



TESIS - TE142599

**ANALISIS KINERJA TEKNIK *LINEAR PRECODING BLOCK
DIAGONALIZATION* PADA SISTEM *MULTI USER MIMO-
GFDM* MENGGUNAKAN DETEKTOR MMSE**

ENDAH WULANSARI
07111650030013

DOSEN PEMBIMBING
Dr. Ir. Titiek Suryani, MT.

PROGRAM MAGISTER
BIDANG KEAHLIAN TELEKOMUNIKASI MULTIMEDIA
DEPARTEMEN TEKNIK ELEKTRO
FAKULTAS TEKNOLOGI ELEKTRO
INSTITUT TEKNOLOGI SEPULUH NOPEMBER
SURABAYA
2018



TESIS - TE142599

**ANALISIS KINERJA TEKNIK LINEAR PRECODING BLOCK
DIAGONALIZATION PADA SISTEM MULTI USER MIMO-
GFDM MENGGUNAKAN DETEKTOR MMSE**

ENDAH WULANSARI
07111650030013

DOSEN PEMBIMBING
Dr. Ir. Titiek Suryani, MT.

PROGRAM MAGISTER
BIDANG KEAHLIAN TELEKOMUNIKASI MULTIMEDIA
DEPARTEMEN TEKNIK ELEKTRO
FAKULTAS TEKNOLOGI ELEKTRO
INSTITUT TEKNOLOGI SEPULUH NOPEMBER
SURABAYA
2018

LEMBAR PENGESAHAN

Tesis disusun untuk memenuhi salah satu syarat memperoleh gelar
Magister Teknik (M.T)
di
Institut Teknologi Sepuluh Nopember

oleh:

Endah Wulansari
NRP. 07111650030013

Tanggal Ujian : 21 Desember 2017
Periode Wisuda : Maret 2018

Disetujui oleh:

1. Dr. Ir. Titiiek Suryani, MT. (Pembimbing I)
NIP: 196411301989032001
2. Prof. Dr. Ir. Gamantyo Hendrantoro, Ph.D. (Penguji)
NIP: 197011111993031002
3. Eko Setijadi, S.T., M.T., Ph.D. (Penguji)
NIP: 197210012003121002
4. Dr. Ir. Suwadi, M.T. (Penguji)
NIP: 196808181993031002
5. Dr. Ir. Achmad Mauludiyanto, M.T. (Penguji)
NIP: 196109031989031001

Dekan Fakultas Teknologi Elektro

Dr. Tri Arief Sardjono, S.T., M.T.
NIP. 197002121995121001

Halaman ini sengaja dikosongkan

PERNYATAAN KEASLIAN TESIS

Dengan ini saya menyatakan bahwa isi keseluruhan Tesis saya dengan judul **“ANALISIS KINERJA TEKNIK *LINEAR PRECODING BLOCK DIAGONALIZATION* PADA SISTEM *MULTI USER* MIMO-GFDM MENGGUNAKAN DETEKTOR MMSE”** adalah benar-benar hasil karya intelektual mandiri, diselesaikan tanpa menggunakan bahan-bahan yang tidak diijinkan dan bukan merupakan karya pihak lain yang saya akui sebagai karya sendiri.

Semua referensi yang dikutip maupun dirujuk telah ditulis secara lengkap pada daftar pustaka. Apabila ternyata pernyataan ini tidak benar, saya bersedia menerima sanksi sesuai peraturan yang berlaku.

Surabaya, 4 Desember 2017




Endah Wulanisari

NRP. 07111650030013

Halaman ini sengaja dikosongkan

ANALISIS KINERJA TEKNIK *LINEAR PRECODING BLOCK DIAGONALIZATION* PADA SISTEM *MULTI USER MIMO-GFDM* MENGGUNAKAN DETEKTOR MMSE

Nama mahasiswa : Endah Wulansari
NRP : 07111650030013
Pembimbing : Dr. Ir. Titiek Suryani, MT.

ABSTRAK

Penerapan sistem MIMO untuk layanan ke banyak pengguna (dikenal dengan *Multi User-MIMO*) diperlukan untuk sistem komunikasi 5G. *Generalized Frequency Division Multiplexing* (GFDM) adalah transmisi *multi-carrier* fleksibel dengan bentuk gelombang *non-orthogonal* dan penggunaan *subcarrier* lebih sedikit mampu mengatasi kelemahan OFDM, yaitu tingginya PAPR dan emisi *out-of-band* (OOB). Adanya MU-MIMO menimbulkan interferensi antar pengguna yang dapat diatasi dengan teknik *linear precoding Block Diagonalization* (BD). Interferensi antar antenna pada setiap pengguna dapat dimitigasi dengan teknik detektor. Pada paper ini, kami menganalisis kinerja gabungan BD *precoding* di sisi pengirim dan detektor *Minimum Mean Square Error* (MMSE) di sisi penerima pada sistem MU MIMO-GFDM.

Hasil simulasi menunjukkan kinerja sistem MU MIMO-GFDM pada skema 2x2 dan 2 pengguna dengan RRC *pulse* lebih baik ± 0.35 dB dari MU MIMO-OFDM dan MU MIMO-GFDM dengan *rectangular pulse*. Pada pengamatan CCDF $=10^{-2}$, nilai PAPR sistem MU MIMO-GFDM lebih rendah ± 0.502 dB dari MU MIMO-OFDM. Radiasi OOB sistem MU MIMO-GFDM dengan RRC *pulse* bernilai ± 4.5 dB dibawah MU MIMO-GFDM dan MU MIMO-OFDM dengan *rectangular pulse*.

Disamping itu juga dilakukan analisa BD *precoding* pada sistem MU MIMO-GFDM. Kinerja sistem MU MIMO-GFDM antenna 2x2 dengan 2 pengguna lebih baik ± 2 dB dari 4 pengguna, lebih baik ± 3 dB dari 7 pengguna, dan lebih baik ± 8 dB dari 9 pengguna. Kinerja sistem MU MIMO-GFDM dengan *spatial multiplexing* pada 2 pengguna menunjukkan antenna 2x2 lebih baik ± 4 dB dari antenna 4x4. Sedangkan kinerja sistem MU MIMO-GFDM pada MIMO 2x2 dan 4 pengguna menggunakan detektor MMSE lebih baik ± 4.07 dB dari ZF.

Kata Kunci: Multi User Multiple Input-Multiple Output (MU-MIMO), Generalized Frequency Division Multiplexing (GFDM), Block Diagonalization (BD), Minimum Mean Square Error (MMSE), PAPR, Out-of-Band (OOB).

Halaman ini sengaja dikosongkan

PERFORMANCE ANALYSIS OF BLOCK DIAGONALIZATION LINEAR PRECODING TECHNIQUE IN MULTI USER MIMO- GFDM SYSTEM USING MMSE DETECTOR

By : Endah Wulansari
Student Identity Number : 2216203013
Supervisor : Dr. Ir. Titiek Suryani, MT.

ABSTRACT

The implementation of the MIMO system for services to multiple users (known as Multi User-MIMO) is required for 5G communication systems. Generalized Frequency Division Multiplexing (GFDM) is a flexible multi-carrier transmission with non-orthogonal waveforms and fewer subcarriers are able to overcome OFDM weaknesses, namely high PAPR and out-of-band (OOB) emissions. The existence of MU-MIMO cause interference among users that can be overcome with Block Diagonalization (BD) linear precoding technique. Inter-antenna interference (IAI) resulted by each user can be mitigated by detector techniques. In this paper, we analyze the combined performance of BD precoding on the transmitter and the Minimum Mean Square Error (MMSE) detector on the receiver of the MU MIMO-GFDM system.

The simulation results show the performance of MU MIMO-GFDM system use 2x2 antenna scheme in two users with RRC pulse is better ± 0.35 dB than MU MIMO-OFDM and MU MIMO-GFDM with rectangular pulse. In the observation of $CCDF=10^{-2}$, PAPR MU MIMO-GFDM is lower ± 0.502 dB than MU MIMO-OFDM. OOB radiation in MU MIMO-GFDM system using RRC pulse is lower ± 4.5 dB than MU MIMO-GFDM dan MU MIMO-OFDM using rectangular pulse.

Besides, BD precoding has been analyzed on the MU MIMO-GFDM system. The performance of MU MIMO-GFDM system use 2x2 antenna with 2 users is better ± 2 dB than 4 users, better ± 3 dB than 7 users, and better ± 8 dB than 9 users. The performance of MU MIMO-GFDM system with spatial multiplexing in two users shows 2x2 antenna is ± 4 dB better than 4x4 antenna. While the performance of MU MIMO-GFDM system to mitigate IAI use 2x2 antenna and 4 users shows MMSE detector is better ± 4.07 dB than ZF detector.

Key words: Multi User Multiple Input-Multiple Output (MU-MIMO), Generalized Frequency Division Multiplexing (GFDM), Block Diagonalization (BD), Minimum Mean Square Error (MMSE), PAPR, Out-of-Band (OOB).

Halaman ini sengaja dikosongkan

KATA PENGANTAR

Segala puji kehadirat Allah SWT karena hanya dengan rahmat dan hidayah-Nya, penyusunan tesis dengan judul “**ANALISIS KINERJA TEKNIK LINEAR PRECODING BLOCK DIAGONALIZATION PADA SISTEM MULTI USER MIMO-GFDM MENGGUNAKAN DETEKTOR MMSE**” ini dapat berjalan dengan lancar dan penulis dapat menyelesaikan program magister dalam waktu tiga semester. Tesis ini disusun guna memenuhi persyaratan untuk memperoleh gelar Magister Teknik (MT) pada Bidang Keahlian Telekomunikasi Multimedia, Program Studi Teknik Elektro, Institut Teknologi Sepuluh Nopember (ITS), Surabaya.

Penulis memahami bahwa penyusunan tesis ini tidak lepas dari bantuan dari banyak pihak, oleh karena itu penulis mengucapkan banyak terima kasih kepada seluruh pihak yang telah membantu proses penyusunan tesis ini, diantaranya:

1. Bapak Sutari dan Ibu Laminah atas motivasi dan doa-doanya yang selalu menyertai saya dalam setiap langkah, serta Afrisal Rico Setiawan, yaitu adik tercinta yang selalu memotivasi dan mendukung saya.
2. Ibu Dr. Ir. Titiek Suryani, MT. selaku dosen pembimbing yang telah banyak meluangkan waktu untuk memberi motivasi, masukan dan bimbingan dengan penuh kesabaran kepada penulis, sehingga dapat menyelesaikan tesis ini tepat pada waktunya.
3. Ibu Dr. Ir. Puji Handayani, MT. selaku dosen wali yang telah membimbing dan mengarahkan dengan baik selama perkuliahan.
4. Ibu Ari Endang Jayati atas bimbingan dan arahnya serta kesabarannya terhadap penulis dalam penyelesaian buku tesis ini.
5. Bapak/Ibu dosen pengajar di Program Studi Teknik Elektro, bidang keahlian Telekomunikasi Multimedia
6. Fathul Mubin yang selalu menemani, mendukung, memotivasi, mendoakan dan sebagai *moodbooster* penulis berbagi canda tawa dan susah duka selama penyelesaian tesis ini.

7. Risdillah Mimma, Dara Aulia, Vika Octaviani, Mbak Tika, Pak Petrus, Mas Aang, dan Mbak Ummay yang selalu menemani, mendukung, memotivasi, mendoakan dan sebagai teman berbagi keluh kesah selama saya menempuh pendidikan magister di Institut Teknologi Sepuluh Nopember Surabaya.
8. Teman-teman seperjuangan TMM 2016 Genap, terima kasih atas kebersamaan selama 3 semester ini, terima kasih juga atas semua canda tawa, tangis, dan semangat yang diberikan.
9. Rekan-rekan S3, S2 dan S1 di lab B306, B301 dan B304, khususnya Feris Hepy, Pak Wahyu, Aisyah Novfitri, Bapak Alex, Mas Petrus, Mbak Umai, dan lainnya atas kebaikan serta kerjasamanya selama penulis menempuh studi Pascasarjana di Jurusan Teknik Elektro.
10. Semua pihak yang telah banyak membantu proses penyelesaian tesis ini.

Penulis menyadari bahwa masih banyak kekurangan dalam penyusunan tesis ini. Saran dan kritik yang membangun dari para pembaca sangat penulis hargai agar dapat dilakukan perbaikan di waktu yang akan datang. Selain itu, penulis mengharapkan akan ada mahasiswa lain yang akan melanjutkan penelitian ini sehingga didapatkan hasil yang lebih bagus lagi.

Surabaya, 21 Desember 2017

Penulis,

Endah Wulansari

NRP. 07111650030013

DAFTAR ISI

LEMBAR PENGESAHAN	iii
ABSTRAK.....	vii
ABSTRACT	ix
KATA PENGANTAR.....	xi
DAFTAR ISI	xiii
DAFTAR GAMBAR.....	xvii
DAFTAR TABEL	xxi
DAFTAR SINGKATAN	xxiii
DAFTAR SIMBOL	xxv
BAB 1 PENDAHULUAN.....	1
1.1 Latar Belakang	1
1.2 Rumusan Masalah	3
1.3 Tujuan	4
1.4 Batasan Masalah	5
1.5 Kontribusi.....	5
1.6 Metodologi Penelitian	5
1.7 Sistematika Penulisan	6
1.8 Riset Terkait.....	6
BAB 2 KAJIAN PUSTAKA	11
2.1 Kanal Nirkabel	11
2.1.1 <i>Additive White Gaussian Noise (AWGN)</i>	11
2.2 Teknik Diversitas (MIMO)	13
2.2.1 Skema Transmisi MIMO.....	15
2.3 <i>MULTI USER-MIMO (MU-MIMO)</i>	17
2.3.1 Kanal <i>Multi User-MIMO (MU-MIMO)</i>	18
2.3.2 <i>Precoding</i>	19
2.4 <i>Singular Value Decomposition (SVD)</i>	25
2.5 ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING	26
2.5.1 MODULATOR DAN DEMODULATOR.....	27
2.5.2 Guard Interval OFDM	29

2.6 TEKNOLOGI 5G.....	30
2.7 GENERALIZED FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING	34
2.7.1 Pemancar GFDM.....	35
2.7.2 Model Kanal GFDM	37
2.7.3 Penerima GFDM	38
2.7.4 <i>Cyclic Prefix</i> (CP)	39
2.7.5 <i>Root Raise Cosine</i>	39
2.8 DETEKTOR MIMO	41
2.8.1 <i>Zero Forcing</i> (ZF)	42
2.8.2 <i>Minimum Mean Square Error</i> (MMSE).....	42
2.9 MODULASI.....	43
2.9.1 Modulasi M-QAM.....	43
2.9.2 Modulasi <i>Offset-QAM</i>	45
2.10 <i>Peak-to-Average Power Ratio</i> (PAPR).....	47
2.11 Representasi Kinerja Sistem.....	49
BAB 3 METODOLOGI PENELITIAN	53
3.1 Alur Penelitian Tesis	53
3.2 Penentuan Parameter Sistem	54
3.3 Pemodelan Sistem	55
3.3.1 Pemodelan Sistem MU MIMO-OFDM.....	55
3.3.2 Pemodelan Sistem MU MIMO-GFDM.....	57
3.4 Perancangan Software Simulasi Sistem	60
3.4.1 Pemancar (Tx) MU MIMO-GFDM	60
3.4.2 Transmisi Sinyal Melalui Kanal AWGN	78
3.4.3 Penerima (Rx) MU MIMO-GFDM.....	80
3.5.4 Perhitungan BER	86
3.5.6 Perhitungan PAPR.....	90
3.5.7 Perhitungan PSD	91
BAB 4 PENGUJIAN DAN ANALISA.....	93
4.1. Simulasi Perbandingan MU MIMO-GFDM dan MU MIMO-OFDM.....	97
4.1.1 Hasil Simulasi Perbandingan <i>Bit Error Rate</i> (BER) Fungsi Energi bit per Noise (E_b/N_0).....	97
4.1.2 Hasil Simulasi Perbandingan CCDF Fungsi PAPR	102

4.1.3 Hasil Simulasi Perbandingan PSD Fungsi Frekuensi	107
4.2. Simulasi Kinerja Sistem MU MIMO-GFDM	110
4.2.1. Hasil Simulasi Perbandingan Jumlah Pengguna pada Sistem MU MIMO-GFDM.....	110
4.2.2. Hasil Simulasi Perbandingan Jumlah Skema Antena MIMO pada Sistem MU MIMO-GFDM.....	114
4.2.3. Hasil Simulasi Perbandingan Jenis Detektor MIMO pada Sistem MU MIMO-GFDM	117
BAB 5 KESIMPULAN DAN SARAN	121
5.1 KESIMPULAN	121
5.2 SARAN	123
DAFTAR PUSTAKA.....	125
LAMPIRAN 1	129
A. Program Simulasi Kurva <i>Bit Error Rate</i> (BER)	129
A.1. Program Sistem MU MIMO–GFDM (RRC pulse, $\alpha = 1$).....	129
A.2. Program Sistem MU MIMO–GFDM (Rectangular pulse, $\alpha = 0$).....	133
A.3. Program Sistem MU MIMO–OFDM (Rectangular pulse, $\alpha = 0$).....	134
B. Program Simulasi Kurva <i>Peak-to-Average Power Ratio</i> (PAPR).....	139
C. Program Simulasi Kurva <i>Out-of Band</i> (OOB).....	142
LAMPIRAN 2	143
A. Tabel BER fungsi SNR Perbandingan MU MIMO-OFDM dan MU MIMO-GFDM	143
B. Tabel BER fungsi SNR pada Perbandingan Jumlah Pengguna Sistem MU MIMO-GFDM	147
C. Tabel BER fungsi SNR pada Perbandingan Jumlah Skema Antena Sistem MU MIMO-GFDM	151
D. Tabel BER fungsi SNR pada Perbandingan Detektor Sistem MU MIMO-GFDM	152
DAFTAR RIWAYAT HIDUP	153

Halaman ini sengaja dikosongkan

DAFTAR GAMBAR

Gambar 2.1 (a) Rapat Spektral Daya <i>White Noise</i> , (b) Fungsi Otokorelasi <i>White Noise</i>	13
Gambar 2.2 Diversitas Ruang (MIMO)	13
Gambar 2.3 Pembagian Skema Transmisi MIMO Berdasarkan Tekniknya	15
Gambar 2.4 Skema <i>Spatial Multiplexing</i>	16
Gambar 2.5 Skema <i>Spatial Diversity</i>	16
Gambar 2.6 Sistem Komunikasi <i>Multi-user-MIMO</i> , $K=4$	18
Gambar 2.7 Model Kanal Sistem MU-MIMO (a) <i>uplink</i> , (b) <i>downlink</i>	19
Gambar 2.8 Skema Transmisi MU MIMO-GFDM dengan BD <i>Precoding</i>	21
Gambar 2.9 MU-MIMO <i>Downlink</i> dengan BD <i>Precoding</i>	24
Gambar 2.10 Kondisi Kanal <i>Null Space</i> Setelah Penambahan Matriks <i>Precoding</i>	25
Gambar 2.11 Blok Diagram <i>Transceiver</i> OFDM	27
Gambar 2.12 Modulator dan Demodulator OFDM Konvensional	28
Gambar 2.13 Modulator OFDM	28
Gambar 2.14 Penyisipan <i>Guard Interval</i> pada Simbol OFDM	30
Gambar 2.15 Ilustrasi <i>Delay Spread</i>	30
Gambar 2.16 Periode Simbol OFDM	30
Gambar 2.17 Kategori Aplikasi 5G [35]	31
Gambar 2.18 (a) KPI Jaringan 5G, (b) Perbandingan KPI antara 4G (IMT-Advanced) dan 5G (IMT-2020) [35]	31
Gambar 2.19 Blok Layer PHY/MAC pada 5G [35]	32
Gambar 2.20 Blok Diagram <i>Transceiver</i> GFDM	34
Gambar 2.21 Partisi Frekuensi dan Waktu antara (a) OFDM dan (b) GFDM	35
Gambar 2.22 Blok Modulator GFDM	36
Gambar 2.23 Perbandingan Paket CP pada <i>Waveform</i> (a) OFDM, (b) GFDM	39
Gambar 2.24 Respon Impuls LPF (a) Filter Nyquist Ideal, (b) Pulsa Nyquist Ideal	40
Gambar 2.25 Filter RC (a) Domain Frekuensi, (b) Domain Waktu	41
Gambar 2.26 Implementasi Detektor MIMO di Sisi Penerima	42
Gambar 2.27 Blok Modulator M-QAM [42]	44
Gambar 2.28 Blok Demodulator M-QAM [42]	44
Gambar 2.29 Perbedaan Sinyal QAM dan OQAM pada Bagian I/Q	45
Gambar 2.30 Perbedaan Konstelasi Sinyal QAM dan OQAM	45
Gambar 2.31 Skema representasi <i>time-frequency domain</i> bagian <i>real</i> dari <i>single pulse</i> pada (a) QAM dan (b) OQAM [44]	46
Gambar 2.32 Blok Diagram Modulator OQAM dengan <i>pulse shaping</i> [43]	46
Gambar 2.33 Blok Diagram Demodulator OQAM dengan <i>Pulse Shaping</i> [43]	47
Gambar 2.34 Kinerja Sistem BER fungsi E_b/N_0	51
Gambar 3.1 Diagram <i>Fishbone</i> Penelitian	54
Gambar 3.2 Pemodelan Sistem MU MIMO-OFDM	56
Gambar 3.3 Diagram Alir Sistem MU MIMO-OFDM	56
Gambar 3.4 Pemodelan Sistem MU MIMO-GFDM	58

Gambar 3.5 Diagram Alir Sistem MU MIMO-GFDM	58
Gambar 3.6 Bit Input Setiap Paket	61
Gambar 3.7 Ilustrasi Total Bit yang Dibangkitkan.....	62
Gambar 3.8 Proses Konversi <i>Serial to Parallel</i>	62
Gambar 3.9 Diagram Konstelasi Modulasi 16-QAM.....	63
Gambar 3.10 Diagram Alir Modulasi 16-QAM	63
Gambar 3.11 Diagram Alir Modulator GFDM	64
Gambar 3.12 Proses Reshape S/P.....	65
Gambar 3.13 Ilustrasi Blok GFDM	66
Gambar 3.14 Diagram Alir Pembentukan Sinyal Impuls.....	67
Gambar 3.15 <i>Root Raised Cosine Filter</i>	68
Gambar 3.16 Kurva MU MIMO-GFDM Hasil <i>Pulse Shaping Filter RRC</i> dengan <i>roll of factor</i> (a) $\alpha = 1$, (b) $\alpha = 0$	69
Gambar 3.17 Superposisi <i>Subcarrier</i> pada Proses IFFT	70
Gambar 3.18 Diagram Alir Sinyal yang Ditransmisikan	71
Gambar 3.19 Penambahan CP pada GFDM.....	71
Gambar 3.20 Hasil Sinyal yang Ditransmisikan Ketika Tidak Ditambahkan CP	72
Gambar 3.21 Diagram Alir Pemrosesan Data Sebelum Ditransmisikan.....	72
Gambar 3.22 Skema Transmisi MU MIMO-GFDM dengan BD <i>Precoding</i>	74
Gambar 3.23 Ilustrasi Pembangkitan Kanal Sistem MU MIMO-GFDM	74
Gambar 3.24 Diagram Alir Menerima Sinyal GFDM Tanpa Interferensi	75
Gambar 3.25 Diagram alir BD <i>Precoding</i> dengan SVD	76
Gambar 3.26 Matriks untuk Memperoleh <i>Transmitted Signal</i> , (a) Matriks Data, (b) Matriks <i>Precoding</i>	77
Gambar 3.27 Diagram Alir Memperoleh <i>Transmitted Signal</i>	78
Gambar 3.28 Penerapan BD <i>Precoding</i> pada MU MIMO-GFDM	79
Gambar 3.29 Diagram Alir Kanal Wireless	79
Gambar 3.30 Kondisi Kanal Bebas Interferensi Setelah Penambahan BD	80
Gambar 3.31 Diagram Alir Detektor MMSE	81
Gambar 3.32 Proses <i>Reshape</i> Pada (a) Sinyal Terima Setelah Proses Deteksi, (b) Hasil <i>Reshape</i> Sinyal Terima.....	82
Gambar 3.33 Proses <i>Serial-to-Parallel</i> (S/P)	83
Gambar 3.34 Hasil Penghapusan Sinyal GFDM Tanpa Penambahan CP.....	83
Gambar 3.35 Ilustrasi Hasil FFT pada Sistem MU MIMO-GFDM	85
Gambar 3.36 Bit Output pada Sinyal yang Diterima.....	86
Gambar 3.37 Hasil Validasi BER Sistem MU MIMO-GFDM	90
Gambar 4.1 Perbandingan Kinerja MU MIMO-GFDM dan MU MIMO-OFDM Pada MIMO 2x2 dengan 2 Pengguna.....	98
Gambar 4.2 Perbandingan Kinerja MU MIMO-GFDM dan MU MIMO-OFDM Pada MIMO 2x2 dengan 4 Pengguna.....	99
Gambar 4.3 Perbandingan Kinerja MU MIMO-GFDM dan MU MIMO-OFDM Pada MIMO 4x4 dengan 2 Pengguna.....	101

Gambar 4.4 Perbandingan Kinerja MU MIMO-GFDM dan MU MIMO-OFDM Pada MIMO 4x4 dengan 4 Pengguna.....	102
Gambar 4.5 Perbandingan PAPR Sistem Pada Skema MIMO 2x2 dengan (a) $N_c=80$, (b) $N_c=512$, (c) $N_c=1024$	104
Gambar 4.6 Perbandingan PAPR Sistem Pada Skema MIMO 4x4 dengan (a) $N_c=80$, (b) $N_c=512$, (c) $N_c=1024$	106
Gambar 4.7 Perbandingan Radiasi OOB pada Skema MIMO 2x2	108
Gambar 4.8 Perbandingan Radiasi OOB pada Skema MIMO 4x4	109
Gambar 4.9 Hasil Simulasi Perbandingan Jumlah Pengguna Pada Sistem MU MIMO-GFDM dengan Skema Antena 2x2.....	112
Gambar 4.10 Hasil Simulasi Perbandingan Jumlah Pengguna Pada Sistem MU MIMO-GFDM dengan Skema Antena 4x4.....	113
Gambar 4.11 Perbandingan Skema Antena Pemancar-Penerima pada Sistem MU MIMO-GFDM dengan Jumlah Pengguna 2	115
Gambar 4.12 Perbandingan Skema Antena Pemancar-Penerima pada Sistem MU MIMO-GFDM dengan Jumlah Pengguna 4	116
Gambar 4.13 Perbandingan Jenis Detektor pada Sistem MU MIMO-GFDM dengan Skema MIMO 2x2	117
Gambar 4.14 Perbandingan Jenis Detektor pada Sistem MU MIMO-GFDM dengan Skema MIMO 4x4	118

Halaman ini sengaja dikosongkan

DAFTAR TABEL

Tabel 1.1 Riset Terkait Penelitian	7
Tabel 2.1 Tabel Perbandingan Kandidat <i>Waveform 5G</i>	33
Tabel 3.1 Parameter Sistem	54
Tabel 3.2 Nilai Autocorrelation dari Bit Input GFDM yang Dibangkitkan	61

Halaman ini sengaja dikosongkan

DAFTAR SINGKATAN

MIMO	= Multiple-Input Multiple-Output
OFDM	= Orthogonal Frequency Division Multiplexing
GFDM	= Generalized Frequency Division Multiplexing
FBMC	= Filter Bank Multi-Carrier
UFMC	= Universal Filtered Multi-Carrier
BFDM	= Bi-Orthogonal Division Multiplexing
QoS	= Quality of Service
PAPR	= Peak-to Average Power Ratio
OOB	= Out-Of-Band
MU-MIMO	= Multi User Multiple-Input Multiple-Output
SU-MIMO	= Single User Multiple-Input Multiple-Output
BS	= Base Station
MF	= Matched Filter
ZF	= Zero Forcing
MMSE	= Minimum Mean-Square Error
IAI	= Inter-Antenna Interference
MUI	= Multiple User Interferences
ISI	= Intersymbol Interference
ICI	= Intercarrier Interference
SINR	= Signal-to-Interference Noise Ratio
SNR	= Signal-to-Noise Ratio
DPC	= Dirty Paper Coding
THP	= Tomlinson-Harashima Precoding
CI	= Channel Inversion
BD	= Block Diagonalization
CSI	= Channel State Information
ASK	= Amplitude Shift Keying
PSK	= Phase Shift Keying
QAM	= Quadrature Amplitude Modulation

O-QAM	= Offset-Quadrature Amplitude Modulation
PDP	= Power Delay Profile
LOS	= Line of Sight
NLOS	= Non Line of Sight
AWGN	= Additive White Gaussian Noise
pdf	= probability density function
IFFT	= Inverse Fast Fourier Transform
FFT	= Fast Fourier Transform
SC	= Selection Combining
EGC	= Equal Gain Combining
MRC	= Maximum Ratio Combining
CSI	= Channel State Information
MAC	= Multiple Access Channel
SVD	= Singular Value Decomposition
CP	= Cyclic Prefix
GI	= Guard Interval
KPI	= Key Performance Index
PHY	= Physical Layer
RC	= Raised Cosine
RRC	= Root Raised Cosine
CCDF	= Complementary Cumulative Distribution Function
CDF	= Cumulative Distribution Function
CF	= Crest Factor

DAFTAR SIMBOL

$s(t)$	= sinyal yang dikirim
$y(t)$	= sinyal yang diterima
$n(t)$	= noise AWGN
τ	= waktu delay
f	= frekuensi pembawa
σ^2	= variansi pdf yang menyatakan gaussian noise
μ	= rata-rata
$G_n(f)$	= psd Gaussian
$P(x)$	= PDF Gaussian
P_n	= daya rata-rata white noise
R_n	= rapat spektral daya noise
$\mathbf{H}_{n,m}^{DL}$	= matriks kanal
C	= kapasitas kanal
B	= bandwidth
E_n	= daya total
h_n	= gain kanal
$N_{R,total}$	= total antena seluruh pengguna di penerima
$N_{R,u}$	= jumlah antena pada tiap pengguna
N_t	= jumlah antena pemancar pada tiap pengguna
N_T	= jumlah antena di Base Station
\mathbf{H}_u^{DL}	= matriks kanal antara BS dan pengguna ke-u (<i>user desired</i>)
\mathbf{H}_k^{DL}	= matriks kanal antara BS dan pengguna ke-k (<i>interfering user</i>)
\mathbf{W}_u	= matriks <i>precoding</i> pengguna ke-u (<i>user desired</i>)
\mathbf{W}_k	= matriks <i>precoding</i> pengguna ke-k (<i>interfering user</i>)
\tilde{x}_u	= sinyal yang dikirim pengguna ke-u (<i>user desired</i>)
\tilde{x}_k	= sinyal yang dikirim pengguna ke-k (<i>interfering user</i>)
$0_{N_{R,u} \times N_{R,u}}$	= zero matriks
\mathbf{U}	= eigenvector orthonormal matriks $\mathbf{A}\mathbf{A}^T$

\mathbf{V}	= eigenvector orthonormal matriks $\mathbf{A}^T \mathbf{A}$
\mathbf{S}	= matriks diagonal terdiri dari akar kuadrat eigenvalue dari matriks \mathbf{U} dan \mathbf{V} yang disusun <i>descending order</i> .
\mathbf{C}	= matriks himpunan kompleks dengan ukuran $N_T \times N_R$
\mathbf{y}_{MAC}	= sinyal yang diterima oleh pengguna pada MAC
\mathbf{L}	= <i>lower triangular</i>
\mathbf{U}	= <i>upper triangular</i>
$\lambda_{H,max}$	= nilai eigen dari matriks \mathbf{H}
\mathbf{K}	= <i>subcarrier</i>
\mathbf{M}	= <i>subsymbol</i>
\mathbf{N}	= Jumlah <i>subcarrier</i> total simbol OFDM atau blok GFDM
$s(t)$	= nilai sinyal pada domain waktu
$s(k)$	= nilai dari spektrum ke-k (domain frekuensi)
T	= periode simbol <i>waveform</i>
T_g	= periode <i>guard interval (cyclic prefix)</i>
T_s	= simbol OFDM asli
\vec{b}	= input biner
\vec{b}_c	= <i>binary code</i>
$s_k(n)$	= sinyal impuls hasil <i>up-sampling</i>
$x[n]$	= sinyal yang dikirimkan
$g_{k,m}[n]$	= filter <i>prototype</i>
$d_k(m)$	= output sinyal <i>mapper</i>
$d_{k,m}^{\{i\}}$	= bagian real dari $d_k(m)$
$d_{k,m}^{\{q\}}$	= bagian imajiner dari $d_k(m)$
\vec{x}	= data transmit $x[n]$
\mathbf{A}	= matriks pemancar yang terdiri dari $KM \times KM$
\mathbf{h}	= kanal respon impulse
\mathbf{H}	= $\text{circ}\{\hat{h}\}$ adalah matriks kanal konvolusi <i>circulant</i>
\mathbf{h}	= kanal respon impulse

n	= $n \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_n^2 I_{KM})$ menunjukkan AWGN sampel dengan perbedaan noise σ_n^2 dan I_{KM} adalah identitas matriks dari order KM
\vec{d}	= hasil demodulasi
\mathbf{B}	= matriks penerima bisa menggunakan MF, ZF, atau MMSE
z	= hasil output ekualisasi
$g_{RC}(t)$	= pulse shaping Raised Cosine
$g_{RRC}(t)$	= pulse shaping Root Raised Cosine
α	= <i>roll of factor</i> , dengan nilai $0 \leq \alpha \leq 1$
y_{Mr}	= output skalar tunggal
\mathbf{W}_{ZF}	= matriks bobot ZF
\mathbf{W}_{MMSE}	= matriks bobot MMSE
σ_x^2	= daya sinyal
σ_z^2	= daya noise
E_i	= energi sinyal dengan amplitudo terendah
(a_i, b_i)	= sepasang bilangan bulat yang menunjukkan titik sinyal pada konstelasi
f_c	= frekuensi carier
φ	= fungsi basis
$c_{k,n}$	= respon kanal
$a_{k,n}$	= kanal bagian real
$b_{k,n}$	= kanal bagian imajiner
z	= level threshold
P_{peak}	= keluaran daya sinyal puncak
$P_{average}$	= keluaran daya sinyal rata-rata
$E[.]$	= nilai ekspektasi
CF	= crest factor
$f_{Z_n}(z)$	= probability density function
$F_{z_{max}}(z)$	= Cumulative Distribution Function (CDF)
$\tilde{F}_{z_{max}}(z)$	= Complementary Cumulative Distribution Function (CCDF)

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB 1

PENDAHULUAN

1.1 Latar Belakang

Teknik *Multiple-Input Multiple-Output* (MIMO) mampu meningkatkan transmisi dengan laju data tinggi dan efisiensi spektrum frekuensi. Teknik *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) sebagai modulasi *multi-carrier* digunakan pada MIMO untuk mengatasi kanal multipath. Sehingga penggabungan teknik MIMO dan OFDM menjadi pilihan yang tepat [1,2,3]. Untuk migrasi dari teknologi 4G ke teknologi seluler berikutnya, skenario untuk teknologi 5G harus terpenuhi. Skenario 5G diantaranya peningkatan kapasitas sistem, *Quality of Services* (QoS) yang tinggi, konsumsi daya rendah, dan *latency* rendah [4]. *Generalized Frequency Division Multiplexing* (GFDM) adalah salah satu kandidat bentuk gelombang yang saat ini dipertimbangkan dan dievaluasi oleh tim 5GNow [5]. GFDM mampu mengatasi kelemahan OFDM yaitu tingginya nilai *Peak to Average Power Ratio* (PAPR) dan radiasi *Out-Of-Band* (OOB). GFDM menghasilkan PAPR yang rendah karena penggunaan subcarrier yang sedikit dan tahan terhadap gangguan distorsi non linear [6]. GFDM menghasilkan radiasi OOB yang rendah dengan penggunaan *pulse shaping* jenis *raised cosine* dan penggunaan satu CP pada sekumpulan grup simbol GFDM menghasilkan bandwidth lebih efisien [7,8]. Disamping kelebihan yang dimiliki oleh GFDM, namun untuk mempertahankan sifat *orthogonalitas* antar *subcarrier* dan menghasilkan OOB yang lebih rendah, maka digunakan *offset-quadrature amplitude modulation* (O-QAM) [9].

Saat ini penelitian lanjutan banyak diarahkan pada penerapan sistem MIMO untuk layanan ke banyak pengguna (dikenal dengan *Multi User-MIMO* (MU-MIMO)). Pada sistem MU-MIMO, sebuah *Base Station* (BS) dengan beberapa antena memancarkan sinyal ke beberapa pengguna, dimana setiap pengguna memiliki lebih dari satu antena penerima. Sebuah BS membutuhkan penerapan teknik *orthogonal* yaitu mengalokasikan setiap pengguna pada dimensi ruang yang berbeda untuk mendapatkan interferensi yang minimum [10,11].

Adanya interferensi yang ditimbulkan oleh antar antenna pada setiap pengguna, maka diperlukan teknik detektor pada sisi penerima. Teknik detektor yang telah dikenal yaitu *Zero Forcing* (ZF) dan *Minimum Mean-Square Error* (MMSE). ZF tidak dapat menghilangkan *inter-antenna interference* (IAI) dengan sempurna karena adanya *noise enhancement*. MMSE dipilih untuk mengatasi kelemahan ZF dan memaksimalkan nilai *signal-to-interference noise ratio* (SINR) [12].

Kapasitas kanal untuk MU-MIMO sudah dianalisa dengan menggunakan teknik yang dinamakan “*writing on dirty paper*” [13]. Teknik ini dikembangkan dengan pemahaman tentang penghapusan interferensi, dan membuktikan bahwa kapasitas sebuah kanal dengan interferensi sama nilainya dengan kapasitas kanal tanpa interferensi jika pemancar sudah mengenali sinyal interferensinya. Atau jika di pemancar dilakukan proses penghapusan awal interferensi (*pre-cancellation*) melalui proses *precoding* di pemancar, sehingga kompleksitas penerima dapat secara signifikan disederhanakan. Ketika teknik MU-MIMO diadopsi, *spatial multiplexing gain* untuk meningkatkan kapasitas sistem akan diperoleh [10].

Nilai kapasitas untuk kanal *downlink* MU-MIMO (*Broadcast Channel*) dapat diketahui melalui penerapan teknik *Dirty Paper Coding* (DPC) [10,12,14]. *Precoding* yang optimal pada MU-MIMO didasarkan pada teori DPC yang dikembangkan oleh Costa dengan metode *non-linear precoding*. Pada DPC pemancar telah mengetahui sinyal interferensinya, sehingga penggunaan *precoding* di sisi pemancar dapat menghilangkan interferensi dan mencapai kapasitas kanal *downlink* MU-MIMO. *Tomlinson-Harashima precoding* (THP) didasarkan pada teori DPC. Tetapi DPC dan THP tidak cocok diimplementasikan di sistem praktis karena kompleksitas tinggi [10,11]. Untuk mengurangi kompleksitas komputansi dalam menghilangkan interferensi antar pengguna digunakan teknik *linear precoding*. Teknik *linear precoding* yang dikenal yaitu *channel inversion* (CI) dan *block diagonalization* (BD) [10,12]. CI menggunakan detektor MIMO tradisional seperti ZF dan MMSE. *Precoding* yang dilakukan di pemancar pada CI dengan detektor ZF dapat digunakan untuk menekan CCI sepenuhnya, tetapi menimbulkan *noise enhancement* karena vektor *precoding* tidak dinormalisasi. Untuk mengatasinya dapat digunakan CI dengan MMSE, namun sistem ini tidak bisa memperoleh kinerja sistem yang terbaik karena

digunakan untuk antena tunggal, sehingga tidak dapat diimplementasikan untuk sistem MU MIMO-GFDM dengan banyak antena pada setiap pengguna [12].

