0,0026 - (0,13)^2} = 0,12 \mu s$$

- Untuk tipe *Pedestrian-B* (3 km/jam) :

$$\sigma_\tau = \sqrt{\bar{\tau}^2 - (\bar{\tau})^2} = \sqrt{0,96 - (0,69)^2} = 0,696 \mu s$$

- Untuk tipe *User* berkecepatan 30 km/jam, 120 km/jam dan 350 km/jam :

$$\sigma_\tau = \sqrt{\bar{\tau}^2 - (\bar{\tau})^2} = \sqrt{0,198 - (0,25)^2} = 0,368 \mu s$$

Nilai *bandwidth* koheren dapat didekati dengan persamaan berikut :

- Untuk tipe *Pedestrian-A* (3 km/jam) :

$$B_c \approx \frac{1}{5 \cdot \sigma_{rms}} = \frac{1}{5 \times 0,12 \times 10^{-6}} = 1666,67 \text{ KHz} \approx 1,67 \text{ MHz}$$



- Untuk tipe *Pedestrian-B* (3 km/jam) :

$$B_c \approx \frac{1}{5 \cdot \sigma_{rms}} = \frac{1}{5 \times 0,696 \times 10^{-6}} = 287,4 \text{ KHz}$$

- Untuk tipe *User* berkecepatan 30 km/jam, 120 km/jam dan 350 km/jam :

$$B_c \approx \frac{1}{5 \cdot \sigma_{rms}} = \frac{1}{5 \times 0,368 \times 10^{-6}} = 543,5 \text{ KHz}$$

*Bandwidth* sinyal dengan *Bw* kanal 5 MHz dapat dihitung sebagai berikut :

$$\begin{aligned} B_s &= \text{jumlah subcarrier} \times \text{subcarrier spacing} \\ &= 300 \times 15 \text{ KHz} = 4,5 \text{ MHz} \end{aligned}$$

Karena *bandwidth* sinyal lebih lebar dari *bandwidth* koheren, maka kanal bersifat *frequency selective fading*.

### 3.5.4.2 *Doppler Spread dan Coherent Time*

Frekuensi *doppler* dipengaruhi oleh frekuensi kerja dan kecepatan pergerakan *user*. Karena frekuensi kerja yang dipakai adalah 2,6 GHz, maka :

$$\lambda = \frac{c}{f_c} = \frac{3 \cdot 10^8}{2,6 \cdot 10^9} = 0,12 \text{ m}$$

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \times \cos \alpha ; \quad f_{dmax} = \frac{v}{\lambda} ; \quad T_c = \frac{0,423}{f_{dmax}}$$

- User* diam,  $v = 0$  km/jam

$$f_{dmax} = 0 \text{ Hz}$$

$$T_c = 0,423/0 = \infty$$

- Kecepatan pergerakan *user* 3 km/jam = 0,83 m/detik

$$f_{dmax} = 0,83/0,12 = 6,92 \text{ Hz}$$

$$T_c = 0,423/6,92 = 0,061 \text{ detik}$$

- c. Kecepatan pergerakan *user* 30 km/jam = 8,33 m/detik

$$f_{dmax} = 8,33/0,12 = 69,42 \text{ Hz}$$

$$T_c = 0,423/69,42 = 0,0061 \text{ detik}$$

- d. Kecepatan pergerakan *user* 120 km/jam = 33,33 m/detik

$$f_{dmax} = 33,33/0,12 = 277,78 \text{ Hz}$$

$$T_c = 0,423/277,78 = 0,0015 \text{ detik}$$

- e. Kecepatan pergerakan *user* 350 km/jam = 97,22 m/detik

$$f_{dmax} = 97,22/0,12 = 810,19 \text{ Hz}$$

$$T_c = 0,423/810,19 = 0,00052 \text{ detik}$$

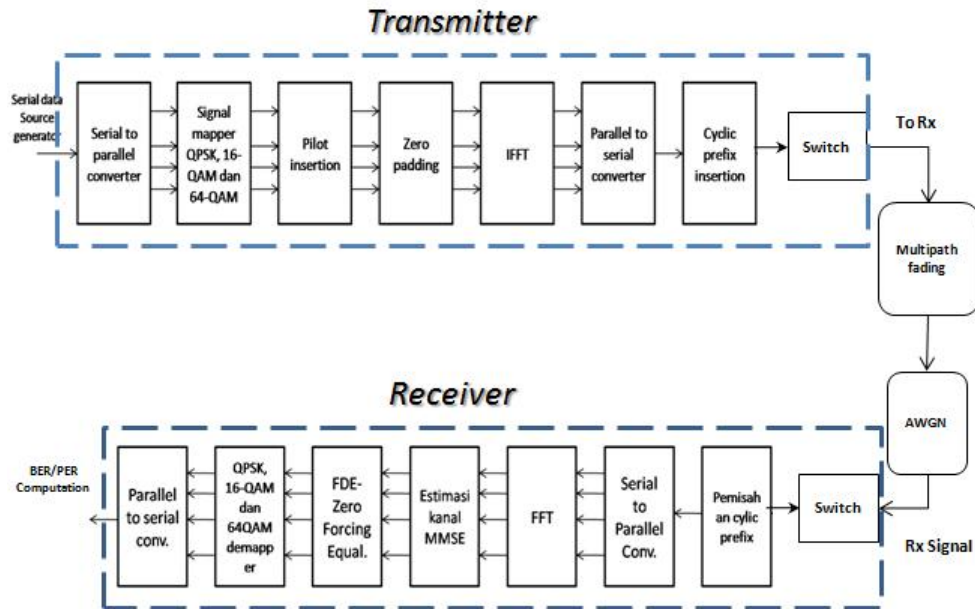
Sedangkan durasi simbol dapat dihitung sebagai berikut :

$$T_s = \frac{T_{slot}}{N_{sym}} = \frac{0,5 \text{ ms}}{6} = 83,33 \mu s$$

Dengan membandingkan *Coherence Time* ( $T_c$ ) terhadap *durasi simbol* ( $T_s = 83,33 \mu s$ ), maka kanal akan bersifat *slow fading* ( $T_c > T_s$ ).

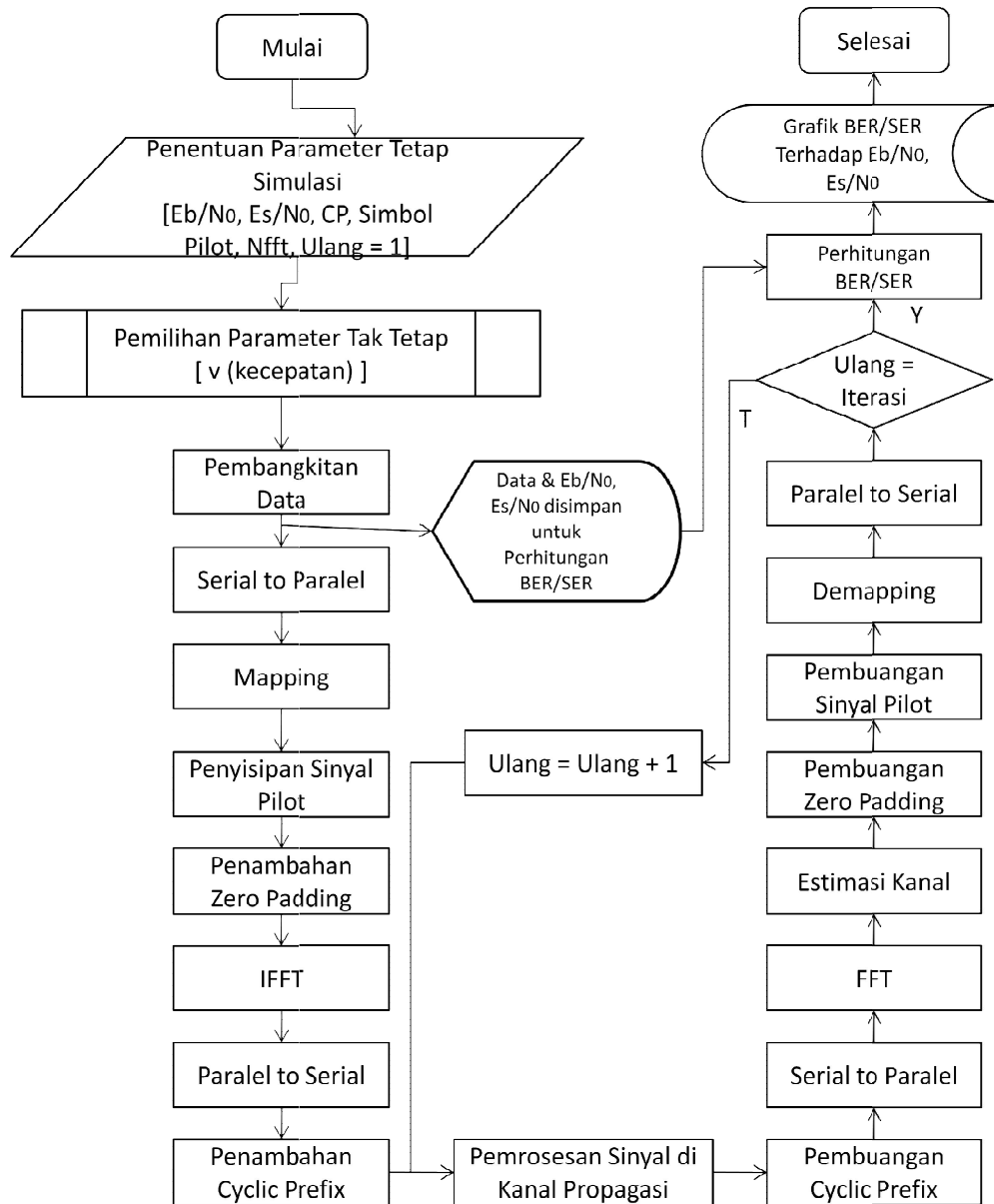
### 3.6 Diagram Alir Simulasi

Setelah parameter simulasi ditetapkan maka perlu adanya sebuah rencana simulasi yang memuat semua variasi / skenario yang akan disimulasikan sehingga data-data untuk membuat analisis dan membuat kesimpulan tersedia setelah dilakukan simulasi. Blok diagram lengkap sistem transceiver OFDM untuk aplikasi LTE diperlihatkan pada Gambar 3.8 dan diagram alir simulasi sistem diperlihatkan pada Gambar 3.9 berikut :



Gambar 3.8 Blok diagram lengkap Transmitter-Receiver OFDM untuk LTE “Downlink”

Pada Gambar 3.8 merupakan implementasi blok diagram lengkap *transceiver* OFDM untuk arah *downlink* dengan desain kompleksitas rendah menggunakan teknik estimasi kanal MMSE pada bagian penerima yang digunakan dalam mendesain dan merancang simulasi berbasis MATLAB untuk aplikasi standar UMTS-LTE.