Untuk mengatasi kelemahan teknik *non-linear precoding* dan *linear precoding* CI dikembangkan teknik *linear precoding* BD. BD memiliki skema *orthogonal* yang mampu mencapai *sum capacity* dan kompleksitas komputansi yang rendah. Teknik BD yang bekerja mendekomposisi sebuah kanal *downlink* MU-MIMO menjadi beberapa kanal *downlink Single User-MIMO* secara paralel. Sinyal dari setiap pengguna diproses dahulu di pemancar dengan menggunakan sebuah matriks *precoding* atau setiap sinyal pengguna dikalikan dengan sebuah matriks *precoding* sebelum dipancarkan dengan menempatkan semua matriks kanal pengguna lain pada *null space*. Sehingga interferensi dari pengguna lain (disebut dengan *Multiple User Interferences*–MUI) secara efisien dibuat nol. Jika matriks-matriks kanal dari semua pengguna dikenali dengan lengkap di pemancar (dikenal dengan *Channel State Information*–CSI), maka setiap pengguna memiliki kanal bebas interferensi dari pengguna lain [10,12,15-17].

Pada penelitian sebelumnya [1-17], tidak ada pembahasan mengenai teknik gabungan *precoding* BD yang diterapkan di sisi pemancar dan detektor MMSE yang diterapkan di sisi penerima pada sistem MU-MIMO pada teknologi 5G dengan penggunaan *waveform* GFDM. Aspek kebaruan dari penelitian ini adalah penerapan BD pada sistem MU MIMO-GFDM menggunakan modulasi O-QAM. Sedangkan keunggulan dari penelitian ini adalah skema gabungan BD dan MMSE pada sistem MU MIMO-GFDM mampu mengatasi MUI dan IAI dengan kompleksitas yang rendah.

1.2 Rumusan Masalah

Berdasarkan hasil penelitian sebelumnya, MIMO-OFDM belum menghasilkan kinerja yang baik untuk sistem komunikasi nirkabel karena nilai PAPR dan OOB yang tinggi. Penerapan teknik *precoding* di sisi pemancar pada sistem MU-MIMO dalam mengatasi MUI belum menghasilkan kinerja yang optimal dengan penggunaan *non-linear precoding* DPC dengan kompleksitas yang tinggi dan *linear precoding* CI dengan penggunaan antena tunggal pada setiap pengguna yang mengakibatkan tidak dapat diimplementasikan untuk sistem MU MIMO dengan banyak antena pada setiap pengguna. Selain itu, pada

percobaan penggunaan detektor ZF pada sistem MU-MIMO mampu menghilangkan IAI, namun menghasilkan *noise enhancement*. Sehingga pada tesis ini digunakan BD pada sisi pemancar untuk memperbaiki kinerja DPC dan CI, sedangkan detektor MMSE yang diterapkan pada penerima digunakan untuk memperbaiki kinerja detektor ZF. Skema gabungan BD *precoding* dan detektor MMSE diterapkan pada *front-end* sistem MU MIMO-GFDM untuk mengatasi MUI dan IAI pada teknologi seluler 5G.

1.3 Tujuan

Penelitian tesis yang dilakukan bertujuan untuk:

1. Mengetahui kinerja sistem MU-MIMO dengan BD *precoding* dan detektor MMSE dengan penggunaan *waveform* yang berbeda yaitu OFDM dan GFDM.
 - a. Mendapatkan hasil simulasi perbandingan BER fungsi Eb/No antara sistem MU MIMO-GFDM dan MU MIMO-OFDM untuk mengetahui kinerja sistem.
 - b. Mendapatkan hasil simulasi perbandingan CCDF fungsi PAPR antara sistem MU MIMO-GFDM dan MU MIMO-OFDM untuk mengetahui PAPR sistem.
 - c. Mendapatkan hasil simulasi perbandingan PSD fungsi frekuensi antara sistem MU MIMO-GFDM dan MU MIMO-OFDM untuk mengetahui radiasi OOB sistem.
2. Mengetahui kinerja sistem MU MIMO-GFDM yang akan diimplementasikan pada teknologi seluler 5G.
 - a. Mengetahui pengaruh jumlah pengguna pada kinerja sistem, karena MU MIMO-GFDM adalah aplikasi MIMO ke layanan banyak pengguna.
 - b. Mengetahui pengaruh skema antena pemancar-penerima, karena MU MIMO-GFDM pada tesis ini menggunakan MIMO dengan jenis *spatial multiplexing*.
 - c. Mengetahui pengaruh jenis detektor pada sistem MU MIMO-GFDM.

1.4 Batasan Masalah

Permasalahan yang harus diselesaikan pada penelitian tesis ini dibatasi oleh beberapa hal sebagai berikut :

1. Jumlah antena pemancar sama dengan antena penerima yaitu 2 dan 4 antena.
2. Jumlah informasi yang dikirim 1240000 bit.
3. Jumlah pengguna 2,4,7, dan 9 pengguna.
4. Kanal yang digunakan *Additive White Gaussian Noise* (AWGN).
5. Modulasi yang digunakan adalah 16-QAM dan 16-OQAM.
6. *Size* blok GFDM adalah 10 *subcarrier* dan 31 *subsymbol*.
7. *Pulse shaping* yang digunakan adalah *root raised cosine* pada sisi pemancar dan penerima.
8. Detektor yang digunakan adalah MMSE.
9. MU MIMO-GFDM yang dianalisa adalah kanal *downlink*.
10. Parameter kinerja sistem berdasarkan nilai BER sebagai fungsi E_b/N_0 .

1.5 Kontribusi

Penelitian ini diharapkan dapat memberikan kontribusi berupa simulasi skema gabungan teknik *linear precoding* BD dan detektor MMSE pada sistem MU MIMO dengan *waveform* GFDM yang dapat diimplementasikan di teknologi seluler 5G yang mampu mengatasi MUI dan IAI yang mengganggu sistem komunikasi nirkabel. Disamping itu penelitian ini diharapkan mampu mengatasi kelemahan MU MIMO-OFDM yang digunakan pada teknologi 4G.

1.6 Metodologi Penelitian

Dalam menyelesaikan penelitian tesis ini, langkah-langkah yang dilakukan adalah sebagai berikut :

1. Melakukan *study literature* mengenai topik tesis yang dijadikan simulasi.
2. Menentukan parameter sistem untuk simulasi kinerja sistem.
3. Merancang simulasi sistem.
4. Menguji simulasi sistem.
5. Menganalisis dan menyimpulkan hasil simulasi serta memberi saran yang membangun.
6. Menyusun buku laporan penelitian simulasi sistem.

1.7 Sistematika Penulisan

Sistematika penulisan yang digunakan dalam Tesis ini adalah sebagai berikut:

BAB 1 : PENDAHULUAN

Bab ini berisi latar belakang, rumusan masalah, tujuan penelitian, batasan masalah, kontribusi, metodologi penelitian, sistematika penulisan, dan riset terkait.

BAB 2 : KAJIAN PUSTAKA

Bab ini berisi kajian penelitian terkait dan dasar teori yang akan menunjang perancangan dan pembuatan pada bab selanjutnya. Kajian penelitian terkait yang akan digunakan meliputi : Kanal Nirkabel, Teknik Diversitas (MIMO), *Multi User-MIMO* (MU-MIMO), *Singular Value Decomposition* (SVD), *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM), Teknologi 5G, *Generalized Frequency Division Multiplexing* (GFDM), Detektor MIMO, Modulasi, *Peak-to-Average Power Ratio* (PAPR), dan Representasi Kinerja Sistem.

BAB 3 : METODE PENELITIAN

Bab ini menjelaskan mengenai metode penelitian. Bagian ini berisi tentang pemodelan pembuatan simulasi kinerja sistem MU MIMO-GFDM.

BAB 4 : PENGUJIAN DAN ANALISA

Bab ini menyajikan dan menjelaskan seluruh hasil dan analisa dalam pembuatan tesis ini dan bagaimana proses analisa tersebut hingga dapat ditampilkan kurva *Bit Error Rate* fungsi Energi bit per Noise untuk mengetahui kinerja sistem.

BAB 5 : KESIMPULAN DAN SARAN

Bab ini berisi tentang kesimpulan yang diperoleh dari hasil penelitian berdasarkan pada tujuan penelitian dan saran yang dapat dijadikan pedoman untuk penelitian selanjutnya.

1.8 Riset Terkait

Penelitian ini memiliki fokus analisis kinerja teknik linear *precoding Block Diagonalization* pada sistem MU MIMO-GFDM menggunakan detektor MMSE berdasarkan hasil simulasi menggunakan software MATLAB 2015a. Adapun penelitian terkait yang menjadi dasar dan acuan penulis dalam pengerjaan tesis ini dijelaskan pada Tabel 1.1.

Tabel 1.1 Riset Terkait Penelitian

No	Penulis, Judul	Sumber	Metode	Kekurangan
1.	T. Kageyama, O. Muta dan H. Gacarin, "An adaptive peak cancellation method for linear-precoded MIMO-OFDM signals,"	IEEE 26 th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC), Hong Kong, 2015, pp. 271-275.	Penggunaan adaptive peak cancellation pada MIMO-OFDM dengan eigenbeam space division multiplexing (E-SDM)	Kompleksitas tinggi dalam mengatasi PAPR dan radiasi OOB.
2.	T. Suryani and Suwadi, "Performance Evaluation of MIMO-OFDM Implementation on Wireless Open-Access Research Platform (WARP)",	ARNP Journal of Engineering and Applied Sciences, Vol.11, No.23, December 2016.	Penggabungan teknik MIMO jenis STBC Alamouti dan OFDM pada WARP.	Pilihan untuk transmisi dengan kecepatan data tinggi dan minimalisasi ISI untuk komunikasi generasi yang akan datang yaitu 5G masih belum terpenuhi.
3.	N. Michailow and G. Fettweis, "Low peak-to-average power ratio for next generation cellular systems with generalized frequency division multiplexing,"	International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems, Naha, 2013, pp. 651-655.	Penggunaan sistem blok pada GFDM, sehingga jumlah subcarrier yang digunakan lebih sedikit.	Kompleksitas di penerima dalam penurunan PAPR semakin kompleks dengan adanya bentuk gelombang GFDM yang <i>non-orthogonal</i> .
4.	A. Farhang, N. Marchetti and L. E. Doyle, "Low complexity GFDM receiver design: A new approach,"	IEEE International Conference on Communications (ICC), London, 2015, pp. 4775-4780.	Penurunan matriks di penerima menggunakan matriks DFT dan IDFT untuk mengurangi kompleksitas dibandingkan	Peningkatan nilai BER pada sistem GFDM karena sifat <i>non-orthogonality</i> yang dimiliki. Untuk mengatasinya digunakan pemrosesan di

			menggunakan MF, ZF, dan MMSE.	penerima.
5.	N. Michailow et al., "Generalized Frequency Division Multiplexing for 5th Generation Cellular Networks"	IEEE Transactions on Communications, vol. 62, no. 9, pp. 3045-3061, Sept. 2014.	<ul style="list-style-type: none"> - Penggunaan <i>pulse shaping</i> RRC dapat menghasilkan OOB yang rendah. - Teknik untuk menghasilkan OOB adalah <i>Inserting Guard Symbols</i> dan <i>Pinching the Block Boundary</i> 	Hilangnya sifat orthogonalitas pada GFDM menimbulkan ISI dan ICI, jika beberapa teknik pada penerima tidak diterapkan.
6.	I. Gaspar, M. Matthé, N. Michailow, L. Leonel Mendes, D. Zhang and G. Fettweis, "Frequency-Shift Offset-QAM for GFDM"	IEEE Communications Letters, vol. 19, no. 8, pp. 1454-1457, Aug. 2015.	Penggunaan frekuensi O-QAM digunakan untuk menjaga <i>orthogonalitas</i> antar <i>subcarrier</i> dan menghasilkan OOB yang rendah.	<i>Time Domain</i> OQAM-GFDM menghasilkan kompleksitas yang lebih tinggi jika dibandingkan dengan <i>Frequency Domain</i> OQAM-GFDM.
7.	F. Wang and M.E. Bialkowski, "Performance of Block Diagonalization Scheme for Downlink Multiuser MIMO System with Estimated Channel State Information"	Int. J. Communications, Network and System Sciences, Vol. 4, No. 82-87, 2011.	BD <i>precoding</i> menggunakan algoritma SVD untuk menghilangkan MUI dengan asumsi CSI diketahui secara sempurna di pemancar.	Diperlukan daya pancar yang tinggi untuk menghasilkan sum capacity yang tinggi.
8.	M.H.M. Costa, "Writing on dirty paper"	IEEE. Inf. Theory, vol. IT-29, pp. 439-441, May 1983.	Proses penghapusan awal interferensi (<i>pre-cancellation</i>) melalui proses	Penggunaan dirty paper coding menghasilkan kompleksitas yang tinggi.

			<i>precoding</i> di sisi pemancar.	
9.	H. Weingarten, Y. Steinberg and S. S. Shamai, "The Capacity Region of the Gaussian Multiple-Input Multiple-Output Broadcast Channel"	IEEE Transactions on Information Theory, vol. 52, no. 9, pp. 3936-3964, Sept. 2006.	DPC sebagai <i>non-linear precoding</i> mampu mencapai <i>sum capacity</i> maksimum yang diterapkan pada MU-MIMO.	Kompleksitas tinggi dengan penggunaan <i>non-linear precoding</i> .
10.	Q. H. Spencer and M. Haardt, "Capacity and downlink transmission algorithms for a multi-user MIMO channel"	Conference Record of the Thirty-Sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2002., Pacific Grove, CA, USA, 2002, pp. 1384-1388 vol.2.	Teknik <i>beamforming</i> MU-MIMO dengan menggunakan teknik: 1. BD: menekan MUI menjadi nol. 2. <i>Successive Optimization</i> : meminimalkan daya pancar	Teknik yang digunakan menghasilkan kinerja yang sub-optimal.
11.	Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst and M. Haardt, "Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels"	IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 52, no. 2, pp. 461-471, Feb. 2004.	<i>Space Division Multiple Access</i> (SDMA) digunakan pada <i>downlink</i> MU-MIMO untuk peningkatan <i>throughput</i> dengan pemanfaatan teknik <i>Block Diagonalization</i> dan <i>Successive Optimization</i> .	CSI yang diketahui secara sempurna di pemancar menimbulkan kelemahan utama yaitu penggunaan pengkodean nontradisional yang menyebabkan peningkatan kompleksitas pada <i>transceiver</i> .

12.	S. Shim, J. S. Kwak, R. W. Heath and J. G. Andrews, "Block diagonalization for multi-user MIMO with other-cell interference"	IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 7, no. 7, pp. 2671-2681, July 2008.	Penggunaan algoritma SVD dan CSI diketahui pemancar pada MU-MIMO dengan BD <i>precoding</i> untuk mengatasi <i>other-cell interference</i> .	Penurunan kapasitas sistem yang disebabkan oleh OCI dapat diukur dengan perhitungan kapasitas SU-MIMO.
-----	--	--	--	--

BAB 2

KAJIAN PUSTAKA

Pada bab ini akan dijelaskan kajian pustaka yang melandasi permasalahan dan penyelesaiannya yang diangkat dalam penelitian ini. Kajian pustaka yang dijelaskan meliputi : kanal nirkabel, teknik diversitas (MIMO), MU-MIMO, SVD, OFDM, Teknologi 5G, GFDM, detektor MIMO, modulasi, PAPR, dan representasi kinerja sistem.

2.1 Kanal Nirkabel

Kanal nirkabel adalah lintasan antara pemancar dan penerima yang melewati medium berupa udara. Pada kanal ideal, sinyal yang diterima terdiri dari sinyal tunggal yang merupakan bagian langsung dari sinyal yang dikirim dan secara sempurna akan direkonstruksi oleh penerima [20]. Namun pada kenyataannya, terdapat noise yang dapat menyebabkan perubahan karakteristik sinyal yang dikirim baik dalam bentuk perubahan amplitudo maupun pergeseran frekuensi carrier. Kanal yang akan dibahas pada bab ini adalah kanal *Additive White Gaussian Noise* (AWGN).

2.1.1 *Additive White Gaussian Noise* (AWGN)

Pada kanal propagasi terdapat penambahan noise yang muncul akibat *thermal noise* pada perangkat *transceiver*. Noise yang menyertai sinyal pada sisi penerima dapat dimodelkan matematis statistik AWGN [18]. AWGN merupakan gangguan yang bersifat *additive* terhadap sinyal yang dikirim terdistribusi acak gaussian. Sinyal yang diterima ditunjukkan pada persamaan (2.1)

$$y(t) = s(t) + n(t) \tag{2.1}$$

dengan:

$y(t)$ = sinyal yang diterima

$s(t)$ = sinyal yang dikirim

$n(t)$ = noise AWGN

Model matematis dari *noise* yang terjadi pada kanal komunikasi, seperti kondisi di atas, dapat diwakili oleh *noise* kanal *additive* yang merata pada semua band frekuensi dengan nilai yang relatif rendah. *Probability density function*

(pdf), $P(x)$ dari AWGN dinyatakan dengan persamaan (2.2).

$$P(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.2)$$

dengan:

μ = rata-rata

σ^2 = variansi dari variabel acak x

Karakteristik rapat spektral daya (*power spectral density* atau *psd*) *white noise Gaussian* berharga konstan untuk semua frekuensi. Dengan kata lain, sumber *noise* yang mempunyai *psd* dengan karakteristik *white Gaussian* memancarkan jumlah daya *noise* tiap satuan lebar pita frekuensi yang sama besar pada tiap frekuensi. Jika dimisalkan notasi *psd* Gaussian $G_n(f)$, maka dapat ditulis persamaan (2.3).

$$G_n(f) = \frac{N_0}{2} \text{ watt/Hz} \quad (2.3)$$

Faktor angka 2 menunjukkan bahwa $G_n(f)$ memiliki rapat spektral daya 2 sisi. Rapat spektral daya noise yang bernilai sama pada semua frekuensi disebut *white noise* dan jika mempunyai pdf Gaussian, maka disebut AWGN, yang berarti memiliki pdf terdistribusi Gaussian dan *psd* konstan pada semua frekuensi.

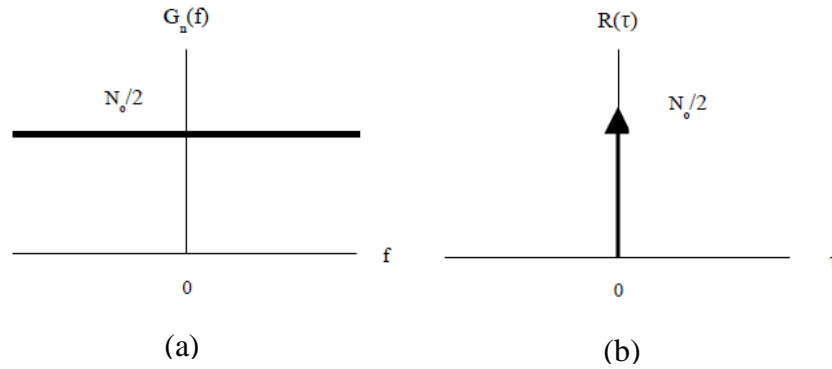
Untuk memperoleh fungsi autokorelasi *white noise*, maka dioperasikan IFFT pada rapat spektral dayanya, yang dapat dinyatakan pada persamaan (2.4).

$$R_n = F^{-1}\{G_n(f)\} = \frac{N_0}{2} \delta(t) \quad (2.4)$$

Dari persamaan (2.4), autokorelasi *white noise* merupakan fungsi delta yang dikalikan dengan faktor $N_0 / 2$ dan muncul pada $\tau = 0$. Rapat spektral daya dan fungsi otokorelasi noise dapat dilihat pada Gambar 2.1. Dari otokorelasinya dapat diartikan bahwa walau bagaimanapun dekatnya 2 sampel yang berbeda, keduanya tidak akan berkorelasi. Daya rata-rata *white noise* P_n tidak berhingga, karena lebar pita frekuensinya tidak berhingga. Hal tersebut dapat dihitung dengan menggunakan persamaan (2.5).

$$P_n = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{N_0}{2} df = \infty \quad (2.5)$$

Pada kenyataannya, tidak ada *noise* yang benar-benar putih, namun demikian pada suatu pemodelan yang diperhitungkan dalam sistem nyata dapat diasumsikan mendekati putih.

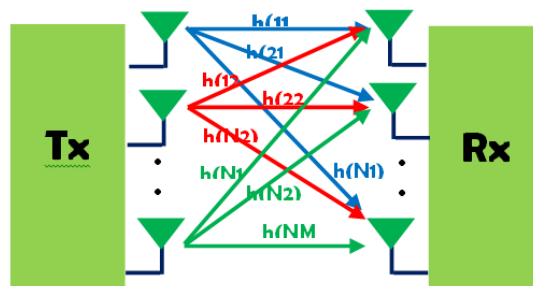


Gambar 2.1 (a) Rapat Spektral Daya *White Noise*, (b) Fungsi Otokorelasi *White Noise*

AWGN adalah model yang baik untuk mewakili kondisi sebenarnya selama hanya *noise thermal receiver* yang menjadi sumber gangguan. Efek *fading* dapat diabaikan, sehingga dapat dikatakan sistem transmisi dengan kanal AWGN adalah kanal dengan kondisi sistem paling sempurna, karena gangguan dari luar diabaikan.

2.2 Teknik Diversitas (MIMO)

Pada sistem komunikasi nirkabel, tuntutan peningkatan laju data dan kualitas layanan sistem komunikasi nirkabel semakin tinggi, sehingga memicu lahirnya teknik MIMO untuk meningkatkan efisiensi spektral dengan tetap mempertahankan kualitas. Pengertian teknik diversitas adalah teknik mengirimkan data menggunakan beberapa jalur berbeda untuk mentransmisikan sinyal informasi menuju ke penerima. Sistem MIMO terdiri dari tiga elemen pokok yaitu pemancar (Tx), kanal (H), dan penerima (Rx) [18,19], seperti pada Gambar 2.2.



Gambar 2.2 Diversitas Ruang (MIMO)

Gambar 2.2 menunjukkan sistem MIMO menggunakan M antena pemancar (Tx) dan N antena penerima (Rx). Sinyal yang diterima oleh antena penerima ke N merupakan penjumlahan dari sinyal yang dipancarkan dari M antena pemancar ditambah dengan *noise*, seperti pada persamaan (2.6).

$$\begin{aligned}
 y_1 &= h_{1,1}x_1 + h_{1,2}x_2 + \dots + h_{1,M}x_M + n_1 \\
 y_2 &= h_{2,1}x_1 + h_{2,2}x_2 + \dots + h_{2,M}x_M + n_2 \\
 &\vdots \\
 y_N &= h_{N,1}x_1 + h_{N,2}x_2 + \dots + h_{N,M}x_M + n_N
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

dengan :

y_N = sinyal yang diterima oleh penerima, berdimensi N

$h_{N,M}$ = kanal yang menyatakan sinyal yang dikirim dari pemancar (M) menuju ke penerima (N)

x_M = sinyal yang dipancarkan oleh pemancar, berdimensi M

n_N = vektor *noise* pada penerima

Secara sederhana dapat dituliskan oleh persamaan (2.7).

$$y_N = \mathbf{H}_{N,M}^{DL} x_M + n_N \tag{2.7}$$

Matriks kanal MIMO dapat ditunjukkan seperti pada persamaan (2.8).

$$\mathbf{H}_{N,M}^{DL} = h_{N,M} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \dots & h_{1,M} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \dots & h_{2,M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{N,1} & h_{N,2} & \dots & h_{N,M} \end{bmatrix} \tag{2.8}$$

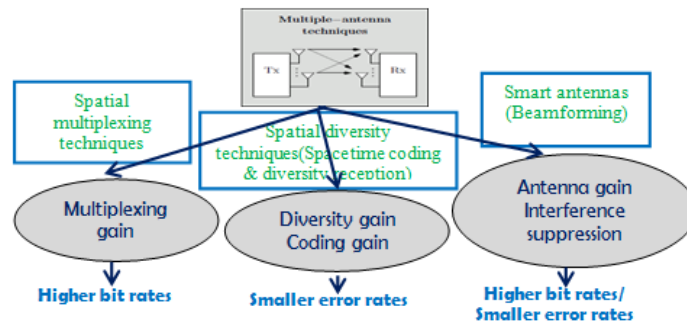
Matriks h merupakan matriks kanal MIMO yang dibentuk dari estimasi nilai $h_{N,M}$ pada kanal transmisi dengan ukuran antena pemancar kali antena penerima. Dengan menggunakan matriks pada persamaan (2.1), maka penerima dapat memperoleh kembali sinyal informasi yang dikirimkan oleh pemancar dengan cara mengalikan *inverse* matriks \mathbf{H} dengan sinyal pada sisi penerima (y), seperti persamaaan (2.9) [18] :

$$\mathbf{H}^{-1}(t)\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}^{-1}(t)\mathbf{H}(t)\mathbf{x}(t) = \mathbf{I}_{N_t}\mathbf{x}(t) = \mathbf{x}(t) \tag{2.9}$$

Keseluruhan sinyal yang diterima oleh pengguna, secara matrik dapat dituliskan pada persamaan (2.10) [20].

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,M} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{N,1} & h_{N,2} & \cdots & h_{N,M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_M \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_N \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Gambar 2.3 menunjukkan skema transmisi MIMO dengan beberapa teknik [21].



Gambar 2.3 Pembagian Skema Transmisi MIMO Berdasarkan Tekniknya

Pada MIMO, terdapat beberapa manfaat penggunaan *multiple antenna* [21], yaitu:

- Peningkatan kecepatan data transmisi dengan menggunakan teknik *Spatial Multiplexing*.
- Penurunan *error rate* dengan menggunakan teknik *Spatial Diversity*.
- Peningkatan *Signal-to-Noise Ratio* (SNRs) dengan menggunakan teknik *beamforming*.

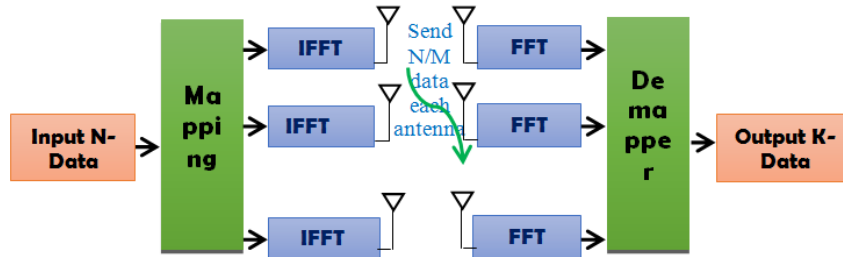
2.2.1 Skema Transmisi MIMO

Dalam aplikasinya, terdapat dua macam skema MIMO yang digunakan, yaitu teknik *spatial multiplexing* dan *spatial diversity*.

2.2.1.1 *Spatial Multiplexing*

Pada teknik *spatial multiplexing* deretan data akan dipecah (*multiplex*) menjadi N buah kanal (*layer*) dengan M merupakan jumlah antenna pemancar. Setiap antenna pemancar akan mengirimkan deretan data yang saling bebas pada satu frekuensi secara bersamaan dengan cara *multiplex*, tetapi tidak terjadi *diversity gain*. Tujuan teknik ini adalah untuk mencapai kapasitas kanal yang besar dengan memecah data kecepatan tinggi menjadi beberapa data secara paralel sesuai dengan jumlah antenna pemancar masing-masing dengan kecepatan yang lebih rendah dari kecepatan data aslinya. Teknik ini dapat menambah spektrum

efisiensi sehingga dapat menambah kecepatan data (*throughput*). Skema *spatial multiplexing* ditunjukkan oleh Gambar 2.4 [22].

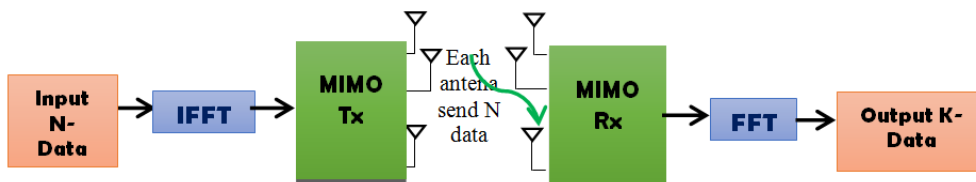


Gambar 2.4 Skema *Spatial Multiplexing*

Kapasitas pada sistem MIMO akan *linear* dengan $\min \{M,N\}$. Pada pemancar, deretan data dari M sub-sekuen akan ditransmisikan secara bersamaan menggunakan band frekuensi yang sama. Akibatnya kecepatan data akan meningkat berdasarkan faktor M, sehingga disebut dengan *multiplexing gain*.

2.2.1.2 *Spatial Diversity*

Pada teknik *spatial diversity*, deretan data yang sama (replika) dikirimkan secara paralel melalui beberapa antenna pemancar dengan menggunakan *coding* yang berbeda dan diterima oleh satu atau beberapa antenna penerima. Tujuannya adalah untuk mendapatkan kualitas sinyal yang tinggi dengan memanfaatkan teknik *diversity* pada pemancar dan penerima, atau dengan kata lain dapat meningkatkan SNR. Skema transmisi MIMO dengan *spatial diversity* ditunjukkan oleh Gambar 2.5 [22]. Teknik *spatial diversity* diantaranya yaitu: *Selection Combining (SC)*, *Equal Gain Combining (EGC)*, dan *Maximum Ratio Combining (MRC)*.



Gambar 2.5 Skema *Spatial Diversity*

2.2.1.3 Kapasitas Kanal MIMO

Pada MIMO, jika setiap antenna memancarkan daya yang sama, maka memungkinkan mendapatkan kenaikan SNR sebesar MN kali. Maka kapasitas kanal MIMO ditunjukkan dalam persamaan (2.11) [20].

$$C = B \times \log_2(1 + MN * SNR) \quad (2.11)$$

dengan :

C = kapasitas kanal (bps/Hz)

B = bandwidth (Hz)

M = jumlah antena pemancar

N = jumlah antena penerima

SNR = *Signal to Noise Ratio*

Dari persamaan (2.11), terdapat hubungan linier antara kenaikan kapasitas sistem dengan jumlah antena pemancar (M). Sehingga sangat menguntungkan untuk mengirimkan data dengan menggunakan beberapa kanal dengan daya rendah dibanding dengan menggunakan satu kanal dengan daya besar. Semakin banyak jumlah antena pemancar-penerima yang digunakan, maka kapasitas kanal yang diperoleh akan semakin tinggi. Kapasitas kanal MIMO dengan CSI dikenali oleh pemancar dapat ditunjukkan pada persamaan (2.12) [23].

$$C = \sum_{n=1}^M \log_2 \left[\left(1 + \left(\frac{E_n}{\sigma^2} \right) \cdot |h_n|^2 \right) \right] \quad (2.12)$$

dengan :

E_n = daya total

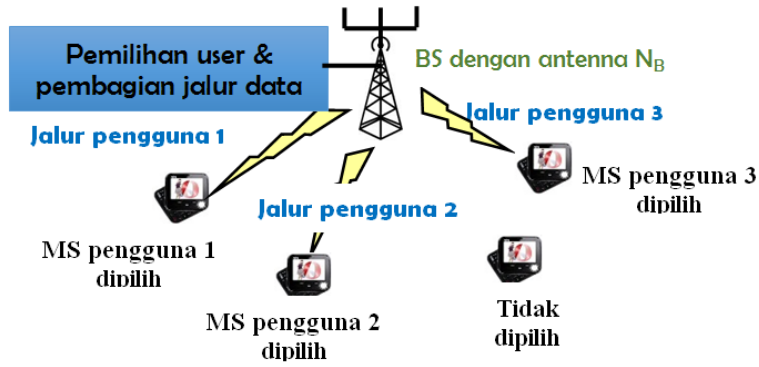
h_n = gain kanal

σ^2 = varians noise

2.3 **MULTI USER-MIMO (MU-MIMO)**

Penelitian *Single User-MIMO* yang digunakan pada komunikasi nirkabel telah dilakukan pada [1,19,24]. Dengan meningkatnya jumlah pengguna yang semakin tinggi memicu lahirnya teknik baru untuk mengatasi permasalahan tersebut yaitu penggunaan sistem MU-MIMO [8,15]. Dalam sistem *downlink* MU-MIMO, sebuah BS dengan beberapa antena mengirimkan deretan data ke beberapa pengguna, masing-masing satu atau lebih antena penerima. Gambar 2.6 menjelaskan sistem komunikasi menggunakan MU-MIMO dengan 4 pengguna.

Dengan K pengguna yang *independen* dan diasumsikan bahwa BS (pemancar) memiliki N_T antena dan *Mobile Station* (penerima) memiliki N_R antena. Pada sistem MU-MIMO terdapat kanal *uplink* dan kanal *downlink* [12].



Gambar 2.6 Sistem Komunikasi *Multi-user-MIMO*, $K=4$

2.3.1 Kanal *Multi User-MIMO* (MU-MIMO)

Sinyal yang dipancarkan oleh BS menuju penerima melewati kanal transmisi. Disebut MU-MIMO dikarenakan aplikasi MIMO ke banyak pengguna. Pada MU-MIMO memiliki 2 kanal yaitu kanal *uplink* dan kanal *downlink* [12].

2.3.1.1 Kanal *Uplink*

Kanal *uplink* MU-MIMO, dengan komponen $x_u \in \mathcal{C}^{N_R \times 1}$ dan $y_{MAC} \in \mathcal{C}^{N_T \times 1}$ menunjukkan sinyal yang ditransmisikan oleh pengguna ke- u . Gain kanal antara pengguna ke- u dan BS direpresentasikan pada persamaan (2.13).

$$\mathbf{H}_u^{UL} \in \mathcal{C}^{N_T \times N_R} \quad (2.13)$$

dengan :

\mathbf{H}_u^{UL} = gain kanal antara pengguna ke- u dan BS

\mathcal{C} = matriks himpunan kompleks dengan ukuran $N_T \times N_R$

Dan sinyal yang diterima oleh BS seperti pada persamaan (2.14).

$$\begin{aligned} y_{MAC} &= \mathbf{H}_1^{UL} x_1 + \mathbf{H}_2^{UL} x_2 + \dots + \mathbf{H}_K^{UL} x_K + n \\ &= \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{H}_1^{UL} & \mathbf{H}_2^{UL} & \dots & \mathbf{H}_K^{UL} \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}^{UL}} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_K \end{bmatrix} + z = \mathbf{H}^{UL} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_K \end{bmatrix} + n \end{aligned} \quad (2.14)$$

dengan :

y_{MAC} = sinyal yang diterima oleh pengguna pada MAC

\mathbf{H}^{UL} = gain kanal antara pengguna ke- u dan BS

x_k = sinyal yang dikirim untuk pengguna ke- K

n = *noise*

Pada kanal *uplink*, sinyal yang diterima pengguna pada MAC merupakan superposisi dari sinyal yang dipancarkan BS melewati kanal transmisi \mathbf{H}^{UL} [12].

2.3.1.2 Kanal *Downlink*

Model kanal *downlink* MU-MIMO, dimana $x \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ merupakan sinyal yang ditransmisikan oleh *base station* dan $y_u \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ menunjukkan sinyal yang diterima oleh pengguna ke- u . Gain kanal antara BS dan pengguna ke- u direpresentasikan pada persamaan (2.15).

$$\mathbf{H}_u^{DL} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T} \quad (2.15)$$

dengan :

\mathbf{H}_u^{DL} = gain kanal antara pengguna ke- u dan BS

Sinyal yang diterima diekspresikan seperti pada persamaan (2.16).

$$y_u = \mathbf{H}_u^{DL} x + n_u \quad (2.16)$$

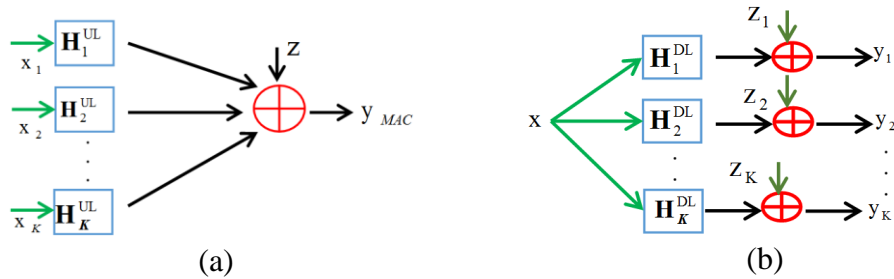
dengan :

y_u = sinyal yang diterima oleh pengguna pada kanal *downlink*

x = sinyal yang dikirim oleh pemancar

n_u = *noise* untuk pengguna ke- u

Gambar 2.7 menunjukkan kanal sistem MU-MIMO [12].



Gambar 2.7 Model Kanal Sistem MU-MIMO (a) *uplink*, (b) *downlink*

2.3.2 Precoding

Precoding merupakan teknik yang digunakan pada transmisi *multi-layer* pada sistem komunikasi nirkabel. Sinyal yang dipancarkan oleh antena pemancar masing-masing dengan bobot fase dan gain yang sesuai untuk mendapatkan daya sinyal maksimum di antena penerima [25]. Permasalahan utama pada kanal MIMO adalah pengiriman deretan data secara paralel. Pada kanal *multiple access*, permasalahan ini disebut dengan *multiuser detection*. Proses di pemancar membutuhkan CSI [25].

Untuk memperoleh CSI di pemancar, periode kanal harus lebih lebar dari periode simbol. Jika CSI diperoleh di pemancar, maka untuk simbol yang dikirimkan, keduanya dapat diterapkan pada *single-user* dan *multi-user*. Hal ini dapat diartikan sebagai *pre-equalization* di pemancar [25]. *Precoding* merupakan teknik yang digunakan pada sistem MU-MIMO yang diterapkan di pemancar untuk menghilangkan interferensi antar pengguna di penerima. *Precoding* ada 2 jenis berdasarkan tingkat kompleksitas dan performanya [10,12], yaitu :

1. *Non-linear precoding*

Non-linear precoding memiliki kompleksitas yang sangat tinggi dengan performa yang tinggi. Salah satu contoh yang termasuk linear *precoding* adalah *Dirty Paper Coding* (DPC) dan *Tomlinson-Harashima precoding* (THP).

2. *Linear precoding*

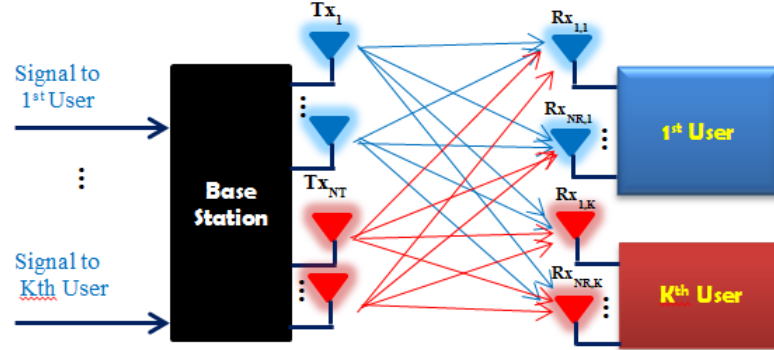
Linear precoding merupakan teknik pengkodean di sisi pemancar yang memiliki kompleksitas yang lebih rendah, karena itulah teknik linear *precoding* juga disebut sebagai *suboptimal transmitter* [10]. Skema *suboptimal transmitter* ini menggunakan kanal CSI. Salah satunya untuk mengatasi masalah *multipath fading* pada kanal transmisi [26]. Contoh linear *precoding* adalah *Channel Inversion* (CI) dan *Block Diagonalization* (BD)

2.3.2.1 *Block Diagonalization* (BD)

Kompleksitas tinggi pada DPC dan interferensi antar pengguna dengan matriks yang tidak *null space* inilah yang menjadi kelemahan pada teknik *non-linear precoding*, sehingga dikembangkan teknik *linear precoding* seperti BD [10,11]. BD merupakan teknik *linear precoding* yang diterapkan di sisi pemancar yang berfungsi untuk menghilangkan sinyal terinterferensi antar pengguna (*multi-user interference* ~ MUI) dengan menggunakan matriks *precoding* \mathbf{W}_k [12]. Diasumsikan pemancar mengetahui secara lengkap kondisi kanal atau *channel state information*.

Skema penerapan BD pada transmisi sistem MU MIMO-GFDM untuk K-pengguna seperti Gambar 2.8 dengan ukuran matriks kanal $\mathbf{H}_u^{\text{DL}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{R,total}} \times N_T}$, dimana $N_{\text{R,total}} = \sum_{u=1}^K N_{\text{R},u} = N_T$. $N_{\text{R,total}}$ adalah total antenna seluruh pengguna

di penerima, $N_{R,u}$ adalah jumlah antenna setiap pengguna, dan N_T adalah jumlah antenna di *base station* [12].



Gambar 2.8 Skema Transmisi MU MIMO-GFDM dengan *BD Precoding*

Hasil perkalian matriks kanal dengan matriks *precoding*, $\mathbf{H}_k \mathbf{W}_k$ menjadi diagonal blok dikarenakan ukuran matriks adalah bujur sangkar, yaitu $N_{R,\text{total}} = N_T$, sehingga algoritma ini dinamakan *Block Diagonalization* seperti pada persamaan (2.17) [16].

$$\mathbf{H}_k = [\mathbf{H}_1^T \quad \mathbf{H}_2^T \quad \dots \quad \mathbf{H}_K^T]^T \quad (2.17a)$$

$$\mathbf{W}_k = [\mathbf{W}_1 \quad \mathbf{W}_2 \quad \dots \quad \mathbf{W}_K] \quad (2.17b)$$

dengan:

\mathbf{H}_k = matriks kanal

\mathbf{W}_k = matriks *precoding*

Jika sinyal yang diterima oleh pengguna dinyatakan pada persamaan (2.18) [10,11,15].

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_u &= \mathbf{H}_u^{DL} \sum_{k=1}^K \mathbf{W}_k \tilde{\mathbf{x}}_k + \mathbf{n}_u \\ &= \mathbf{H}_u^{DL} \mathbf{W}_u \tilde{\mathbf{x}}_u + \sum_{k=1, k \neq u}^K \mathbf{H}_k^{DL} \mathbf{W}_k \tilde{\mathbf{x}}_k + \mathbf{n}_u \end{aligned} \quad (2.18)$$

dengan:

y_u = sinyal yang diterima pengguna ke-u

\mathbf{H}_u^{DL} = matriks kanal antara *Base Station* dan pengguna ke-u (*user desired*)

\mathbf{W}_u = matriks *precoding* untuk pengguna ke-u (*user desired*)

$\tilde{\mathbf{x}}_u$ = sinyal yang dikirim pengguna ke-u (*user desired*)

\mathbf{H}_k^{DL} = matriks kanal antara *Base Station* dan pengguna ke-k (*interfering user*)

\mathbf{W}_u = matriks *precoding* untuk pengguna ke-u (*interfering user*)

\tilde{x}_k = sinyal yang dikirim pengguna ke-u (*interfering user*)

n_u = *noise* pengguna ke-u

K = jumlah pengguna

Berdasarkan persamaan (2.18), diumpamakan terdapat K pengguna, maka matriks sinyal yang diterima oleh pengguna dinyatakan seperti pada persamaan (2.19) [12].

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_K \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1^{DL} & \mathbf{H}_1^{DL} & \dots & \mathbf{H}_1^{DL} \\ \mathbf{H}_2^{DL} & \mathbf{H}_2^{DL} & \dots & \mathbf{H}_2^{DL} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_K^{DL} & \mathbf{H}_K^{DL} & \dots & \mathbf{H}_K^{DL} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1 x_1 \\ \mathbf{W}_2 x_2 \\ \vdots \\ \mathbf{W}_K x_K \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_K \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1^{DL} \mathbf{W}_1 & \mathbf{H}_1^{DL} \mathbf{W}_2 & \dots & \mathbf{H}_1^{DL} \mathbf{W}_K \\ \mathbf{H}_2^{DL} \mathbf{W}_1 & \mathbf{H}_2^{DL} \mathbf{W}_2 & \dots & \mathbf{H}_2^{DL} \mathbf{W}_K \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_K^{DL} \mathbf{W}_1 & \mathbf{H}_K^{DL} \mathbf{W}_2 & \dots & \mathbf{H}_K^{DL} \mathbf{W}_K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_K \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_K \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.19)$$

dengan:

$\mathbf{H}_u^{DL} \in \mathbb{C}^{N_{R,u} \times N_T}$ = matriks kanal antara BS dan pengguna ke-u

$\mathbf{W}_u \in \mathbb{C}^{N_T \times N_{R,u}}$ = matriks *precoding* untuk pengguna ke-u

N_T = jumlah antena di BS atau pemancar

$N_{R,u}$ = jumlah antena pada penerima pengguna ke-u

n_u = *noise* pengguna ke-u

CSI yang diketahui di pemancar mengakibatkan pemancar dapat mengetahui sinyal interferensinya, sehingga matriks $\sum_{k=1, k \neq u}^K \mathbf{H}_k^{DL} \mathbf{W}_k \tilde{x}_k$ akan menimbulkan interferensi terhadap pengguna ke-u dan harus dihilangkan. Untuk menghilangkan interferensi, maka $\{\mathbf{H}_k^{DL} \mathbf{W}_k\}_{k \neq u}$ akan dijadikan *zero matrixs*, seperti persamaan matematis (2.20) [12].

$$\mathbf{H}_k^{DL} \mathbf{W}_k = \mathbf{0}_{N_{R,u} \times N_{R,u}}, \quad \forall k \neq u \quad (2.20)$$

dengan:

$\mathbf{H}_k^{DL} \mathbf{W}_k$ = matriks kanal untuk penerima pengguna ke-u dan pengirim pengguna ke-k

$\mathbf{0}_{N_{R,u} \times N_{R,u}}$ = *zero matrixs*

Berdasarkan persamaan (2.20), diumpamakan terdapat K pengguna, maka sinyal bebas interferensi yang diterima oleh pengguna ke-u dapat ditunjukkan

dalam bentuk matriks seperti pada persamaan (2.21) [12]. Bentuk matriks *unitary* inilah yang berbentuk diagonal, sehingga dinamakan dengan hasil pencapaian BD yang dapat menghilangkan interferensi antar pengguna.

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1^{DL} \mathbf{W}_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{H}_2^{DL} \mathbf{W}_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \mathbf{H}_K^{DL} \mathbf{W}_K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_K \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_K \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

dengan:

y_u = sinyal yang diterima pengguna ke-u

\mathbf{H}_u^{DL} = matriks kanal antara *Base Station* dan pengguna ke-u

\mathbf{W}_u = matriks *precoding* untuk pengguna ke-u

\tilde{x}_u = sinyal yang dikirim pengguna ke-u

n_u = *noise* pengguna ke-u

Sedangkan untuk mengatasi kendala daya pancar total, *precoders* \mathbf{W} harus dijadikan matriks *unitary*, dengan $u=1,2,3,\dots,K$. Berdasarkan persamaan (2.21), maka sinyal yang bebas interferensi yang diterima oleh pengguna ke-u ditunjukkan pada persamaan (2.22).

$$\mathbf{y}_u = \mathbf{H}_u^{DL} \mathbf{W}_u \tilde{x}_u + \mathbf{n}_u \quad (2.22)$$

Setelah sinyal bebas interferensi diperoleh dengan menggunakan persamaan (2.22), maka berbagai metode deteksi sinyal \tilde{x}_u dapat digunakan untuk memerkirakan nilai \tilde{x}_u [12]. Agar matriks $\{\mathbf{W}_k\}_{k=1}^K$ terpenuhi pada persamaan (2.20), maka dibuat matriks kanal yang terdiri dari gain kanal seluruh pengguna kecuali pengguna ke-u, seperti ditunjukkan pada persamaan (2.23).

$$\tilde{\mathbf{H}}_u^{DL} = [(\mathbf{H}_1^{DL})^H \cdots (\mathbf{H}_{u-1}^{DL})^H (\mathbf{H}_{u+1}^{DL})^H \cdots (\mathbf{H}_K^{DL})^H]^H \quad (2.23)$$

Matriks *precoding* $\mathbf{W}_u \in \mathbb{C}^{N_T \times N_{R,u}}$ harus didesain *null space* dari $\tilde{\mathbf{H}}_u^{DL}$. Untuk menghilangkan MUI, maka BD *precoding* menggunakan algoritma *singular value decomposition* (SVD). SVD didasarkan pada teorema linear algebra dan dikatakan matriks bujur sangkar \mathbf{H} dengan cara mendiagonalkan matriks $\mathbf{H}\mathbf{W}$. Tujuan penggunaan SVD adalah untuk mengestimasi matriks respon kanal. Dengan penerapan SVD, basis *orthogonal* matriks kanal $\tilde{\mathbf{H}}_u^{DL}$ dapat didekomposisi menjadi persamaan (2.24).

$$\tilde{\mathbf{H}}_u^{DL} = \tilde{\mathbf{U}}_u \tilde{\mathbf{\Sigma}}_u [\tilde{\mathbf{V}}_u^{non-zero} \quad \tilde{\mathbf{V}}_u^{zero}]^H \quad (2.24)$$

dengan:

\mathbf{U} = eigenvector orthonormal matriks $\mathbf{H}\mathbf{H}^T$

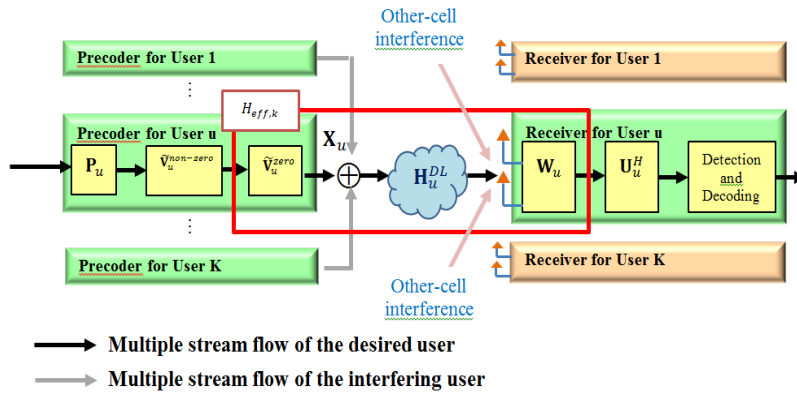
\mathbf{V} = eigenvector orthonormal matriks $\mathbf{H}^T\mathbf{H}$

\mathbf{S} = matriks diagonal terdiri dari akar kuadrat eigenvalue dari matriks \mathbf{U} dan \mathbf{V} yang disusun *descending order*.

Pada persamaan (2.24), matriks $\tilde{\mathbf{V}}_u^{non-zero} \in \mathbb{C}^{(N_{R,total}-N_{R,u}) \times N_T}$ dan $\tilde{\mathbf{V}}_u^{zero} \in \mathbb{C}^{N_{R,u} \times N_T}$ disusun pada vektor singular kanan yang berdasarkan nilai *non-zero singular* dan nilai *zero singular*. Hasil perkalian $\tilde{\mathbf{H}}_u^{DL}$ dengan $\tilde{\mathbf{V}}_u^{zero}$ ditunjukkan pada persamaan (2.25) [12].

$$\begin{aligned}
 \tilde{\mathbf{H}}_u^{DL} \tilde{\mathbf{V}}_u^{zero} &= \tilde{\mathbf{U}}_u \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{S}}_u^{non-zero} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (\tilde{\mathbf{V}}_u^{non-zero})^H \\ (\tilde{\mathbf{V}}_u^{zero})^H \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{V}}_u^{zero} \\
 &= \tilde{\mathbf{U}}_u \tilde{\mathbf{S}}_u^{non-zero} (\tilde{\mathbf{V}}_u^{non-zero})^H \tilde{\mathbf{V}}_u^{zero} \\
 &= \tilde{\mathbf{U}}_u \tilde{\mathbf{S}}_u^{non-zero} 0 \\
 &= 0
 \end{aligned} \tag{2.25}$$

Pada persamaan (2.25), $\tilde{\mathbf{V}}_u^{zero}$ adalah *null space* dari $\tilde{\mathbf{H}}_u^{DL}$, sehingga sinyal yang ditransmisikan pada arah $\tilde{\mathbf{V}}_u^{zero}$ dengan menempatkan sinyal pengguna lain bernilai nol. Kemudian $\mathbf{W}_u = \tilde{\mathbf{V}}_u$ digunakan sebagai *precoding* pengguna ke-u. Gambar 2.9 menunjukkan MU-MIMO *downlink* menggunakan BD *precoding* dengan algoritma SVD dalam menghilangkan MUI [17].

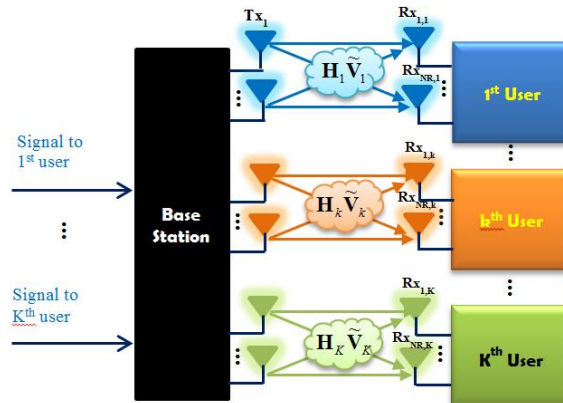


Gambar 2.9 MU-MIMO *Downlink* dengan BD *Precoding*

Dengan *precoding* $\{\mathbf{W}_k\}_{k=1}^K$, MUI secara sempurna dihilangkan dan terbentuk kanal *downlink Single User-MIMO* secara paralel antara pengguna dengan BS seperti pada Gambar 2.10 [27]. Sedangkan IAI dapat dihilangkan

dengan menggunakan detektor. Sehingga, kanal efektif MIMO untuk pengguna ke- u dideskripsikan pada persamaan (2.26) [10].

$$\mathbf{H}_{eff,u} = \mathbf{H}_u \tilde{\mathbf{V}}_u^{zero} \quad (2.26)$$



Gambar 2.10 Kondisi Kanal *Null Space* Setelah Penambahan Matriks *Precoding*

2.4 Singular Value Decomposition (SVD)

Operasi dekomposisi nilai singular (*singular value decomposition*) merupakan teknik *orthogonal* untuk mendekomposisi suatu matriks menjadi beberapa komponen matriks, yang berkaitan dengan nilai singular suatu matriks [18]. Dekomposisi matriks sering disebut dengan faktorisasi [28]. Secara ideal, matriks didekomposisi menjadi satu set faktor (*orthogonal* atau *independent*) yang optimal didasarkan beberapa kriteria yang diperoleh dari rekonstruksi matriks dekomposisi. Secara umum SVD menunjukkan perluasan dari data asli pada sistem koordinat dimana *covariance matrix* adalah diagonal [28].

SVD didasarkan pada teorema linear algebra dan dikatakan *rectangular* matriks \mathbf{A} dengan cara mendiagonalisasi suatu matriks dan mendapatkan nilai eigennya. Nilai eigen adalah nilai karakteristik dari suatu matriks bujur sangkar [29,30]. Jika kolom dan baris dari matriks \mathbf{A} adalah independen satu terhadap yang lainnya, maka dengan menggunakan metode SVD, matriks \mathbf{A} dapat didekomposisi ke dalam bentuk perkalian dari tiga matriks seperti persamaan (2.27).

$$\mathbf{A} = \mathbf{U}_A \mathbf{S}_A \mathbf{V}_A^* \quad (2.27)$$

dengan :

\mathbf{U}_A = matriks *orthogonal*

\mathbf{S}_A = matriks diagonal yang terdiri dari akar kuadrat *eigenvalue* dari matriks \mathbf{U} dan \mathbf{V} yang disusun *descending*

V_A^* = transpose dari matriks *orthogonal*

U dan V adalah matriks *unitaris non singular orthogonal* dengan nilai absolut 1, dimana *transposenya* merupakan invers dari matriks itu sendiri. U dibentuk oleh vektor eigen *orthonormal* matriks korelasi AA^T , vektor kolom *orthogonalnya* memuat vektor kiri singular matriks V_H^* . V dibentuk oleh vektor eigen *orthonormal* matriks korelasi $A^T A$, vektor kolom *orthogonalnya* memuat vektor singular kanan matriks A . S adalah matriks diagonal yang terdiri dari nilai singular matriks A pada diagonal utama, dimana elemennya bernilai positif atau nol.

Berdasarkan operasi SVD persamaan (2.27), maka melalui penjabaran persamaan (2.28) dan (2.29) suatu matriks A didiagonalisasi sehingga tercipta subkanal secara terpisah dan independen seperti pada persamaan (2.30).

$$\sum_{i=1}^2 U_{ik}U_{in} = \delta_{kn} \quad 1 \leq k \leq 2 ; 1 \leq n \leq 2 \quad (2.28)$$

$$\sum_{j=1}^2 U_{jk}U_{jn} = \delta_{kn} \quad 1 \leq k \leq 2 ; 1 \leq n \leq 2 \quad (2.29)$$

$$S_A = \begin{bmatrix} \lambda_{A,max} & 0 \\ 0 & \lambda_{A,max} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Nilai singular pada matriks diagonal merupakan pangkat dua dari nilai eigen (*eigenvalue*) matriks A . $\lambda_{A,1}$ dan $\lambda_{A,2}$ merupakan nilai eigen dari matriks A , yang menggambarkan gain kanal. Vektor V_i dari matriks V_A merupakan *transmit weight factor* untuk eksitasi dari nilai singular $\sqrt{\lambda_i}$ dan *receive weight factor* adalah matriks U_i^* pada matriks U_A . Dengan demikian, kanal independen dinyatakan dengan persamaan (2.31) dan (2.32).

$$A V_1 = \sqrt{\lambda_{A,1}} U_1 \quad (2.31)$$

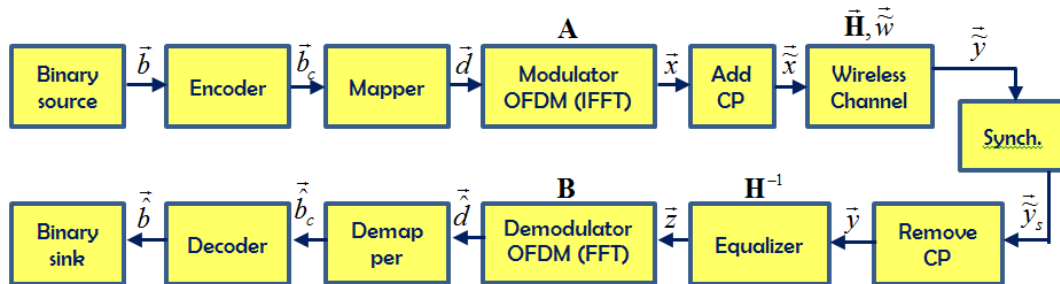
$$A V_2 = \sqrt{\lambda_{A,2}} U_2 \quad (2.32)$$

2.5 ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING

OFDM adalah salah satu jenis transmisi *multicarrier* dimana aliran data serial berkecepatan tinggi dibagi menjadi beberapa *subcarrier orthogonal* yang berkecepatan rendah [12,32]. OFDM menggunakan simbol yang lebih panjang untuk meminimalisasi ISI yang mengakibatkan menurunnya simbol rate dan kapasitas kanal. Penggunaan algoritma IFFT dan FFT pada OFDM mengurangi tingkat kompleksitas sistem di pengirim dan penerima. Penggunaan algoritma

tersebut tidak diperlukan banyak osilator, mixer dan filter untuk setiap *subcarrier*.

Gambar 2.11 menunjukkan blok diagram *transceiver* OFDM.



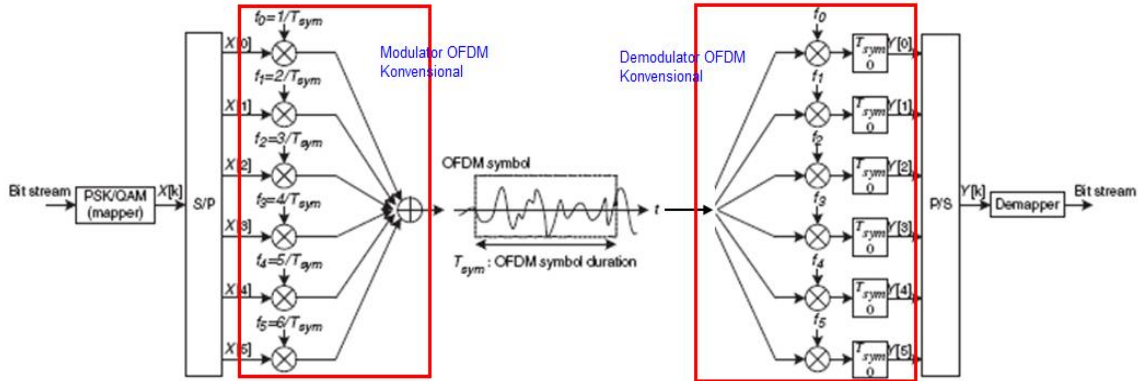
Gambar 2.11 Blok Diagram *Transceiver* OFDM

Berdasarkan Gambar 2.11, input biner \vec{b} yang dihasilkan oleh sumber biner dikodekan menjadi \vec{b}_c . Hasil pengkodean akan dipetakan ke dalam blok *mapper*. Output dari blok *mapper* adalah vektor \vec{d} , secara matematis dinyatakan sebagai $\vec{d} = (d_0, d_1, \dots, d_{(K \times M) - 1})$ dengan jumlah *subcarrier* pada OFDM adalah total perkalian *subcarrier* (K) dan *subsymbol* (M) yang digunakan pada GFDM. Pada sisi pemancar deretan bit dimodulasi dengan teknik modulasi digital menjadi deretan simbol. Kemudian sinyal serial diubah ke bentuk sinyal paralel. Lalu masing-masing sinyal paralel masuk ke blok IFFT. Sinyal yang keluar dari blok IFFT merupakan sinyal *multicarrier*. Sinyal *multicarrier* tersebut ditambahkan CP untuk mengurangi ISI. Sebelum dikirim, sinyal OFDM paralel diubah ke bentuk sinyal OFDM serial. Setelah melewati kanal, sinyal OFDM diubah kembali ke bentuk sinyal paralel. Pada sisi penerima, CP akan dibuang, kemudian sinyal *multicarrier* tersebut masuk ke blok FFT. Pada blok FFT sinyal *multicarrier* tersebut akan diubah menjadi sinyal *subcarrier* yang paralel. Sinyal *subcarrier* informasi akan masuk ke blok P/S, kemudian dilakukan demodulasi untuk mendapatkan bit informasi kembali.

2.5.1 MODULATOR DAN DEMODULATOR

Algoritma IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) dan FFT (*Fast Fourier Transform*) berfungsi sebagai modulator dan demodulator pada OFDM. Gambar 2.12 merupakan contoh modulator dan demodulator OFDM konvensional. Dari gambar tersebut dapat dijelaskan: data biner yang telah dipetakan dalam mapper (BPSK, QPSK, M-QAM, dan lainnya) akan menghasilkan simbol hasil mapper. Simbol tersebut dipecah dalam bentuk serial

paralel dan dimodulasi oleh sinyal *subcarrier* dengan frekuensi tertentu, sehingga dihasilkan sinyal yang saling *orthogonal*. Kemudian semua sinyal tersebut ditambahkan sehingga dihasilkan simbol OFDM [33].



Gambar 2.12 Modulator dan Demodulator OFDM Konvensional

OFDM konvensional membutuhkan lebih banyak modulator jika menggunakan lebih banyak *subcarrier*. Untuk mengatasi hal seperti itu dapat menggunakan prinsip dari IFFT dan FFT. Pada OFDM, masing-masing *subcarrier* memiliki persamaan gelombang seperti pada persamaan (2.33).

$$S_c(t) = A_c(t)e^{j(\omega_c t + \theta(t))} \quad (2.33)$$

2.5.1.1 Modulator OFDM

Pada modulator OFDM digunakan algoritma *Inverse Fast Fourier Transform* (IFFT) yang bertujuan untuk pembuatan simbol OFDM. Pada algoritma IFFT, simbol akan diubah dari domain frekuensi menjadi domain waktu seperti yang ditunjukkan Gambar 2.13 dan persamaan (2.34).

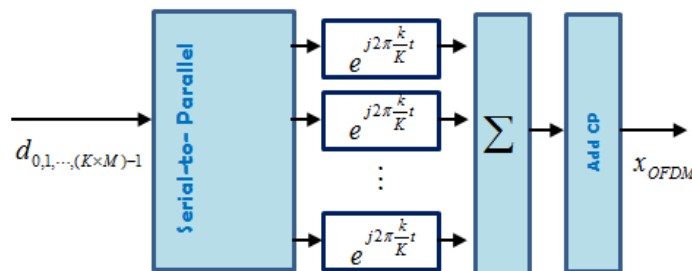
$$s(t) = \sum_{k=0}^{K-1} s(k) \sin\left(\frac{2\pi tk}{K}\right) + j \sum_{k=0}^{K-1} s(k) \cos\left(\frac{2\pi tk}{K}\right) \quad (2.34)$$

dengan :

K = Jumlah point IFFT (*subcarrier* total)

$s(t)$ = nilai sinyal pada domain waktu

$s(k)$ = nilai dari spektrum ke-k (domain frekuensi)



Gambar 2.13 Modulator OFDM

Berdasarkan gambar 2.13 menunjukkan total *subcarrier waveform* OFDM merupakan hasil perkalian dari *subcarrier* (K) dan *subsymbol* (M) pada GFDM.

2.5.1.2 Demodulator OFDM

Pada demodulator OFDM digunakan algoritma *Fast Fourier Transform* (FFT) yang bertujuan untuk pengurai simbol OFDM. Pada algoritma FFT, simbol akan diubah dari domain waktu menjadi domain frekuensi seperti yang ditunjukkan pada persamaan (2.35).

$$s(k) = \sum_{t=0}^{K-1} s(t) \sin\left(\frac{2\pi tk}{K}\right) - j \sum_{t=0}^{K-1} s(t) \cos\left(\frac{2\pi tk}{K}\right) \quad (2.35)$$

dengan :

K = Jumlah point IFFT (*subcarrier* total)

$s(t)$ = nilai sinyal pada domain waktu

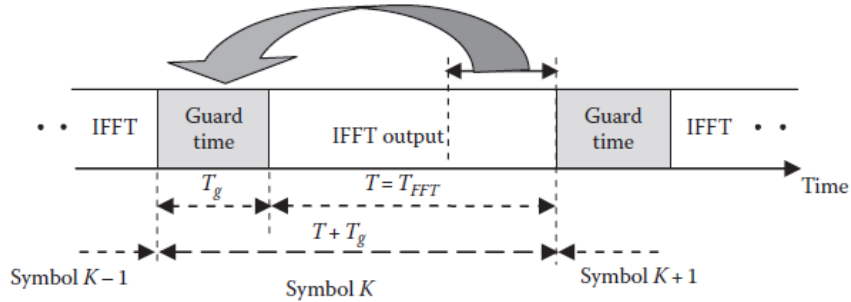
$s(k)$ = nilai dari spektrum ke-k (domain frekuensi)

2.5.2 Guard Interval OFDM

Seperti yang telah dijelaskan sebelumnya bahwa ke-orthogonalitas simbol OFDM dapat dipertahankan dengan menerapkan FFT pada sisi *receiver*. Hal ini dapat tercapai bila tidak terjadi *Intersymbol Interference* (ISI) dan *Intercarrier Interference* (ICI) yang diakibatkan oleh kanal transmisi. Namun, hal ini sangat sulit tercapai karena pada umumnya kanal transmisi *nirkabel* dapat menyebabkan lintasan jamak pada sinyal yang ditransmisikan. Hal ini mengakibatkan diterimanya sinyal asli yang mengalami *delay* pada *receiver*. Dengan demikian, suatu simbol dapat mengakibatkan interferensi pada simbol berikutnya atau suatu simbol dapat mengalami interferensi dari simbol sebelumnya.

Suatu cara untuk mengatasi ISI oleh kanal *multipath* ialah dengan melakukan penyisipan *guard interval* pada setiap simbol OFDM. *Guard interval* dapat berupa CP (*cyclic prefix*). Dalam sistem OFDM, CP memegang peranan penting untuk mempertahankan orthogonalitas *subcarrier* OFDM pada situasi kanal yang selektif frekuensi. CP adalah deretan bit yang dibentuk dengan menyalin ulang sebagian bit-bit suatu simbol OFDM, kemudian menempatkan bit-bit tersebut di awal simbol. Dengan adanya tambahan CP ini, sinyal OFDM tidak akan mengalami ISI selama besar *delay spread* kanal lebih

pendek dari durasi CP yang ditunjukkan Gambar 2.14 dan Gambar 2.15 [34].



Gambar 2.14 Penyisipan *Guard Interval* pada Simbol OFDM



Gambar 2.15 Ilustrasi *Delay Spread*

ISI hanya akan berpengaruh pada bagian simbol yang berupa CP saja, sedangkan data *payload* OFDM tidak mengalami distorsi akibat ISI. Besar durasi CP bisa dikonfigurasi 1/32, 1/16, 1/8 atau 1/4 dari panjang simbol OFDM. Sehingga dengan adanya penambahan CP periode dari simbol OFDM dapat dituliskan seperti persamaan (2.36).

$$T = T_g + T_s \tag{2.36}$$

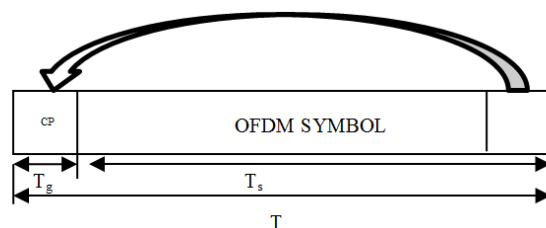
dengan:

T = total periode simbol OFDM yang dikirimkan

T_g = periode guard interval (*cyclic prefix*)

T_s = simbol OFDM asli

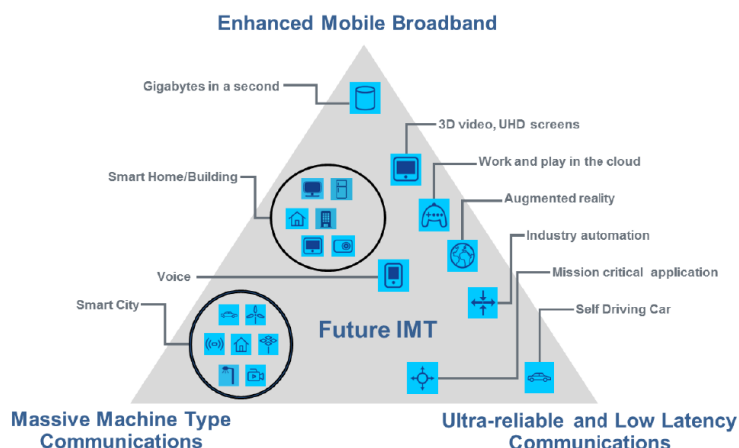
Dari persamaan (2.36) dapat diilustrasikan bahwa gambar dari suatu periode simbol OFDM seperti Gambar 2.16 [34].



Gambar 2.16 Periode Simbol OFDM

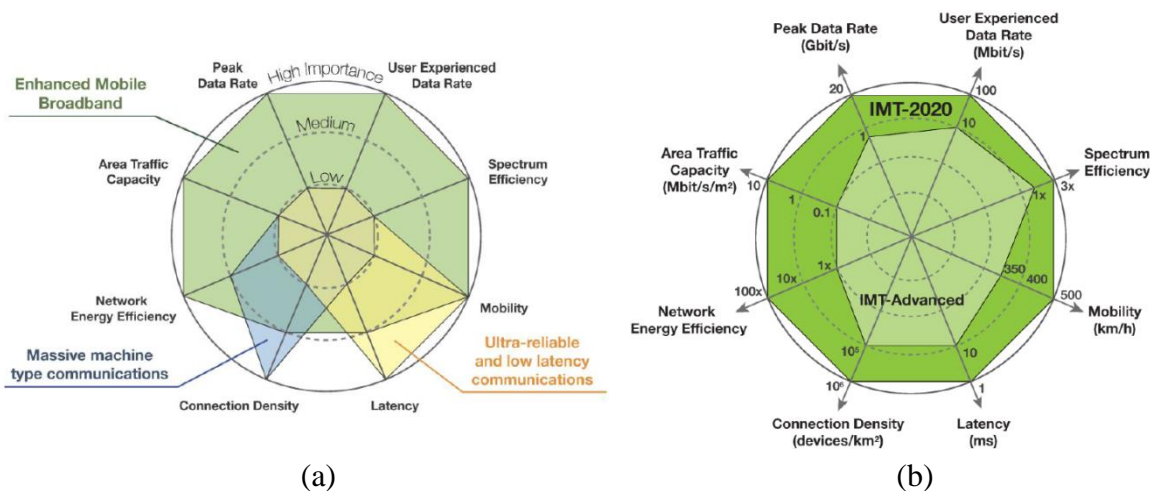
2.6 TEKNOLOGI 5G

Aplikasi yang mendukung komunikasi 5G dikelompokkan menjadi 3, yaitu eMBB, mMTC, dan *Ultra-reliable and Low Latency Communications* seperti ditunjukkan pada Gambar 2.17 berdasarkan visi ITU dan IMT [35].



Gambar 2.17 Kategori Aplikasi 5G [35]

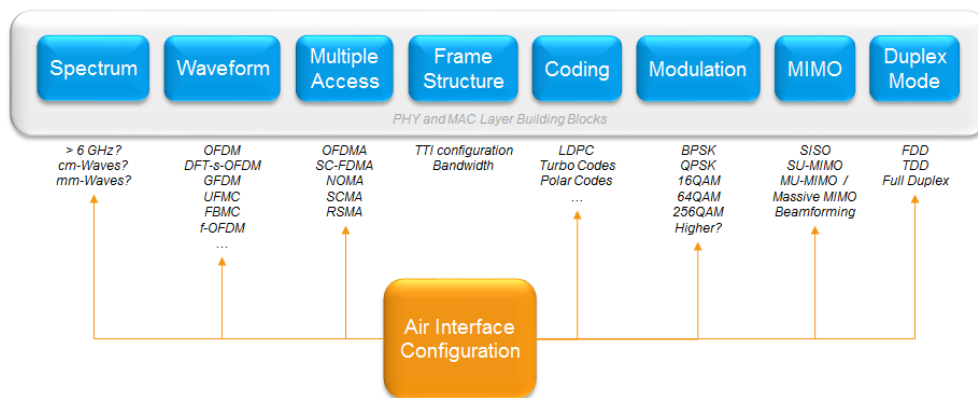
Aplikasi 5G harus memenuhi *key performance indicator* (KPI) seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.18a. Teknologi 5G mampu mencapai *data rate* hingga 20Gbps dengan *data rate* rata-rata setiap pengguna 100Mbps. *Latency* rendah 1ms dan kecepatan mobilitas hingga 500km/h. Gambar 2.18b menunjukkan perbandingan KPI antara 4G (IMT-Advanced) dan 5G (IMT-2020).



Gambar 2.18 (a) KPI Jaringan 5G, (b) Perbandingan KPI antara 4G (IMT-Advanced) dan 5G (IMT-2020) [35]

Grup riset IMT-2000 memperkenalkan visi 5G pada tahun 2014, sedangkan *timeline* yang dibuat 3GPP, riset 5G dimulai pada tahun 2016. Keduanya bertujuan untuk menganalisis beberapa KPI seperti pada Gambar 2.18 yang merupakan tuntutan yang harus dipenuhi untuk sistem komunikasi seluler masa depan yang mampu mengatasi kelemahan teknologi seluler sebelumnya yaitu 4G [35,37].

Persyaratan pada KPI akan memperhatikan desain *Physical Layer* (PHY) dan *Medium Access Control* (MAC) pada 5G. Garis pedoman akan diidentifikasi dan didiskusikan [35] sebagai aspek desain layer PHY/MAC pada 5G yaitu penggunaan *waveform* yang mampu mengatasi kelemahan LTE yang menggunakan *waveform* OFDM. Gambar 2.19 menunjukkan blok layer PHY/MAC pada 5G. Blok layer PHY/MAC terdiri dari spektrum, *waveform*, *multiple access*, *frame structure*, *coding*, *modulation*, MIMO, dan *duplex mode*.



Gambar 2.19 Blok Layer PHY/MAC pada 5G [35]

OFDM sebagai *waveform* yang digunakan pada 4G memiliki beberapa kelemahan, diantaranya [37]:

1. OFDM membutuhkan banyak CP untuk mengatasi *multi-path fading*. Karena penggunaan banyak CP pada setiap simbol (*subcarrier*), maka akan menimbulkan bandwidth tidak efisien.
2. Sensitif terhadap frekuensi offset dan tingginya nilai PAPR.
3. Teknologi 4G dengan OFDM menggunakan bentuk gelombang persegi sehingga *sidelobe* yang dihasilkan lebar yang menimbulkan interferensi antar *subcarrier* semakin tinggi.

Tim 5GNOW [5], tim yang anggotanya terdiri dari beberapa negara di Eropa sedang melakukan penelitian untuk teknologi 5G yang diperkirakan release pada tahun 2020. Dalam penelitiannya terdapat empat kandidat *waveform* yang dievaluasi untuk memenuhi persyaratan *waveform* 5G [5,8,37]. Tabel 2.2 menunjukkan tabel perbandingan antara keempat *waveform* (FBMC, UFMC, BFDM, dan GFDM) dimana pada dasarnya memiliki konsep yang sama dalam

penggunaan filter bank di sisi pemancar yang bertujuan untuk mengurangi emisi OOB [8,37].

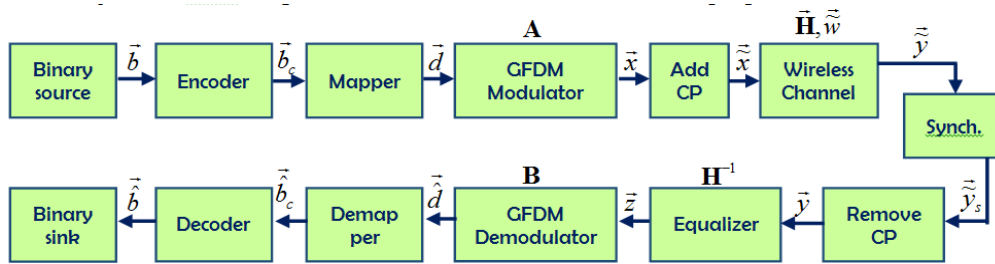
Tabel 2.1 Tabel Perbandingan Kandidat *Waveform 5G*

5G WAVEFORM	PENJELASAN	KELEBIHAN	KELEMAHAN
FBMC (<i>Filter-Bank Multi-Carrier</i>)	Pemfilteran level <i>subcarrier</i> dilakukan pada bank filter di sisi pemancar dan penerima.	<ul style="list-style-type: none"> - Tidak membutuhkan sinkronisasi kompleks seperti pemetaan waktu di LTE. - Efisiensi spektral bandwidth yang bagus. - Fleksibel dalam mengontrol <i>overlapping</i> antar <i>subcarrier</i>. - Cocok digunakan pada <i>cognitive radio</i>. - Tahan terhadap mobilitas tinggi. 	<ul style="list-style-type: none"> - Tidak efisien untuk sistem komunikasi yang bersifat “<i>bursty</i>”. - Interferensi tinggi antar <i>subcarrier</i>. - Semakin panjang filter, kompleksitas tinggi. - Skema MIMO seperti Alamouti tidak bekerja dengan baik. - <i>Scattered pilot</i> menjadi kompleks.
UFMC (<i>Universal Filtered Multi-Carrier</i>)	Berlawanan dengan FBMC, UFMC menggunakan sekelompok <i>subcarrier</i> pada suatu band kemudian dilakukan proses filter.	<ul style="list-style-type: none"> - Efisiensi spektral bandwidth yang tinggi. - Cocok untuk transmisi yang membutuhkan respon cepat dengan <i>latency</i> rendah “<i>burst communication</i>”. - Semakin pendek filter, kompleksitas rendah. - Interferensi rendah antar <i>subcarrier</i>. 	<ul style="list-style-type: none"> - Sinkronisasi tinggi dibandingkan CP-OFDM. - UFMC tidak cocok untuk aplikasi kecepatan data tinggi - Delay spread tinggi, sehingga dibutuhkan <i>multi-tap equalizers</i>. - Ukuran FFT di penerima tinggi, kompleksitas naik.
BFDM (<i>Bi-orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>)	Memiliki dua <i>pulse shaping</i> yang saling <i>orthogonal</i> satu sama lain dengan menggunakan modulasi OQAM.	<ul style="list-style-type: none"> - Alokasi frekuensi yang baik, menghasilkan sistem tahan terhadap pengaruh frekuensi (efek Doppler). - Alokasi waktu yang baik, menghasilkan sistem tahan terhadap pengaruh <i>multipath fading</i>. 	<ul style="list-style-type: none"> - Kompleksitas tinggi. - Tidak dapat diimplementasikan dengan sistem MIMO.
GFDM (<i>Generalized Frequency</i>)	modulasi <i>multi-carrier</i> yang berkaitan dengan	<ul style="list-style-type: none"> - PAPR rendah. - OOB rendah. - Efisiensi bandwidth 	<ul style="list-style-type: none"> - Kompleksitas penerima tinggi. - Menimbulkan <i>self-ICI</i>

<p><i>Division Multiplexing)</i></p>	<p><i>pulse shaping yang flexible.</i></p>	<p>dengan penggunaan 1 CP setiap blok.</p>	<p>karena <i>non-orthogonalitas</i> dimiliki GFDM.</p>	<p><i>non-orthogonalitas yang dimiliki waveform</i></p>
--------------------------------------	--	--	--	---

2.7 GENERALIZED FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING

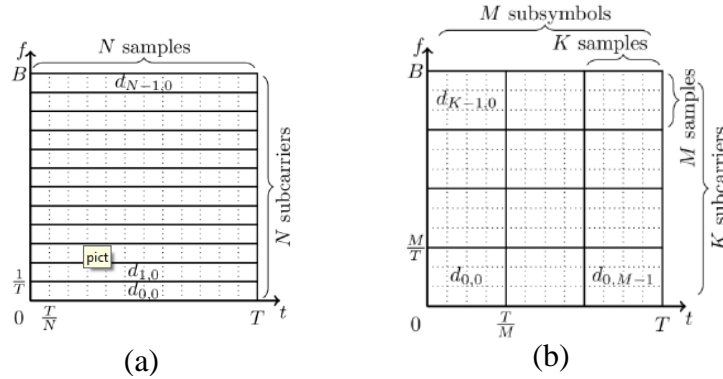
GFDM merupakan kandidat *waveform* 5G yang mengadopsi prinsip OFDM dimana sinyal GFDM dikonstruksi dari penjumlahan *tones* [5], yaitu beberapa sinyal yang membawa simbol data tertentu pada *timeslot* dan *subcarrier* tertentu. GFDM adalah modulasi *multi-carrier* yang berkaitan dengan *pulse shaping* yang fleksibel dan didasarkan pada modulasi blok independen, dimana setiap blok terdiri dari sejumlah *subcarrier* dan *subsymbol*. Gambar 2.20 menunjukkan blok diagram *transceiver* GFDM [5].