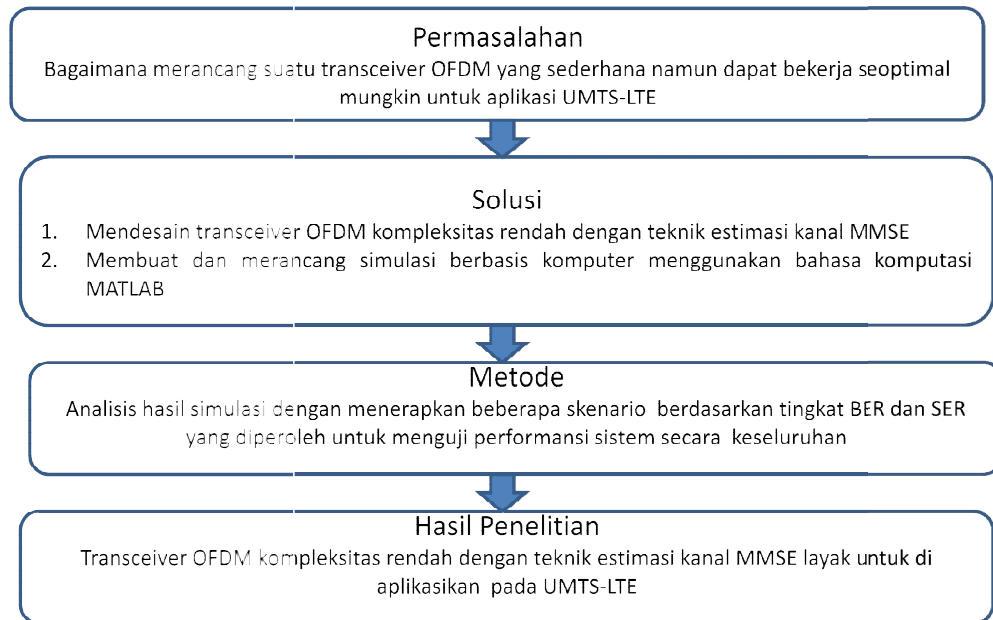
Gambar 3.9 Diagram alir simulasi transceiver OFDM UMTS-LTE Downlink

## Penjelasan Singkat Diagram Alir Sistem

Simulasi dimulai dengan penentuan parameter tetap seperti besarnya  $E_b/N_0$  dan  $E_s/N_0$ , panjang CP yang digunakan, jumlah simbol pilot yang digunakan untuk estimasi kanal, ukuran IFFT/FFT dan jumlah looping sedangkan pemilihan parameter tidak tetap seperti variasi kecepatan user dan *power delay profile*-nya yang direkomendasikan oleh badan telekomunikasi standar internasional (ITU). Setelah itu, data dibangkitkan berulang kali secara acak sesuai dengan jumlah subcarrier dan jenis modulasi yang digunakan kemudian data dikonversi dari serial ke paralel dan dipetakan (*mapping*) kemudian data ditambahkan sinyal pilot dan *zero padding* sesuai jumlah lengan IFFT, masing-masing data dikembalikan menjadi data serial kemudian ditambahkan *guard interval*. Setelah itu data ditransmisikan melalui kanal *multipath rayleigh fading* dan AWGN dimana terjadi interferensi antar subcarrier.

Pada sisi penerima, *guard interval* dihilangkan dari data terima kemudian diparalelkan dan dilakukan proses FFT. Setelah melalui FFT, dilakukan proses estimasi kanal menggunakan ekualisasi MMSE untuk memisahkan data dari sinyal pilot dan *zero padding* kemudian dikodekan kembali dengan *demapping* selanjutnya data dikonversi kembali menjadi serial untuk memperoleh data asli dan dapat dilakukan proses komputasi BER maupun SER.

### 3.7 Kerangka Pikir



## BAB IV

### ANALISA HASIL SIMULASI

Bab ini berisi tentang hasil simulasi dan analisa data-data yang diperoleh dari hasil simulasi yang diterapkan dari beberapa skenario/variasi sistem untuk melihat kinerja *transceiver* OFDM dengan menggunakan prediksi kanal MMSE untuk aplikasi standar UMTS-LTE. Hal-hal yang diamati untuk tujuan analisis antara lain :

- Perbandingan sistem OFDM dengan menggunakan estimasi kanal *Minimum Mean Square Error* (MMSE) dan estimasi kanal lainnya.
- Pengamatan nilai *energy per bit to noise zero ratio* ( $E_b/N_0$ ) dan *energy per symbol to noise zero ratio* ( $E_s/N_0$ ) dari nilai BER/SER, yang diperoleh dengan menguji kinerja sistem pada variasi perubahan kecepatan pergerakan *user* termasuk kecepatan tinggi 350 km/jam melalui kanal AWGN dan kanal *rayleigh fading*.
- Perbandingan skema modulasi QPSK, 16QAM dan 64QAM yang diterapkan pada aplikasi UMTS-LTE berdasarkan tingkat BER/SER yang diperoleh terhadap  $E_b/N_0$  dan  $E_s/N_0$  dengan variasi kecepatan user 0 km/jam, 3 km/jam, 30 km/jam, 120 km/jam dan 350 km/jam.
- Pengaruh level SNR terhadap kerapatan spektrum daya (*power spectral density*) pada sistem OFDM.
- Analisis *data rate transfer* dibawah pengaruh kanal propagasi yang berbeda.

Dari Tabel 3.1 seperti yang dijelaskan dalam Bab III sebelumnya, parameter model *layer* fisik pada LTE dapat direkonfigurasi sesuai dengan kebutuhan bandwidth dari 1,25 MHz hingga 20 MHz.

Berikut beberapa parameter yang digunakan untuk tujuan simulasi :

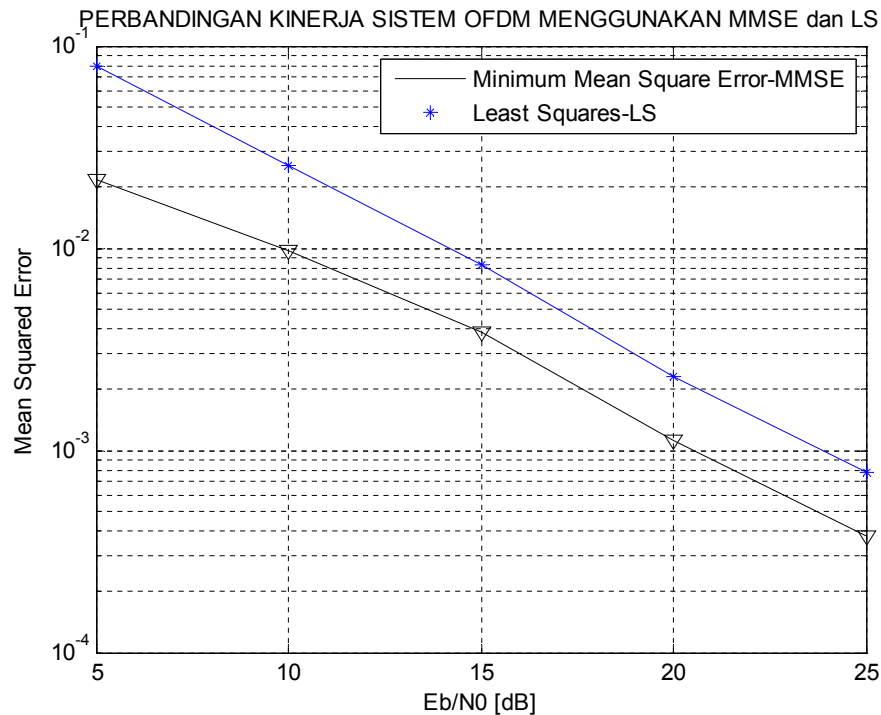
Parameter	Nilai
Frekuensi Carrier	2,6 GHz
Bandwidth kanal	5 MHz
Spasi subcarrier	15 KHz
Ukuran FFT	512 subcarrier
Frekuensi sampling	7,68 MHz
Subcarrier untuk data	300 subcarrier
Subcarrier untuk pilot	50 subcarrier
Subcarrier untuk <i>Zero Padding</i>	162 subcarrier
Panjang <i>Cyclic Prefix</i> ( $\mu$ s/sampel)	16,67 $\mu$ s / 128 sampel (long)
Panjang durasi simbol OFDM	83,33 $\mu$ s
Jumlah subcarrier / PRB	12 subcarrier
Jumlah maksimum PRB	25 subcarrier
Panjang durasi sub-frame	0,5 ms
Modulasi	QPSK, 16QAM dan 64QAM
Algoritma Deteksi	<i>Minimum Mean Square Error</i> (MMSE)
Kanal Propagasi	Model ITU ( <i>Pedestrian A, B dan Vehicular</i> ) dan AWGN



### 2.13 Perbandingan Kinerja Sistem OFDM Menggunakan Estimasi Kanal MMSE dan Estimasi Kanal Lainnya <sup>[13,28]</sup>

Pada penelitian sebelumnya, menunjukkan bahwa untuk meningkatkan performansi sistem keseluruhan juga bisa dengan meminimalkan beberapa fungsi dari matrik *mean squared error* (MSE).

Simulasi ini dilakukan untuk membandingkan kinerja dari prediksi kanal MMSE dan prediksi kanal kuadrat terkecil (LS). Unjuk kerja sistem diukur dengan harga kuadrat rata-rata kesalahan (*mean squared error*) terhadap tingkat  $E_b/N_0$  yang diperoleh, ditunjukkan pada Gambar 4.1 berikut.



Gambar 4.1 Perbandingan prediksi kanal MMSE dengan Least Squared (LS)

Pada Gambar 4.1 terlihat bahwa kinerja prediksi kanal MMSE mampu mencapai MSE  $10^{-3}$  pada saat nilai  $E_b/N_0$  21 dB sedangkan kinerja prediksi kanal LS untuk mencapai MSE  $10^{-3}$  dibutuhkan nilai  $E_b/N_0$  24 dB. Hal ini menunjukkan prediksi kanal MMSE memiliki kinerja lebih baik bila dibandingkan dengan prediksi kanal LS dengan perbaikan kinerja sebesar 3 dB.

## 2.14 Kinerja Sistem dalam *Bit Error Rate (BER)*

Pada tahap ini akan dilakukan analisis kinerja prediksi kanal MMSE pada sistem OFDM dengan variasi perubahan kecepatan bergerak *user* pada kanal AWGN dan *multipath fading*. Kecepatan yang digunakan adalah 0 km/jam (*user* diam), 3 km/jam, 30 km/jam, 120 km/jam dan 350 km/jam. Dengan menggunakan frekuensi kerja 2,6 GHz, dengan nilai frekuensi *doppler* maksimum yang didapatkan dari hasil perhitungan berturut-turut adalah 0 Hz, 6.92 Hz, 69.42 Hz, 277.78 Hz dan 810.19 Hz.