Gambar 2.20 Blok Diagram *Transceiver* GFDM

Berdasarkan Gambar 2.20 mengenai blok diagram *transceiver* GFDM, input biner \vec{b} yang dihasilkan oleh sumber biner dikodekan menjadi \vec{b}_c . Hasil pengkodean akan dipetakan ke dalam blok *mapper* (modulasi *bandpass*). Output dari blok *mapper* adalah vektor \vec{d} , secara matematis dinyatakan sebagai $\vec{d} = (d_0, d_1, \dots, d_{N-1})$ dengan N adalah jumlah dari seluruh simbol. Vektor \vec{d} selanjutnya diubah menjadi data dengan laju rendah (S/P) dan didekomposisi menjadi blok GFDM (N) dengan ukuran $K \times M$ di dalam blok GFDM Modulator, dengan K dan M secara berturut-turut adalah jumlah *subcarrier* dan *subsymbol*. Sehingga, vektor hasil dekomposisi dapat ditulis $\vec{d} = (d_{0,0}, d_{1,0}, \dots, d_{K-1,M-1})$.

Sedangkan pemahaman detail mengenai blok GFDM digambarkan pada Gambar 2.21 yang menunjukkan perbedaan partisi frekuensi dan waktu antara OFDM dengan GFDM.



Gambar 2.21 Partisi Frekuensi dan Waktu antara (a) OFDM dan (b) GFDM

Berdasarkan Gambar 2.21, terlihat bahwa sinyal OFDM merupakan penjumlahan dari beberapa N *subcarrier* dengan interval $1/T$ yang membawa beberapa simbol yang telah dibedakan *time slot* nya. Sedangkan sinyal GFDM merupakan penjumlahan dari blok-blok berukuran $K \times M$ yang terpisah dengan interval M/T yang berisi beberapa *subsymbol* (M) dengan *time slot* dan *subcarrier* (K) yang berbeda. GFDM disebut skema modulasi *multi-carrier* fleksibel yang didasarkan pada modulasi blok independen [38]. Seperti yang diketahui $N = KM$, ketika nilai $M = 1$, sinyal GFDM akan menjadi sistem OFDM.

2.7.1 Pemancar GFDM

Pada gambar 2.20, masing-masing *subsymbol* hasil dekomposisi akan di *up-sampling* dengan faktor N yang bertujuan untuk mengubah menjadi sinyal impuls. Persamaan (2.37) menunjukkan proses matematis mengubah *subsymbol* menjadi sinyal impuls.

$$s_k(n) = \sum_{m=0}^{M-1} d_k(m)\delta(n - mN), \quad n = 0, \dots, NM - 1 \quad (2.37)$$

dengan :

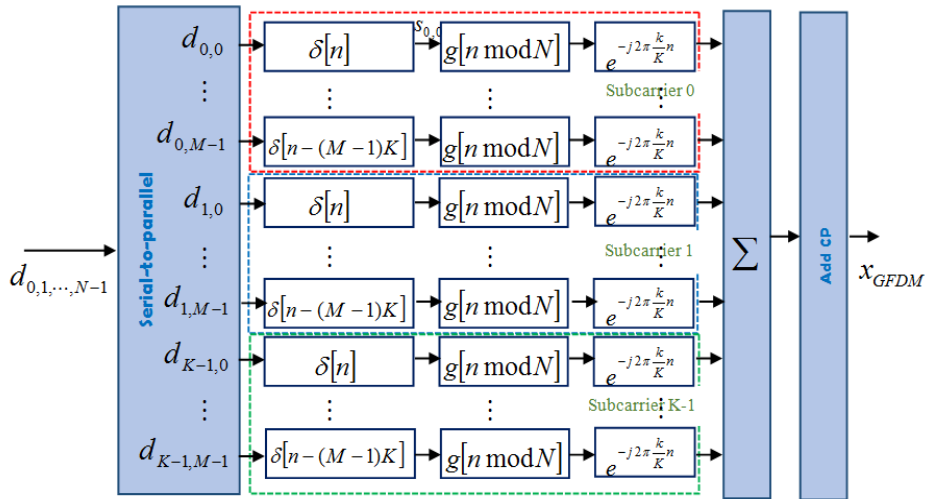
$s_k(n)$ = sinyal impuls hasil *up-sampling*

$d_k(m)$ = output sinyal *mapper*

Selanjutnya output dari blok *up-sampling* $s_k(n)$ masing-masing akan dikonvolusi secara sirkular (*circular convolution*) dengan sebuah filter *prototype* $g_{k,m}[n]$ dan digeser dengan K/N pada frekuensi dengan interval *subcarrier* $1/N$. Persamaan (2.38) menunjukkan operasi konvolusi sirkular [39].

$$g_{k,m}[n] = g[(n - mK) \bmod N] e^{-j2\pi \frac{k}{N} n} \quad (2.38)$$

Persamaan (2.38) terdiri dari dua komponen yaitu $[(n - mK) \bmod N]$ yang berfungsi untuk penggeseran di domain waktu sebagai pembeda antar *subsymbol* berdasarkan *timeslot* dan bilangan eksponensial kompleks $e^{-j2\pi\frac{k}{K}n}$ berfungsi untuk penggeseran di domain frekuensi. Semua sub-sinyal yang dihasilkan dari pemfilteran dengan *prototype* $g_{k,m}[n]$ akan dijumlahkan menjadi sebuah sinyal GFDM. Gambar 2.22 menunjukkan blok modulator GFDM [8].



Gambar 2.22 Blok Modulator GFDM

Pada Gambar 2.22 memodelkan pada *baseband* yang mendistribusikan data simbol bernilai kompleks $d_k[m]$ pada K *subcarriers* dan M *subsymbols*. Setiap *subcarrier* berbentuk pulsa dengan sebuah *transmit filter* $g_{k,m}[n]$ dan dimodulasi dengan sebuah *subcarrier* frekuensi pusat $e^{-j2\pi\frac{kn}{K}}$. Untuk memenuhi kriteria *Nyquist*, setiap simbol disampling sebanyak N kali, yang mengarah ke MN sampel/*subcarrier*. Sinyal yang ditransmisikan dituliskan seperti persamaan (2.39) [8,36].

$$\begin{aligned}
 x[n] &= \sum_{k=0}^{K-1} [s_k(n) \otimes g[(n - mK) \bmod N]] e^{j2\pi\frac{k}{K}n} \\
 &= \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} \delta_k(m) g_{k,m}(n), \text{ dengan } n = 0, 1, \dots, N - 1
 \end{aligned}
 \quad (2.39)$$

dengan :

$x[n]$ = sinyal yang ditransmisikan

$d_k[m]$ = data yang dikirimkan pada K *subcarrier* dan M *subsymbol*

$g_{k,m}[n]$ = filter *prototype*

Sistem MU MIMO-GFDM menggunakan *pulse shaping root raised cosine* (RRC) dan modulasi *offset-QAM*. Pada GFDM-OQAM, orthogonalitas suatu *waveform* dapat diperoleh dan radiasi OOB yang rendah dapat dicapai dengan mentransmisikan $d_{k,m}^{(i)}$ dan $d_{k,m}^{(q)}$, secara berurutan menunjukkan bagian real dan imajiner dari $d_{k,m}$ menggunakan nilai real, filter *prototype* $g_{k,m}[n]$ dengan *offset* $M/2$, rotasi phase $\pi/2$ radian antar *subcarrier* dan *subsymbol* [9]. Secara matematis sinyal yang dikirimkan oleh sistem MU MIMO-GFDM menggunakan O-QAM dapat diturunkan menjadi persamaan (2.40).

$$x[n] = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} d_{k,m}^{(i)} g_{k,m}^{(i)}[n] + \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} d_{k,m}^{(q)} g_{k,m}^{(q)}[n] \quad (2.40)$$

Sinyal GFDM yang ditransmisikan pada persamaan (2.39) dapat ditulis kembali pada (2.40). Berdasarkan persamaan (2.41) dan (2.42), kolom matriks $\mathbf{A}^{(i)}$ dan $\mathbf{A}^{(q)}$ secara berurutan membawa $g_{k,m}^{(i)}$ dan $g_{k,m}^{(q)}$ [9].

$$x = \mathbf{A}^{(i)} \mathbf{d}^{(i)} + \mathbf{A}^{(q)} \mathbf{d}^{(q)} \quad (2.41)$$

Persamaan (2.41) dapat ditulis kembali menjadi persamaan (2.42).

$$\vec{x} = \mathbf{A} \vec{\mathbf{d}} \quad (2.42)$$

dengan :

\vec{x} = sampel waktu transmit $x[n]$

\mathbf{A} = matriks pemancar yang terdiri dari $KM \times KM$

$\vec{\mathbf{d}}$ = vektor kolom dengan simbol data $\delta_k(m)$

2.7.2 Model Kanal GFDM

Setelah melewati modulator GFDM maka diperoleh sinyal GFDM yaitu $x_{GFDM} = x[0], x[1], \dots, x[N-1]$. $\mathbf{h} = [h_0, \dots, h_{N_{ch}-1}]^T$ menjadi kanal respon *impulse* dari panjang N_{ch} . Persamaan (2.43) menunjukkan sinyal yang diterima setelah mengalami propagasi melalui kanal nirkabel [8,36].

$$y = \mathbf{H}x + n = \mathbf{H}\mathbf{A}\mathbf{d} + n \quad (2.43)$$

dengan :

y = sinyal yang diterima

\mathbf{H} = $\text{circ}\{\hat{h}\}$ adalah matriks kanal konvolusi *circulant* dan \hat{h} adalah *zero padded* versi h dengan panjang yang sama dengan x

$n = n \sim \mathcal{C}\mathcal{N}(0, \sigma_n^2 I_{KM})$ menunjukkan AWGN sampel dengan perbedaan *noise* σ_n^2 dan I_{KM} adalah identitas matriks dari order KM

Elemen individual $y(n)$ dari y adalah $y(n)=x(n)*h(n)+n(n)$, dimana $*$ menunjukkan operasi konvolusi dan $h(n)$ menunjukkan respon impuls dari *multipath fading channel*. Pada penerima, kanal ekualisasi dapat diterapkan, sehingga persamaan (2.44) diperoleh [36]:

$$\begin{aligned} z &= \mathbf{H}^{-1}\mathbf{y} \\ &= \mathbf{H}^{-1}(\mathbf{H}\mathbf{A}d + n) = \mathbf{H}^{-1}\mathbf{H}\mathbf{A}d + \mathbf{H}^{-1}n \end{aligned} \quad (2.44)$$

Setelah diekualisasi, proses demodulasi ditunjukkan dengan persamaan (2.45).

$$\hat{d} = Bz \quad (2.45)$$

dengan :

\hat{d} = hasil demodulasi

B = matriks penerima bisa menggunakan MF, ZF, atau MMSE

z = hasil output ekualisasi

2.7.3 Penerima GFDM

Untuk memperoleh kembali sinyal yang diterima setelah melewati kanal nirkabel adalah menerapkan teknik ekualisasi seperti MF, ZF, dan MMSE [8,36].

a. Matched Filter (MF)

Matriks penerima (B) menggunakan MF adalah \mathbf{A}^H seperti ditunjukkan pada persamaan (2.46) [8]. MF merupakan penerima yang optimum yang bertujuan memaksimalkan nilai SNR di penerima, namun menimbulkan *self-interference* di penerima ketika pulsa *non-orthogonal* diterapkan.

$$\hat{d}_{MF} = \mathbf{A}^H z \quad (2.46)$$

b. Zero Forcing (ZF)

Dalam hal ini matriks yang mempunyai invers disebut *invertible* atau matriks non singular, sedangkan matriks yang tidak mempunyai invers disebut matriks singular. Jika A dan B adalah matriks persegi, maka berlaku $\mathbf{A} \cdot \mathbf{B} = \mathbf{B} \cdot \mathbf{A} = \mathbf{I}$, maka dikatakan matriks \mathbf{A} dan matriks \mathbf{B} saling invers. Pada penerima ZF, matriks penerima \mathbf{B} yang digunakan adalah \mathbf{A}^{-1} [8,36]. Persamaan (2.47) menunjukkan ekualisasi menggunakan ZF.

$$\hat{d}_{ZF} = \mathbf{A}^{-1}z \quad (2.47)$$

c. *Minimum Mean Square Error* (MMSE)

Metode lain diberikan dengan MMSE *receiver* seperti yang ditunjukkan pada persamaan (2.48). $(R_w)^2$ menunjukkan *covariance matrix* suatu noise [8,31].

$$\hat{d}_{MMSE} = (((R_w)^2 + \mathbf{A}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{H}^H) z \quad (2.48)$$

Selanjutnya output dari demodulator GFDM d' akan diproses *demapper* untuk menghasilkan deretan bit di penerima yaitu \hat{b}_c . Kemudian dilakukan *decoding* untuk mengubah \hat{b}_c menjadi \hat{b} .

2.7.4 Cyclic Prefix (CP)

CP adalah deretan bit yang dibentuk dengan menyalin ulang bagian akhir bit-bit suatu simbol kemudian menempatkannya di awal simbol. Pada OFDM yang menggunakan satu CP pada setiap simbol, sedangkan pada GFDM menggunakan satu CP pada setiap blok GFDM yang terdiri dari beberapa *subsymbol* [8,32], sehingga GFDM dapat mengurangi *latency* dan meningkatkan efisiensi spektral. Gambar 2.23 menunjukkan perbedaan penggunaan CP pada OFDM dan GFDM.

cyclic prefix	$s_0[0]$	cyclic prefix	$s_0[1]$	cyclic prefix	$s_0[2]$...	cyclic prefix	$s_0[M-1]$
	$s_1[0]$		$s_1[1]$		$s_1[2]$			$s_1[M-1]$
	$s_2[0]$		$s_2[1]$		$s_2[2]$			$s_2[M-1]$
	⋮		⋮		⋮			⋮
	$s_{N-1}[0]$		$s_{N-1}[1]$		$s_{N-1}[2]$			$s_{N-1}[M-1]$

(a)

cyclic prefix	$s_0[0]$	$s_0[1]$	$s_0[2]$...	$s_0[M-1]$
	$s_1[0]$	$s_1[1]$	$s_1[2]$		$s_1[M-1]$
	$s_2[0]$	$s_2[1]$	$s_2[2]$		$s_2[M-1]$
	⋮	⋮	⋮		⋮
	$s_{N-1}[0]$	$s_{N-1}[1]$	$s_{N-1}[2]$		$s_{N-1}[M-1]$

(b)

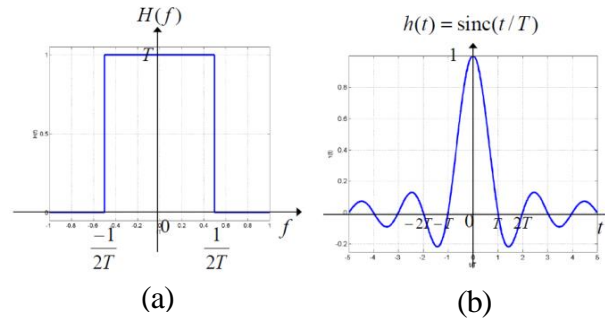
Gambar 2.23 Perbandingan Paket CP pada *Waveform* (a) OFDM, (b) GFDM

2.7.5 Root Raise Cosine

ISI mengganggu dalam proses pentransmisi data dan berpengaruh terhadap data yang diterima oleh penerima. Salah satu metode untuk mitigasi ISI adalah membentuk sinyal yang dikirimkan (*pulse shaping*). Suatu pembentukan sinyal akan menghasilkan *non-ISI* jika memenuhi persamaan (2.49). Respon

impuls dari *low-pass filter* (LPF) ideal jika memiliki respon frekuensi seperti ditunjukkan pada Gambar 2.24.

$$h(t) = \frac{1}{T} \frac{\sin(\pi t/T)}{\pi t/T} \quad (2.49)$$



Gambar 2.24 Respon Impuls LPF (a) Filter Nyquist Ideal, (b) Pulsa Nyquist Ideal

Berdasarkan Gambar 2.24 dan persamaan (2.49), $h(t)$ akan menghasilkan nilai *non-ISI* jika jarak interval periode simbol terletak tepat pada kelipatan T . Kemudian jika $T = 1/(2f_B)$ (*interval Nyquist*), maka gelombang yang memiliki bentuk yang sama dengan kelipatan T tidak menimbulkan interferensi.

Pada GFDM, *pulse shaping* yang digunakan adalah *square root raised cosine* (RRC) yang dikembangkan dari *raised cosine* (RC) yaitu menggunakan akar persamaan *pulse shaping* RC yang kemudian diterapkan di pemancar dan penerima. Keduanya merupakan *pulse shaping* yang memenuhi Teorema *Nyquist* [40]. *Pulse shaping* RC didesain pada domain waktu didasarkan pada *roll of factor* α pada persamaan (2.50).

$$g_{RC}(t) = \begin{cases} 1, & \text{for } |t| \leq (1 - \alpha) \frac{T}{2} \\ \frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\pi \left(\frac{|t| - (1 - \alpha) \frac{T}{2}}{\alpha T} \right) \right) \right], & \text{for } (1 - \alpha) \frac{T}{2} < |t| \leq (1 + \alpha) \frac{T}{2} \\ 0, & \text{others} \end{cases} \quad (2.50)$$

dengan :

$g_{RC}(t)$ = *pulse shaping* RC

α = *roll of factor*, dengan nilai $0 \leq \alpha \leq 1$

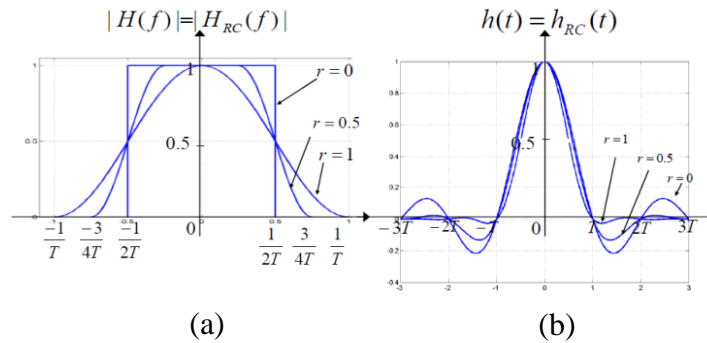
T = periode simbol GFDM

Untuk memperoleh *half-Nyquist* RRC $g_{RRC}(t)$ adalah dengan cara akar kuadrat $g_{RC}(t)$. Pulsa *meyer* RRC juga menggunakan fungsi *meyer auxiliary* $v(t)$ pada domain waktu seperti pada persamaan (2.51).

$$g_{RRC}(t) = \sqrt{g_{RC}(t)}$$

$$= \begin{cases} 1, & \text{for } |t| \leq (1 - \alpha) \frac{T}{2} \\ \sqrt{\frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\pi v \left(\frac{|t| - (1 - \alpha) \frac{T}{2}}{\alpha T} \right) \right) \right]}, & \text{for } (1 - \alpha) \frac{T}{2} < |t| \leq (1 + \alpha) \frac{T}{2} \\ 0, & \text{others} \end{cases} \quad (2.51)$$

Selanjutnya $v(t) = t^4(35 - 84t + 70t^2 - 20t^3)$ adalah fungsi *meyer auxiliary* dengan range yang mendefinisikan $0 \leq \alpha \leq 1$. Pada domain frekuensi, untuk keadaan $\alpha = 0$, spektrum yang dihasilkan akan berbentuk *rectangular* yang identik dengan bentuk filter ideal. Sedangkan pada domain waktu berupa sinyal *sinc* yang memiliki *zero crossing* pada $t=T, 2T, \dots, nT$. Filter RC pada domain frekuensi dan waktu dengan nilai *roll-of-factor* (α atau r) yang bervariasi dapat ditunjukkan pada Gambar 2.25.



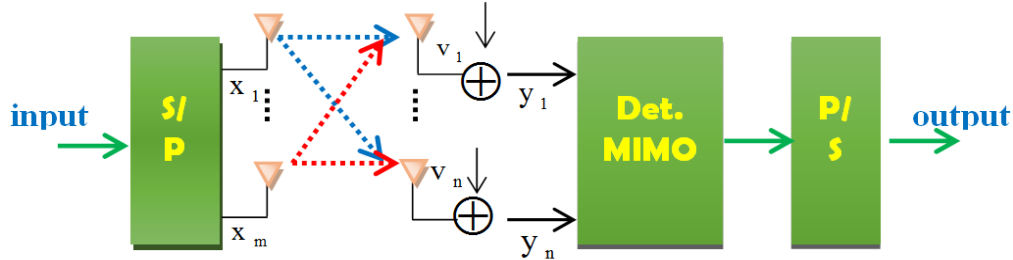
Gambar 2.25 Filter RC (a) Domain Frekuensi, (b) Domain Waktu

2.8 DETEKTOR MIMO

Pada proses pentransmisian data, sinyal dikirimkan oleh pemancar melalui kanal sebagai medium transmisi menuju ke penerima. Permasalahan yang muncul yaitu adanya *noise* kanal dan tingkat interferensi yang ditimbulkan oleh antar antenna pada setiap pengguna [12]. Permasalahan deteksi sangat penting karena proses ini yang menentukan bagaimana sinyal yang diterima oleh pengguna diolah dan didapatkan informasi yang terkandung didalamnya. Pada *MIMO Broadcast Channel*, masing-masing pengguna mendapatkan output scalar tunggal (y_{Mr}).

Metode detektor yang akan digunakan pada tesis ini membutuhkan seluruh komponen y_{Mr} dengan tujuan untuk mengetahui matriks kanal \mathbf{H} . Teknik detektor yang diterapkan di sisi penerima menjadi solusi untuk mengatasi

permasalahan tersebut. Implementasi detektor MIMO seperti pada Gambar 2.26. Teknik detektor tersebut yaitu ZF dan MMSE [12].



Gambar 2.26 Implementasi Detektor MIMO di Sisi Penerima

2.8.1 Zero Forcing (ZF)

Detektor ZF merupakan sebuah algoritma *linear* dengan kompleksitas yang lebih rendah yang berfungsi untuk merekonstruksi tiap bit sub deretan data yang diterima agar menjadi seperti bit yang dikirimkan dengan cara mendekodekan tiap bit yang diterima. Berdasarkan model transmisi sinyal, seperti yang ditunjukkan pada persamaan (2.52), maka dapat dihitung simbol yang dikirimkan [41].

$$y = \mathbf{H}x + n \quad (2.52)$$

Untuk mendapatkan nilai x pada detektor ZF adalah dengan menentukan matriks bobot \mathbf{W} yang memenuhi $\mathbf{W}\mathbf{H}=\mathbf{I}$, sehingga diperoleh persamaan (2.53).

$$\mathbf{W}_{ZF} = (\mathbf{H}^H\mathbf{H})^{-1}\mathbf{H}^H \quad (2.53)$$

dengan :

\mathbf{W}_{ZF} = matriks bobot ZF

Maka, nilai estimasi \tilde{x} yang merupakan sinyal yang akan diterima oleh pengguna diperoleh berdasarkan persamaan (2.54).

$$\begin{aligned} \tilde{x} &= \mathbf{W}_{ZF}y \\ &= \mathbf{W}_{ZF}(\mathbf{H}x + n) \\ &= x + \mathbf{W}_{ZF}n = x + (\mathbf{H}^H\mathbf{H})^{-1}\mathbf{H}^Hn \end{aligned} \quad (2.54)$$

2.8.2 Minimum Mean Square Error (MMSE)

Untuk mengatasi peningkatan noise pada detektor ZF maka digunakan detektor MMSE. Untuk mendapatkan nilai \tilde{x} dalam deteksi MMSE adalah dengan menentukan matriks bobot \mathbf{W}_{MMSE} . Diasumsikan bahwa *covariance matrix* daya sinyal seperti persamaan (2.55), sedangkan *covariance matrix* daya noise seperti persamaan (2.56).

$$E[xx^H] = \sigma_x^2 \mathbf{I} \quad (2.55)$$

$$E[zz^H] = \sigma_z^2 \mathbf{I} \quad (2.56)$$

Sehingga diperoleh *signal-to-noise ratio* (SNR) seperti pada persamaan (2.57).

$$SNR = \frac{\text{daya sinyal}}{\text{daya noise}} = \frac{\sigma_x^2}{\sigma_z^2} \quad (2.57)$$

Berdasarkan persamaan (2.55), (2.56), dan (2.57), maka bobot matriks MMSE dinyatakan pada persamaan (2.58).

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{MMSE} &= \left(\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \frac{1}{SNR} \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{H}^H \\ &= \sigma_x^2 (\sigma_x^2 \mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_z^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H \end{aligned} \quad (2.58)$$

Maka, nilai estimasi \tilde{x} yang merupakan sinyal yang akan diterima oleh pengguna diperoleh berdasarkan persamaan (2.59).

$$\begin{aligned} \tilde{x} &= \mathbf{W}_{MMSE} \mathbf{y} \\ &= \mathbf{W}_{MMSE} (\mathbf{H}x + n) \\ &= \sigma_x^2 (\sigma_x^2 \mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_z^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{y} \end{aligned} \quad (2.59)$$

2.9 MODULASI

Dalam sistem nirkabel, sinyal yang dikirim berupa sinyal *baseband* yang tidak dapat secara langsung ditransmisikan ke kanal sistem radio, tetapi harus diubah menjadi sinyal *bandpass*, maka diperlukan sistem modulasi [18].

2.9.1 Modulasi M-QAM

Teknik modulasi QAM merupakan pengembangan ASK dan PSK, adalah suatu bentuk dari modulasi digital dimana sinyal informasi digital diubah amplitude dan fasenya ke dalam fungsi gelombang pembawa. Modulasi M-QAM merupakan teknik pengkodean M-ary QAM dengan kemungkinan kombinasi sebanyak M kombinasi berbeda yang terdiri dari n bit data.

Sinyal QAM menggunakan dua carrier kuadratur $\cos 2\pi f_c t$ dan $\sin 2\pi f_c t$ masing-masing dimodulasi oleh bit informasi. Untuk sinyal *M-ary square* QAM, persamaan sinyal dapat dinyatakan sebagai persamaan (2.60).

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_i}{T}} a_i \cos(2\pi f_c t) + \sqrt{\frac{2E_i}{T}} b_i \sin(2\pi f_c t) \quad (2.60)$$

dengan $0 \leq t \leq T$, $i = 1, 2, \dots, M$

dimana :

E_i = energi sinyal dengan amplitudo terendah

(a_i, b_i) = sepasang bilangan bulat yang menunjukkan titik sinyal pada konstelasi

f_c = frekuensi carier

E_i adalah energi signal dan (a_i, b_i) adalah level amplitudo untuk menempatkan masing-masing simbol ke dalam diagram konstelasinya. Sehingga $s_i(t)$ dapat dikembangkan di dalam pasangan fungsi basis dengan persamaan (2.61) dan (2.62) dibawah ini :

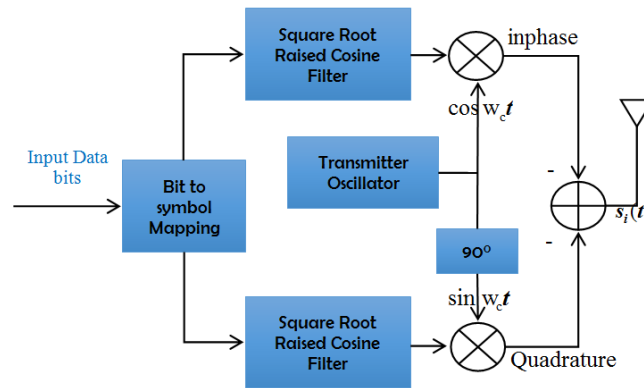
$$\varphi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos 2\pi f_c t \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (2.61)$$

$$\varphi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin 2\pi f_c t \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (2.62)$$

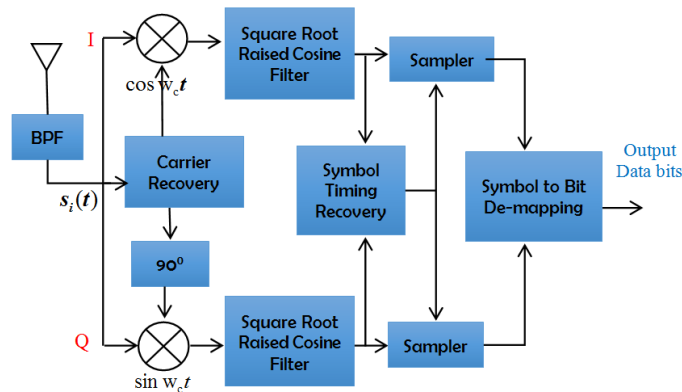
Sedangkan titik konstelasinya dinyatakan oleh persamaan (2.63).

$$s_i = [a_i \sqrt{E_i} \quad b_i \sqrt{E_i}] \quad (2.63)$$

Pada modulator suatu deretan bit *input* sebanyak k-bit dipecah oleh splitter menjadi dua blok ($k/2$) menjadi bit *Inphase* dan bit *Quadrature* [45]. Secara umum bentuk diagram blok modulator dan demodulator QAM dapat disusun seperti Gambar 2.27 dan Gambar 2.28.



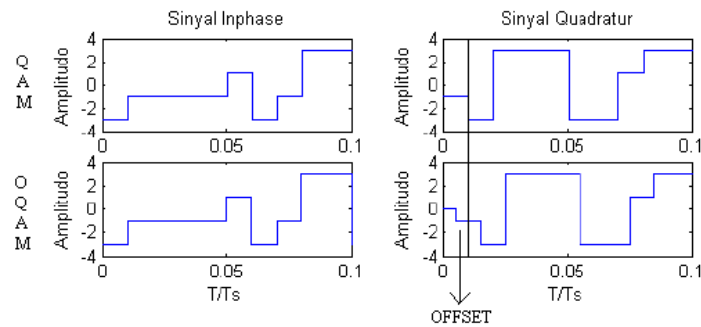
Gambar 2.27 Blok Modulator M-QAM [42]



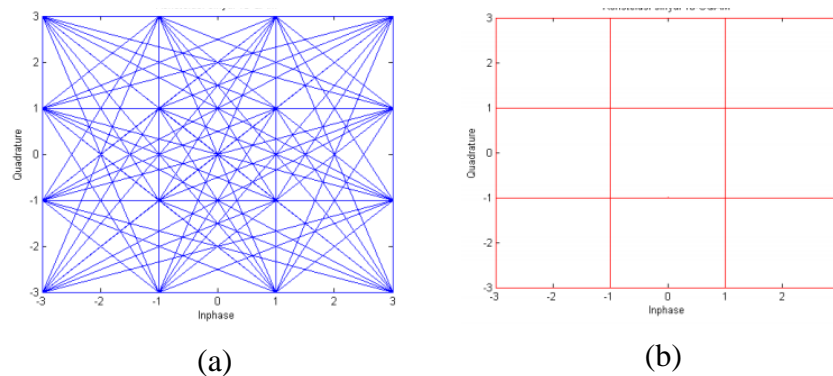
Gambar 2.28 Blok Demodulator M-QAM [42]

2.9.2 Modulasi Offset-QAM

Sistem modulasi yang digunakan ada 2 macam, yaitu QAM dengan *guard interval* dan OQAM dengan *pulse shaping*. Sistem OQAM dengan *pulse shaping* memiliki kestabilan yang lebih bagus dari QAM. Gambar 2.29 menunjukkan perbedaan antara modulasi QAM dan OQAM, bit-bit pada posisi *inphase* tetap pada posisi semula sedangkan terjadi *offset* atau pergeseran bit pada sisi *quadrature*. Gambar 2.30 menunjukkan perbedaan konstelasi sinyal QAM dan OQAM.



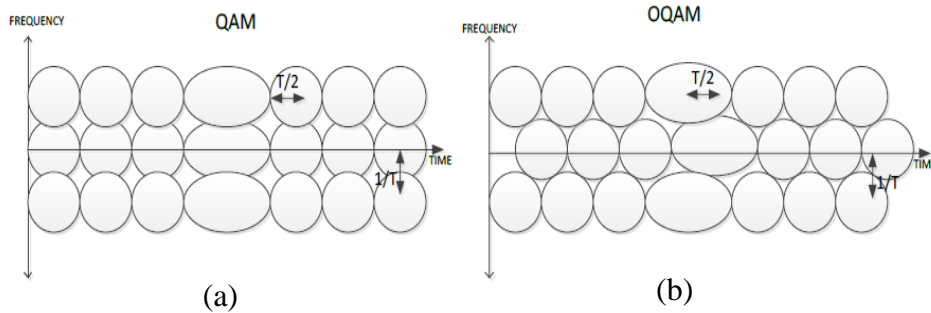
Gambar 2.29 Perbedaan Sinyal QAM dan OQAM pada Bagian I/Q



Gambar 2.30 Perbedaan Konstelasi Sinyal QAM dan OQAM

Berdasarkan Gambar 2.30, modulasi OQAM setiap titik memiliki energi simbol yang menyebar pada kedua titik lainnya. Dengan skema OQAM, spektrum kanal yang berdekatan terjadi *overlap* tanpa mengakibatkan *crosstalk* antar *subcarrier* yang dikarenakan penundaan setengah simbol waktu antara komponen *inphase* dan *quadrature* sinyal pada setiap *subcarrier*. *Crosstalk* dipindahkan atau digeser ke sampel genap pada saat simbol kompleks ditransmisikan dari sampel ganjil. Hal ini akan mengurangi efek dari ICI karena terjadi pengurangan jarak kanal yang berdekatan pada *subcarrier*. Gambar 2.31 menunjukkan skema

representasi *time-frequency domain* bagian real dari *single pulse* pada QAM dan OQAM.



Gambar 2.31 Skema representasi *time-frequency domain* bagian real dari *single pulse* pada (a) QAM dan (b) OQAM [44]

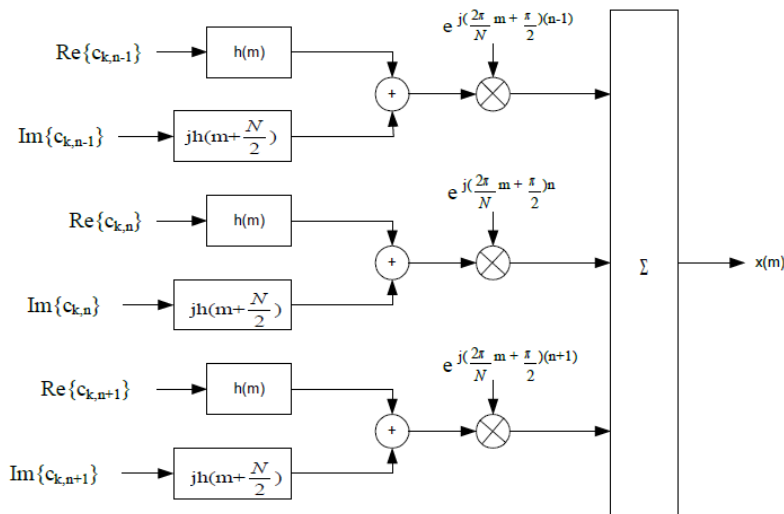
Berdasarkan Gambar 2.31, modulasi QAM memiliki representasi simbol pada *time-frequency domain* yang saling *overlap* satu sama lain. Sedangkan pada modulasi O-QAM tersusun secara tidak *overlap*. Gambar 2.32 merupakan blok diagram dari modulator OQAM dengan *pulse shaping*. Pada setiap kanal bagian real dan imajiner disimbolkan dengan $c_{k,n}$, kemudian difilter dengan *pulse shaping* $h(m)$ dan $h(m + \frac{N}{2})$. Kedua bagian tersebut selanjutnya dijumlahkan dan digeser pada frekuensi yang telah ditentukan dengan menggunakan modulasi *baseband*. Output dari modulator ditunjukkan dengan persamaan (2.64) [43].

$$x(m) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} \left[a_{k,n} h(m - kN) + j b_{k,n} h(m - kN + \frac{N}{2}) \right] e^{j(\frac{2\pi}{N}m + \frac{\pi}{2})n} \quad (2.64)$$

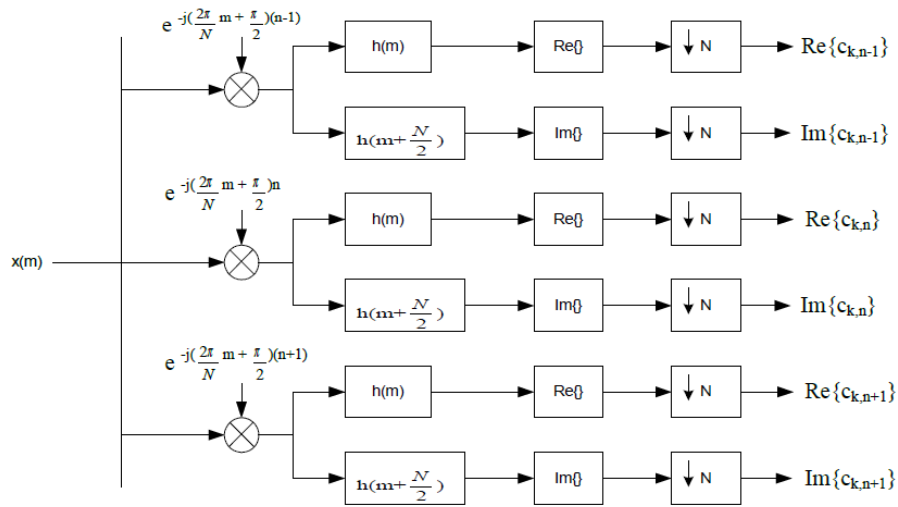
Dari persamaan di atas diperoleh persamaan (2.65).

$$c_{k,n} = a_{k,n} + j b_{k,n} \quad (2.65)$$

dengan N adalah jumlah *sample per symbol interval* dan merupakan jumlah kanal



Gambar 2.32 Blok Diagram Modulator OQAM dengan *pulse shaping* [43]



Gambar 2.33 Blok Diagram Demodulator OQAM dengan *Pulse Shaping* [43]

Gambar 2.33 merupakan blok diagram dari demodulator OQAM dengan *pulse shaping*. Pada setiap kanal, sinyal yang diterima digeser ke mbali pada kondisi awal dengan modulasi baseband. Kemudian difilter ulang untuk memisahkan bagian *real* dan *imaginer*, sehingga didapatkan 1 *sample per symbol*. Sinyal bagian real dapat dituliskan pada persamaan (2.66).

$$a_{k,n} = Re \left\{ \sum_m h(m) \times (kN - m) e^{j(\frac{2\pi}{N}m - \frac{\pi}{2})n} \right\} \quad (2.66)$$

Sedangkan sinyal bagian imajiner dituliskan pada persamaan (2.67) [46].

$$b_{k,n} = Im \left\{ \sum_m h(m - \frac{N}{2}) \times (kN - m) e^{j(\frac{2\pi}{N}m - \frac{\pi}{2})n} \right\} \quad (2.67)$$

2.10 Peak-to-Average Power Ratio (PAPR)

PAPR adalah perbandingan antara daya sinyal puncak dengan daya rata-ratanya. PAPR terjadi karena pada sistem *multicarrier* terdiri atas penjumlahan sejumlah *subcarrier* yang dimodulasi secara independen. Apabila fase setiap *subcarrier* sama maka akan menghasilkan daya sinyal puncak sebesar N kali daya rata-ratanya. Daya puncak adalah daya dari gelombang sinus dengan amplitudo sama dengan nilai *envelope* maksimum. Secara matematis, PAPR ditunjukkan pada persamaan (2.68) [12].

$$PAPR = \frac{P_{peak}}{P_{average}} = 10 \log_{10} \frac{\max\{|s(t)|^2\}}{E\{|s(t)|^2\}} \quad (2.68)$$

dimana :

P_{peak} = keluaran daya sinyal puncak

$P_{average}$ = keluaran daya sinyal rata-rata
 $E[.]$ = nilai ekspektasi
 $s(t)$ = sinyal *waveform* (OFDM atau GFDM)

Karakteristik daya pada persamaan (2.68) dapat dideskripsikan dalam bentuk magnitudo dengan mendefinisikan *crest factor* pada persamaan (2.69).

$$CF = \sqrt{\text{PAPR}} \quad (2.69)$$

Untuk nilai PAPR dideskripsikan secara statistik dengan menggunakan *Complementary Cumulative Distribution Function* (CCDF). CCDF merupakan parameter yang digunakan untuk mengukur daya puncak dari sinyal *waveform* yang berisi informasi mengenai sinyal *waveform* yang memiliki PAPR di atas level tertentu.