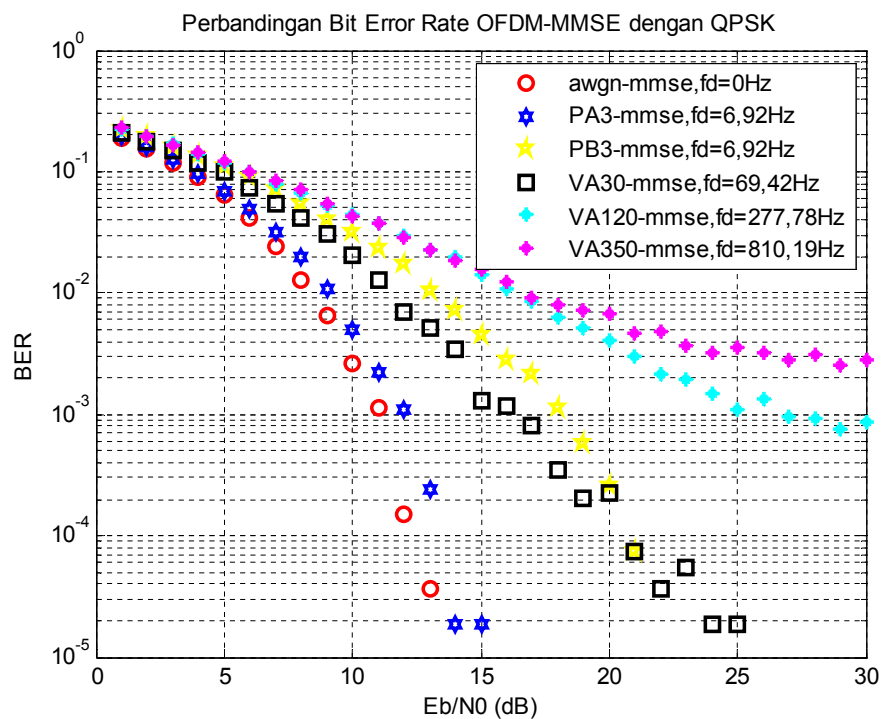
### 4.2.1 Hasil Simulasi untuk BER

#### 4.2.1.1 Skema Modulasi QPSK

Pengamatan pada skema modulasi QPSK dilakukan untuk melihat pengaruh nilai  $E_b/N_0$  terhadap nilai BER untuk masing-masing variasi perubahan kecepatan *user* seperti yang dijelaskan pada Sub Bab 4.2 melalui kanal AWGN dan *multipath fading*. Besarnya nilai variasi kecepatan *user* adalah tidak mutlak melainkan harga rata-rata atau nilai tipikal yang berarti nilainya akan berbeda antara daerah *urban/suburban/rural* yang satu dengan daerah

*urban/suburban/rural* yang lain dimana *user* termasuk dalam kategori cenderung diam, kondisi berjalan kaki sampai dalam berkendara di jalur bebas hambatan.

Dengan melihat nilai pergeseran *doppler* maksimum seperti yang dijelaskan dalam Bab III sebelumnya, dengan frekuensi sinyal pembawa 2,6 GHz semua variasi kecepatan pergerakan *user* mengalami *slow fading*. Karena *bandwidth* sinyal lebih lebar dari *bandwidth* koheren, maka kanal bersifat *frequency selective fading*.

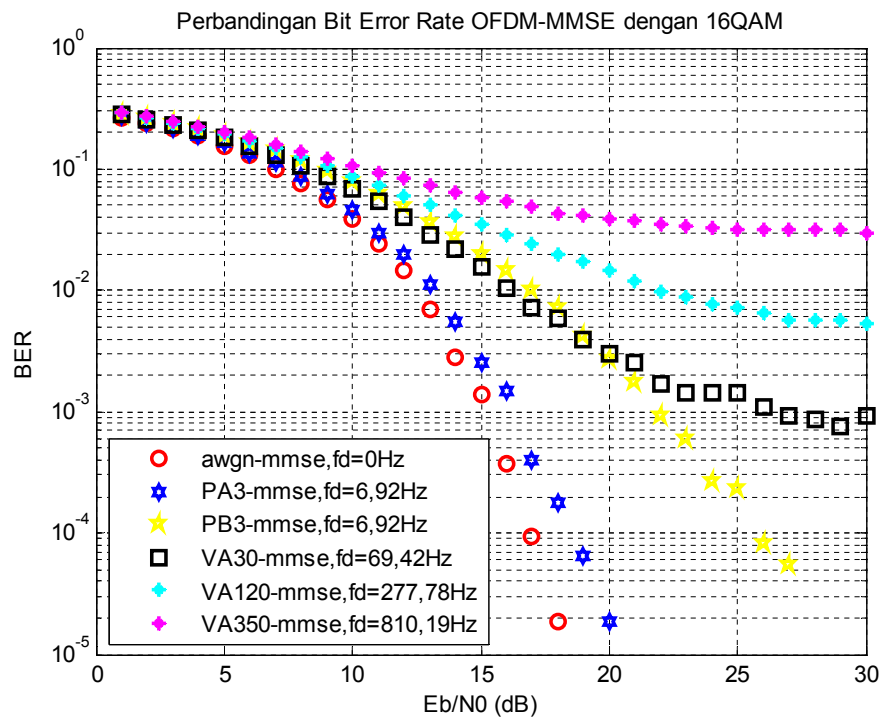


Gambar 4.2 Kinerja sistem BER menggunakan modulasi QPSK

### 4.2.1.2 Skema Modulasi 16-QAM

Pengamatan pada skema modulasi 16-QAM diperlihatkan pada Gambar 4.3 dengan perbandingan nilai BER terhadap nilai  $E_b/N_0$  yang diperoleh berdasarkan tingkat variasi kecepatan pergerakan *user* melalui kanal *Additive White Gaussian Noise* (AWGN) dan kanal *multipath fading*.

Dalam hal *bit rate*, modulasi 16-QAM memiliki kecepatan data lebih tinggi dibandingkan dengan modulasi QPSK serta *bandwidth* lebih efisien namun demikian dibutuhkan nilai  $E_b/N_0$  lebih besar untuk mempertahankan laju kesalahan bit yang terjadi.

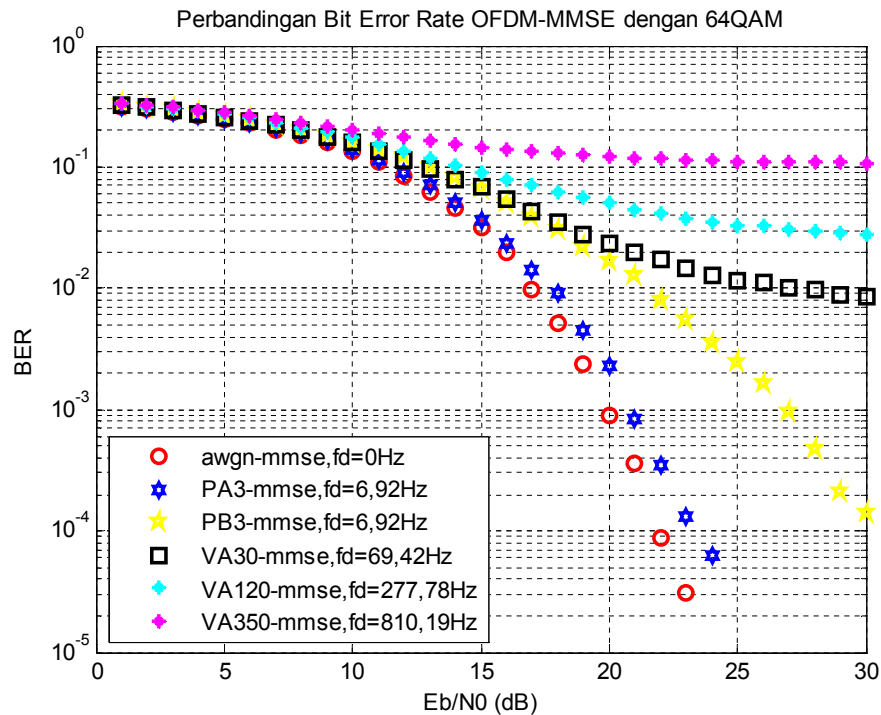


Gambar 4.3 Kinerja sistem BER menggunakan modulasi 16-QAM

### 4.2.1.3 Skema Modulasi 64-QAM

Pengamatan pada skema modulasi 64-QAM diperlihatkan pada Gambar 4.4 dimana perbandingan nilai BER terhadap nilai  $E_b/N_0$  yang diperoleh berdasarkan tingkat variasi kecepatan pergerakan *user* melalui kanal *Additive White Gaussian Noise* (AWGN) dan kanal *multipath fading*.

Skema modulasi 64-QAM memiliki *bit rate* paling tinggi dibandingkan dengan 16-QAM dan QPSK, namun demikian dibutuhkan nilai  $E_b/N_0$  jauh lebih besar untuk mempertahankan laju kesalahan bit yang terjadi.



Gambar 4.4 Kinerja sistem BER menggunakan modulasi 64-QAM

## 4.2.2 Analisis Hasil Simulasi untuk BER

Dari hasil simulasi yang diperoleh berdasarkan grafik perbandingan BER dan  $E_b/N_0$  yang ditunjukkan pada masing-masing Gambar 4.2, 4.3 dan 4.4, selanjutnya memasukkan nilai  $E_b/N_0$  ke dalam tabel untuk analisis kuantitatif.

### 4.2.2.1 Skema Modulasi QPSK

Analisis kinerja prediksi kanal MMSE pada sistem OFDM dengan variasi kecepatan pergerakan *user* menggunakan skema modulasi QPSK dapat ditunjukkan pada Tabel 4.1 berikut.

Dari Gambar 4.2 dan Tabel 4.1 terlihat bahwa kecepatan pergerakan *user* berpengaruh pada kinerja sistem. Untuk mempermudah analisis, diambil nilai  $E_b/N_0$  pada BER  $10^{-4}$ . Untuk *user* diam berkecepatan 0 km/jam ( $f_d = 0$  Hz), prediksi kanal MMSE mampu mencapai BER  $10^{-4}$  dengan nilai  $E_b/N_0$  10 dB. Sedangkan dengan kecepatan 3 km/jam (*Pedestrian-A* dengan sinyal *multipath* sejumlah 4 lintasan) dengan nilai  $E_b/N_0$  12 dB untuk mencapai BER  $10^{-4}$ , untuk kecepatan 3 km/jam (*Pedestrian-B* dengan sinyal *multipath* sejumlah 6 lintasan) untuk mencapai BER  $10^{-4}$  dibutuhkan nilai  $E_b/N_0$  sebesar 18-20 dB, untuk kecepatan 30 km/jam dengan nilai  $E_b/N_0$  berkisar 16-20 dB untuk mencapai BER  $10^{-4}$ , sedangkan untuk kecepatan tinggi yang diwakili oleh 120 km/jam untuk mencapai BER  $10^{-4}$  dibutuhkan  $E_b/N_0$  sebesar 28-29 dB dan untuk kecepatan super tinggi yang diwakili oleh 350 km/jam kinerja sistem memburuk yang diindikasikan dengan tidak tercapainya BER  $10^{-4}$  pada  $E_b/N_0$  berapapun.

Tabel 4.1 Perbandingan  $E_b/N_0$  vs BER dengan modulasi QPSK

$E_b/N_0$ (dB)	BER					
	0 km/jam (AWGN)	3 km/jam (PA3)	3 km/jam (PB3)	30km/jam (VA30)	120 km/jam (VA120)	350km/jam (VA350)
0 dB	$1,89 \times 10^{-1}$	$1,92 \times 10^{-1}$	$2,24 \times 10^{-1}$	$2,11 \times 10^{-1}$	$2,23 \times 10^{-1}$	$2,27 \times 10^{-1}$
2 dB	$1,18 \times 10^{-1}$	$1,30 \times 10^{-1}$	$1,62 \times 10^{-1}$	$1,50 \times 10^{-1}$	$1,67 \times 10^{-1}$	$1,72 \times 10^{-1}$
4 dB	$6,22 \times 10^{-2}$	$7,17 \times 10^{-2}$	$1,13 \times 10^{-1}$	$9,68 \times 10^{-2}$	$1,16 \times 10^{-1}$	$1,19 \times 10^{-1}$
6 dB	$2,55 \times 10^{-2}$	$3,17 \times 10^{-2}$	$7,49 \times 10^{-2}$	$5,42 \times 10^{-2}$	$8,16 \times 10^{-2}$	$8,35 \times 10^{-2}$
8 dB	$6,94 \times 10^{-3}$	$1,02 \times 10^{-2}$	$4,10 \times 10^{-2}$	$2,70 \times 10^{-2}$	$5,23 \times 10^{-2}$	$5,50 \times 10^{-2}$
10 dB	$8,33 \times 10^{-4}$	$2,46 \times 10^{-3}$	$2,26 \times 10^{-2}$	$1,27 \times 10^{-2}$	$3,50 \times 10^{-2}$	$3,53 \times 10^{-2}$
12 dB	$3,70 \times 10^{-5}$	$2,78 \times 10^{-4}$	$1,11 \times 10^{-2}$	$5,31 \times 10^{-3}$	$2,24 \times 10^{-2}$	$2,36 \times 10^{-2}$
14 dB	0	$3,70 \times 10^{-5}$	$4,91 \times 10^{-3}$	$2,02 \times 10^{-3}$	$1,53 \times 10^{-2}$	$1,54 \times 10^{-2}$
16 dB	0	0	$2,00 \times 10^{-3}$	$8,70 \times 10^{-4}$	$8,06 \times 10^{-3}$	$9,27 \times 10^{-3}$
18 dB	0	0	$5,37 \times 10^{-4}$	$3,52 \times 10^{-4}$	$4,91 \times 10^{-3}$	$6,56 \times 10^{-3}$
20 dB	0	0	$1,48 \times 10^{-4}$	$1,30 \times 10^{-4}$	$2,98 \times 10^{-3}$	$4,93 \times 10^{-3}$
22 dB	0	0	$3,70 \times 10^{-5}$	$3,70 \times 10^{-5}$	$1,74 \times 10^{-3}$	$3,69 \times 10^{-3}$
24 dB	0	0	0	$1,85 \times 10^{-5}$	$1,28 \times 10^{-3}$	$3,43 \times 10^{-3}$
26 dB	0	0	0	0	$1,11 \times 10^{-3}$	$2,76 \times 10^{-3}$
28 dB	0	0	0	0	$6,48 \times 10^{-4}$	$2,91 \times 10^{-3}$
29 dB	0	0	0	0	$7,41 \times 10^{-4}$	$2,74 \times 10^{-3}$

Hal ini menunjukkan bahwa makin cepat *user* bergerak, maka kinerja sistem memburuk, yaitu pada kecepatan 0 km/jam ke 3 km/jam kinerja turun sebesar 2 dB, kecepatan 3 km/jam ke 30 km/jam kinerja turun sebesar 4 dB dan kecepatan 30 km/jam ke 120 km/jam kinerja turun sebesar 8-12 dB.

#### 4.2.2.2 Skema Modulasi 16-QAM

Analisis kinerja prediksi kanal MMSE pada sistem OFDM dengan variasi kecepatan pergerakan *user* menggunakan skema modulasi 16-QAM dapat ditunjukkan pada Tabel 4.2 berikut.

Tabel 4.2 Perbandingan  $E_b/N_0$  vs BER dengan modulasi 16-QAM

$E_b/N_0$ (dB)	BER					
	0 km/jam (AWGN)	3 km/jam (PA3)	3 km/jam (PB3)	30km/jam (VA30)	120 km/jam (VA120)	350km/jam (VA350)
0 dB	$2,64 \times 10^{-1}$	$2,67 \times 10^{-1}$	$2,87 \times 10^{-1}$	$2,82 \times 10^{-1}$	$2,92 \times 10^{-1}$	$3,00 \times 10^{-1}$
2 dB	$2,11 \times 10^{-1}$	$2,14 \times 10^{-1}$	$2,39 \times 10^{-1}$	$2,30 \times 10^{-1}$	$2,41 \times 10^{-1}$	$2,51 \times 10^{-1}$
4 dB	$1,60 \times 10^{-1}$	$1,64 \times 10^{-1}$	$1,87 \times 10^{-1}$	$1,83 \times 10^{-1}$	$1,95 \times 10^{-1}$	$2,02 \times 10^{-1}$
6 dB	$1,03 \times 10^{-1}$	$1,10 \times 10^{-1}$	$1,40 \times 10^{-1}$	$1,31 \times 10^{-1}$	$1,50 \times 10^{-1}$	$1,62 \times 10^{-1}$
8 dB	$5,80 \times 10^{-2}$	$6,52 \times 10^{-2}$	$9,73 \times 10^{-2}$	$8,84 \times 10^{-2}$	$1,07 \times 10^{-1}$	$1,23 \times 10^{-1}$
10 dB	$2,42 \times 10^{-2}$	$2,91 \times 10^{-2}$	$6,15 \times 10^{-2}$	$5,38 \times 10^{-2}$	$7,49 \times 10^{-2}$	$9,48 \times 10^{-2}$
12 dB	$7,24 \times 10^{-3}$	$9,86 \times 10^{-3}$	$3,61 \times 10^{-2}$	$3,05 \times 10^{-2}$	$2,24 \times 10^{-2}$	$7,31 \times 10^{-2}$
14 dB	$1,11 \times 10^{-3}$	$2,66 \times 10^{-3}$	$2,05 \times 10^{-2}$	$1,45 \times 10^{-2}$	$5,27 \times 10^{-2}$	$5,80 \times 10^{-2}$
16 dB	$5,56 \times 10^{-5}$	$4,54 \times 10^{-4}$	$9,73 \times 10^{-3}$	$8,10 \times 10^{-3}$	$2,48 \times 10^{-2}$	$4,82 \times 10^{-2}$
18 dB	0	$9,26 \times 10^{-6}$	$4,70 \times 10^{-3}$	$4,44 \times 10^{-3}$	$1,61 \times 10^{-2}$	$4,20 \times 10^{-2}$
20 dB	0	0	$1,74 \times 10^{-3}$	$2,23 \times 10^{-3}$	$1,18 \times 10^{-2}$	$3,72 \times 10^{-2}$
22 dB	0	0	$7,04 \times 10^{-4}$	$1,80 \times 10^{-3}$	$8,77 \times 10^{-3}$	$3,59 \times 10^{-2}$
24 dB	0	0	$1,20 \times 10^{-4}$	$1,36 \times 10^{-3}$	$6,42 \times 10^{-3}$	$3,25 \times 10^{-2}$
26 dB	0	0	$1,85 \times 10^{-5}$	$9,91 \times 10^{-4}$	$6,30 \times 10^{-3}$	$3,22 \times 10^{-2}$
28 dB	0	0	$9,26 \times 10^{-6}$	$9,26 \times 10^{-4}$	$5,88 \times 10^{-3}$	$3,05 \times 10^{-2}$
29 dB	0	0	0	$8,61 \times 10^{-4}$	$5,02 \times 10^{-3}$	$3,00 \times 10^{-2}$



Berdasarkan Gambar 4.3 dan Tabel 4.2, dengan menggunakan modulasi 16-QAM, untuk *user* diam berkecepatan 0 km/jam ( $f_d = 0$  Hz), prediksi kanal MMSE mampu mencapai BER  $10^{-4}$  dengan nilai  $E_b/N_0$  15 dB. Pada *user* dengan kecepatan 3 km/jam (*Pedestrian-A*) untuk mencapai BER  $10^{-4}$  dibutuhkan nilai SNR sebesar 16 dB, *user* dengan kecepatan 3 km/jam (*Pedestrian-B*) membutuhkan nilai SNR sebesar 22-24 dB untuk mencapai BER  $10^{-4}$ , untuk *user* berkecepatan 30 km/jam membutuhkan nilai  $E_b/N_0$  sebesar 26-29 dB untuk mencapai BER  $10^{-4}$ . Sedangkan *user* dengan kecepatan tinggi yang diwakili oleh 120 km/jam dan 350 km/jam kinerja sistem memburuk dimana tidak tercapainya BER  $10^{-4}$  pada nilai  $E_b/N_0$  tak terhingga.

Hal ini menunjukkan bahwa, skema modulasi 16-QAM dalam membawa data (bit) memiliki kecepatan data lebih tinggi dari skema modulasi QPSK namun demikian dibutuhkan sejumlah nilai  $E_b/N_0$  yang lebih besar untuk mempertahankan laju kesalahan bit yang terjadi. Pada kecepatan 0 km/jam ke 3 km/jam kinerja sistem turun 7-9 dB, pada kecepatan 3 km/jam ke 30 km/jam kinerja turun sebesar 4-5 dB dan pada kecepatan 30 km/jam ke kecepatan tinggi yang diwakili oleh 120 km/jam dan 350 km/jam kinerja sistem memburuk.

#### **4.2.2.3 Skema Modulasi 64-QAM**

Analisis kinerja prediksi kanal MMSE pada sistem OFDM dengan variasi kecepatan pergerakan *user* menggunakan skema modulasi 64-QAM dapat ditunjukkan pada Tabel 4.3 berikut.

Dari Gambar 4.4 dan Tabel 4.3, Untuk *user* berkecepatan 0 km/jam prediksi kanal MMSE mampu mencapai BER  $10^{-4}$  dengan nilai  $E_b/N_0$  20 dB, pada *user* berkecepatan 3 km/jam (PA3) membutuhkan nilai  $E_b/N_0$  juga sebesar 20 dB untuk mencapai BER  $10^{-4}$ , sedangkan pada *user* dengan kecepatan 3 km/jam (PB3) untuk mencapai BER  $10^{-4}$  dibutuhkan nilai  $E_b/N_0$  sebesar 26-29 dB.