Pada sistem OFDM atau GFDM dengan N *subcarrier*, daya maksimum terjadi ketika semua komponen *subcarrier* N ditambahkan pada fase yang sama. Distribusi sinyal output IFFT dari *waveform* harus dipertimbangkan. Ketika sinyal input IFFT dengan N *subcarrier* bernilai independen dan magnitudo terdistribusi *uniform* untuk sinyal QAM, maka dapat diasumsikan bagian real dan imajiner pada suatu *waveform complex* $s(t)$ yang terdistribusi Gaussian. Kemudian amplitudo *waveform* $s(t)$ terdistribusi Rayleigh. Diasumsikan daya sinyal rata-rata $s(t)$ sama dengan satu atau $E\{|s(t)|^2\} = 1$. Kemudian $\{Z_n\}$ adalah i.i.d. Variabel acak Rayleigh dinormalisasi dengan daya rata-rata sinyal, maka *probability density function* $f_{Z_n(z)}$ ditunjukkan pada persamaan (2.70).

$$f_{Z_n(z)} = \frac{z}{\sigma^2} e^{-\frac{z^2}{2\sigma^2}} = 2ze^{-z^2} \text{ dengan } n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (2.70)$$

Dimana $E\{z_n^2\} = 2\sigma^2 = 1$ dengan nilai maksimum z_n sebanding dengan CF. *Cumulative Distribution Function* (CDF) dari sinyal sampling *waveform* dinyatakan dengan persamaan (2.71).

$$\begin{aligned}
 F_{Z_{max}}(z) &= P(\mathbf{Z}_{max} < z) \\
 &= P(\mathbf{Z}_0 < z) \cdot P(\mathbf{Z}_1 < z) \dots P(\mathbf{Z}_{N-1} < z) \\
 &= (1 - e^{-z^2})^N
 \end{aligned} \quad (2.71)$$

Pada persamaan (2.71), \mathbf{Z}_{max} menunjukkan CF ($\mathbf{Z}_{max} = \max_{n=0,1,\dots,N-1} \mathbf{Z}_n$) dan nilai $P(\mathbf{Z}_n < z)$ seperti pada persamaan (2.72).

$$P(\mathbf{Z}_N < z) = \int_0^z f_{Z_n}(x) dx \text{ dengan } n=0,1,\dots,N-1 \quad (2.72)$$

Sehingga untuk menghitung nilai probabilitas CF dapat digunakan *complementary* CDF (CCDF) dengan z adalah level *threshold* seperti pada persamaan (2.73).

$$\begin{aligned} \tilde{F}_{\mathbf{Z}_{max}}(z) &= P(\mathbf{Z}_{max} > z) \\ &= 1 - P(\mathbf{Z}_{max} \leq z) \\ &= 1 - \tilde{F}_{\mathbf{Z}_{max}}(z) \\ &= 1 - (1 - e^{-z^2})^N \end{aligned} \quad (2.73)$$

2.11 Representasi Kinerja Sistem

Kinerja sistem sangat perlu direpresentasikan untuk mengetahui bagus tidaknya suatu sistem pada komunikasi nirkabel. Hal ini bertujuan apakah sistem yang telah dibuat apakah layak untuk digunakan dan memiliki performansi yang lebih baik dari teknologi sebelumnya. Pada sistem komunikasi nirkabel, kinerja sistem umumnya dinyatakan dengan *bit error rate* (BER) fungsi E_b/N_0 .

a. Bit Error Rate (BER)

BER merupakan sejumlah bit digital bernilai tinggi pada jaringan transmisi yang ditafsirkan sebagai keadaan rendah atau sebaliknya, kemudian dibagi dengan sejumlah bit yang dikirim atau diproses selama beberapa periode yang telah ditetapkan. Pada transmisi digital, jumlah kesalahan bit adalah jumlah bit yang diterima dari aliran data melalui saluran komunikasi yang telah berubah karena noise, gangguan distorsi, atau kesalahan bit sinkronisasi.

Sebagai contoh, diasumsikan berikut ini urutan bit yang ditransmisikan:

0 1 1 0 0 0 1 0 1 1,

dan pada alat penerima akan menterjemahkan urutan bit sebagai berikut:

0 0 1 0 1 0 1 0 0 1,

Maka BER pada kasus ini ada 3 kesalahan penafsiran bit (yang berwarna merah) kemudian sebagai nilai BER yang dihasilkan adalah nilai kesalahan ini dibagi dengan sejumlah bit yang kirim yaitu 10 bit, sehingga didapatkan 0.3 atau 30%. Faktor yang mempengaruhi transmisi data adalah noise saluran transmisi, distorsi, masalah sinkronisasi bit, redaman, dan *multipath* fading nirkabel.

b. Energi Bit per Noise (Eb/No)

Energi per bit terhadap noise merupakan parameter penting dalam komunikasi digital atau transmisi data. Eb/No sama dengan SNR dibagi dengan efisiensi "kotor" link spektral di (bit/s) / Hz, dimana bit dalam konteks ini ditransmisikan bit data, termasuk informasi koreksi kesalahan dan kelebihan pengiriman protokol lainnya. Kerapatan gangguan spektrum No, biasanya dinyatakan dalam satuan watt/hertz, juga dapat dilihat sebagai memiliki dimensi energi, atau unit joule, atau joule per siklus. Eb/No umumnya digunakan dengan modulasi dan coding yang dirancang untuk noise-terbatas. Dalam sistem komunikasi digital nilai Eb/No merupakan parameter penting untuk menentukan kinerja sistem yang ditunjukkan pada persamaan (2.74) dan (2.75).

$$Eb/No = C/kT \text{ (bit rate)} \quad (2.74)$$

dimana:

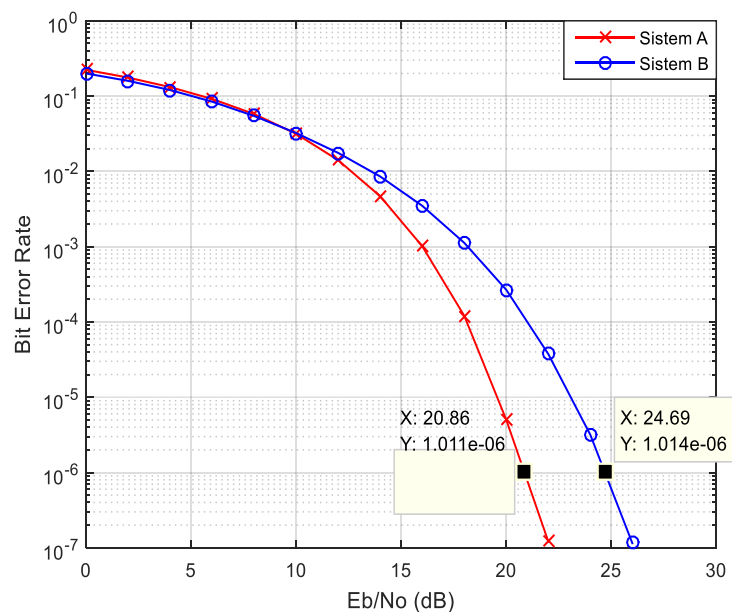
C = level sinyal terima

$$Eb/No = C \text{ dBW} - 10 \log(\text{bitrate}) - (-228,6 \text{ dBW}) - 10 \log T$$

T = Temperatur noise efektif pada penerima

$$\frac{Eb}{No} = \frac{\text{Energi sinyal}}{\text{Energi noise}} \quad (2.75)$$

Pada simulasi energi sinyal di set menjadi 1 dan dihitung berdasarkan jenis kanal dan modulasi yang digunakan pada suatu sistem. Perhitungan kinerja sistem dilakukan ketika sinyal telah melewati pemancar, kanal, dan penerima. Ketika sinyal melewati kanal AWGN, maka daya noise akan semakin tinggi, sehingga nilai Eb/No akan semakin kecil. Gambar 2.34 menunjukkan kinerja sistem A dan B yang dinyatakan dengan kurva BER fungsi Eb/No.



Gambar 2.34 Kinerja Sistem BER fungsi E_b/N_0

Berdasarkan Gambar 2.34 menunjukkan perbandingan kinerja sistem A dan B yang dinyatakan kurva BER fungsi E_b/N_0 . Pada pengamatan $BER=10^{-6}$, sistem A mencapai $E_b/N_0=20.86\text{dB}$ sedangkan sistem B mencapai $E_b/N_0=24.69\text{dB}$, hal ini menunjukkan sistem A memiliki kinerja 3.83dB lebih baik dari sistem B.

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB 3

METODOLOGI PENELITIAN

Pada bab 3 dijelaskan mengenai tahapan-tahapan dalam pembuatan tesis. Pembahasan terkait metodologi, meliputi:

1. Alur penelitian tesis berdasarkan diagram *fishbone*.
2. Penentuan parameter sistem MU MIMO-GFDM dengan sistem MU MIMO-OFDM sebagai analisis komparatifnya.
3. Pemodelan sistem MU MIMO-GFDM.
4. Perencanaan *software* simulasi sistem.

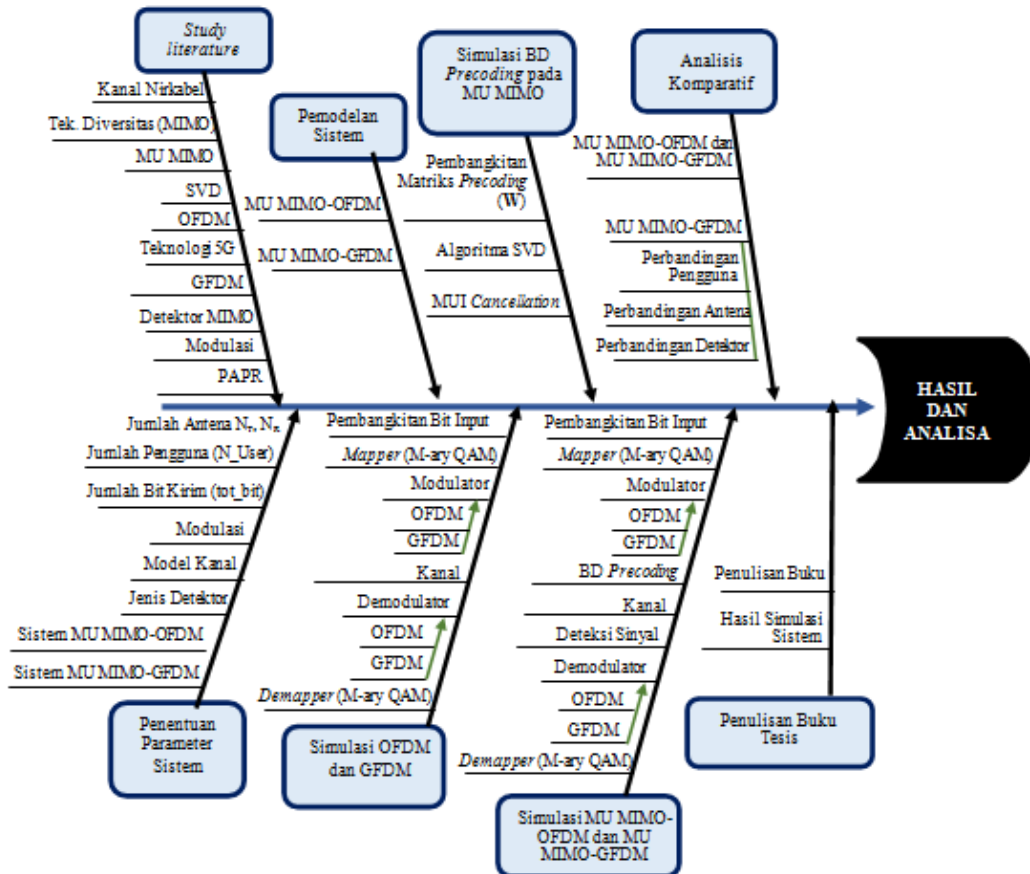
Seluruh sistem disimulasikan dengan perangkat lunak Matlab R2015a. Simulasi sistem dengan kondisi kanal ideal dan *channel state information* (CSI) secara sempurna diketahui di pemancar. Pemodelan sistem dilakukan dengan model simulasi *low pass equivalent* (LPE) untuk mengurangi kompleksitas komputansi, karena jika menggunakan model simulasi *passband* menggunakan frekuensi yang tinggi, kompleksitas akan bertambah.

3.1 Alur Penelitian Tesis

Pada penelitian tesis ini dilakukan simulasi “Analisis Kinerja Teknik Linear *Precoding* BD pada sistem MU MIMO-GFDM menggunakan detektor MMSE” menggunakan *software* Matlab.

Tahap awal penelitian yaitu *study literature* untuk menyimpulkan metode sistem yang dipakai dalam simulasi. Beberapa penelitian sebelumnya yang menjadi literatur penulis dalam perancangan sistem telah dijelaskan pada bab dua. Kemudian ditentukan parameter sistem yang dibutuhkan untuk simulasi yang meliputi jumlah antena, pengguna, bit yang dikirim, modulasi yang digunakan, model kanal, deteksi sinyal, dan parameter khusus yang digunakan di GFDM dan OFDM. Selanjutnya dilakukan pemodelan sistem MU MIMO-GFDM dan MU MIMO-OFDM. Kemudian dilakukan perbandingan simulasi BER, PAPR, dan OOB antara MU MIMO-GFDM dan MU MIMO-OFDM. Kemudian disimulasikan kinerja sistem MU MIMO-GFDM yang meliputi: pemancar sistem MU MIMO-GFDM, penambahan BD *precoding*, transmisi sinyal melalui kanal,

hingga penerima sistem MU MIMO-GFDM. Dengan cara dan parameter yang sama dilakukan simulasi MU MIMO-OFDM, dilanjutkan dengan analisis komparatif antara kedua sistem. Secara ringkas, rencana penelitian dijelaskan pada diagram *fish bone* seperti ditunjukkan Gambar 3.1.



Gambar 3.1 Diagram *Fishbone* Penelitian

3.2 Penentuan Parameter Sistem

Dalam mensimulasikan sistem MU MIMO-GFDM dan MU-MIMO OFDM sebagai analisis komparatifnya dengan menggunakan BD *precoding* dan detektor MMSE. Parameter-parameter yang digunakan kedua sistem ditunjukkan pada Tabel 3.1.

Tabel 3.1 Parameter Sistem

Parameter	Notasi Simbol	Jenis dan Nilai Parameter	
		MU MIMO-OFDM	MU MIMO-GFDM
Modulasi	-	16-QAM	16-QAM ; 16-OQAM
Skema Antena MIMO	$N_t \times N_{R,u}$	2x2 dan 4x4	2x2 dan 4x4

Jumlah bit yang dikirim	N_{bit}	1240000 bit	1240000 bit
Jumlah Pengguna	N_{user}	2,4,7,9	2,4,7,9
Jumlah Paket	N_{packet}	5	5
Jenis Kanal	-	AWGN	AWGN
Deteksi Sinyal	-	MMSE	MMSE
<i>Pulse Shaping</i>	-	<i>Rectangular</i>	<i>Rectangular ; RRC</i>
Roll of factor	α	0	0 dan 1
Jumlah sample/symbol	N_{ifft}	512	512
Jumlah subcarrier waveform	N_c	310	310
<i>Subcarrier</i>	K	310	10
<i>Subsymbol</i>	M	1	31

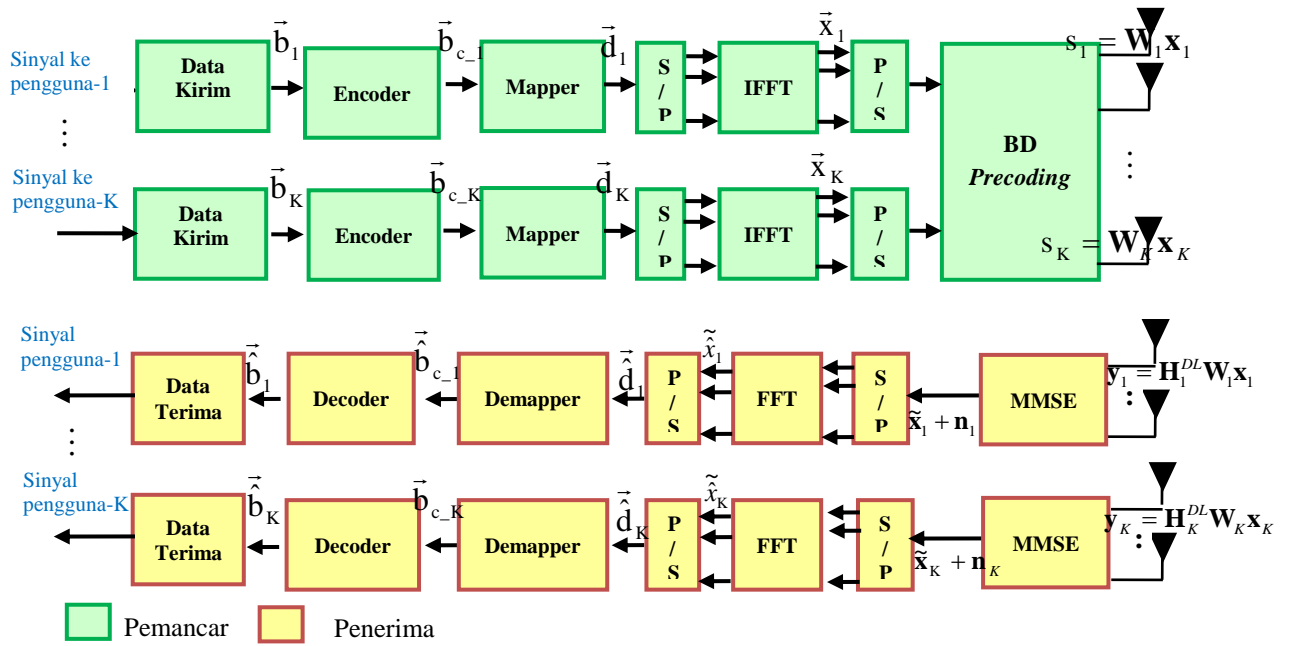
3.3 Pemodelan Sistem

Pada penelitian tesis ini membahas tentang kinerja sistem MU MIMO-GFDM dengan teknik *linear precoding* BD menggunakan detektor MMSE. Kinerja sistem akan direpresentasikan dengan kurva BER fungsi Eb/No. Perancangan sistem dilakukan berdasarkan blok diagram pemancar dan penerima dengan jumlah total antena pemancar (N_T), jumlah antena setiap pengguna ($N_{R,u}$), dan jumlah pengguna (K).

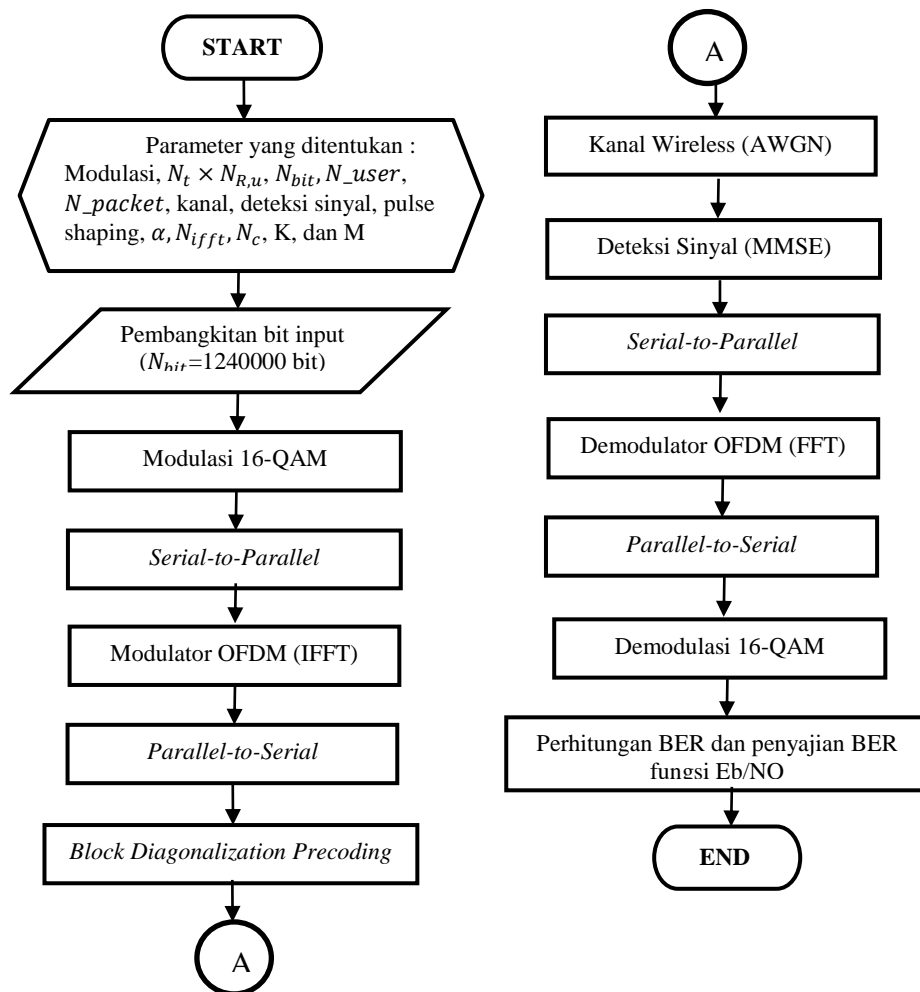
3.3.1 Pemodelan Sistem MU MIMO-OFDM

Sistem MU-MIMO dengan *waveform* OFDM telah digunakan pada teknologi seluler 4G. Untuk migrasi ke teknologi seluler 5G, maka dibutuhkan *waveform* yang mampu mengatasi kelemahan OFDM, sehingga pada tesis ini sistem MU MIMO-OFDM digunakan penulis sebagai analisis komparatif dari sistem yang diusulkan yaitu MU MIMO-GFDM.

Pemodelan sistem dari *transceiver* MU MIMO-OFDM akan dijelaskan Gambar 3.2 yang menggambarkan kinerja penranmsisian data dari pemancar menuju penerima. Sedangkan Gambar 3.3 menunjukkan diagram alir sistem MU MIMO-OFDM.



Gambar 3.2 Pemodelan Sistem MU MIMO-OFDM



Gambar 3.3 Diagram Alir Sistem MU MIMO-OFDM

3.3.1.1. Pada Sisi Pemancar

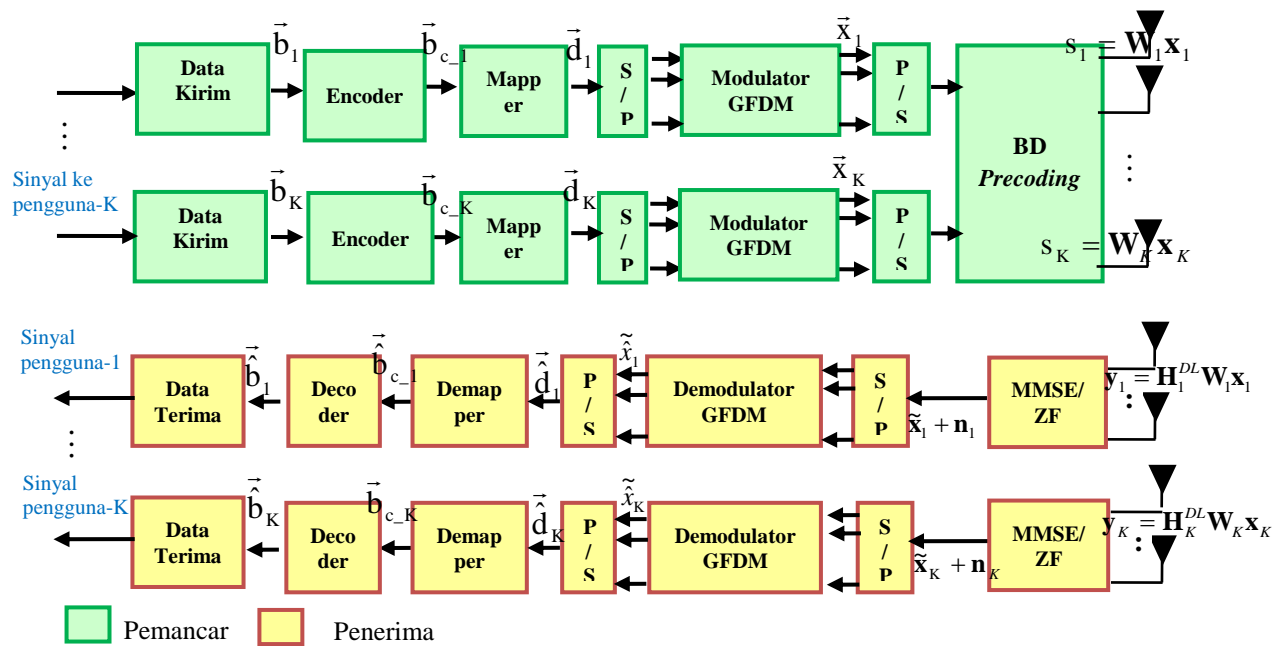
Pertama bit data biner \vec{b} dibangkitkan secara acak, kemudian dikodekan menjadi \vec{b}_c , selanjutnya pemancar mengirim data untuk beberapa pengguna. Bit informasi akan dipetakan menjadi beberapa simbol \vec{d} dengan modulasi *bandpass* 16-QAM. Kemudian masing-masing data diproses dengan menggunakan modulator OFDM (IFFT). *Subcarrier* yang terbentuk hasil IFFT kemudian dilakukan proses S/P. Sebelum sinyal ditransmisikan melalui kanal *wireless* akan dilakukan teknik *linear precoding* BD untuk menghilangkan interferensi antar pengguna di sisi penerima dengan cara mengalikan matriks precoding dengan sinyal yang dikirim yaitu $s = \mathbf{W}\mathbf{x}$. Kemudian sinyal dikirimkan melalui kanal transmisi yang bersifat AWGN dengan teknik MIMO *spatial multiplexing*.

3.3.1.2. Pada Sisi Penerima

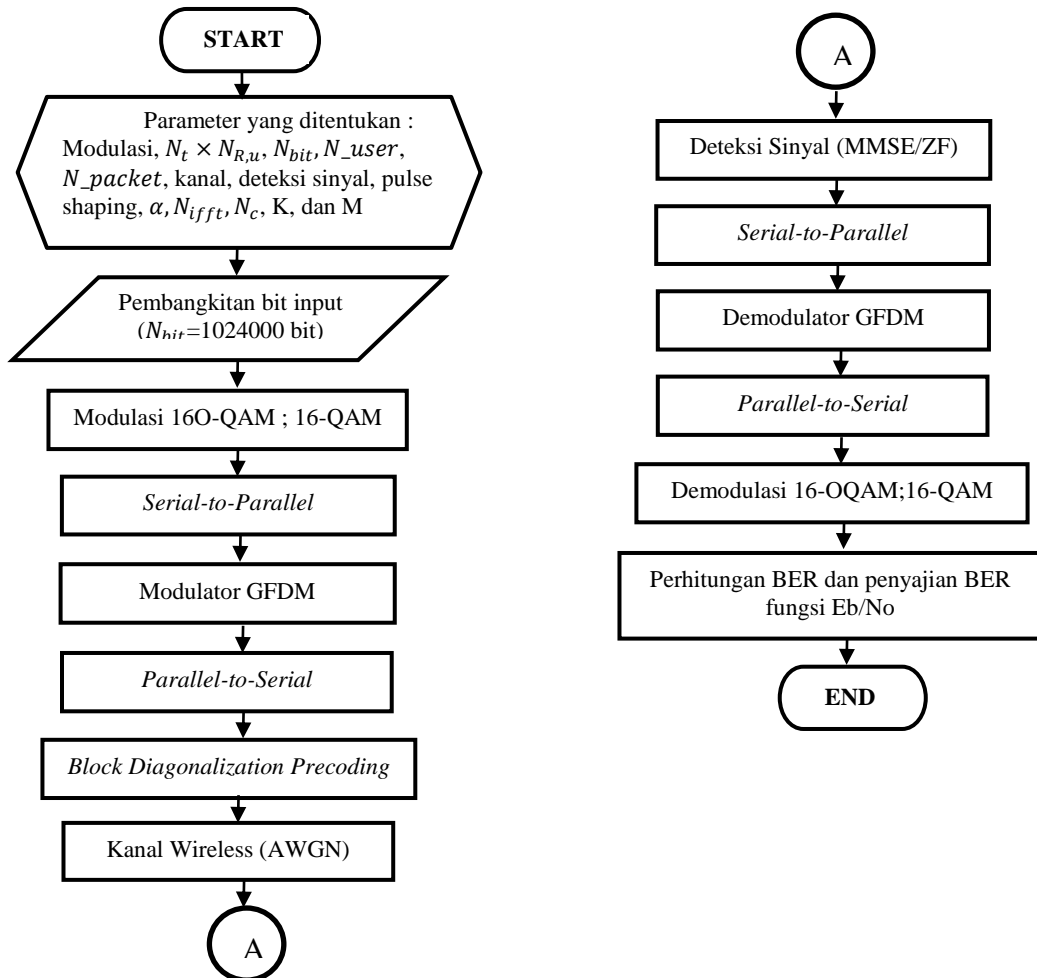
Sinyal yang diterima oleh penerima setelah melewati kanal *wireless* adalah $\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{W}\mathbf{x} + \mathbf{n}$, disini MMSE digunakan sebagai detektor. Data keluaran blok detektor akan diproses di blok demodulator OFDM. Pada demodulator OFDM, algoritma yang digunakan adalah FFT. Selanjutnya dilakukan proses P/S yang dilanjutkan dengan *demapper* atau perubahan dari bentuk simbol \vec{d} menjadi data biner \vec{b} dengan demodulasi 16-QAM.

3.3.2 Pemodelan Sistem MU MIMO-GFDM

Sistem yang digunakan pada tesis ini adalah MU MIMO-GFDM menggunakan skema gabungan teknik BD *Precoding* dan detektor MMSE. Gambar 3.4 menunjukkan pemodelan *transceiver* sistem MU MIMO-GFDM, sedangkan Gambar 3.5 menunjukkan diagram alir implementasi sistem.



Gambar 3.4 Pemodelan Sistem MU MIMO-GFDM



Gambar 3.5 Diagram Alir Sistem MU MIMO-GFDM

Gambar 3.4 dan Gambar 3.5 menunjukkan sistem kerja MU MIMO-GFDM yang dijelaskan sebagai berikut:

3.3.2.1. Pada Sisi Pemancar

Pada sisi pemancar bit informasi \vec{b} dibangkitkan secara acak, kemudian dikodekan menjadi \vec{b}_c , kemudian dipetakan menjadi beberapa simbol \vec{d} dengan modulasi 16-OQAM atau 16-QAM. Sinyal output dari blok *mapper* \vec{d} akan ditumpangkan ke dalam blok-blok di dalam sistem modulator GFDM, dimana setiap blok terdiri dari K *subcarrier* dan M *subsymbol*. Deretan simbol berkecepatan tinggi akan diubah menjadi deretan data berkecepatan rendah untuk menghilangkan ISI, yaitu dengan mengubah data dalam bentuk serial menjadi paralel yang disebut dengan *subsymbol*. Semua sub-sinyal yang dihasilkan dari pemfilteran pada blok GFDM akan dijumlahkan menjadi sebuah sinyal GFDM.

Selanjutnya sinyal GFDM diubah dari bentuk paralel ke dalam bentuk serial (P/S). Kemudian diproses *BD precoding* dengan membentuk matriks *precoding* yang akan dikalikan dengan sinyal GFDM yaitu $s = \mathbf{W}\mathbf{x}$ yang ditambahkan CP dan hasil dari perkalian tersebut akan dikirimkan melalui kanal transmisi yang bersifat AWGN dengan kondisi ideal menggunakan teknik *MIMO spatial multiplexing*.

3.3.2.2. Pada Sisi Penerima

Sinyal yang diterima oleh penerima setelah melewati kanal wireless adalah $y = \mathbf{H}\mathbf{W}\mathbf{x} + n$, disini MMSE/ZF digunakan sebagai detektor untuk menghilangkan IAI. Data keluaran blok detektor akan dilakukan proses pada blok demodulator GFDM. Simbol-simbol ini diterima dalam domain waktu kemudian oleh FFT didemodulasi sebanyak K buah *subcarrier* sehingga dihasilkan simbol-simbol GFDM dalam domain frekuensi. Selanjutnya, diubah dalam bentuk serial kembali. Hasil output dari GFDM demodulator berupa deretan simbol \vec{d} yang kemudian dikonversi menjadi data biner kembali \vec{b} dengan demodulasi 16-OQAM atau 16-QAM.

3.4 Perancangan Software Simulasi Sistem

Tahapan simulasi dari kinerja teknik *linear precoding* BD pada sistem MU MIMO-GFDM meliputi : pemancar (Tx), transmisi sinyal melalui kanal AWGN, penerima (Rx), perhitungan BER, dan perhitungan PAPR.

3.4.1 Pemancar (Tx) MU MIMO-GFDM

3.4.1.1 Pembangkitan Bit Input Secara Acak

Pada simulasi ini, *input* dari sistem dibangkitkan secara acak terdistribusi *uniform* berupa bit biner sejumlah 1240000 bit. Pada simulasi program menggunakan skema transmisi MIMO *spatial multiplexing*, yaitu bit yang dikirimkan oleh setiap antena berbeda-beda. Bit *input* selanjutnya dipecah menjadi beberapa paket dengan setiap paket memiliki panjang **N_bits**, setiap paket (**info**) akan dikirimkan secara bergantian melalui kanal.

Pada penggunaan matlab untuk memperoleh bit paket **info** digunakan perintah **info=randint(1,N_bit)**, pada perintah ini akan dibangkitkan bit biner 0 dan 1 secara acak dengan panjang **N_bit**. Pada simulasi program, bit *input* setiap paket, jumlah bit *input* perpaket diasumsikan sejumlah 50 bit. Bit *input* per paket yang dibangkitkan dapat dilihat seperti Gambar 3.6.

Berikut sintak program untuk pembangkitan bit biner:

```
K=16; M=32;
N_packet=5;
Nt=2; NR=2;
NT=Nt*N_user;
jsymbol=1000*NT;
idx= log2(16);
N_bit = idx*(K-3*K/8)*(M-1)*jsymbol;

%Pembangkitan Sinyal Bit Acak
info=randint(1,N_bit);
```

Data acak yang dibangkitkan bernilai 0 dan 1 yang merupakan representasi dari sinyal digital. Bit input yang dibangkitkan adalah deretan acak Gaussian saling bebas dan bersifat i.i.d (*independent and identically distributed*) dengan parameter (μ, σ) yang memenuhi persamaan (3.1).

$$\begin{aligned} \Phi_{xx}(m) &= E[x(n)x^*(n+m)] \\ \Phi_{xx}(m) &= \begin{cases} \mu^2 + \sigma^2, & m = 0 \\ \mu^2, & m \neq 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (3.1)$$

dengan :

$\phi_{xx}(m)$ = fungsi *autocorrelation*

$E[.]$ = nilai ekspektasi

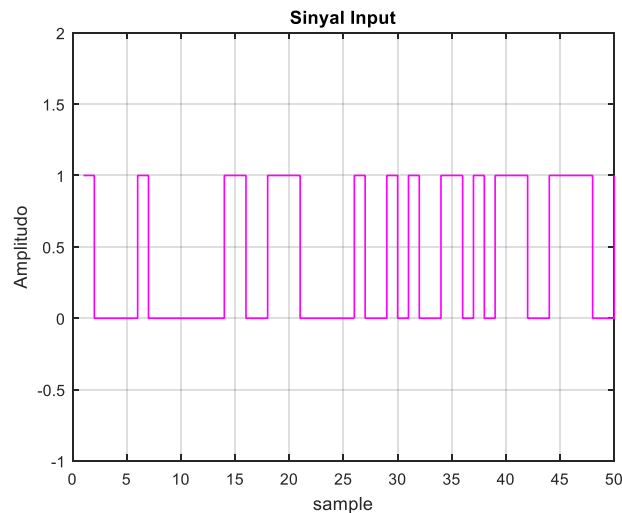
$x(n)$ = sinyal yang dibangkitkan

μ, σ^2 = *mean, variance*

Dengan menggunakan simulasi validasi bit input yang dibangkitkan bersifat i.i.d, maka Tabel 3.2 menunjukkan percobaan nilai *autocorrelation* sinyal.

Tabel 3.2 Nilai Autocorrelation dari Bit Input GFDM yang Dibangkitkan

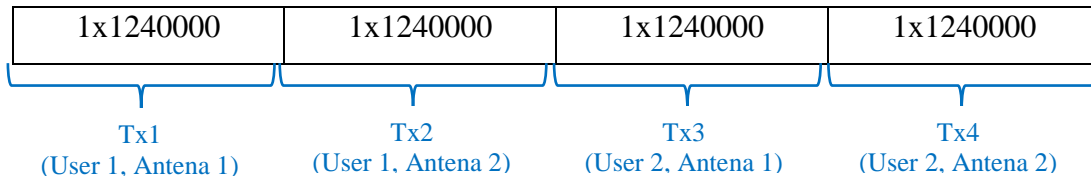
Percobaan	$\phi_{xx}(m)$			
	$m = 0$	$m = 5$	$m = 20$	$m = 100$
1	0.5001	0.2505	0.2493	0.2499
2	0.5002	0.2505	0.2496	0.2502
3	0.5004	0.2495	0.2506	0.2503
4	0.4993	0.2503	0.2496	0.2506
5	0.4999	0.2497	0.2498	0.2499
6	0.5000	0.2493	0.2496	0.2504
7	0.5003	0.2496	0.2497	0.2502
8	0.5006	0.2497	0.2508	0.2507
Rata-rata	0.5001	0.24989	0.24988	0.25028



Gambar 3.6 Bit Input Setiap Paket

Data bit yang dibangkitkan adalah 1240000 untuk setiap antenna. Karena antenna tiap pengguna $N_{R,u} = 2$ dan jumlah pengguna $N_{user} = 2$. Maka total bit

yang dibangkitkan adalah $4 \times 1240000 = 4960000$. Ilustrasi untuk total bit yang dibangkitkan seperti pada Gambar 3.7.