Tabel 4.3 Perbandingan  $E_b/N_0$  vs BER dengan modulasi 64-QAM

<b><math>E_b/N_0</math> (dB)</b>	<b>BER</b>					
	0 km/jam (AWGN)	3 km/jam (PA3)	3 km/jam (PB3)	30km/jam (VA30)	120 km/jam (VA120)	350km/jam (VA350)
0 dB	$3,15 \times 10^{-1}$	$3,17 \times 10^{-1}$	$3,31 \times 10^{-1}$	$3,27 \times 10^{-1}$	$3,37 \times 10^{-1}$	$3,39 \times 10^{-1}$
2 dB	$3,00 \times 10^{-1}$	$2,85 \times 10^{-1}$	$3,00 \times 10^{-1}$	$2,97 \times 10^{-1}$	$3,03 \times 10^{-1}$	$3,09 \times 10^{-1}$
4 dB	$2,49 \times 10^{-1}$	$2,48 \times 10^{-1}$	$2,64 \times 10^{-1}$	$2,59 \times 10^{-1}$	$2,69 \times 10^{-1}$	$2,79 \times 10^{-1}$
6 dB	$2,05 \times 10^{-1}$	$2,06 \times 10^{-1}$	$2,25 \times 10^{-1}$	$2,20 \times 10^{-1}$	$2,30 \times 10^{-1}$	$2,50 \times 10^{-1}$
8 dB	$1,57 \times 10^{-1}$	$1,60 \times 10^{-1}$	$1,80 \times 10^{-1}$	$1,77 \times 10^{-1}$	$1,92 \times 10^{-1}$	$2,16 \times 10^{-1}$
10 dB	$1,07 \times 10^{-1}$	$1,15 \times 10^{-1}$	$1,39 \times 10^{-1}$	$1,36 \times 10^{-1}$	$1,54 \times 10^{-1}$	$1,88 \times 10^{-1}$
12 dB	$6,41 \times 10^{-2}$	$7,00 \times 10^{-2}$	$9,97 \times 10^{-2}$	$9,66 \times 10^{-2}$	$1,19 \times 10^{-1}$	$1,63 \times 10^{-1}$
14 dB	$2,96 \times 10^{-2}$	$3,71 \times 10^{-2}$	$6,50 \times 10^{-2}$	$6,45 \times 10^{-2}$	$9,17 \times 10^{-2}$	$1,45 \times 10^{-1}$
16 dB	$1,10 \times 10^{-2}$	$1,50 \times 10^{-2}$	$3,94 \times 10^{-2}$	$4,29 \times 10^{-2}$	$6,84 \times 10^{-2}$	$1,34 \times 10^{-1}$
18 dB	$2,59 \times 10^{-3}$	$4,22 \times 10^{-3}$	$2,27 \times 10^{-2}$	$2,97 \times 10^{-2}$	$5,51 \times 10^{-2}$	$1,24 \times 10^{-1}$
20 dB	$2,16 \times 10^{-4}$	$9,38 \times 10^{-4}$	$1,16 \times 10^{-2}$	$1,92 \times 10^{-2}$	$4,66 \times 10^{-2}$	$1,19 \times 10^{-1}$
22 dB	0	$5,55 \times 10^{-5}$	$5,65 \times 10^{-3}$	$1,53 \times 10^{-2}$	$3,87 \times 10^{-2}$	$1,16 \times 10^{-1}$
24 dB	0	$6,17 \times 10^{-6}$	$2,20 \times 10^{-3}$	$1,16 \times 10^{-2}$	$3,32 \times 10^{-2}$	$1,11 \times 10^{-1}$
26 dB	0	0	$8,15 \times 10^{-4}$	$1,03 \times 10^{-2}$	$3,07 \times 10^{-2}$	$1,12 \times 10^{-2}$
28 dB	0	0	$2,59 \times 10^{-4}$	$9,12 \times 10^{-3}$	$2,78 \times 10^{-2}$	$1,09 \times 10^{-1}$
29 dB	0	0	$1,54 \times 10^{-4}$	$8,66 \times 10^{-3}$	$2,83 \times 10^{-2}$	$1,08 \times 10^{-1}$

Untuk masing-masing *user* dengan kecepatan 30 km/jam, 120km/jam dan 350 km/jam kinerja sistem memburuk dimana tidak tercapainya BER  $10^{-4}$  pada nilai  $E_b/N_0$  tak terhingga.

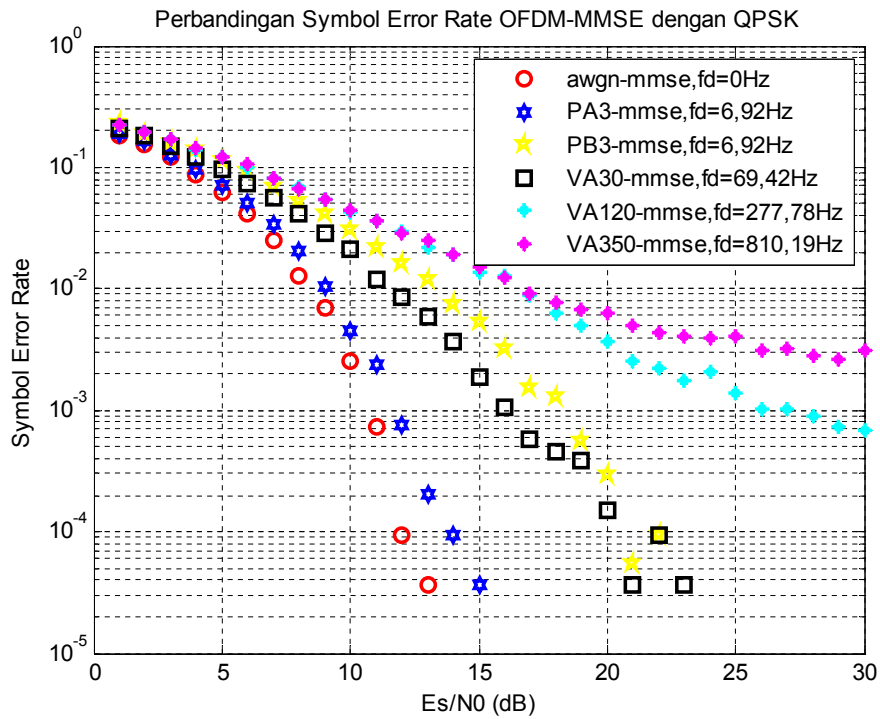
Dari hasil simulasi, diantara semua skema M-ary QAM, skema modulasi QPSK memiliki kinerja yang lebih baik dalam hal *bit error rate* (BER) namun masing-masing simbol/bit membawa data memiliki orde modulasi lebih rendah bila dibandingkan dengan modulasi 16-QAM dan 64-QAM.

### **4.3 Kinerja Sistem dalam *Symbol Error Rate* (SER)**

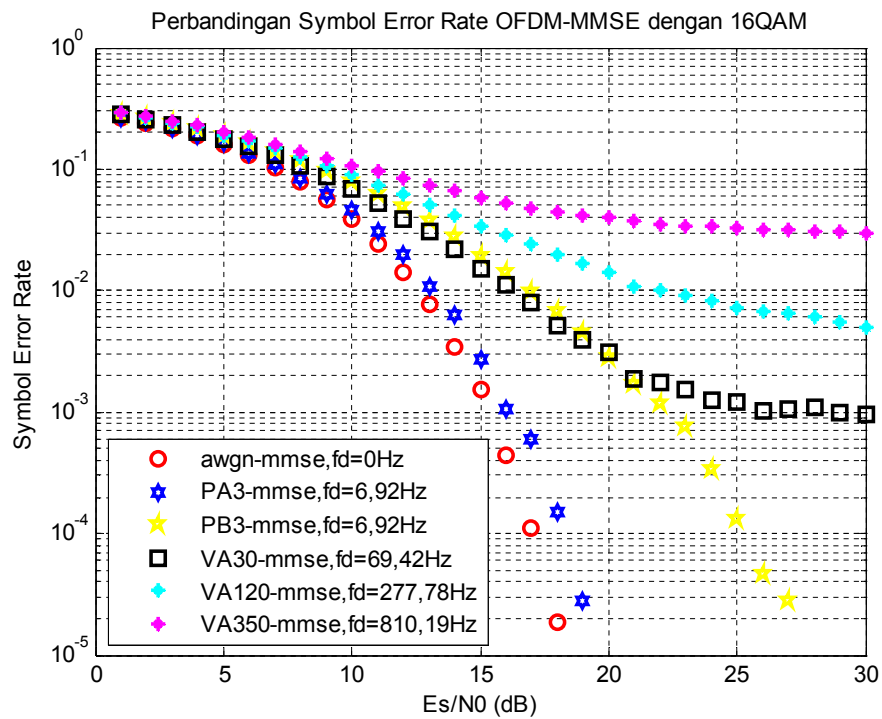
Kinerja suatu sistem dengan menggunakan parameter *symbol error rate* (SER) tidak berbeda jauh dengan parameter *bit error rate* (BER), yang membedakan adalah tergantung pada perangkat IF dan RF serta yang paling berpengaruh adalah kelakuan kanal propagasi. Namun dalam model simulasi tesis ini, perangkat IF dan RF tidak disimulasikan, sehingga yang mempengaruhi SER hanya kelakuan kanal propagasi.

#### **4.3.1 Hasil Simulasi untuk SER**

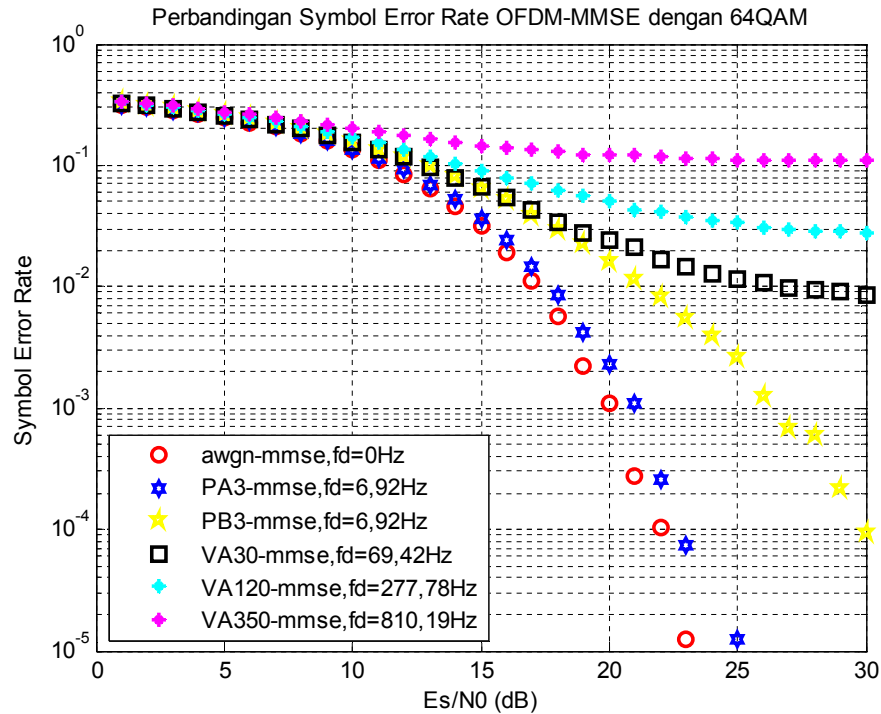
Tidak ada perbedaan parameter dengan sub Bab 4.1.1 yang menjelaskan tentang BER pada variasi kecepatan bergerak *user* dengan pemetaan sinyal menggunakan modulasi QPSK, 16-QAM dan 64-QAM melalui kanal *multipath fading* dan AWGN. Di bagian ini ditampilkan kinerja suatu sistem dalam parameter SER.



*Gambar 4.5 Kinerja sistem SER menggunakan modulasi QPSK*



*Gambar 4.6 Kinerja sistem SER menggunakan modulasi 16-QAM*



Gambar 4.7 Kinerja sistem SER menggunakan modulasi 64-QAM

### 4.3.2 Analisis Hasil Simulasi untuk SER

Dari hasil simulasi yang diperoleh berdasarkan grafik perbandingan SER dan  $E_s/N_0$  yang ditunjukkan pada masing-masing Gambar 4.5, 4.6 dan 4.7, selanjutnya memasukkan nilai  $E_s/N_0$  ke dalam tabel untuk analisis kuantitatif.

#### 4.3.2.1 Skema Modulasi QPSK

Seperti halnya analisis pada BER, analisis kinerja prediksi kanal MMSE pada sistem OFDM dengan variasi kecepatan pergerakan *user* menggunakan skema modulasi QPSK dapat ditunjukkan pada Tabel 4.4 berikut.

Tabel 4.4 Perbandingan  $E_s/N_0$  vs SER dengan modulasi QPSK

$E_s/N_0$ (dB)	SER					
	0 km/jam (AWGN)	3 km/jam (PA3)	3 km/jam (PB3)	30km/jam (VA30)	120 km/jam (VA120)	350km/jam (VA350)
0 dB	$1,86 \times 10^{-1}$	$1,90 \times 10^{-1}$	$2,18 \times 10^{-1}$	$2,11 \times 10^{-1}$	$2,22 \times 10^{-1}$	$2,26 \times 10^{-1}$
2 dB	$1,20 \times 10^{-1}$	$1,27 \times 10^{-1}$	$1,68 \times 10^{-1}$	$1,53 \times 10^{-1}$	$1,67 \times 10^{-1}$	$1,70 \times 10^{-1}$
4 dB	$6,30 \times 10^{-2}$	$7,33 \times 10^{-2}$	$1,15 \times 10^{-1}$	$9,85 \times 10^{-2}$	$1,15 \times 10^{-1}$	$1,22 \times 10^{-1}$
6 dB	$2,39 \times 10^{-2}$	$3,26 \times 10^{-2}$	$7,10 \times 10^{-2}$	$5,77 \times 10^{-2}$	$8,29 \times 10^{-2}$	$8,37 \times 10^{-2}$
8 dB	$6,35 \times 10^{-3}$	$1,12 \times 10^{-2}$	$4,35 \times 10^{-2}$	$2,88 \times 10^{-2}$	$5,24 \times 10^{-2}$	$5,42 \times 10^{-2}$
10 dB	$6,85 \times 10^{-4}$	$2,09 \times 10^{-3}$	$2,27 \times 10^{-2}$	$1,25 \times 10^{-2}$	$3,53 \times 10^{-2}$	$3,55 \times 10^{-2}$
12 dB	$3,70 \times 10^{-5}$	$2,04 \times 10^{-4}$	$1,19 \times 10^{-2}$	$5,09 \times 10^{-3}$	$2,37 \times 10^{-2}$	$2,36 \times 10^{-2}$
14 dB	0	0	$5,41 \times 10^{-3}$	$1,72 \times 10^{-3}$	$1,54 \times 10^{-2}$	$2,20 \times 10^{-2}$
16 dB	0	0	$1,72 \times 10^{-3}$	$7,59 \times 10^{-4}$	$9,39 \times 10^{-3}$	$8,89 \times 10^{-3}$
18 dB	0	0	$5,00 \times 10^{-4}$	$2,96 \times 10^{-4}$	$5,26 \times 10^{-3}$	$6,59 \times 10^{-3}$
20 dB	0	0	$5,56 \times 10^{-5}$	$7,41 \times 10^{-5}$	$3,31 \times 10^{-3}$	$4,55 \times 10^{-3}$
22 dB	0	0	$1,85 \times 10^{-5}$	$5,56 \times 10^{-5}$	$2,06 \times 10^{-3}$	$3,86 \times 10^{-3}$
24 dB	0	0	0	$1,85 \times 10^{-5}$	$1,35 \times 10^{-3}$	$3,14 \times 10^{-3}$
26 dB	0	0	0	0	$1,19 \times 10^{-3}$	$3,03 \times 10^{-3}$
28 dB	0	0	0	0	$8,33 \times 10^{-4}$	$2,92 \times 10^{-3}$
29 dB	0	0	0	0	$6,85 \times 10^{-4}$	$2,88 \times 10^{-3}$

Berdasarkan Tabel 4.4 dan Gambar 4.5, terlihat prediksi kanal MMSE untuk kecepatan rendah yang diwakili oleh 0 km/jam, kinerja sistem lebih baik dibandingkan kecepatan lainnya. Untuk memudahkan analisis, diambil nilai  $E_s/N_0$  pada SER  $10^{-4}$ . Untuk mencapai SER  $10^{-4}$ , kecepatan 0 km/jam membutuhkan

$E_s/N_0$  10 dB sedangkan kecepatan 3 km/jam (*Pedestrian-A*) membutuhkan  $E_s/N_0$  12 dB untuk mencapai SER  $10^{-4}$ . Untuk kecepatan 3 km/jam (*Pedestrian-B*) membutuhkan  $E_s/N_0$  18 dB untuk mencapai SER  $10^{-4}$  dan untuk kecepatan 30 km/jam untuk mencapai SER  $10^{-4}$  membutuhkan  $E_s/N_0$  16-18 dB serta untuk kecepatan tinggi yang diwakili oleh 120 km/jam membutuhkan  $E_s/N_0$  28-29 dB, sedangkan untuk kecepatan 350 km/jam kinerja sistem memburuk dimana tidak tercapainya SER  $10^{-4}$ .

#### 4.3.2.2 Skema Modulasi 16-QAM

Analisis kinerja prediksi kanal MMSE pada sistem OFDM dengan variasi kecepatan pergerakan *user* dapat ditunjukkan pada Tabel 4.5 berikut.

Dari Tabel 4.5 dan Gambar 4.6, untuk *user* diam berkecepatan 0 km/jam, prediksi kanal MMSE mampu mencapai SER  $10^{-4}$  pada  $E_s/N_0$  15 dB, untuk kecepatan 3 km/jam (*Pedestrian-A*) membutuhkan  $E_s/N_0$  16 dB dan untuk kecepatan 3 km/jam (*Pedestrian-B*) membutuhkan  $E_s/N_0$  22-24 dB sedangkan kecepatan 30 km/jam membutuhkan  $E_s/N_0$  24-29 dB dan untuk kecepatan tinggi yang diwakili oleh 120 km/jam dan 350 km/jam kinerja sistem memburuk yang diindikasikan tidak tercapainya nilai SER  $10^{-4}$  pada  $E_s/N_0$  tak terhingga.

Tabel 4.5 Perbandingan  $E_s/N_0$  vs SER menggunakan modulasi 16-QAM

$E_s/N_0$ (dB)	SER					
	0 km/jam (AWGN)	3 km/jam (PA3)	3 km/jam (PB3)	30km/jam (VA30)	120 km/jam (VA120)	350km/jam (VA350)
0 dB	$2,65 \times 10^{-1}$	$2,67 \times 10^{-1}$	$2,84 \times 10^{-1}$	$2,80 \times 10^{-1}$	$2,90 \times 10^{-1}$	$2,93 \times 10^{-1}$
2 dB	$2,13 \times 10^{-1}$	$2,44 \times 10^{-1}$	$2,37 \times 10^{-1}$	$2,33 \times 10^{-1}$	$2,43 \times 10^{-1}$	$2,48 \times 10^{-1}$
4 dB	$1,58 \times 10^{-1}$	$1,65 \times 10^{-1}$	$1,88 \times 10^{-1}$	$1,80 \times 10^{-1}$	$1,93 \times 10^{-1}$	$2,01 \times 10^{-1}$
6 dB	$1,03 \times 10^{-1}$	$1,11 \times 10^{-1}$	$1,38 \times 10^{-1}$	$1,33 \times 10^{-1}$	$1,47 \times 10^{-1}$	$1,63 \times 10^{-1}$
8 dB	$5,65 \times 10^{-2}$	$6,21 \times 10^{-2}$	$9,77 \times 10^{-2}$	$8,77 \times 10^{-2}$	$1,06 \times 10^{-1}$	$1,24 \times 10^{-1}$
10 dB	$2,43 \times 10^{-2}$	$2,94 \times 10^{-2}$	$6,13 \times 10^{-2}$	$5,40 \times 10^{-2}$	$7,43 \times 10^{-2}$	$9,57 \times 10^{-2}$
12 dB	$7,00 \times 10^{-3}$	$9,73 \times 10^{-3}$	$3,63 \times 10^{-2}$	$2,93 \times 10^{-2}$	$5,14 \times 10^{-2}$	$7,30 \times 10^{-2}$
14 dB	$1,09 \times 10^{-3}$	$2,37 \times 10^{-3}$	$1,93 \times 10^{-2}$	$1,55 \times 10^{-2}$	$3,55 \times 10^{-2}$	$5,87 \times 10^{-2}$
16 dB	$8,33 \times 10^{-5}$	$3,43 \times 10^{-4}$	$1,04 \times 10^{-2}$	$7,84 \times 10^{-3}$	$2,49 \times 10^{-2}$	$4,86 \times 10^{-2}$
18 dB	0	$1,85 \times 10^{-5}$	$4,73 \times 10^{-3}$	$4,27 \times 10^{-3}$	$1,74 \times 10^{-2}$	$4,19 \times 10^{-2}$
20 dB	0	0	$1,85 \times 10^{-3}$	$2,39 \times 10^{-3}$	$1,16 \times 10^{-2}$	$3,67 \times 10^{-2}$
22 dB	0	0	$6,48 \times 10^{-4}$	$1,31 \times 10^{-3}$	$8,99 \times 10^{-3}$	$3,48 \times 10^{-2}$
24 dB	0	0	$1,76 \times 10^{-4}$	$8,70 \times 10^{-4}$	$7,34 \times 10^{-3}$	$3,23 \times 10^{-2}$
26 dB	0	0	$2,78 \times 10^{-5}$	$9,91 \times 10^{-4}$	$5,54 \times 10^{-3}$	$3,13 \times 10^{-2}$
28 dB	0	0	$1,85 \times 10^{-5}$	$1,03 \times 10^{-3}$	$5,45 \times 10^{-3}$	$3,05 \times 10^{-2}$
29 dB	0	0	0	$8,80 \times 10^{-4}$	$5,19 \times 10^{-3}$	$3,06 \times 10^{-2}$

#### 4.3.2.3 Skema Modulasi 64-QAM

Analisis kinerja prediksi kanal MMSE pada sistem OFDM dengan variasi kecepatan pergerakan *user* dapat ditunjukkan pada Tabel 4.6 berikut.