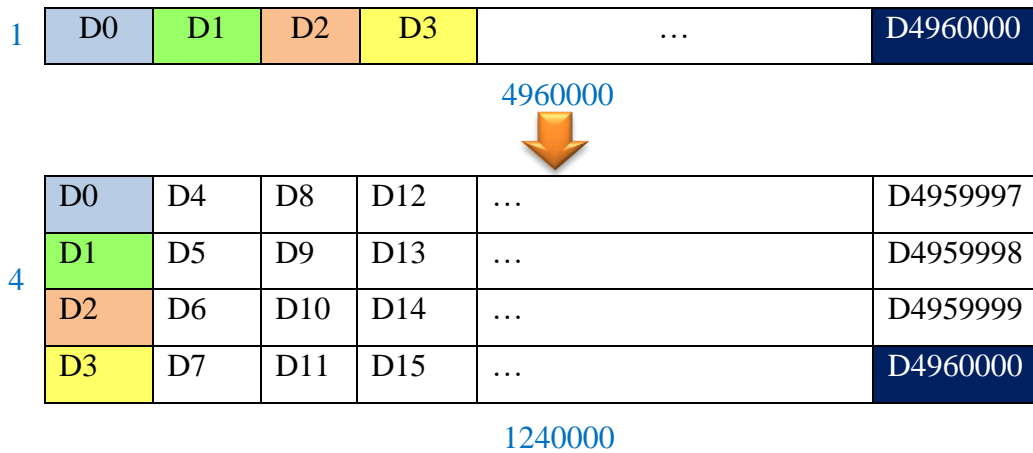
Gambar 3.7 Ilustrasi Total Bit yang Dibangkitkan

3.4.1.2 Modulasi

Setelah proses pembangkitan bit *input* secara acak, maka dilakukan proses modulasi (*mapper*). Pada tesis ini digunakan modulasi 16-QAM untuk sistem MU MIMO-GFDM. Karena Modulasi 16-QAM adalah teknik pengkodean QAM dengan $M=16$, sehingga untuk masukan digital ke modulator adalah sinyal dengan jumlah bit sebanyak 4 bit akan menjadi sebuah simbol (x) dengan kemungkinan 16 kombinasi simbol. Untuk memudahkan proses modulasi maka dilakukan proses *serial to parallel* seperti pada Gambar 3.8

Berikut sintak program untuk proses *serial to parallel*:

```
sp=reshape(info,4,[]);
```



Gambar 3.8 Proses Konversi *Serial to Parallel*

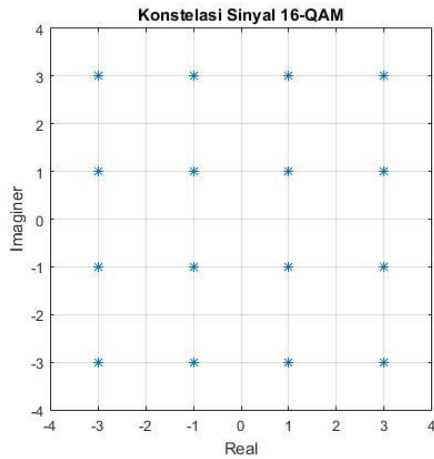
Proses *mapping* adalah proses dimana data yang berbentuk *binary* yang dimodulasikan menggunakan modulasi QAM agar dapat diproses di kanal *wireless*. Untuk modulasi QAM dengan beda fasa 90° maka *scatter plot* terdiri dari dua bagian yaitu real (*in-phase*) dan imajiner (*quadrature*). Jadi untuk satu

simbol GFDM akan *dimapping* dan diubah nilainya menjadi bilangan kompleks.

Diagram konstelasi untuk modulasi 16-QAM ditunjukkan pada Gambar 3.9.

Berikut sintak program untuk proses modulasi 16-QAM :

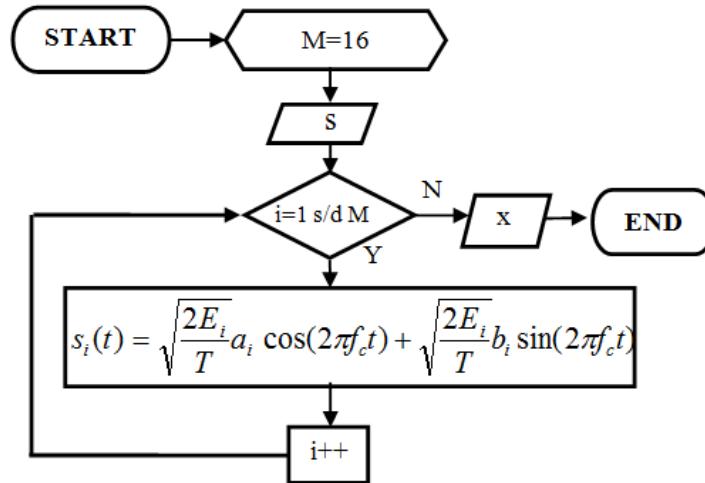
```
xI1=2*sp(1,:)-1; xI2=2-(2*sp(2,:)-1);
xQ1=2*sp(3,:)-1; xQ2=2-(2*sp(4,:)-1);
xI=xI1.*xI2;
xQ=xQ1.*xQ2;
qam=(1/sqrt(10))*(xI+j*xQ); %sinyal hasil modulasi
```



Gambar 3.9 Diagram Konstelasi Modulasi 16-QAM

Pada Persamaan sinyal M-QAM dinyatakan seperti persamaan (2.60).

Diagram alir untuk modulasi 16-QAM ditunjukkan pada Gambar 3.10.



Gambar 3.10 Diagram Alir Modulasi 16-QAM

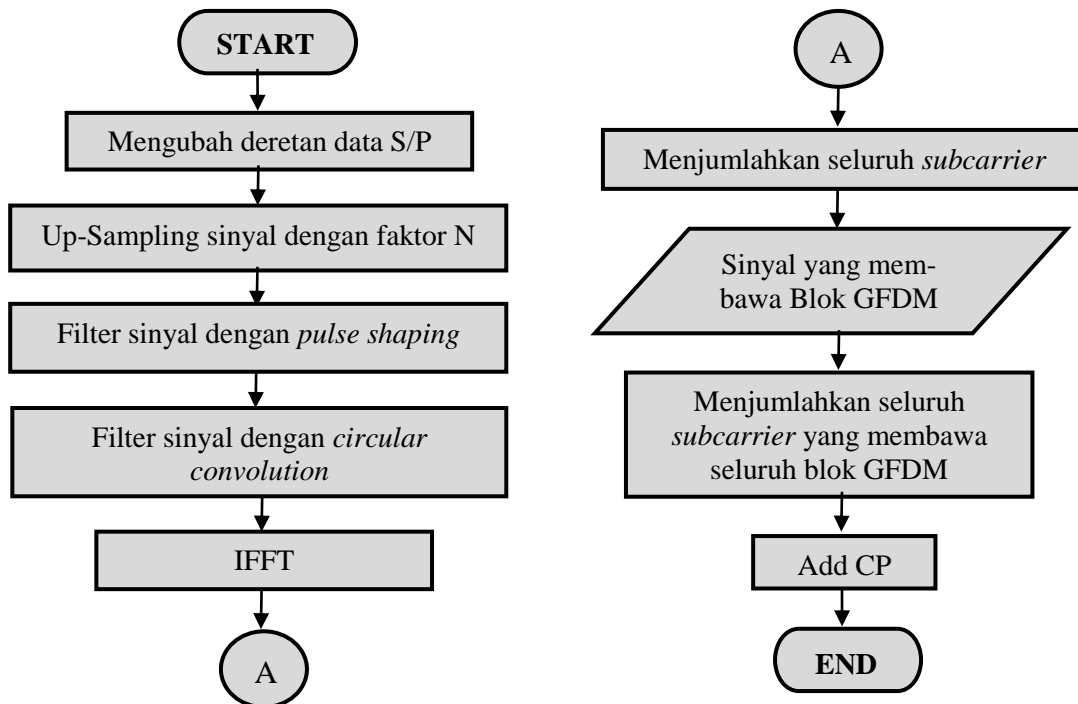
Pada tesis ini disimulasikan MU MIMO-GFDM menggunakan *pulse shaping* RRC ($\alpha = 1$), modulasi 16-OQAM yaitu bit-bit pada posisi *inphase* tetap pada posisi semula sedangkan terjadi *offset* atau pergeseran bit pada sisi

quadrature sebesar $M/2$ dan MU MIMO-GFDM menggunakan *rectangular pulse* ($\alpha = 0$), modulasi 16-QAM.

Disini MU MIMO-GFDM dengan dua *waveform* yang berbeda dibandingkan dengan MU MIMO-OFDM menggunakan *pulse shaping rectangular* ($\alpha = 0$) dengan modulasi 16-QAM. Pada modulasi 16-QAM, 4 bit dipetakan ke dalam satu simbol. 16 kombinasi ini dibagi 4 menjadi 4 kombinasi untuk setiap kuadran real dan imajiner. Pada salah satu kuadran untuk real positif dan imajiner positif, maka 4 kombinasi bit dipetakan dalam 4 simbol yaitu $1 + j, 1 + 3j, 3 + j, 3 + 3j$. Setiap simbol membutuhkan daya $(1^2 + 1^2 + 1^2 + 3^2 + 3^2 + 1^2 + 3^2 + 3^2)/4 = 10$, yang jika diubah ke tegangan menjadi $\sqrt{10}$. Untuk menghasilkan $E\{|s(t)|^2\} = 1$, maka sinyal dikalikan dengan $1/\sqrt{10}$. Dengan cara lain dapat dihitung $\sqrt{3/2(idx - 1)} = \sqrt{3/2(16 - 1)} = \sqrt{3/2(15)} = \sqrt{1/2(5)} = 1/\sqrt{10}$, dengan idx adalah indeks modulasi.

3.4.1.3 Modulator GFDM

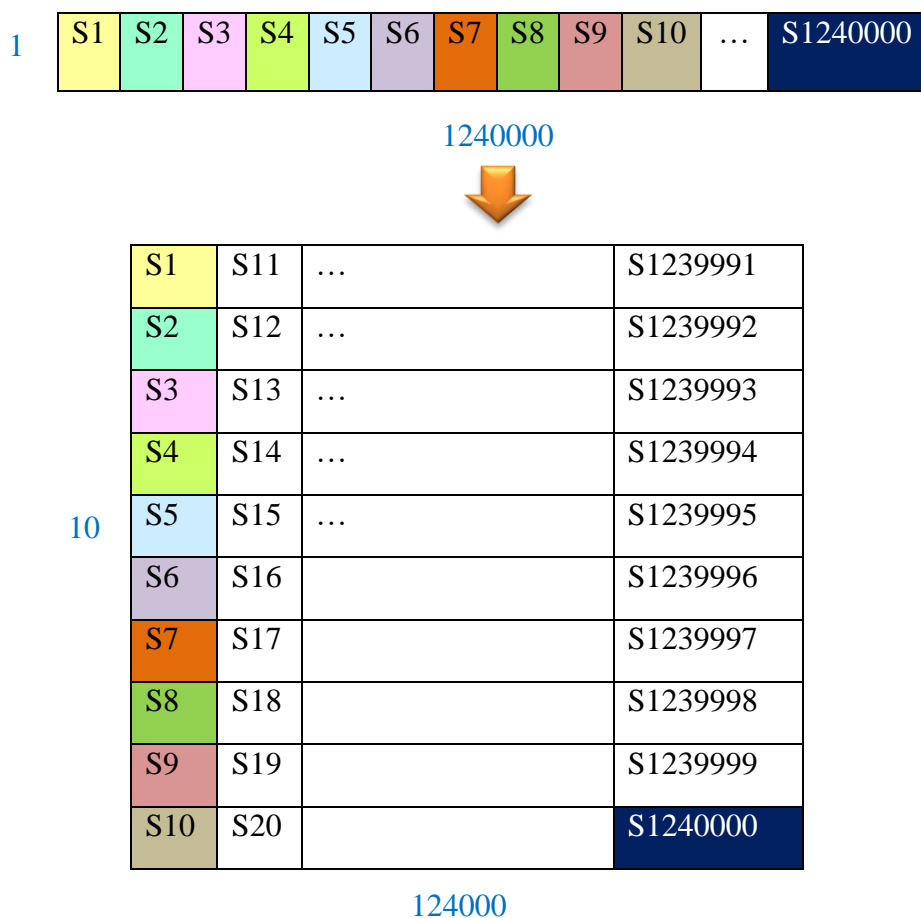
Diagram alir pemrosesan sinyal pada modulator GFDM ditunjukkan pada Gambar 3.11. Diagram alir ini merupakan bagian dari blok GFDM Modulator pada Gambar 3.4.



Gambar 3.11 Diagram Alir Modulator GFDM

3.4.1.3.1 Mengubah Deretan Data S/P

Setelah *dimapping* menggunakan modulasi 16-QAM akan dihasilkan $4096000/4=1240000$ simbol. Selanjutnya data hasil mapper akan di *reshape* sesuai dengan jumlah *subcarrier* yang digunakan pada blok GFDM. Pada tesis ini, setiap blok GFDM terdiri dari 10 *subcarrier* dan 31 *subsymbol*. Selanjutnya simbol yang berukuran 1 x 1240000 diubah ke dalam bentuk paralel menjadi 10 x 124000. Proses *reshape* dapat ditunjukkan pada Gambar 3.12.



Gambar 3.12 Proses Reshape S/P

3.4.1.3.2 Pembentukan Blok GFDM

Selanjutnya dibuat matriks s untuk blok GFDM dengan ukuran 16×32 yang berisi *zero padding*. Matriks tersebut akan diisi dengan deretan data informasi hasil *mapper* 16-QAM berukuran $K \times M$ atau 10×31 . Sisa matriks dari blok GFDM yang tidak berisi data informasi akan bernilai *zero* yang digunakan untuk proses *circular convolution*. Matriks berukuran 16×32 ini diubah menjadi ukuran 512×1

untuk mewakili satu buah simbol GFDM. Kemudian diulang sesuai dengan banyaknya jumlah simbol (N) yang dibangkitkan yaitu sebanyak 4000 kali. Matriks d yang terbentuk berukuran 512×4000 , sehingga dapat disebut dengan kumpulan blok GFDM.

Matriks d tersebut kemudian dipecah menjadi d_i dan d_q . Nilai d_i (*inphase*) menunjukkan data QAM yang bernilai *real*, dan d_q (*quadrature*) sebagai data QAM yang bernilai *imaginer*. Ilustrasi blok GFDM pada simulasi dapat ditunjukkan pada Gambar 3.13.

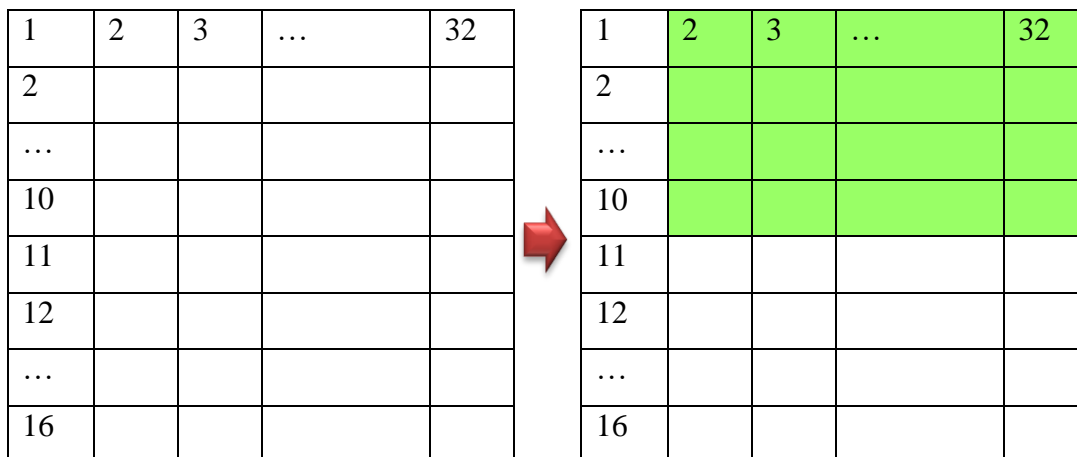
Berikut sintak program untuk pembentukan blok GFDM:

```

s=zeros(K,M);
d=[];
for k1=1:jsimbol
s(1:(K-3*K/8),2:M)=qamp(:,(M-1)*(k1-1)+1:(M-1)*(k1));
s=circshift(s,-1);
dd=reshape(s,[],1);
s=zeros(K,M);
d(:,k1)=dd;
end

%% Split into real and imaginer
di = real(d);
dq = imag(d);

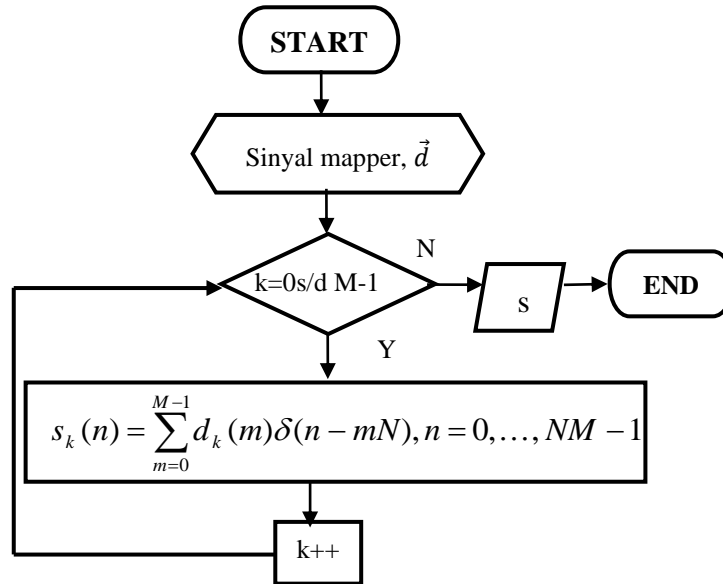
```



Gambar 3.13 Ilustrasi Blok GFDM

Masing-masing *subsymbol* hasil *mapper* akan di *up-sampling* dengan faktor N (jumlah blok GFDM) sesuai dengan persamaan (2.37) yang menunjukkan proses matematis mengubah *subsymbol* menjadi sinyal impuls.

Gambar 3.14 menunjukkan diagram alir proses mengubah output sinyal *mapper* menjadi sinyal impuls.



Gambar 3.14 Diagram Alir Pembentukan Sinyal Impuls

3.4.1.3.3 Filter Sinyal dengan *Pulse Shaping*

Setelah pembentukan blok GFDM dengan data hasil *mapper*, maka sinyal di *pulse shaping* jenis RRC. RRC dikembangkan dari RC yaitu menggunakan akar persamaan *pulse shaping* RC seperti pada persamaan (2.50 dan 2.51). Selanjutnya $v(t) = t^4(35 - 84t + 70t^2 - 20t^3)$ adalah fungsi *meyer auxiliary* dengan range yang mendefinisikan $0 \leq \alpha \leq 1$. Pada tesis ini MU MIMO-GFDM dianalisis menggunakan *roll-of-factor* $\alpha = 0$ (*rectangular pulse*) dan $\alpha = 1$ (*RRC pulse*). Setelah didapatkan pulsa RRC dari persamaan tersebut dan diberikan notasi g .

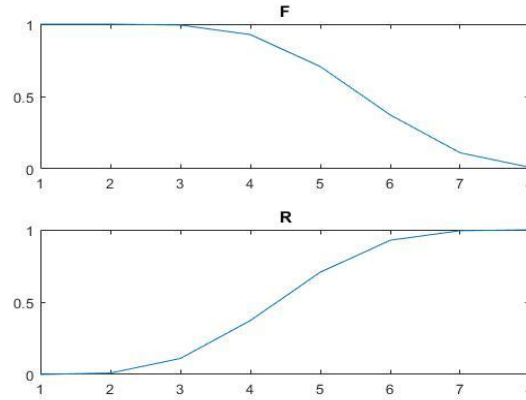
Berikut sintak program untuk pembentukan *pulse shaping* RRC:

```

%% Meyer RRC
R=(0:(K-1)')^-K/2-eps)/(a*K)+1/2;R(R<0)=0;R(R>1)=1;F=1-R;%
Ramp rise/fall
R=R.^4.*(35 - 84*R+70*R.^2-20*R.^3);F=1-R;% Meyer auxiliary
function
R=1/2*(cos(F*pi)+1);F=1-R;% Meyer RC rise/fall
R=sqrt(R);F=sqrt(F);%Meyer RRC
g=[F;zeros((M-2)*K,1);R];
g=g/sqrt(sum(g.^2));%normalization
  
```

Pada program MATLAB dihasilkan dua sinyal F dan R berdasarkan persamaan RRC. Komponen F dan R ini akan digabungkan dengan menggunakan

zero padding dan menghasilkan sinyal g . Bentuk sinyal RRC komponen F dan R dapat dilihat pada Gambar 3.15.



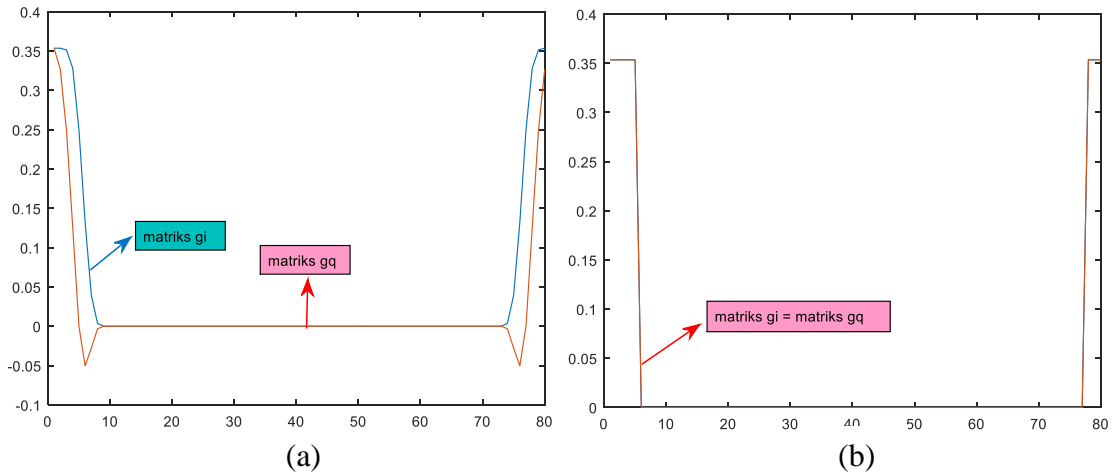
Gambar 3.15 Root Raised Cosine Filter

Pada simulasi MU MIMO-GFDM menggunakan modulasi 16-QAM dengan *roll-of-factor* $a = 0$ (*rectangular pulse*) menghasilkan kinerja BER sama dengan MU MIMO-OFDM. Berdasarkan Gambar 2.25 semakin besar nilai a dengan $0 \leq a \leq 1$, maka kinerja MU MIMO-GFDM akan semakin bagus karena menghasilkan emisi OOB yang rendah. Namun pada simulasi MU MIMO-GFDM dengan $a = 1$ (*pulse shaping RRC*) dapat dicapai dengan modulasi QAM yang digeser (dikenal dengan *Offset-QAM*).

3.4.1.3.4 Filter Sinyal dengan *Circular Convolution*

Setelah filter sinyal dengan *pulse shaping*, maka sinyal akan dikonvolusi secara sirkular. Pada proses O-QAM ini dilakukan dengan mentransmisikan bagian *real* dan imajiner dari data simbol QAM menggunakan *pulse shaping* dengan pergeseran sebesar $M/2$ sampel. Serta dilakukan rotasi phase sebesar $\pi/2$ antar *subcarrier* dan *subsymbol* yang berdekatan. Pada sistem MU MIMO-GFDM, proses *pulse shaping* pada OQAM ditunjukkan pada persamaan 3.2 [41]. Gambar 3.16 (a) menunjukkan kurva MU MIMO-GFDM hasil *pulse shaping filter RRC* $\alpha = 1$ dengan *Offset-QAM*, sedangkan gambar 3.16 (b) menunjukkan kurva MU MIMO-GFDM hasil *pulse shaping rectangular* $\alpha = 0$ dengan QAM. Proses *circular convolution* pada MATLAB dapat menggunakan fungsi *circshift*.

$$\begin{aligned}
 g_{k,m}^{(i)}[n] &= j^k g_{k,m}[n] \\
 g_{k,m}^{(q)}[n] &= j^{k+1} g_{k,m+\frac{1}{2}}[n]
 \end{aligned} \tag{3.2}$$



Gambar 3.16 Kurva MU MIMO-GFDM Hasil *Pulse Shaping* Filter RRC dengan *roll of factor* (a) $\alpha = 1$, (b) $\alpha = 0$

Berikut sintak program untuk proses *offset-QAM* ($\alpha = 1$) :

```
%% Frequency O-QAM
gi = g;
gq = ifft(circshift(fft(gi), M/2));
```

Berikut sintak program untuk proses *QAM* ($\alpha = 0$) :

```
%% Frequency O-QAM
gi = g;
gq = ifft(circshift(fft(gi), 0));
```

Berdasarkan Gambar 3.16 (a) penggunaan fungsi *circshift* pada Matlab digunakan untuk menggeser secara sirkular pada bagian *quadrature* dari *pulse shaping* RRC pada proses O-QAM. Selanjutnya dibuat *pulse shaping* untuk QAM yang nantinya akan dibandingkan dengan modulasi OQAM. Pemodelan *pulse shaping* pada QAM biasa tanpa terjadi *offset* seperti persamaan (3.3) dan hasil pemfilteran *pulse shaping* ditunjukkan pada Gambar 3.16 (b).

$$g_{k,m}^{(i)}[n] = j^k g_{k,m}[n] \quad (3.3)$$

3.4.1.3.5 Inverse Fast Fourier Transform (IFFT)

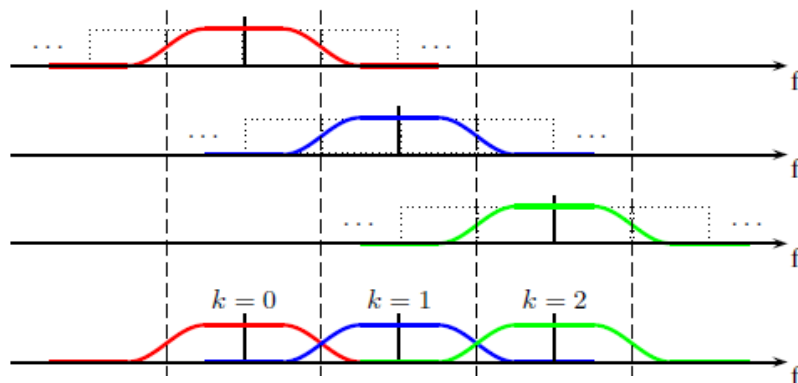
Setelah diperoleh sinyal GFDM selanjutnya dilakukan proses IFFT dengan membentuk matriks A_i dan A_q dengan menggunakan persamaan (3.4).

$$x[n] = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} d_{k,m}^{(i)} \otimes g_{k,m}^{(i)} [(n - mK) \bmod N]. w^{kn} + \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} d_{k,m}^{(q)} \otimes g_{k,m}^{(q)} [(n - mK) \bmod N]. w^{kn} \quad (3.4)$$

Dimana $d_{k,m}$ adalah data simbol bernilai kompleks dengan K *subcarriers* dan M *subsymbols*, $w^{kn} = e^{j2\pi\frac{k}{K}n}$, dan $g_{k,m}$ merupakan sinyal *pulse shaping* dengan sebuah periode dari $n \bmod MN$. Pada simulasi MATLAB, sinyal hasil IFFT dimodelkan dengan persamaan (3.5). Simulasi matriks A pada MATLAB digunakan fungsi *circshift* pada MATLAB.

$$x = A^i d^i + A^q d^q \quad (3.5)$$

Pada proses IFFT ini, juga dilakukan penggeseran *subcarrier* pada domain frekuensi dengan menggunakan operasi *circular convolution* [17]. Hal ini dapat ditunjukkan pada Gambar 3.17.



Gambar 3.17 Superposisi *Subcarrier* pada Proses IFFT

Berikut sintak program untuk proses IFFT pada MU MIMO-GFDM :

```

%% Proses IFFT pada GFDM dengan Pembentukan Matriks Ai dan Aq
% Ai matrix
Ai = zeros(M*K, M*K);
n = 0:M*K-1; n=n';
w = exp(1j*2*pi/K);

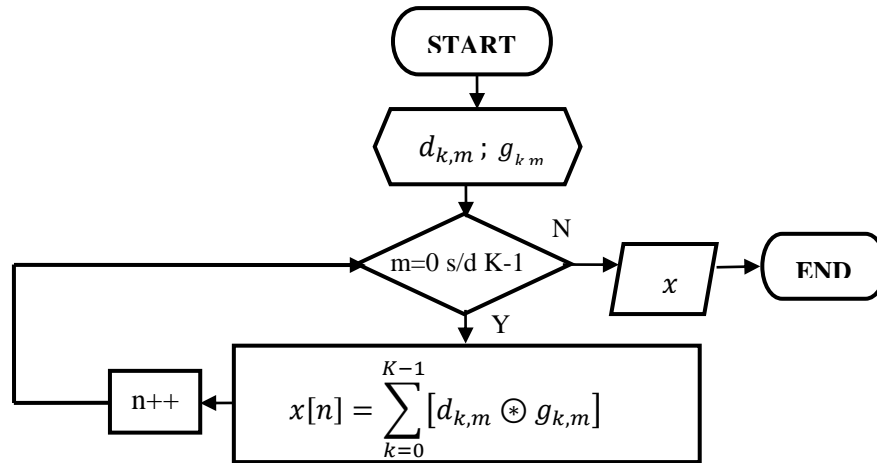
for k=0:K-1
    for m=0:M-1
        Ai(:,m*K+k+1) = 1i^(mod(m,2))*circshift(gi, m*K) .* w.^(k*n);
    end
end

% Aq matrix
Aq = zeros(M*K, M*K);
for k=0:K-1
    for m=0:M-1
        Aq(:,m*K+k+1) = 1i^(mod(m,2)+1)*circshift(gq, m*K) .*
        w.^(k*n);
    end
end
x=(Ai)*di+(Aq)*dq; %Sinyal GFDM

```

Filter *prototype* $g_{k,m}$ berfungsi untuk membedakan *subsymbol* berdasarkan *time slot* dan frekuensi, sehingga hasil proses filter adalah sebuah sub-sinyal GFDM yang memiliki frekuensi dan waktu yang berbeda sebagai hasil dari pergeseran oleh filter sirkular. Semua sub-sinyal yang dihasilkan dari pemfilteran akan dijumlahkan menjadi sebuah sinyal GFDM.

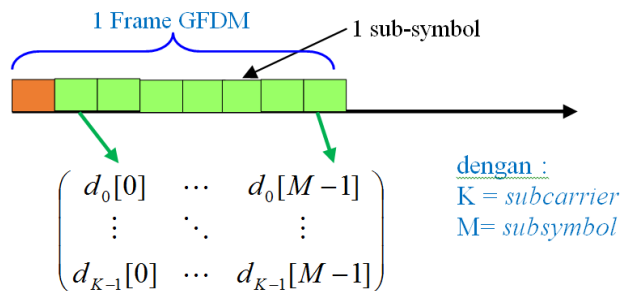
Gambar 2.20 memodelkan pada *baseband* yang mendistribusikan data simbol bernilai kompleks $d_{k,m}$ pada K *subcarriers* dan M *subsymbols*. Setiap *subcarrier* berbentuk pulsa dengan sebuah *transmit filter* $g_{k,m}$ dan dimodulasi dengan sebuah *subcarrier* frekuensi pusat $e^{j2\pi\frac{kn}{K}}$. Sinyal yang ditransmisikan yang dituliskan seperti persamaan (2.41) dapat ditunjukkan pada diagram alir 3.18. Sinyal GFDM ditransmisikan diperoleh dari jumlahan semua *subcarrier*.



Gambar 3.18 Diagram Alir Sinyal yang Ditransmisikan

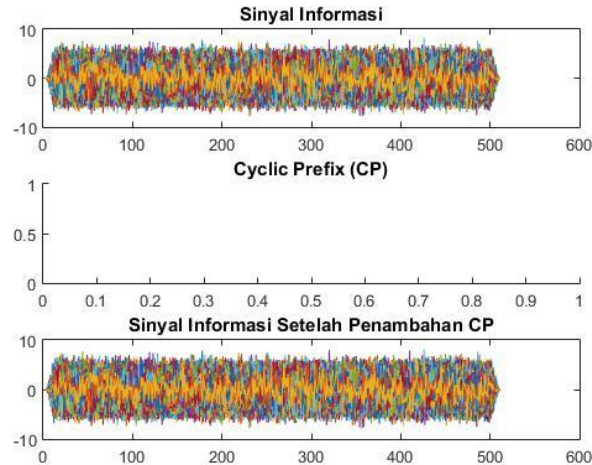
3.4.1.4 Penambahan *Cyclic Prefix* (CP)

Konstruksi paket pada GFDM adalah penggunaan satu CP pada setiap paket atau blok GFDM yang terdiri dari beberapa *subsymbol* [6,51]. Proses penambahan CP pada GFDM ditunjukkan pada Gambar 3.19.



Gambar 3.19 Penambahan CP pada GFDM

Pada simulasi sistem menggunakan MATLAB, sistem MU MIMO-GFDM tidak ditambahkan CP, sehingga CP diset bernilai 0 dan jumlah simbol GFDM berjumlah sama yaitu 512. maka dapat ditunjukkan pada Gambar 3.20.



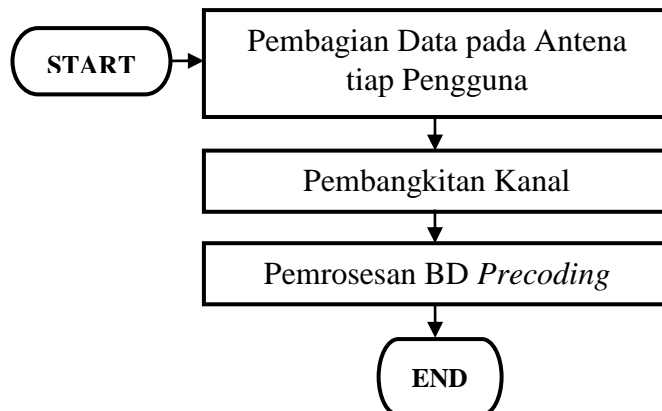
Gambar 3.20 Hasil Sinyal yang Ditransmisikan Ketika Tidak Ditambahkan CP

Berikut sintak program untuk proses penambahan CP pada MU MIMO-GFDM :

```
x_cp=x([end-CP+(1:CP)],:);
xcp = [x_cp;x]; %Sinyal GFDM + CP
Excp=mean(ones(1,length(xcp(:,1)))*(xcp.*conj(xcp))/length(xcp
(:,1))));
```

3.4.1.5 Block Diagonalization (BD) Precoding

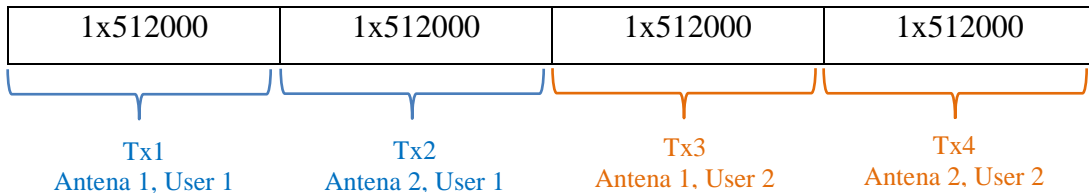
BD precoding mendekomposisi sebuah kanal *downlink* MU MIMO-GFDM menjadi beberapa kanal *downlink* SU MIMO-GFDM secara paralel. Langkah pertama pemrosesan sinyal menggunakan BD adalah jika pemancar sudah mengenali sinyal interferesinya (CSI), maka akan dilakukan beberapa step seperti pada Gambar 3.21.



Gambar 3.21 Diagram Alir Pemrosesan Data Sebelum Ditransmisikan

3.4.1.5.1 Pembagian Data pada Antena tiap Pengguna

Sinyal hasil penambahan CP berukuran $512 \times (\text{jsymbol} \times N_T) = 512 \times 4000$, sinyal kemudian direshape menjadi bentuk serial (P/S) berukuran $1 \times (512 \times 4000) = 1 \times 2048000$. Selanjutnya data berukuran 1×2048000 dibagi menjadi sejumlah N_{user} . Karena $N_{user} = 2$, maka tiap pengguna memproses data sebanyak 1×1024000 . Selanjutnya data tiap pengguna akan dibagi lagi menjadi sejumlah jumlah antena tiap pengguna $N_{R,u}$. Karena menggunakan MIMO dengan skema antena pemancar-penerima 2×2 , maka tiap antena pada setiap pengguna akan membawa data berukuran 1×512000 . Ilustrasi pembagian data ini dapat ditunjukkan di bawah ini.



Berikut sintak program untuk proses pembagian data pada tiap antena pengguna :

```

awl=1;
z=jsymbol/N_user; %dibagi sesuai jumlah user
for bagi=1:N_user
    simbol_per_user(bagi,:)= x_cp_ps_1(1,awl:(awl-1+(K*M*z)));
    awl= awl+(K*M*z);
end
User_Tx1 = simbol_per_user(1,1:length(simbol_per_user)/2);
User_Tx2 = simbol_per_user(1,(length(simbol_per_user)/2)+1:end);
User_Tx3 = simbol_per_user(2,1:length(simbol_per_user)/2);
User_Tx4 = simbol_per_user(2,(length(simbol_per_user)/2)+1:end);
out_ps= [User_Tx1;User_Tx2;User_Tx3;User_Tx4];
si=length(out_ps);

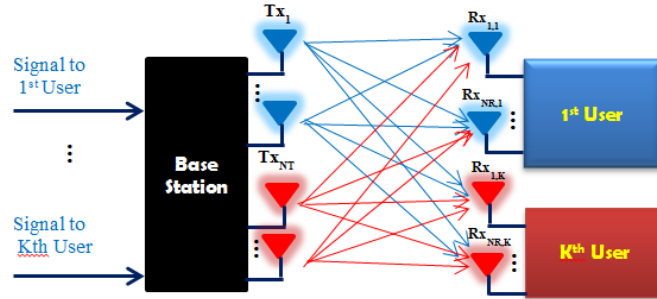
```

3.4.1.5.2 Pembangkitan Kanal

Matriks kanal transmisi $\mathbf{H}_u^{DL} \in \mathbb{C}^{N_{R,u} \times N_T}$ dengan $u=1,2,3,4,\dots,K$ adalah matriks dengan komponen bilangan imajiner berukuran jumlah antena penerima pengguna ke- u ($N_{R,u}$) sebanyak jumlah pengguna (N_{user}) yang dikalikan dengan total jumlah antena pemancar di *base station* (N_T). Persamaan (3.6) menunjukkan penerapan kanal transmisi pada program matlab.

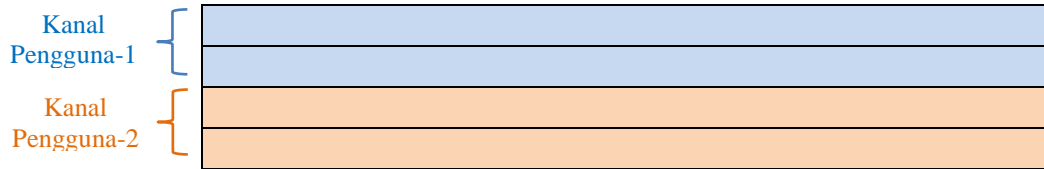
$$\mathbf{H}=(\text{rand}(\text{NRu}*\text{N_user},\text{NT})+\text{j}*\text{randn}(\text{NRu}*\text{N_user},\text{NT}))/\text{sqrt}(2); \quad (3.6)$$

Dengan penambahan *BD precoding* pada skema pentransmision sistem MU MIMO-GFDM, ukuran matriks kanal berubah menjadi $\mathbf{H}_u^{DL} \in \mathbb{C}^{N_{R,u} \times (N_T \times k)}$. Transmisi MU MIMO-GFDM dengan BD ditunjukkan pada Gambar 3.22.