Tabel 4.6 Perbandingan  $E_s/N_0$  vs SER menggunakan modulasi 64-QAM

$E_s/N_0$ (dB)	SER					
	0 km/jam (AWGN)	3 km/jam (PA3)	3 km/jam (PB3)	30km/jam (VA30)	120 km/jam (VA120)	350km/jam (VA350)
0 dB	$3,15 \times 10^{-1}$	$3,19 \times 10^{-1}$	$3,31 \times 10^{-1}$	$3,26 \times 10^{-1}$	$3,35 \times 10^{-1}$	$3,38 \times 10^{-1}$
2 dB	$2,82 \times 10^{-1}$	$2,86 \times 10^{-1}$	$2,99 \times 10^{-1}$	$2,95 \times 10^{-1}$	$3,03 \times 10^{-1}$	$3,12 \times 10^{-1}$
4 dB	$2,50 \times 10^{-1}$	$2,49 \times 10^{-1}$	$2,65 \times 10^{-1}$	$2,61 \times 10^{-1}$	$2,68 \times 10^{-1}$	$2,78 \times 10^{-1}$
6 dB	$2,08 \times 10^{-1}$	$2,11 \times 10^{-1}$	$2,25 \times 10^{-1}$	$2,19 \times 10^{-1}$	$2,32 \times 10^{-1}$	$2,48 \times 10^{-1}$
8 dB	$1,59 \times 10^{-1}$	$1,61 \times 10^{-1}$	$1,84 \times 10^{-1}$	$1,79 \times 10^{-1}$	$1,91 \times 10^{-1}$	$2,17 \times 10^{-1}$
10 dB	$1,09 \times 10^{-1}$	$1,13 \times 10^{-1}$	$1,40 \times 10^{-1}$	$1,36 \times 10^{-1}$	$1,56 \times 10^{-1}$	$1,88 \times 10^{-1}$
12 dB	$6,51 \times 10^{-2}$	$7,20 \times 10^{-2}$	$9,87 \times 10^{-2}$	$9,63 \times 10^{-2}$	$1,18 \times 10^{-1}$	$1,64 \times 10^{-1}$
14 dB	$3,12 \times 10^{-2}$	$3,48 \times 10^{-2}$	$6,60 \times 10^{-2}$	$6,65 \times 10^{-2}$	$8,86 \times 10^{-2}$	$1,46 \times 10^{-1}$
16 dB	$1,10 \times 10^{-2}$	$1,45 \times 10^{-2}$	$4,02 \times 10^{-2}$	$4,35 \times 10^{-2}$	$7,09 \times 10^{-2}$	$1,34 \times 10^{-1}$
18 dB	$2,49 \times 10^{-3}$	$4,12 \times 10^{-3}$	$2,30 \times 10^{-2}$	$2,77 \times 10^{-2}$	$5,45 \times 10^{-2}$	$1,24 \times 10^{-1}$
20 dB	$3,52 \times 10^{-4}$	$9,07 \times 10^{-4}$	$1,21 \times 10^{-2}$	$2,00 \times 10^{-2}$	$4,36 \times 10^{-2}$	$1,17 \times 10^{-1}$
22 dB	$3,09 \times 10^{-4}$	$1,11 \times 10^{-4}$	$5,40 \times 10^{-3}$	$1,53 \times 10^{-2}$	$3,81 \times 10^{-2}$	$1,15 \times 10^{-1}$
24 dB	0	$6,17 \times 10^{-6}$	$2,15 \times 10^{-3}$	$1,24 \times 10^{-2}$	$3,26 \times 10^{-2}$	$1,12 \times 10^{-1}$
26 dB	0	0	$7,35 \times 10^{-4}$	$9,90 \times 10^{-3}$	$3,00 \times 10^{-2}$	$1,11 \times 10^{-2}$
28 dB	0	0	$2,41 \times 10^{-4}$	$9,59 \times 10^{-3}$	$2,83 \times 10^{-2}$	$1,09 \times 10^{-1}$
29 dB	0	0	$6,17 \times 10^{-5}$	$8,93 \times 10^{-3}$	$2,81 \times 10^{-2}$	$1,08 \times 10^{-1}$

Berdasarkan Tabel 4.6 dan Gambar 4.7, untuk *user* diam berkecepatan 0 km/jam, prediksi kanal MMSE mampu mencapai SER  $10^{-4}$  pada  $E_s/N_0$  20-22 dB, untuk kecepatan 3 km/jam (*Pedestrian-A*) membutuhkan  $E_s/N_0$  juga sebesar 20-

22 dB dan untuk kecepatan 3 km/jam (*Pedestrian-B*) membutuhkan  $E_s/N_0$  26-28 dB sedangkan kecepatan 30 km/jam, 120 km/jam dan 350 km/jam kinerja sistem memburuk ditandai dengan tidak tercapainya SER  $10^{-4}$  pada  $E_s/N_0$  tak terhingga.

#### **4.4 Analisis BER dan SER**

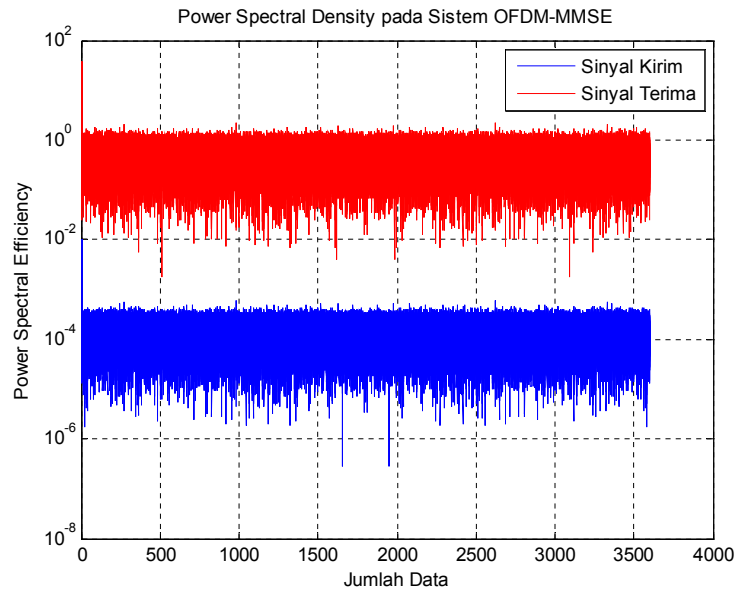
Dengan melihat perbandingan data-data antara BER dan SER, maka untuk mencapai *error rate* yang sama dibutuhkan nilai  $E_b/N_0$  dan  $E_s/N_0$  yang tidak berbeda jauh. Hal ini disebabkan karena antara bit dan simbol mempunyai hubungan yang linear dalam hal jumlah.

#### **4.5 Pengaruh level SNR terhadap *Power Spectral Density***

Dalam sistem OFDM perbedaan sinyal masukan dan sinyal keluaran pada kerapatan spektrum daya yang dihasilkan bergantung pada kondisi kanal propagasi dan tingkat SNR. Jika tingkat SNR yang dihasilkan tinggi, maka perbedaan dari sinyal masukan dengan sinyal keluaran hampir berbaur satu sama lain.

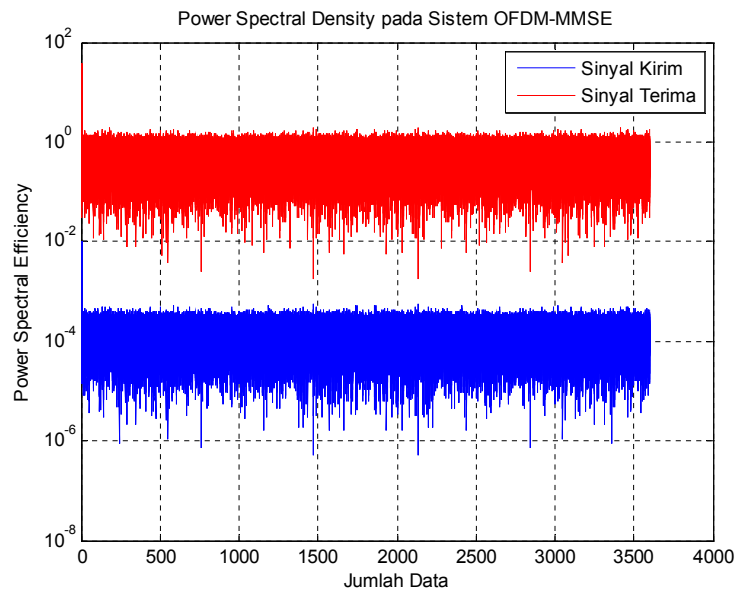
Pengamatan dilakukan pada level SNR sebesar 100 dB, maka perbedaan antara sinyal masukan dan sinyal keluaran sangat dekat dalam hal kerapatan spektrum daya. Sebagai perbandingan ketika pengamatan dilakukan pada perbedaan level SNR sebesar -100 dB, diperlihatkan pada masing-masing Gambar 4.8 dan Gambar 4.9 dibawah ini.

SNR = 100 dB ;



Gambar 4.8 Pengaruh SNR pada level 100 dB terhadap power spectral density

SNR = -100 dB ;



Gambar 4.9 Pengaruh SNR pada level -100 dB terhadap power spectral density

#### 4.6 Analisis *Data Rate Transfer* dibawah Pengaruh Kanal Propagasi yang Berbeda

Dengan menggabungkan metode analisis dan metode empiris berdasarkan model propagasi yang digunakan untuk perhitungan kekuatan medan elektromagnetik untuk tujuan perencanaan jaringan nirkabel. Pelemahan sinyal dari antenna pemancar ke antenna penerima sebagai fungsi jarak, frekuensi pembawa, ketinggian antenna dan parameter penting lainnya seperti profil *terrain urban, suburban* dan *rural*.

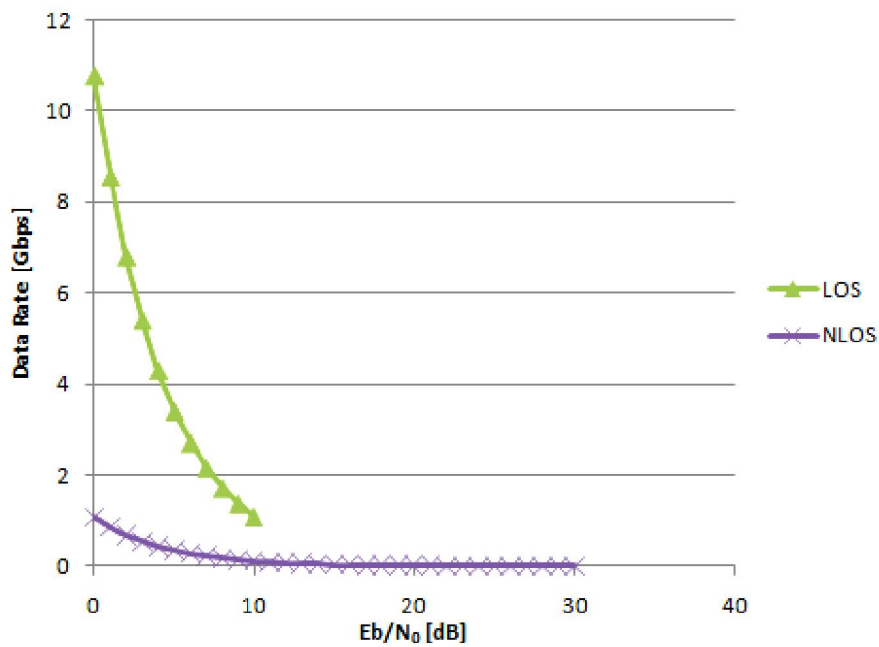
Misalnya dalam sistem OFDM, diasumsikan  $P_{TX} = 46$  dBm,  $G_{TX} = 18$  dBi,  $G_{RX} = 1$  dBi,  $L_{C\_TX} = L_{C\_RX} = 2$  dBm, *Noise Figure* (NF) = 7 dB. *Path Loss* ( $P_{loss}$ ) dihitung pada ruang bebas dimana jarak antara antenna pengirim dan penerima sekitar 0,6 km (600 meter) dengan frekuensi pembawa 2,6 GHz, maka Persamaan 2.27 dalam Bab 2, sub Bab 2.9 didapat  $P_{loss}$  sekitar 127,66 dB, konstanta Boltzman =  $1,38 \times 10^{-20}$  mW/Hz/ $^{\circ}$ K, suhu ruangan (T) = 290  $^{\circ}$ K dengan asumsi bahwa B pada Persamaan 2.28 adalah sebanding untuk *data rate*, dapat ditulis kembali menjadi :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P_{RX}}{P_n} = 100,32 - 10 \log B \quad (4.1)$$

Pada modulasi QPSK untuk mengirimkan data dan jika tingkat BER diprediksi  $10^{-4}$  pada  $E_b/N_0$  10 dB (Gambar 4.2 dan Tabel 4.1) diperlukan  $P_m$  margin daya sebesar :

$$P_m = \frac{E_b}{N_0} - \frac{E_b}{N_0} \Big|_{req} = 90,32 - 10 \log B \quad (4.2)$$

Komunikasi yang handal harus memiliki  $P_m$  lebih besar dari 0 dBm. Oleh karena itu, Persamaan 4.2 akan memberikan kontribusi *data rate* yang sangat tinggi sekitar hampir 1 Gbps. Namun demikian, dalam lingkungan propagasi yang kurang menguntungkan seperti efek dari *multipath fading*, karakteristik bangunan, dan interferensi lainnya dapat mengalami degradasi kurang dari 30 dBm sehingga kecepatan data akan turun secara signifikan menjadi sekitar 1 Mbps.



Gambar 4.10 Plot data rate terhadap  $E_b/N_0$  untuk skema LOS dan NLOS

## BAB V

### KESIMPULAN DAN SARAN

#### 1.7. Kesimpulan

Setelah melakukan beberapa simulasi yang dikaji pada aktivitas riset program magister ini, maka dapat diambil beberapa kesimpulan sebagai berikut :

1. Penggunaan prediksi kanal MMSE pada sistem OFDM untuk aplikasi UMTS-LTE dapat memperbaiki kinerja BER dan SER jaringan baik melalui kanal AWGN maupun kanal *multipath rayleigh fading*. Sesuai dengan Gambar 4.2 dan 4.5 serta Tabel 4.1 dan 4.4 dengan menggunakan modulasi QPSK, tingkat kesalahan bit dan simbol (BER dan SER) menurun seiring dengan peningkatan nilai-nilai  $E_b/N_0$  dan  $E_s/N_0$ .
2. Diantara ketiga skema m-ary QAM yang disimulasikan, skema modulasi QPSK memiliki kinerja yang lebih baik dalam hal *bit error rate* (BER) dan *symbol error rate* (SER) namun masing-masing simbol/bit membawa data memiliki orde modulasi lebih rendah bila dibandingkan dengan modulasi 16-QAM dan 64-QAM.
3. Dengan semakin cepat *user* bergerak ditandai dengan semakin besarnya nilai frekuensi *doppler* pada kanal *multipath fading*, maka kinerja sistem akan semakin menurun. Hal ini terlihat pada kecepatan pergerakan *user* yang sangat tinggi, diwakili oleh 350 km/jam dengan frekuensi *doppler* sebesar 810,19 Hz tidak mampu mencapai BER  $10^{-4}$  meskipun pada nilai  $E_b/N_0$  dan  $E_s/N_0$  tinggi.

4. Pengaruh *level* SNR terhadap kerapatan spektrum daya (*power spectral density*) dalam sistem OFDM terlihat pada perbedaan antara sinyal masukan dan sinyal keluaran sangat dekat pada *level* SNR sebesar 100 dB dan -100 dB.
5. Dari hasil parameter BER dan SER yang diperoleh dan berdasarkan asumsi-asumsi parameter sistem antena pemancar dan penerima OFDM, *path loss* dan margin daya, tingkat *data rate* yang diperoleh sangat tinggi yaitu hampir 1 Gbps pada radius 1,6 km untuk skema LOS dan akan turun secara signifikan dengan *path loss* kurang dari 30 dB yaitu hampir 1 Mbps untuk skema NLOS sehingga teknologi akses radio ini layak untuk diaplikasikan pada UMTS-LTE.

## 1.8. Saran

Tesis ini diharapkan dapat memberi kontribusi dalam pengembangan teknologi *wireless* masa depan. Beberapa hal yang disarankan untuk dilakukan penelitian selanjutnya demi perbaikan lebih lanjut antara lain :

4. Penggunaan teknik MIMO *transmit diversity* atau *spatial multiplexing* pada *long term evolution* (LTE).
5. Penggunaan teknik pengkodean kanal *turbo coding* atau *Reed-Solomon* pada bagian subsistem *baseband*.
6. Dapat menggunakan teknik estimasi kanal lainnya, misalnya penggunaan prediksi kanal adaptif dengan algoritma *Least Mean Square* (LMS) atau filter kalman.

## DAFTAR PUSTAKA

- [1] 3GPP TR 25.814 V7.1.0, *"Physical layer aspects for evolved Universal Terrestrial Radio Access"*, UTRA (Release 7), 2006.
- [2] 3GPP TS 25.213 V7.0.0, *"Spreading and modulation (FDD)"*, (Release 7) December 2003.
- [3] Akay, E.; and Ayanoglu, E.; *"Bit-Interleaved Coded Modulation Low Complexity Decoding"*, IEEE VTC Spring-2004.
- [4] Anonim, *"Agilent 3gpp Long Term Evolution: System Overview, Product Development, And Test Challenges"*, 2009.
- [5] Auer, G; *"Efficient Implementation of Robust OFDM Channel Estimation"*, IEEE 2005.
- [6] Dahlman, E; Ekström, H; Furuskär, A; Jading, Y; Karlsson, J; Lundevall, M; Parkvall, S; *"The 3G Long-Term Evolution – Radio Interface Concepts and Performance Evaluation"*, IEEE 2006
- [7] H.Holma & A.Toskala, *"LTE for UMTS: OFDMA and SC-FDMA based radio access"*, John Wiley & Sons, 2009.
- [8] Edfors, O., M. Sandell, J. V. Beek, D. Landstrom, F. Sjoberg, *"An Introduction to Orthogonal Frequency Division Multiplexing"*, OFDM Report, September 1996.
- [9] Ekström, H; Furuskär, A; Karlsson, J; Meyer, M; Parkvall, S; Torsner, J; and Wahlqvist, M; *"Technical Solutions for the 3G Long-Term Evolution"*, IEEE Communications Magazine, March 2006.
- [10] Harada,H., Prasad,R; *"Simulation and Software Radio For Mobile Communication"*, Boston, Artech House, 2000.



- [11] ITU-R M.1225, “*Guidelines for evaluation of radio transmission for the IMT2000*”, IWS 2005.
- [12] Jan -Jaap van de Beek, Ove Edfors, Magnus Sandell, Sarah Kate Wilson and Per Ola B.rjesson, “*On Channel Estimation In OFDM Systems*”, In Proceedings of Vehicular Technology Conference (VTC Ô95), vol. 2, pp. 815-819, Chicago, USA, September 1995.
- [13] Rustam Efendi; “*Limited Feedback Precoding dan MIMO Spatial Multiplexing Untuk Aplikasi 802.16e*”, Magister Teknik Elektro STT Telkom, Bandung, 2007.
- [14] Juwono, F; Gunawan, D; “*Prinsip-prinsip OFDM*”, Penerbit ANDI, Yogyakarta, 2010.
- [15] Khan, Farooq. “*LTE For 4g Mobile Broadband Air Interface Technologies And Performance*”, Cambridge University Press, 2009.
- [16] Lan Yang, Shixing Cheng, and Haifeng Wang, “*Effects of cyclic prefix on OFDM systems over time-varying channels*”, IEEE volume 2, 2005.
- [17] Somasegaran, L; “*Channel Estimation and Prediction In UMTS LTE*”, Master’s Degree Project, Vienna, 2007.
- [18] Masson, R; “*E-UTRA RACH within the LTE system*”, Master’s Degree Project, Stockholm, Sweden 2006-02-03.
- [19] Nee, Richard van, Ramjee Prasad, “*OFDM for Wireless Multimedia Communication*”, Artech House, London, 2000.
- [20] Negi, R.; and Cioffi, J.; “*PILOTTONE SELECTION FOR CHANNEL ESTIMATION IN A MOBILE OFDM SYSTEM*”, IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 44, No. 3, AUGUST 1998.
- [21] Proakis, J. G., “*Digital Communications*”, McGraw-Hill, New York, 1995.
- [22] Ozdemir, M; Arslan, H; “*Channel Estimation for Wireless OFDM Systems*”, IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2nd Quarter 2007.

- [23] Sesia, S., dkk. *“The UMTS Long Term Evolution”*. United Kingdom : John Wiley & Sons Ltd, 2009.
- [24] Shelswell, Peter, *“The COFDM Modulation System, The Heart of Digital Audio Broadcasting”*, R&D Departement, Policy and Planning Directorate, The BBC, 1996.
- [25] Sinem Coleri, Mustafa Ergen, Anuj Puri, and Ahmad Bahai, *“Channel Estimation Techniques Based on Pilot Arrangement in OFDM Systems”*, IEEE TRANSACTIONS ON BROADCASTING, VOL. 48, NO. 3, SEPTEMBER 2002.
- [26] Toskala, A; Mogensen, P; *“UTRAN Long Term Evolution in 3GPP”*, WPMC’5 Aalborg, Denmark, 2005.
- [27] TSG RAN WG4, *“R4-050112”*, meeting # 34, Scottsdale, AZ, US, February 14th – 18th, 2005.
- [28] Setiawan, E.F; Arseno, D; Iwut, I; *“Analisis Kinerja Sistem COFDM menggunakan prediksi kanal MMSE dan Prediksi Kanal Adaptif pada Kanal Fading Rayleigh”*, Jurnal Penelitian dan Pengembangan TELEKOMUNIKASI, Vol.11, No.1, Juni 2006.
- [29] Zemen, T; *“OFDM Multi-User Communication Over Time-Variant Channels”*, Wien, July 2004.
- [30] Zheng R. Y; and Xiao, C; *“Simulation Models With Correct Statistical Properties for Rayleigh Fading Channels”*, IEEE, VOL. 51, NO. 6, JUNE 2003.
- [31] Zyren, J; *“Overview of the 3GPP Long Term Evolution Physical Layer”*. [http://www.freescale.com/files/wireless\\_comm/doc/white\\_paper/3GPPEVOLUTIONWP.pdf](http://www.freescale.com/files/wireless_comm/doc/white_paper/3GPPEVOLUTIONWP.pdf).
- [32] M. J. Gans, R. A. Valenzuela, J.H. Winters, and M.J. Carloni, *“High Data Rate Indoor Wireless Communications Using Antenna Arrays,” 6th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pp.1040-1046, 1995. Reprinted in G.V. Tsoulos on *“Adaptive Antennas for Wireless Communications,”* IEEE Press, 2001.

- [33] E. Palantei, “*Performance Evaluations of Switched Beam Smart Antennas*”  
Ph.D Thesis at Griffith School of Engineering, Griffith University,  
Australia.