Gambar 3.22 Skema Transmisi MU MIMO-GFDM dengan BD *Precoding*

Pada tesis ini disimulasikan sistem MU MIMO-GFDM dengan skema antena pemancar-penerima 4_22, yaitu $N_T = 4$, $N_{R,u} = 2$, dan $N_{user} = 2$. Sehingga kanal yang dibangkitkan berukuran 4x4, karena ukuran matriks $N_T = N_{R,u} \times N_{user}$, maka dikatakan dengan *block diagonalization* (matriks bujur sangkar). Kanal tiap pengguna berukuran $N_{R,u} \times N_T = 2 \times 4$, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3.23.



Gambar 3.23 Ilustrasi Pembangkitan Kanal Sistem MU MIMO-GFDM

Dengan skema pada Gambar 3.11, pembangkitan kanal AWGN total seluruh pengguna dinyatakan pada persamaan (3.7).

$$\mathbf{H}^{DL} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{H}_1^{DL} & \mathbf{H}_1^{DL} & \dots & \mathbf{H}_1^{DL} \\ \mathbf{H}_2^{DL} & \mathbf{H}_2^{DL} & \dots & \mathbf{H}_2^{DL} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \mathbf{H}_u^{DL} & \mathbf{H}_u^{DL} & \dots & \mathbf{H}_u^{DL} \end{bmatrix}}_{N_T} \quad N_{R,u} \times K \quad (3.7)$$

dengan :

\mathbf{H}^{DL} = matriks kanal total dengan \mathbf{H}_u^{DL} adalah matriks kanal pengguna ke-u

K = jumlah pengguna

N_T = total antena pemancar

$N_{R,u}$ = antena penerima tiap pengguna

Berikut sintak program untuk pembangkitan kanal :

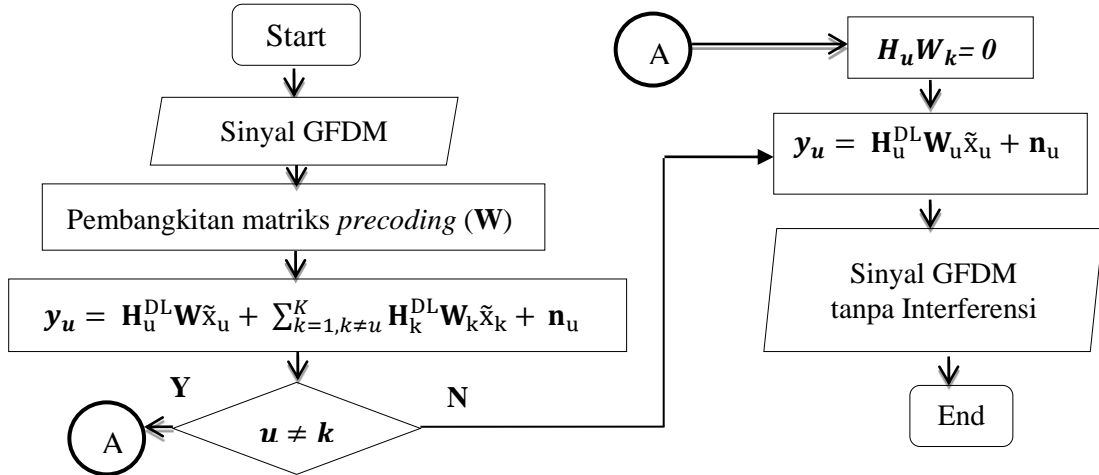
```

%Pembangkitan kanal
H=(rand(NR*N_user,NT)+j*randn(NR*N_user,NT))/sqrt(2);
%kanal transmisi total
H_1=H(1:2,:); %matriks kanal pengguna 1
H_2=H(3:4,:); %matriks kanal pengguna 2

```

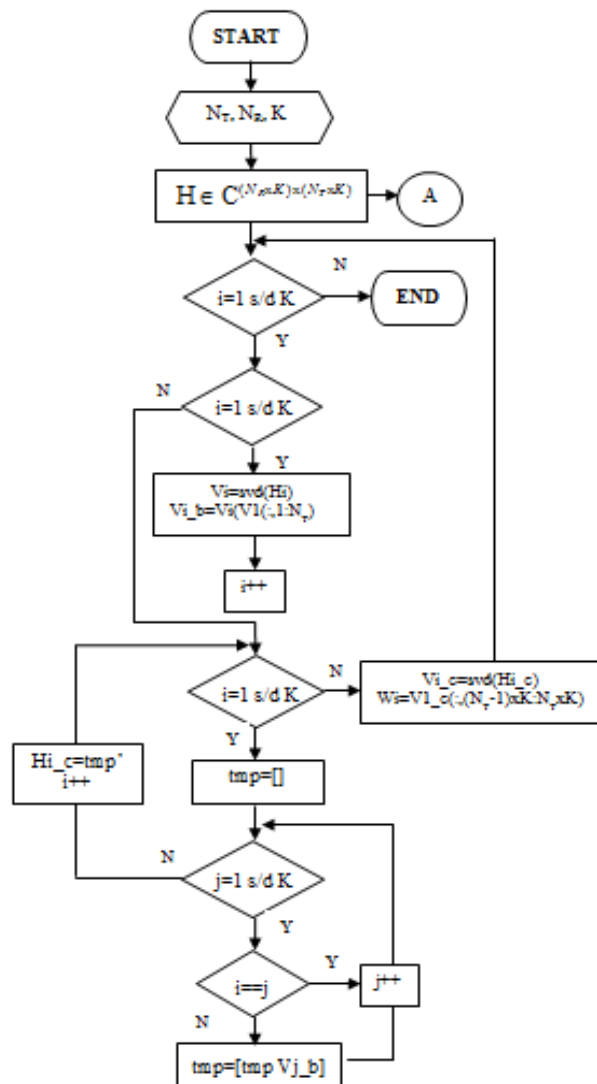
3.4.1.5.3 Pemrosesan BD Precoding

Setelah kanal transmisi dibangkitkan maka matrik *precoder* masing-masing pengguna ke- u , \mathbf{W}_u dengan $u=1,2,..K$ dapat dibentuk. Sebuah matriks *precoding* (\mathbf{W}_u) adalah sebuah matriks yang dibentuk pada pemodelan pentransmisi sinyal di sisi pemancar yang digunakan untuk menghilangkan interferensi antar pengguna (MUI). Untuk lebih detailnya berikut diagram alir memperoleh sinyal GFDM tanpa interferensi yang ditunjukkan oleh Gambar 3.24. Sedangkan matriks *precoding* pengguna ke- u dapat diperoleh dengan menerapkan diagram alir yang dijelaskan pada Gambar 3.25.



Gambar 3.24 Diagram Alir Mamperoleh Sinyal GFDM Tanpa Interferensi

Berdasarkan Gambar 3.25 untuk memperoleh matriks *precoding* \mathbf{W} dapat dilakukan dengan menggunakan algoritma *singular value decomposition* (SVD). *Input* dari blok BD *precoding* yaitu x_u , yang akan diproses di sisi pemancar dengan cara mengalikan dengan matriks *precoding* (\mathbf{W}_u) dan menempatkan seluruh matriks kanal pengguna lain pada *null space*.



Gambar 3.25 Diagram alir BD *Precoding* dengan SVD

SVD dikatakan matriks bujur sangkar H dengan cara mendiagonalkan matriks HW . Tujuan penggunaan SVD adalah untuk mengestimasi matriks respon kanal. Dengan penerapan SVD, basis *orthogonal* matriks kanal \tilde{H}_u^{DL} dapat didekomposisi menjadi persamaan (2.27). Dalam simulasi Matlab, SVD didekomposisi menjadi komponen U , S , dan V . Dimana komponen S , adalah matriks diagonal yang disusun *descending*.

Berikut sintak program untuk pemrosesan BD *Precoding* :

```

%Proses BD
[U1 S1 V1]=svd(H_1);
[U2 S2 V2]=svd(H_2);

V1_b=V1(:,1:Nt);
V2_b=V2(:,1:Nt);

```

```

H1_c=[V2_b]';
H2_c=[V1_b]';

[U1_c S1_c V1_c]=svd(H1_c);
[U2_c S2_c V2_c]=svd(H2_c);

W1=V1_c(:,(NT-1):NT); % matriks precoder pengguna 1
W2=V2_c(:,(NT-1):NT); % matriks precoder pengguna 2
W=[W1 W2]; % Matriks Precoder
HW=H*W; % Menhasilkan Diagonal Matriks

```

Setelah matriks *precoding* \mathbf{W}_k terbentuk, maka sinyal yang ditransmisikan yaitu \mathbf{x}_k dikalikan dengan \mathbf{W}_k , seperti pada persamaan (3.8).

$$\text{transmitted signal} = \sum_{k=0}^K \mathbf{W}_k \mathbf{x}_k \quad (3.8)$$

Sinyal \mathbf{x}_k merupakan sinyal GFDM yang menggunakan modulasi O-QAM, seperti pada persamaan (3.9).

$$x[n] = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} d_{k,m}^{(i)} g_{k,m}^{(i)}[n] + \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} d_{k,m}^{(q)} g_{k,m}^{(q)}[n] \quad (3.9)$$

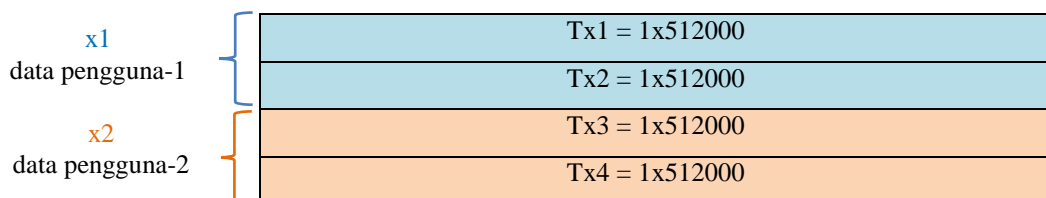
Berikut sintak program untuk memperoleh transmitted signal :

```

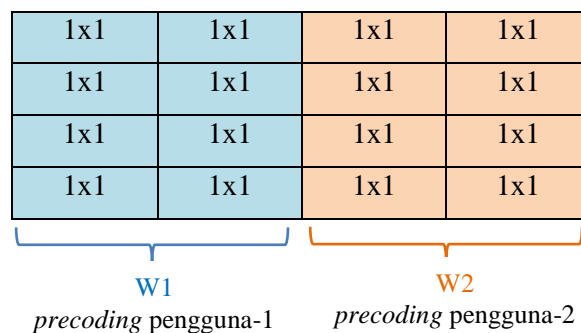
%====Transmisi Sinyal====%
x1=out_ps(1:2,:); %data yang dikirim untuk pengguna 1;
x2=out_ps(3:4,:); %data yang dikirim untuk pengguna 2;
Tx_Data = W1*x1 + W2*x2; %Sinyal yang Dikirim

```

Gambar 3.26 menunjukkan ilustrasi untuk memperoleh transmitted signal berdasarkan proses simulasi MATLAB.

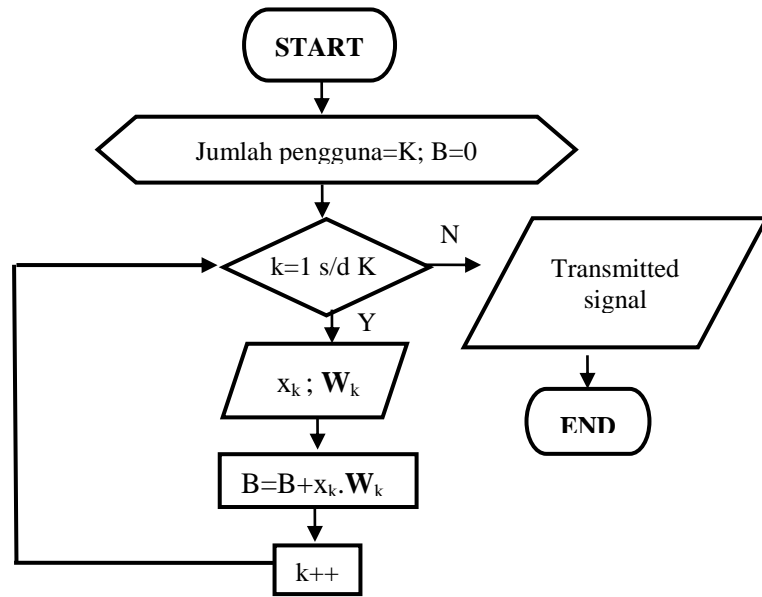


(a)



(b)

Gambar 3.26 Matriks untuk Memperoleh *Transmitted Signal*, (a) Matriks Data, (b) Matriks *Precoding*



Gambar 3.27 Diagram Alir Memperoleh *Transmitted Signal*

Berdasarkan Gambar 3.26, matriks *precoding* \mathbf{W} berukuran 4×4 dan matriks data \mathbf{x} berukuran 4×512000 , sehingga matriks transmitted signal berukuran $\mathbf{W} \times \mathbf{x} = 4 \times 512000$. Sedangkan diagram alir untuk memperoleh transmitted signal ditunjukkan dengan Gambar 3.27.

3.4.2 Transmisi Sinyal Melalui Kanal AWGN

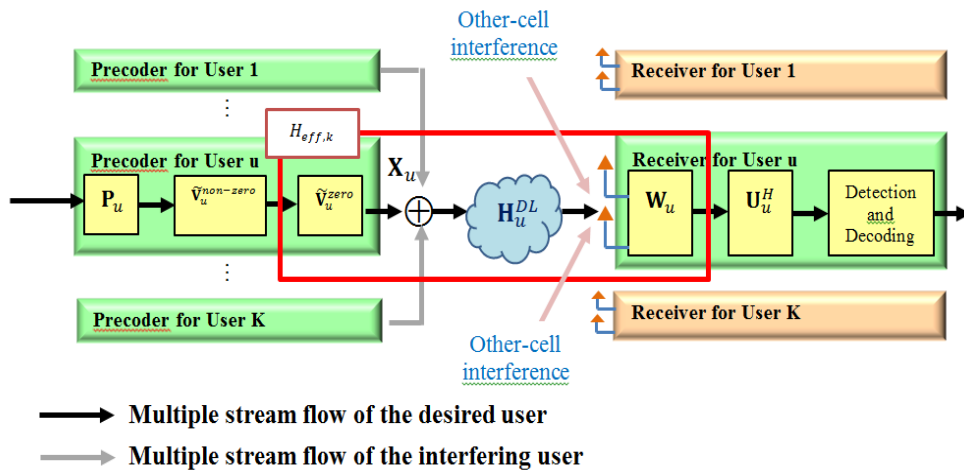
Setelah sinyal transmisi diperoleh maka sinyal ditransmisikan melalui kanal AWGN dengan asumsi ideal dan pemancar mengetahui CSI secara sempurna dengan menggunakan teknik *Spatial Multiplexing*, yaitu deretan data dipecah (*multiplex*) sejumlah antenna pemancar yang mengirimkan data yang berbeda, hal ini bertujuan untuk menambah kecepatan transmisi data (meningkatkan kapasitas). Sinyal estimasi \tilde{x}_u memiliki kemungkinan tidak sama dengan sinyal yang dikirim x_u , hal ini berkaitan dengan kondisi kanal yang dilalui seperti adanya *multipath fading*.

Penerapan teknik BD pada sisi pemancar, maka pemancar dapat mengetahui sinyal interferensi pada setiap pengguna, matriks $\mathbf{H}_u^{\text{DL}} \mathbf{W}_k$ yang terdapat pada persamaan (3-5) dianggap sebagai interferensi sinyal pengguna lain dapat dihilangkan dengan mengubah matriks $\mathbf{H}_u^{\text{DL}} \mathbf{W}_k$ menjadi *zero matriks* seperti pada persamaan (3.10) [12]:

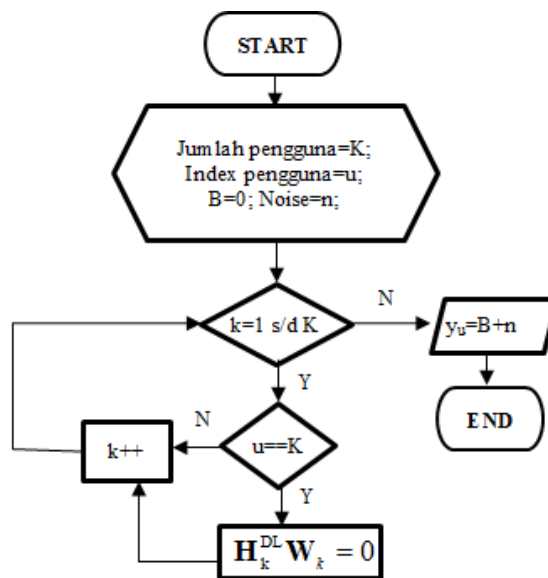
$$\mathbf{H}_u^{\text{DL}} \mathbf{W}_k = \mathbf{0}_{N_{R,u} \times N_{R,u}}, \forall u \neq k \quad (3.10)$$

Pada persamaan (3.10), jika simulasi Matlab menggunakan algoritma SVD, maka hasil perkalian $\tilde{\mathbf{H}}_u^{DL}$ dengan $\tilde{\mathbf{V}}_u^{zero}$ akan menghasilkan *null space* yang dapat menghilangkan MUI secara sempurna, seperti ditunjukkan pada persamaan (3.11) [12]. Penerapan BD *precoding* pada transmisi sinyal di sistem MU MIMO-GFDM ditunjukkan pada Gambar 3.28.

$$\begin{aligned}
 \tilde{\mathbf{H}}_u^{DL} \tilde{\mathbf{V}}_u^{zero} &= \tilde{\mathbf{U}}_u \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{\Omega}}_u^{non-zero} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (\tilde{\mathbf{V}}_u^{non-zero})^H \\ (\tilde{\mathbf{V}}_u^{zero})^H \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{V}}_u^{zero} \\
 &= \tilde{\mathbf{U}}_u \tilde{\mathbf{\Omega}}_u^{non-zero} (\tilde{\mathbf{V}}_u^{non-zero})^H \tilde{\mathbf{V}}_u^{zero} \\
 &= \tilde{\mathbf{U}}_u \tilde{\mathbf{\Omega}}_u^{non-zero} 0 \\
 &= 0
 \end{aligned} \tag{3.11}$$



Gambar 3.28 Penerapan BD *Precoding* pada MU MIMO-GFDM



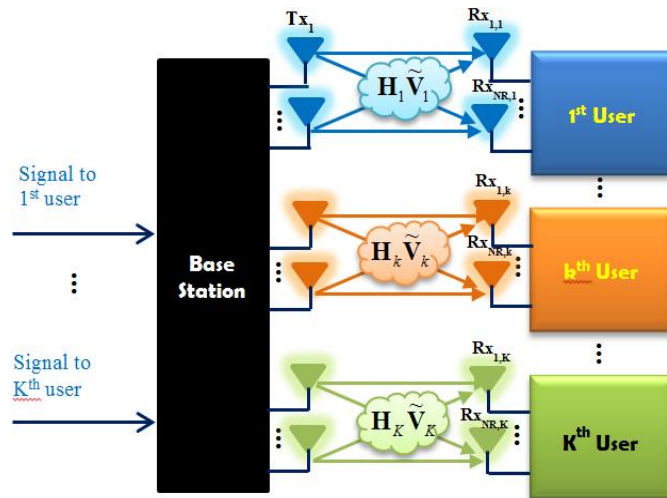
Gambar 3.29 Diagram Alir Kanal Wireless

Diagram alir untuk memperoleh sinyal bebas interferensi ketika melewati kanal wireless ditunjukkan pada gambar 3.29. Sedangkan kondisi kanal hasil *BD precoding* pada transmisi sinyal bebas interferensi antar pengguna ditunjukkan pada gambar 3.30.

Berikut sintak program untuk transmisi sinyal :

```

Rx1_2 = H_1*Tx_Data + sigma*(n11+j*n12); % sinyal pengguna 1;
Rx2_2 = H_2*Tx_Data + sigma*(n21+j*n22); % sinyal pengguna 2;
```



Gambar 3.30 Kondisi Kanal Bebas Interferensi Setelah Penambahan BD

3.4.3 Penerima (Rx) MU MIMO-GFDM

Proses yang terjadi pada penerima sistem MU MIMO-GFDM merupakan proses kebalikan dari pemancar. Untuk lebih detailnya, dapat ditunjukkan pada proses di bawah ini:

3.4.3.1 Deteksi Sinyal

Untuk mengatasi adanya interferensi antar antenna (IAI), maka pada penelitian ini digunakan detektor MMSE. Untuk mendapatkan \tilde{x}_u dalam detektor MMSE adalah dengan menentukan bobot \mathbf{W}_{MMSE} menggunakan persamaan (2.58). Dengan penerapan BD pada sisi pemancar, kanal pentransmisian mengandung matriks *precoding* \mathbf{W} , sehingga kanal harus dikalikan dengan matriks *precoding* untuk deteksi sinyal seperti pada persamaan (3.12) :

$$\mathbf{H}_u \mathbf{W}_u = \mathbf{H}_u^{DL} \mathbf{W}_u \quad (3.12)$$

dengan :

$\mathbf{H}_u \mathbf{W}_u$ = hasil perkalian kanal dengan matriks *precoding* untuk pengguna ke-u

\mathbf{H}_u^{DL} = kanal pengguna ke-u

\mathbf{W}_u = matriks *precoding* pengguna ke-u

Setelah kanal dikalikan dengan matriks *precoding* pada persamaan (3.12) maka persamaan \mathbf{W}_{MMSE} menjadi seperti persamaan (3.13).

$$\mathbf{W}_{\text{MMSE}} = \left((\mathbf{H}_u \mathbf{W}_u)^H (\mathbf{H}_u \mathbf{W}_u) + \frac{1}{\text{SNR}} \mathbf{I} \right)^{-1} (\mathbf{H}_u \mathbf{W}_u)^H \quad (3.13)$$

Maka, nilai estimasi \tilde{x}_u dapat diperoleh seperti pada persamaan (3.14).

$$\begin{aligned} \tilde{x}_u &= \mathbf{W}_{\text{MMSE}} \mathbf{y}_u \\ &= \left((\mathbf{H}_u \mathbf{W}_u)^H (\mathbf{H}_u \mathbf{W}_u) + \frac{1}{\text{SNR}} \mathbf{I} \right)^{-1} (\mathbf{H}_u \mathbf{W}_u)^H (\mathbf{H}_u \mathbf{W}_u \tilde{x}_u + \mathbf{v}_u) \end{aligned} \quad (3.14)$$

dengan:

\tilde{x}_u = sinyal estimasi yang diterima oleh pengguna ke-u

\mathbf{y}_u = sinyal yang diterima pengguna ke-u

\mathbf{H}_u = kanal pengguna ke-u

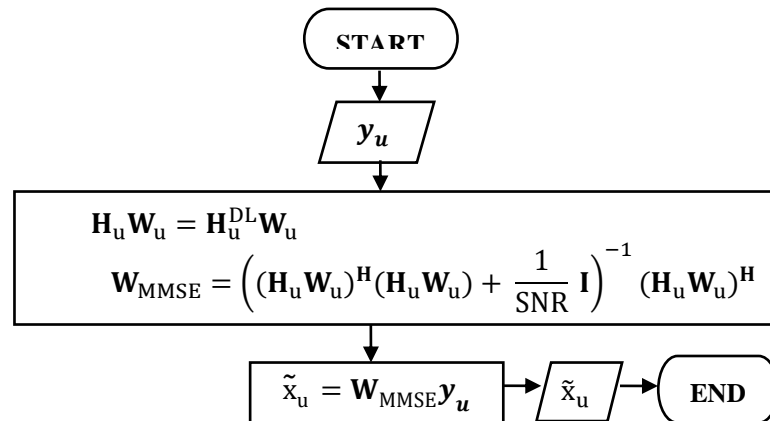
\mathbf{I} = matriks identitas

\mathbf{v}_u = *noise* pengguna ke-u

Sehingga diperoleh output sinyal estimasi yang diharapkan sesuai dengan sinyal yang dikirimkan oleh pemancar pada persamaan (3.15).

$$\tilde{x}_u \cong x_u \quad (3.15)$$

Diagram alir detektor MMSE dijelaskan pada Gambar 3.31.



Gambar 3.31 Diagram Alir Detektor MMSE

Berikut sintak program untuk deteksi sinyal menggunakan MMSE :

```

%Deteksi Sinyal (MMSE)
W1_H1=H_1*W1;
DET1 = inv(W1_H1'*W1_H1+sigma2*diag(ones(1,NR)))*W1_H1';
W2_H2=H_2*W2;
  
```

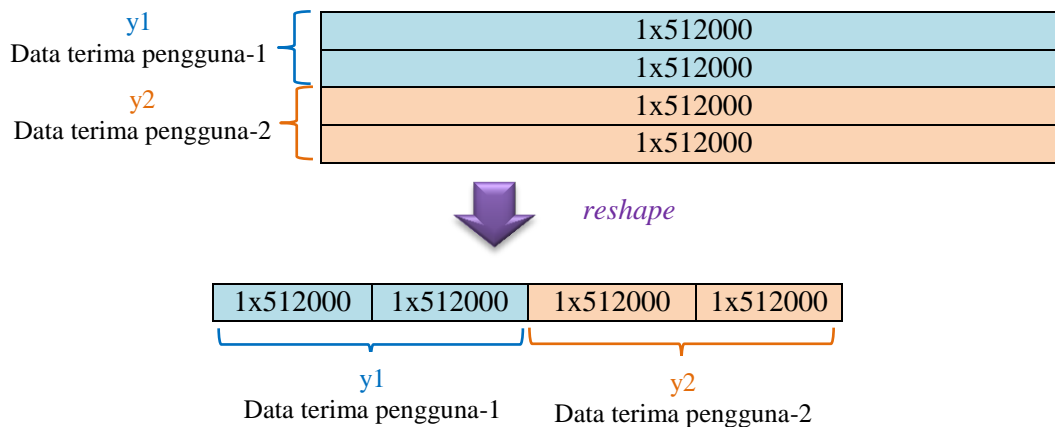
```

DET2 = inv(W2_H2'*W2_H2+sigma2*diag(ones(1,NR)))*W2_H2';

y1=DET1*Rx1_2;
y2=DET2*Rx2_2;

```

Selanjutnya disusun sinyal yang diterima oleh pengguna 1 dan pengguna dalam bentuk matriks seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3.32 (a). Kemudian direshape menjadi satu baris untuk memudahkan proses penghapusan CP dan GFDM demodulator seperti pada Gambar 3.32(b).



Gambar 3.32 Proses *Reshape* Pada (a) Sinyal Terima Setelah Proses Deteksi, (b) Hasil *Reshape* Sinyal Terima

Berikut sintak program untuk proses reshape sinyal yang diterima :

```

ytot=[y1; y2];
y= [y1(1,:) y1(2,:) y2(1,:) y2(2,:)];

```

3.4.3.2 Konversi *Serial-to-Parallel* (S/P)

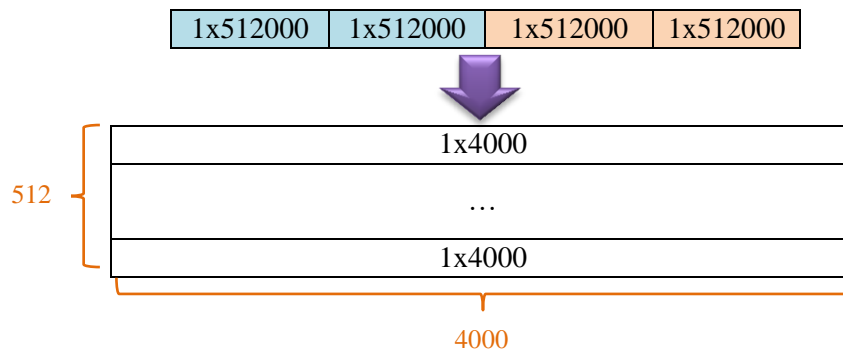
Setelah melewati kanal transmisi dan deteksi sinyal, makasinyal dalam bentuk serial. Namun sebelum dilakukan proses GFDM *demodulator*, maka sinyal akan direshape terlebih dahulu dalam bentuk paralel. Tujuan konversi S/P ini berdasarkan jumlah Nfft GFDM yang digunakan yang berukuran 512x4000, seperti pada Gambar 3.33.

Berikut sintak program untuk proses *serial-to-parallel* (S/P) :

```

%serial to paralel
sp = reshape(y,Nfft, []);

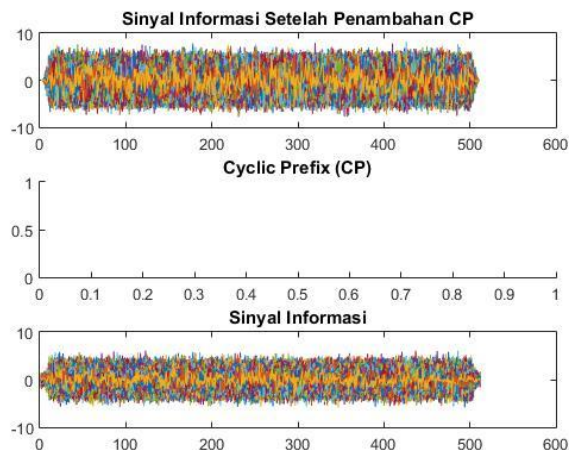
```

Gambar 3.33 Proses *Serial-to-Parallel* (S/P)

3.4.3.3 Penghapusan *Cyclic Prefix* (CP)

Penghapusan CP dilakukan setelah sinyal MU MIMO-GFDM melewati proses deteksi sinyal, sehingga yang tersisa adalah simbol yang hanya mengandung informasi yang sesungguhnya saja. Dalam hal ini terlihat bahwa ukuran simbol matriks yang didapatkan kembali seperti awal yaitu 512×4000 . Pada simulasi sistem MU MIMO-GFDM di pemancar tidak ditambahi CP, maka sinyal informasi sebelum ditransmisikan melalui kanal akan sama dengan sinyal informasi setelah melalui kanal seperti pada gambar 3.34. Hal ini akan menghasilkan hasil yang sama karena pemodelan sistem MU MIMO-GFDM disini diasumsikan menggunakan kanal ideal yaitu kanal AWGN, dimana penggangguanya hanya noise.



Gambar 3.34 Hasil Penghapusan Sinyal GFDM Tanpa Penambahan CP

3.4.3.4 Demodulator GFDM

Proses demodulator GFDM di penerima merupakan proses kebalikan dari modulator GFDM di pemancar. Proses demodulator GFDM menggunakan proses

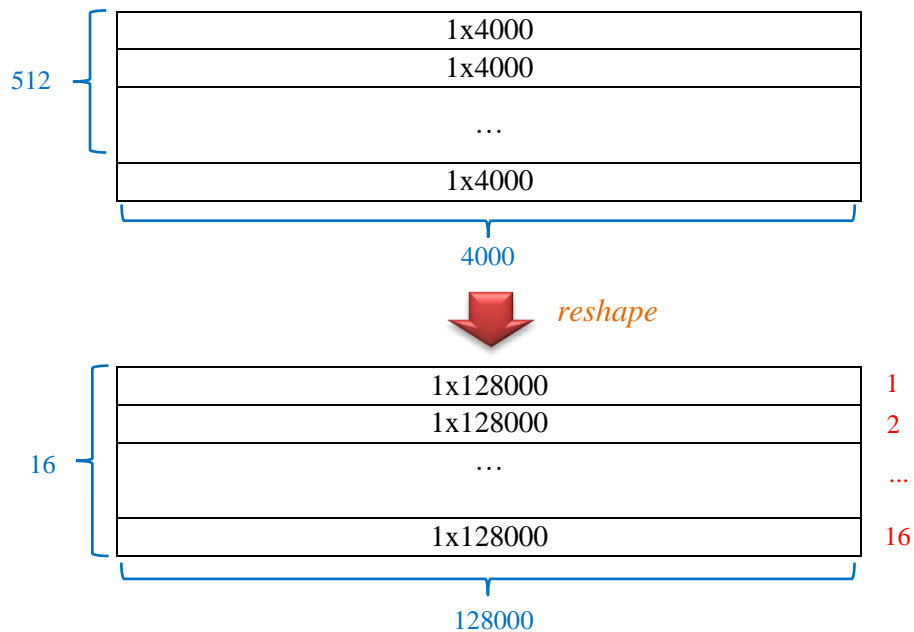
FFT yang dilakukan dengan mengalikan bentuk *transpose* dari matriks A_i dan A_q hasil IFFT dengan sinyal yang ditransmisikan setelah penghapusan CP. Proses FFT ini dapat diekspresikan sesuai dengan persamaan (3.16).

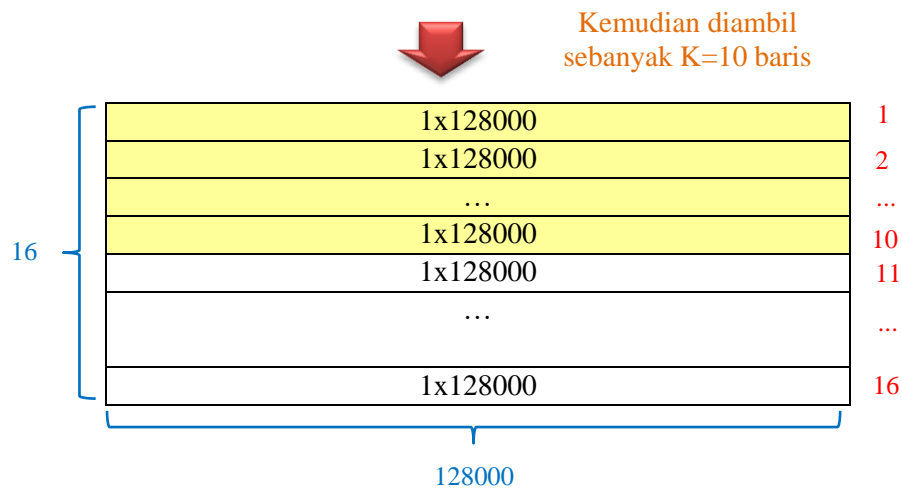
$$d = \Re\{(\tilde{A}^{(i)})^H y\} + j\Re\{(\tilde{A}^{(q)})^H y\} \quad (3.16)$$

Berikut sintak program untuk proses FFT pada demodulator GFDM:

```
%GFDM Demodulator
Xcp=fft(rmv_cp, 4*M*K);
Xcp=Xcp/std(Xcp); %normalize to ~0dB
```

Setelah proses FFT dilakukan, langkah selanjutnya adalah *remove frequency shifting* pada GFDM dengan cara mengalikan matriks A_i dengan data setelah penghapusan CP, lalu diambil bagian *real*. Kemudian mengalikan matriks A_q dengan data setelah penghapusan CP, lalu diambil bagian imajiner. Setelah itu hasil perkalian masing-masing matriks A_i dan A_q digabung menghasilkan matriks GFDM setelah di defilter *frequency shifting* dengan ukuran 512x4000. Kemudian matriks ini di *reshape* sesuai dengan jumlah *subcarrier* blok s pada sistem MU MIMO-GFDM dengan ukuran 16x128000 dan dilakukan proses *circular convolution*. Karena N_c pada MU MIMO-GFDM berjumlah 310 dengan kombinasi 10 *subcarrier* dan 31 *subsymbol*, maka hasil FFT ini hanya diambil 10x128000. Ilustrasi hasil proses FFT pada matriks data yang diproses pada sistem MU MIMO-GFDM ditunjukkan pada Gambar 3.35.





Gambar 3.35 Ilustrasi Hasil FFT pada Sistem MU MIMO-GFDM

Selanjutnya dilakukan proses *looping* sebanyak $j_{\text{simbol}}=4000$, untuk mendapatkan data hasil demodulator GFDM pada sistem MU MIMO-GFDM. Hasil demodulator GFDM ini memiliki ukuran yang sama sama sebelum proses modulator GFDM, yaitu hasil mapper 16-QAM yang berukuran 10×124000 .

Berikut sintak program untuk *remove frequency shifting* pada demodulator GFDM:

```

%remove frequency shifting
diiE=((Ai) '*rmv_cp; diE=(real(diiE));
dqQE=((Aq) '*rmv_cp; dqE=(real(dqQE));
dE_gabung= diE+(j*dqE);      % blok GFDM yang telah didefilter

dE = reshape(dE_gabung,K, []); % mengembalikan dE_gabung
menjadi kumpulan blok s
dEc=circshift(dE,1);
dE=dEc(1:(K-3*K/8),:);

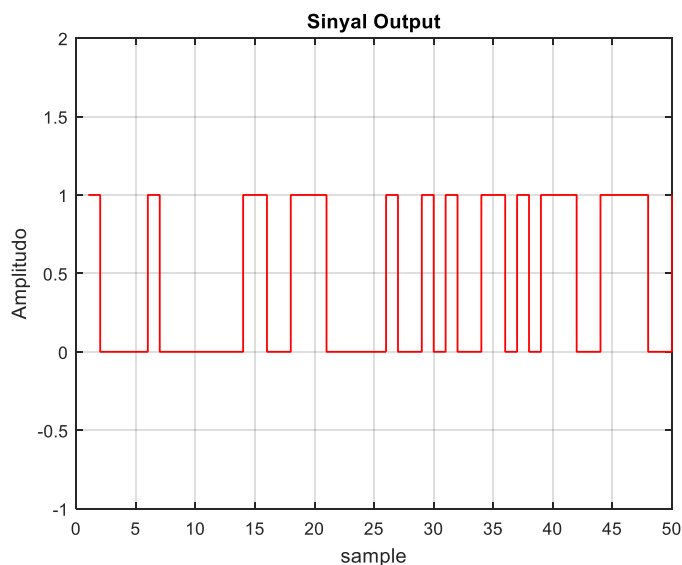
for k2=1:jsimbol
    dddE(:,(k2-1)*(M-1)+(1:(M-1)))= dde(:,(k2-1)*M+(2:M));
end

```

3.4.3.5 Demodulasi

Proses yang terjadi pada demodulator 16-QAM merupakan kebalikan proses yang terjadi pada modulator 16-QAM. Proses demodulasi untuk M-QAM ini bertujuan untuk mengubah deretan simbol GFDM menjadi bit-bit informasi kembali. Keluaran dari bit informasi ini dapat digunakan untuk mengetahui nilai BER yang diterima pada penerima dibandingkan dengan bit informasi awal yang

dibangkitkan pada pemancar. Pada proses konversi menjadi bentuk bit pada tesis ini digunakan fungsi *sign* pada Matlab. Bit-bit biner pada Gambar 3.36 merupakan hasil akhir proses sistem sebelum diubah menjadi serial dan kemudian bit-bit ini akan dibandingkan dengan bit-bit awal yang ada pada sisi pemancar.



Gambar 3.36 Bit Output pada Sinyal yang Diterima

Berikut sintak program untuk proses demodulasi 16-QAM :

```
%Demodulasi
b1=(1+sign(real(dddE)))/2;
b2=(1-sign(abs(real(dddE))-2))/2;
b3=(1+sign(imag(dddE)))/2;
b4=(1-sign(abs(imag(dddE))-2))/2;

%paralel to serial
b1s=reshape(b1,1,[]);
b2s=reshape(b2,1,[]);
b3s=reshape(b3,1,[]);
b4s=reshape(b4,1,[]);

bEp=[b1s;b2s;b3s;b4s];
```

3.5.4 Perhitungan BER

Kinerja sistem dapat diukur menggunakan parameter *Bit Error Rate* (BER). Nilai BER sistem dapat dihitung ketika sinyal *output* didapatkan. Perhitungan BER dilakukan dengan membandingkan total *bit* yang error dengan total *bit* yang dikirim, sesuai persamaan (3.17) :

$$BER = \frac{\text{jumlah bit error}}{\text{jumlah bit yang diterima}} \quad (3.17)$$

Berikut adalah validasi perhitungan BER sistem MU MIMO-GFDM simulasi dengan teori dengan menggunakan modulasi 16-QAM :

3.5.4.1 Perhitungan BER Sistem Secara Simulasi

Pada simulasi sistem MU MIMO-GFDM dilakukan pada kanal ideal AWGN. *Additive* artinya ditambahkan. *Gaussian* berarti distribusi Gaussian. Sedangkan *noise* ini disebut *white* karena terdiri dari seluruh frekuensi dalam spektralnya sebagai cahaya putih. *White noise* ini sebagai WSS *noise* yang memiliki rapat spektral daya yang konstan.

White noise dihasilkan dalam simulasi dengan fungsi `rand`, sedangkan Gaussian noise dihasilkan dengan fungsi `randn` pada MATLAB.

```
N_ebits=0; rand('seed',1); randn('seed',1);
```

Jika dalam simulasi kita menggunakan Eb/No, maka kita gunakan SNR ini dalam unsur *magnitude* yang dikalikan pada fungsi `randn`.

$$P_n = 10^{-\frac{Eb/No}{10}}$$

di mana jika P_n adalah daya dari noise AWGN. Misalnya Eb/No adalah 20 dB, maka 0.01. Sedangkan karena sinyal yang diterima dan AWGN dalam tegangan (*voltage*), maka tegangan adalah akar dari daya. Sedangkan *probability density function* (pdf) dari *Power Spectral Density* (PSD) AWGN mempunyai *variance*

$\frac{1}{2}N_0$, maka *magnitude* atau attenuasi dari `randn` adalah $\sqrt{\frac{P_n}{2}}$.

[Berikut sintak program untuk perhitungan SNR simulasi pada Matlab, yaitu:](#)

```
SNRdBs = [0:2:20];
for i_SNR=1:length(SNRdBs)
SNRdB=SNRdBs(i_SNR);
N_ebits=0; rand('seed',1); randn('seed',1);
sigma2 = 0.5*10^(-SNRdB/10);
sigma = sqrt(sigma2);
end
```

Sinyal yang diterima oleh tiap pengguna dinyatakan dengan : $y = \mathbf{H}x + n$.

[Berikut sintak program pembangkitan noise AWGN dengan Matlab, yaitu:](#)

```
randn('seed',1);
n11=randn(NR,si);
randn('seed',2);
n12=randn(NR,si);
```

jika x adalah bilangan complex misalnya $x = a + jb$, maka AWGN dapat disimulasikan menggunakan MATLAB yaitu dengan menambahkan AWGN pada

tiap komponen real dan imajiner. Sehingga sinyal di penerima yang sudah ditambahkan AWGN.

$$y = \mathbf{H}x + \sqrt{\frac{P_n}{2}}(a + jb), \text{ dimana } a \text{ dan } b \text{ merupakan data yang dikirimkan.}$$

Berikut sintak program penambahan noise AWGN pada sinyal yang diterima dengan Matlab, yaitu:

```
Rx1_2 = H_1*Tx_Data + sigma*(n11+j*n12);
```

Untuk memperoleh BER sistem secara simulasi dapat dilakukan dengan menggunakan persamaan (3.17) yang merupakan proses pengiriman bit informasi dari pemancar hingga penerima.

Berikut sintak program untuk proses memperoleh BER sistem secara simulasi :

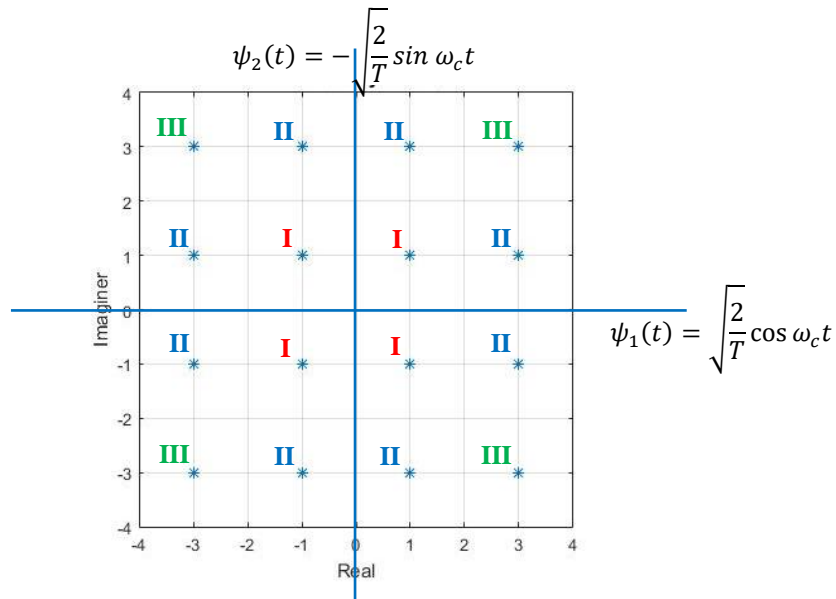
```
totbit = N_bit*N_packet;
N_ebits = N_ebits + sum(info(:,1:N_bit)~=par_to_seri);
BER(i_SNR) = N_ebits/totbit;
```

Berdasarkan sintak program di atas berhubungan dengan persamaan (3.17) seperti yang ditunjukkan pada persamaan (3.18).

$$BER = \frac{\text{jumlah bit error}}{\text{jumlah bit yang diterima}} = \frac{N_ebits}{\text{totbit}} \quad (3.18)$$

3.5.4.2 Perhitungan BER Sistem Secara Teori

Untuk memperoleh BER sistem secara simulasi dengan menggunakan modulasi 16-QAM, maka dapat dilakukan perhitungan seperti persamaan (3.19).



Tipe I (ada 4 region):

$$P(C|I) = \left[1 - 2Q\left(\sqrt{\frac{2a^2}{N_0}}\right)\right]^2 = 1 - 4Q\left(\sqrt{\frac{2a^2}{N_0}}\right) \rightarrow P(e|I) = 4Q\left(\sqrt{\frac{2a^2}{N_0}}\right)$$

Tipe II (ada 8 region):

$$P(C|II) = 1 - 3Q\left(\sqrt{\frac{2a^2}{N_0}}\right) \rightarrow P(e|II) = 3Q\left(\sqrt{\frac{2a^2}{N_0}}\right)$$

Tipe III (ada 4 region):

$$P(C|III) = 1 - 2Q\left(\sqrt{\frac{2a^2}{N_0}}\right) \rightarrow P(e|III) = 2Q\left(\sqrt{\frac{2a^2}{N_0}}\right)$$

$$\begin{aligned} P_s(e) &= \frac{4}{16}P(e|I) + \frac{8}{16}P(e|II) + \frac{4}{16}P(e|III) \\ &= \frac{1}{4}4Q\left(\sqrt{\frac{2a^2}{N_0}}\right) + \frac{1}{2}3Q\left(\sqrt{\frac{2a^2}{N_0}}\right) + \frac{1}{4}2Q\left(\sqrt{\frac{2a^2}{N_0}}\right) \\ &= 3Q\left(\sqrt{\frac{2a^2}{N_0}}\right) \end{aligned}$$

Untuk menghitung energi simbol dapat dilakukan perhitungan seperti berikut:

$$E_S = \frac{2a^2 + 2 \cdot 10a^2 + 18a^2}{4}$$

$$E_S = \frac{40a^2}{4}$$

$$E_S = 10a^2$$

$$a^2 = \frac{E_S}{10}$$

Dengan mensubstitusikan a^2 pada perhitungan BER 16-QAM yaitu $P_s(e)$ dan karena $idx = \log_2(M) = \log_2(16) = 4$, sehingga diperoleh:

$$P_s(e) = \frac{3}{idx} Q\left(\sqrt{\frac{2a^2}{N_0}}\right)$$

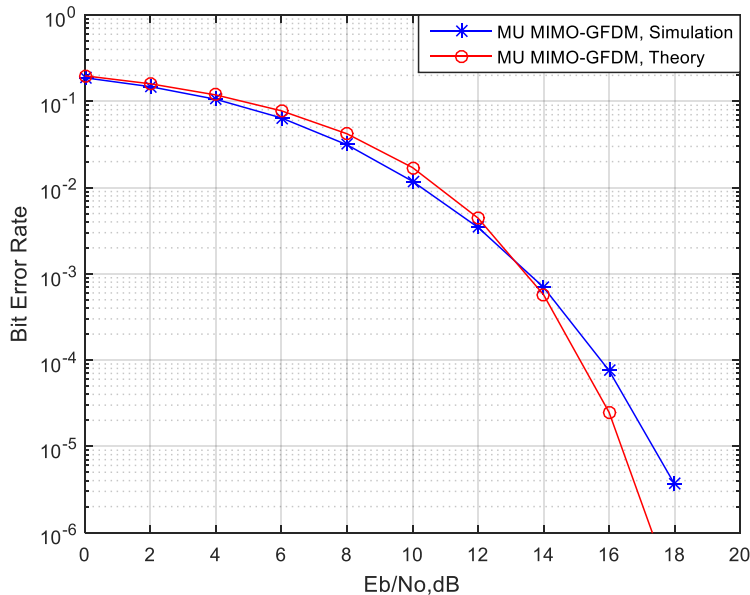
$$P_s(e) = \frac{3}{4} Q\left(\sqrt{\frac{2E_S}{10N_0}}\right) \quad (3.19)$$

Untuk proses simulasi nilai BER teori dapat dilakukan dengan persamaan (3.20), hal ini sesuai dengan hubungan antara Q function dan *erfc* ditunjukkan pada

persamaan (3.20) [18]. Fungsi $erfc$ digunakan pada MATLAB untuk menghitung nilai BER secara teori..

$$Q(\sqrt{2}x) = \frac{erfc(x)}{2} \quad (3.20)$$

Gambar 3.37 menunjukkan hasil validasi BER sistem MU MIMO-GFDM dengan proses simulasi dan perhitungan secara teori pada MIMO 2x2 dan 2 pengguna.



Gambar 3.37 Hasil Validasi BER Sistem MU MIMO-GFDM

Berikut sintak program untuk proses memperoleh BER sistem secara teori :

```
SNRdBs = [0:2:20];
EbNo=10.^(SNRdBs/10);
berrT=(3/4)*erfc(sqrt(2*EbNo/10))/2;
```

3.5.6 Perhitungan PAPR

PAPR dari per satu simbol *waveform* (OFDM atau GFDM) dapat ditunjukkan pada persamaan (3.21) [8]. Untuk nilai CCDF PAPR dari *waveform* ditunjukkan dengan persamaan (2.70).

$$PAPR = \frac{P_{peak}}{P_{average}} = 10 \log_{10} \frac{\max|s(t)|^2}{E\{|s(t)|^2\}} \quad (3.21)$$

Berikut adalah langkah-langkah untuk memperoleh PAPR suatu *waveform* pada simulasi Matlab, yaitu:

PAPR adalah perbandingan antara daya sinyal puncak dengan daya rata-ratanya. Langkah-langkah untuk menghitung PAPR pada simulasi program:

1. Memproses sinyal keluaran sinyal *waveform* dari sistem MU MIMO-OFDM atau MU MIMO-GFDM hasil proses IFFT.

2. Menghitung daya rata-rata sinyal *waveform* dengan mengambil bagian absolutnya. Pada MATLAB digunakan fungsi *mean*.

```
meanq=mean(abs(time_domain_signalq).^2);
```

3. Menghitung daya sinyal puncak *waveform* dengan mengambil nilai absolutnya. Pada MATLAB digunakan fungsi *max*.

```
peakq=max(abs(time_domain_signalq).^2);
```

4. Menghitung nilai PAPR dengan membandingkan daya sinyal puncak dengan daya rata-ratanya.

```
paprq=10*log10(peakq./meanq);
```

5. Plot kurva CCDF berdasarkan nilai PAPR yang telah dihitung.

```
[cy,cx]=ccdf(paprq,0.1);
```

```
semilogy(cx,cy,'r-o')
```

3.5.7 Perhitungan PSD

Power Spectral Density (PSD) didefinisikan sebagai besarnya *power* (daya) per interval frekuensi, dalam bentuk matematis ditunjukkan pada persamaan (3.22).

$$\text{PSD} = \frac{|X_n|^2}{f} \left(\frac{(\text{Amplitudo})^2}{\text{Hz}} \right) \quad (3.22)$$

Untuk melihat OOB pada suatu *waveform* baik MU MIMO-OFDM maupun MU MIMO-GFDM dapat dilihat dari bentuk kurva PSD fungsi frekuensi. Langkah-langkah untuk mengamati kurva OOB (PSD) suatu *waveform*, yaitu :

1. Memproses sinyal keluaran *waveform* dari sistem MU MIMO-OFDM atau MU MIMO-GFDM hasil proses FFT.

2. Menghitung *Power Spectral Density* (PSD) dari suatu *waveform*.

Perhitungan PSD pada MATLAB menggunakan fungsi *pwelch*, yakni mencari DFT (berdasarkan algoritma FFT), kemudian mengkuadratkan nilai magnitude tersebut. Berikut adalah syntax MATLAB untuk menghitung PSD fungsi frekuensi suatu *waveform*:

```
[Pxx,F]=pwelch(r1_fft,[],[],[],Fs,'centered');
```

```
plot(F,10*log10(Pxx),'r');
```

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB 4

PENGUJIAN DAN ANALISA

Pada bab ini akan dijelaskan analisa hasil dari simulasi sistem kinerja teknik *linear precoding* BD dengan menggunakan detektor MMSE pada sistem MU MIMO-GFDM. Kinerja sistem komunikasi digital akan ditampilkan pada kuva BER fungsi Eb/No. Pengujian atau simulasi sistem yang dilakukan pada penelitian tesis ini, diantaranya yaitu :

1. Perbandingan kinerja sistem MU MIMO-GFDM dan MU MIMO-GFDM

Kinerja sistem *MultiUser*-MIMO dengan teknik *linear precoding* BD dengan detektor MMSE mampu untuk mengatasi MUI dan IAI dalam sistem komunikasi *wireless*. Penggabungan kedua teknik pada MU-MIMO akan dilewatkan pada *waveform* GFDM yang merupakan salah satu kandidat *waveform* pada 5G, yang memiliki kemiripan dengan *waveform* yang digunakan pada teknologi seluler 4G, yaitu OFDM. Tentunya *waveform* yang diusulkan pada penelitian tesis ini yaitu GFDM harus mampu mengatasi kelemahan yang dimiliki oleh OFDM. Oleh karena itu dibuat simulasi sistem MU MIMO-GFDM, sedangkan sistem MU MIMO-OFDM digunakan sebagai analisis komparatif sistem.

Pada simulasi ada 3 hal yang menunjukkan perbandingan kinerja dari sistem MU MIMO-GFDM dan sistem MU MIMO-OFDM, diantaranya yaitu:

1.1. Kurva *Bit Error Rate* (BER)

Kinerja sistem ditentukan dengan membandingkan total bit yang salah dengan total bit yang dikirim, yang dinamakan dengan *Bit Error Rate* (BER). Sedangkan Energi bit per Noise (Eb/No) merupakan perbandingan antara daya sinyal dengan daya *noise*. Hasil simulasi ini ditampilkan dalam grafik BER terhadap fungsi Eb/No (dB).

Simulasi kinerja sistem penelitian tesis ini akan dibandingkan 2 buah sistem yaitu MU MIMO-OFDM (*rectangular pulse* dengan modulasi 16-QAM), MU MIMO-GFDM (*rectangular pulse* dengan modulasi 16-QAM), dan MU MIMO-GFDM (*root raised cosine pulse* dengan modulasi 16-OQAM), dimana

masing-masing perbandingan kinerja akan dilakukan pada skema antena MIMO yang berbeda, yaitu:

A. Skema MIMO 2x2

1. Perbandingan sistem MU MIMO-OFDM (*rectangular*, 16-QAM), MU MIMO-GFDM (*rectangular*, 16-QAM), dan MU MIMO-GFDM (RRC, 16-OQAM) menggunakan skema MIMO $N_T = 4, N_{R,u} = 2, N_{user} = 2$ menggunakan BD *Precoding* dan detektor MMSE.
2. Perbandingan sistem MU MIMO-OFDM (*rectangular*, 16-QAM), MU MIMO-GFDM (*rectangular*, 16-QAM), dan MU MIMO-GFDM (RRC, 16-OQAM) menggunakan skema MIMO $N_T = 8, N_{R,u} = 2, N_{user} = 4$ menggunakan BD *Precoding* dan detektor MMSE.

B. Skema MIMO 4x4

1. Perbandingan sistem MU MIMO-OFDM (*rectangular*, 16-QAM), MU MIMO-GFDM (*rectangular*, 16-QAM), dan MU MIMO-GFDM (RRC, 16-OQAM) menggunakan skema MIMO $N_T = 8, N_{R,u} = 4, N_{user} = 2$ menggunakan BD *Precoding* dan detektor MMSE.
2. Perbandingan sistem MU MIMO-OFDM (*rectangular*, 16-QAM), MU MIMO-GFDM (*rectangular*, 16-QAM), dan MU MIMO-GFDM (RRC, 16-OQAM) menggunakan skema MIMO $N_T = 16, N_{R,u} = 4, N_{user} = 4$ menggunakan BD *Precoding* dan detektor MMSE.

1.2. Kurva *Peak-to-Average Power Ratio* (PAPR)

Kurva PAPR pada simulasi Matlab ditampilkan dengan kurva CCDF fungsi PAPR (dB). PAPR diperlukan pada suatu sistem untuk mengetahui konsumsi daya yang dihasilkan. Jika nilai PAPR suatu sistem itu tinggi, maka daya yang dihasilkan semakin tinggi juga, akibatnya komponen *hardware* juga akan semakin panas. Nilai PAPR berhubungan dengan jumlah *subcarrier* yang digunakan pada sistem. Karena jumlah *subcarrier* pada sistem MU MIMO-OFDM dan MU MIMO-GFDM berbeda, maka PAPR akan disimulasikan dan dianalisis lebih detail.

Pada simulasi tesis ini, pengamatan PAPR sebuah sistem MU MIMO-OFDM dan MU MIMO-GFDM akan dilakukan pada skema antenna MIMO yang berbeda, yaitu:

- A. Perbandingan PAPR sistem dilakukan pada skema antenna MIMO dengan total antenna pemancar $N_T = 4$, antenna tiap pengguna $N_{R,u} = 2$, dan jumlah pengguna $N_{user} = 2$. Simulasi dilakukan pada kanal AWGN menggunakan BD *precoding* dan detektor MMSE.
- B. Perbandingan PAPR sistem dilakukan pada skema antenna MIMO dengan total antenna pemancar $N_T = 8$, antenna tiap pengguna $N_{R,u} = 4$, dan jumlah pengguna $N_{user} = 2$. Simulasi dilakukan pada kanal AWGN menggunakan BD *precoding* dan detektor MMSE.

1.3. Kurva Radiasi *Out-of-Band* (OOB)

Untuk mengetahui pengaruh ISI suatu sistem MU MIMO-OFDM dan MU MIMO-GFDM, maka dapat dilakukan dengan mengamati kurva PSD fungsi frekuensi. Radiasi OOB berpengaruh dengan penggunaan *pulse shaping* pada suatu sistem. Karena MU MIMO-OFDM menggunakan *rectangular pulse*, sedangkan MU MIMO-GFDM menggunakan *root raised cosine pulse*, maka radiasi OOB yang dihasilkan kedua sistem akan berbeda. ISI sangat berpengaruh pada suatu sistem komunikasi wireless karena berpengaruh dengan data yang ditransmisikan dari pemancar ke penerima. Jika data saling tumpang tindih akibat *sidelobe* yang dihasilkan suatu sistem itu tinggi, maka hal ini sangat mengganggu dalam sistem komunikasi.

Pada penelitian tesis ini akan disimulasikan pengaruh radiasi OOB antara sistem MU MIMO-OFDM dan MU MIMO-GFDM pada skema antenna MIMO yang berbeda yaitu:

- A. Perbandingan OOB sistem dilakukan pada skema antenna MIMO dengan $N_T = 4$, $N_{R,u} = 2$, dan $N_{user} = 2$. Pada simulasi ini MU MIMO-OFDM menggunakan *rectangular pulse*, sedangkan MU MIMO-GFDM menggunakan *rectangular* dan *RRC pulse*.
- B. Perbandingan OOB sistem dilakukan pada skema antenna MIMO dengan $N_T = 8$, $N_{R,u} = 4$, dan $N_{user} = 2$. Pada simulasi ini MU MIMO-OFDM

menggunakan *rectangular pulse*, sedangkan MU MIMO-GFDM menggunakan *rectangular* dan *RRC pulse*.

2. Kinerja sistem MU MIMO-GFDM

Pada penelitian tesis ini diusulkan untuk menerapkan skema gabungan BD *precoding* dan detektor MMSE pada sistem MU MIMO menggunakan *waveform* GFDM untuk mengatasi adanya MUI dan IAI. Untuk mengetahui kinerja sistem MU MIMO-GFDM maka dibuatlah simulasi perbandingan kinerja sistem, yaitu:

2.1. Perbandingan Jumlah Pengguna

Sistem *MultiUser* MIMO-GFDM merupakan aplikasi MIMO-GFDM ke layanan banyak pengguna, maka pada penelitian tesis ini dibuatlah simulasi untuk mengetahui pengaruh jumlah pengguna pada kinerja sistem yang diusulkan.

- A. Perbandingan jumlah pengguna yaitu 2, 4, 7, dan 9 pengguna terhadap kinerja sistem MU MIMO-GFDM menggunakan teknik BD *precoding* dan detektor MMSE dengan jumlah antenna pemancar (N_T) dan jumlah antenna penerima masing-masing pengguna ($N_{R,u}$) masing-masing 2 antenna.
- B. Perbandingan jumlah pengguna yaitu 2, 4, 7, dan 9 pengguna terhadap kinerja sistem MU MIMO-GFDM menggunakan teknik BD *precoding* dan detektor MMSE dengan jumlah antenna pemancar (N_T) dan jumlah antenna penerima masing-masing pengguna ($N_{R,u}$) masing-masing 4 antenna.

2.2. Perbandingan Skema Antena MIMO

Pada tesis ini jenis MIMO yang digunakan adalah *spatial multiplexing*, dimana setiap antenna pemancar mengirimkan deretan data yang saling berbeda. Hal ini bertujuan untuk meningkatkan kapasitas sistem, sehingga dibuatlah simulasi sistem dengan skenario yang berbeda, yaitu:

- A. Perbandingan kinerja sistem MU MIMO-GFDM dengan skema MIMO 2x2 dan 4x4 pada jumlah pengguna yang tetap yaitu $N_{user} = 2$.
- B. Perbandingan kinerja sistem MU MIMO-GFDM dengan skema MIMO 2x2 dan 4x4 pada jumlah pengguna yang tetap yaitu $N_{user} = 4$.

2.3. Perbandingan Jenis Detektor

Pada tesis ini detektor yang diterapkan pada sisi penerima sistem MU MIMO-GFDM bertujuan untuk menghilangkan IAI yang ditimbulkan oleh

penggunaan banyak antena penerima pada setiap pengguna. Sehingga pada tesis ini akan dibuat simulasi perbandingan jenis detektor dengan skenario yang berbeda, yaitu:

- A. Perbandingan detektor ZF dan MMSE pada sistem MU MIMO-GFDM dengan skema MIMO $N_T = 4$, $N_{R,u} = 2$, dan $N_{user} = 2$.
- B. Perbandingan detektor ZF dan MMSE pada sistem MU MIMO-GFDM dengan skema MIMO $N_T = 8$, $N_{R,u} = 4$, dan $N_{user} = 2$.

Berdasarkan skenario simulasi sistem akan dilakukan pada kondisi kanal yang ideal yaitu AWGN dan CSI secara sempurna diketahui di sisi pemancar sistem MU MIMO-GFDM ataupun MU MIMO-OFDM sebagai analisis komparatifnya.

4.1. Simulasi Perbandingan MU MIMO-GFDM dan MU MIMO-OFDM

4.1.1 Hasil Simulasi Perbandingan *Bit Error Rate* (BER) Fungsi Energi bit per Noise (E_b/N_0)

Pada simulasi ini perbandingan kinerja sistem MU MIMO-GFDM menggunakan RRC *pulse* dengan teknik *linear precoding* BD di sisi pemancar dan detektor MMSE di sisi penerima dengan modulasi 16-OQAM akan dibandingkan dengan sistem MU MIMO-GFDM dan MU MIMO-OFDM yang menggunakan *rectangular pulse* dengan modulasi 16-QAM.

Pada simulasi tesis ini perbandingan kinerja sistem dengan *waveform* yang berbeda dilakukan pada skema antena MIMO dan jumlah pengguna yang berbeda. Seluruh simulasi dilakukan sesuai dengan tabel parameter sistem pada BAB 3, kondisi kanal ideal, dan CSI secara sempurna diketahui oleh pemancar.

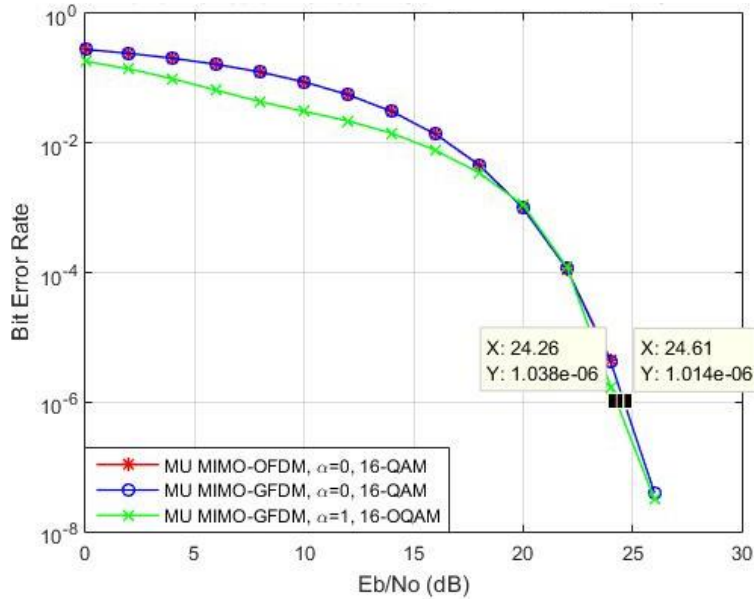
A. Perbandingan BER Sistem Dengan Skema Antena MIMO 2x2

A.1. Hasil Simulasi Kinerja Sistem Pada 2 Pengguna

Pada simulasi ini digunakan bit input sejumlah 4960000 bit dengan $j_{simbol}=1000N_T$ yang dibangkitkan secara acak dan dikirimkan ke antena setiap pengguna dengan membagi menjadi beberapa paket data dengan setiap paket berisi 1240000 bit yang akan dikirimkan secara bertahap.

Gambar 4.1 menunjukkan hasil simulasi penggabungan teknik BD *precoding* di sisi pemancar dan detektor MMSE di sisi penerima pada

perbandingan kinerja sistem MU MIMO-GFDM (RRC *pulse*, 16-OQAM), sistem MU MIMO-GFDM (*rectangular pulse*, 16-QAM), dan sistem MU MIMO-OFDM (*rectangular pulse*, 16-QAM). Simulasi dilakukan pada skema antenna pemancar-penerima yaitu $N_T = 4$ dan $N_{R,u} = 2$ dengan jumlah pengguna yang tetap yaitu $N_{user} = 2$.



Gambar 4.1 Perbandingan Kinerja MU MIMO-GFDM dan MU MIMO-OFDM Pada MIMO 2x2 dengan 2 Pengguna

Berdasarkan Gambar 4.1, untuk pengamatan BER 10^{-6} kinerja sistem MU MIMO-OFDM dan MU MIMO-GFDM menggunakan *rectangular pulse* dengan 16-QAM menghasilkan kinerja yang sama. Hal ini dikarenakan parameter sistem pada Tabel 3.1 yang digunakan adalah sama, yang membedakan hanyalah cara membawa data informasi pada pentransmisian data dari pemancar menuju penerima. Pada MU MIMO-GFDM menggunakan sistem blok dimana terdiri dari K *subcarrier* dan M *subsymbol*. Sedangkan pada MU MIMO-OFDM hanya menggunakan K *subcarrier* yang terdiri dari perkalian *subcarrier* dan *subsymbol* pada MU MIMO-GFDM.

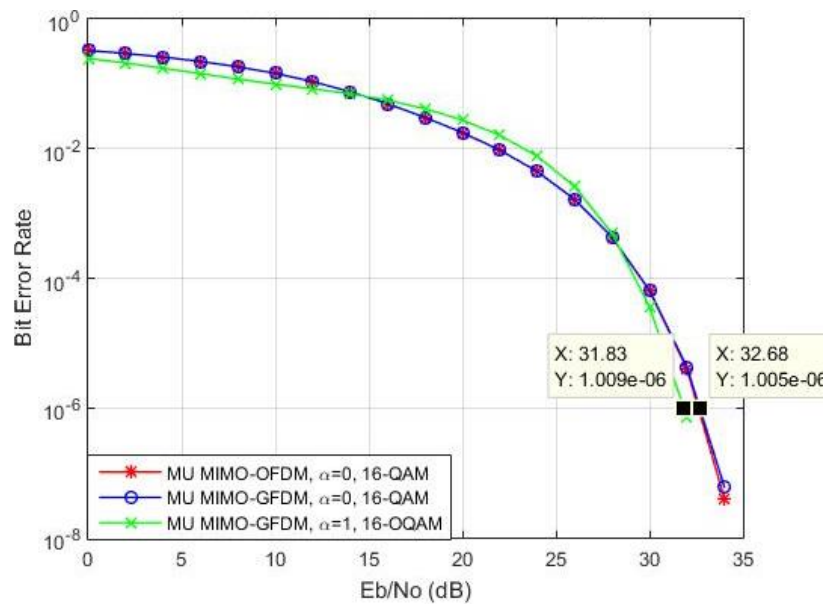
Kinerja MU MIMO-GFDM menggunakan *pulse shaping* RRC ($\alpha=1$) dan modulasi 16-OQAM membutuhkan $E_b/N_0=24.26$ dB, sedangkan MU MIMO-GFDM dan MU MIMO-OFDM menggunakan *pulse shaping rectangular* ($\alpha=0$) dan modulasi 16-QAM membutuhkan $E_b/N_0 =24.61$ dB. Hal ini menunjukkan

MU MIMO-GFDM (RRC *pulse*, 16-OQAM) menghasilkan kinerja lebih baik $\pm 0.35\text{dB}$ dari MU MIMO-OFDM dan MU MIMO-GFDM dengan *rectangular pulse* modulasi 16-QAM. Hal ini dikarenakan MU MIMO-GFDM dengan RRC untuk mencapai orthogonalitas pada sinyal yang dikirim harus dilakukan modulasi QAM yang *dioffset*, sehingga MU MIMO-GFDM dengan RRC harus menggunakan modulasi O-QAM untuk mendapatkan kinerja yang baik dan untuk mengatasi kondisi *non-orthogonal* pada GFDM [41].

A.2. Hasil Simulasi Kinerja Sistem Pada 4 Pengguna

Pada simulasi ini digunakan bit input sejumlah 9920000 bit dengan $j_{\text{simbol}}=1000N_T$ yang dibangkitkan secara acak dan dikirimkan ke antenna setiap pengguna dengan membagi menjadi beberapa paket data dengan setiap paket berisi 1240000 bit yang akan dikirimkan secara bertahap.

Gambar 4.2 menunjukkan hasil simulasi penggabungan teknik BD *precoding* di sisi pemancar dan detektor MMSE di sisi penerima pada perbandingan kinerja sistem MU MIMO-GFDM (RRC *pulse*, 16-OQAM), sistem MU MIMO-GFDM (*rectangular pulse*, 16-QAM), dan sistem MU MIMO-OFDM (*rectangular pulse*, 16-QAM). Simulasi dilakukan pada skema antenna pemancar-penerima yaitu $N_T = 8$ dan $N_{R,u} = 2$ dengan jumlah pengguna yang tetap yaitu $N_{\text{user}} = 4$.



Gambar 4.2 Perbandingan Kinerja MU MIMO-GFDM dan MU MIMO-OFDM Pada MIMO 2x2 dengan 4 Pengguna

Berdasarkan Gambar 4.2, untuk pengamatan BER 10^{-6} kinerja sistem MU MIMO-GFDM menggunakan *pulse shaping* RRC ($\alpha=1$) dan modulasi 16-OQAM membutuhkan $E_b/N_o = 31.83\text{dB}$, sedangkan MU MIMO-GFDM dan MU MIMO-OFDM menggunakan *pulse shaping rectangular* ($\alpha=0$) dan modulasi 16-QAM membutuhkan $E_b/N_o = 32.68\text{dB}$. Hal ini menunjukkan MU MIMO-GFDM (RRC *pulse*, 16-OQAM) menghasilkan kinerja lebih baik $\pm 0.85\text{dB}$ dari MU MIMO-OFDM dan MU MIMO-GFDM dengan *rectangular pulse* modulasi 16-QAM.

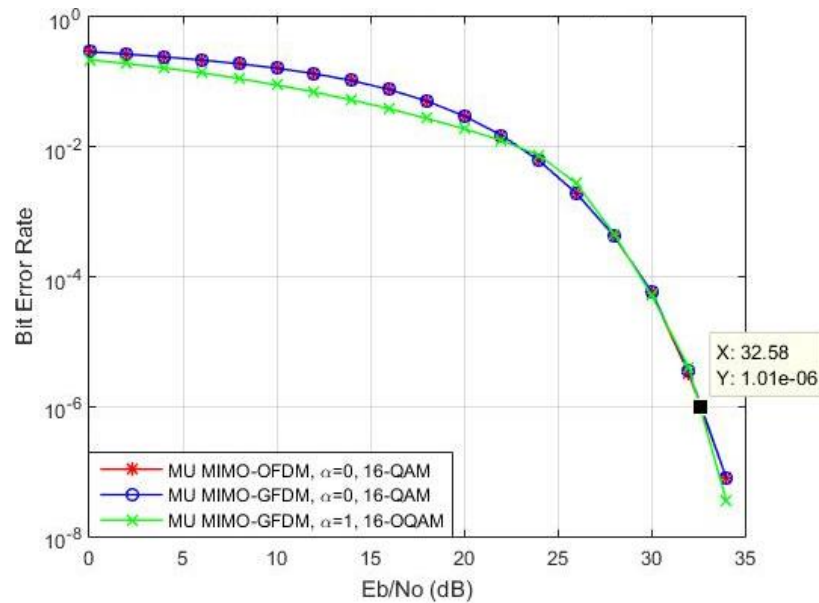
Kedua sistem yang ditunjukkan pada gambar 4.2 menunjukkan kinerja BER fungsi E_b/N_o yang sama dikarenakan MU MIMO-GFDM dan MU MIMO-OFDM yang menggunakan *rectangular pulse* dan modulasi 16-QAM memiliki parameter yang sama hanya saja cara membawa bit infonya saja yang berbeda. Untuk MU MIMO-OFDM menggunakan $N_{SC} = 310$, dengan kombinasi $K = 310$ dan $M = 1$, sedangkan MU MIMO-GFDM menggunakan $N_c = 310$, dengan kombinasi $K = 10$ dan $M = 31$. Untuk MU MIMO-GFDM menggunakan RRC *pulse* harus menggunakan modulasi 16-OQAM untuk menghasilkan kinerja yang sama atau lebih baik $\pm 0.85\text{dB}$ dari *rectangular pulse* dibandingkan kedua sistem yang lain.

B. Perbandingan BER Sistem Dengan Skema Antena MIMO 4x4

B.1. Hasil Simulasi Kinerja Sistem Pada 2 Pengguna

Pada simulasi ini digunakan bit input sejumlah 9920000 bit dengan $j_{\text{simbol}} = 1000N_T$ yang dibangkitkan secara acak dan dikirimkan ke antena setiap pengguna dengan membagi menjadi beberapa paket data dengan setiap paket berisi 1240000 bit yang akan dikirimkan secara bertahap.

Gambar 4.3 menunjukkan hasil simulasi penggabungan teknik BD *precoding* dan detektor MMSE pada perbandingan kinerja sistem MU MIMO-GFDM (RRC *pulse*, 16-OQAM), sistem MU MIMO-GFDM (*rectangular pulse*, 16-QAM), dan sistem MU MIMO-OFDM (*rectangular pulse*, 16-QAM). Simulasi dilakukan pada skema antena pemancar-penerima yaitu $N_T = 8$ dan $N_{R,u} = 4$ dengan jumlah pengguna yang tetap yaitu $N_{\text{user}} = 2$.



Gambar 4.3 Perbandingan Kinerja MU MIMO-GFDM dan MU MIMO-OFDM Pada MIMO 4x4 dengan 2 Pengguna

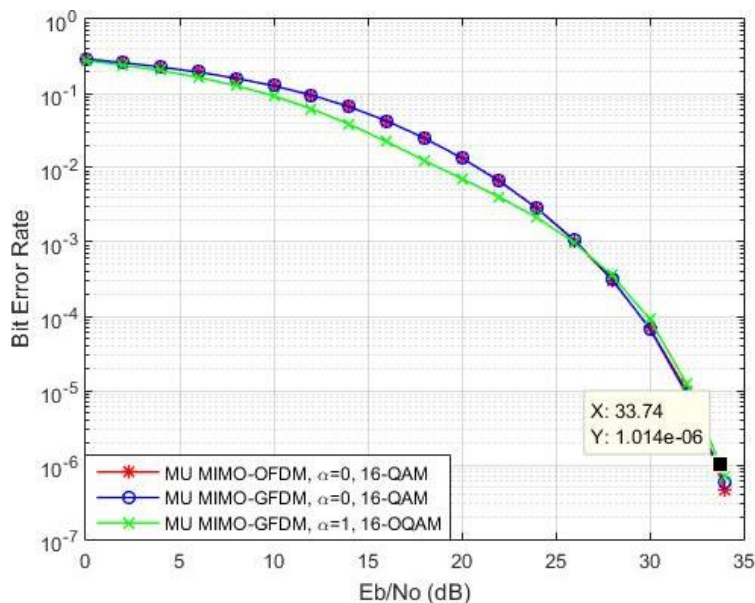
Berdasarkan Gambar 4.3, untuk pengamatan BER 10^{-6} kinerja sistem MU MIMO-GFDM menggunakan dua *pulse shaping* yang berbeda yaitu *rectangular* dan RRC *pulse* memiliki kinerja yang sama dengan sistem MU MIMO-OFDM dengan *rectangular pulse* yaitu Eb/No 32.58dB. Hal ini dikarenakan kedua sistem menggunakan parameter yang sama dengan $N_{ifft} = 512$ dan $N_c = 310$, yang membedakan hanya cara membawa informasinya saja dengan kombinasi K *subcarrier* dan M *subsymbol*. Disamping itu kedua sistem juga disimulasikan dengan asumsi kanal ideal dan CSI secara sempurna diketahui di sisi pemancar.

B.2. Hasil Simulasi Kinerja Sistem Pada 4 Pengguna

Pada simulasi ini digunakan bit input sejumlah $1240000 \times (N_{R,u} \times N_{user})$ bit dengan $j_{symbol} = 1000N_T$ yang dibangkitkan secara acak dan dikirimkan ke antenna setiap pengguna dengan membagi menjadi beberapa paket data dengan setiap paket berisi 1240000 bit yang akan dikirimkan secara bertahap.

Gambar 4.4 menunjukkan hasil simulasi penggabungan teknik BD *precoding* dan detektor MMSE pada perbandingan kinerja sistem MU MIMO-GFDM (RRC *pulse*, 16-OQAM), sistem MU MIMO-GFDM (*rectangular pulse*, 16-QAM), dan sistem MU MIMO-OFDM (*rectangular pulse*, 16-QAM).

Simulasi dilakukan pada skema antenna pemancar-penerima yaitu $N_T = 16$ dan $N_{R,u} = 4$ dengan jumlah pengguna yang tetap yaitu $N_{user} = 4$.



Gambar 4.4 Perbandingan Kinerja MU MIMO-GFDM dan MU MIMO-OFDM Pada MIMO 4x4 dengan 4 Pengguna

Berdasarkan Gambar 4.4, untuk pengamatan BER 10^{-6} kinerja sistem MU MIMO-GFDM menggunakan dua *pulse shaping* yang berbeda yaitu *rectangular* dan RRC *pulse* memiliki kinerja yang sama dengan sistem MU MIMO-OFDM dengan *rectangular pulse* yaitu Eb/No 33.74dB. Hal ini dikarenakan kedua sistem menggunakan parameter yang sama seperti pada tabel 3.1 dengan $N_{ifft} = 512$ dan $N_c = 310$, yang membedakan hanya cara membawa informasinya saja dengan kombinasi K *subcarrier* dan M *subsymbol*. Dimana MU MIMO-OFDM menggunakan $K = 310$ dan $M = 1$, sedangkan MU MIMO-GFDM menggunakan $K = 10$ dan $M = 31$. Disamping itu kedua sistem juga disimulasikan dengan asumsi kanal ideal dan CSI secara sempurna diketahui di sisi pemancar.

4.1.2 Hasil Simulasi Perbandingan CCDF Fungsi PAPR

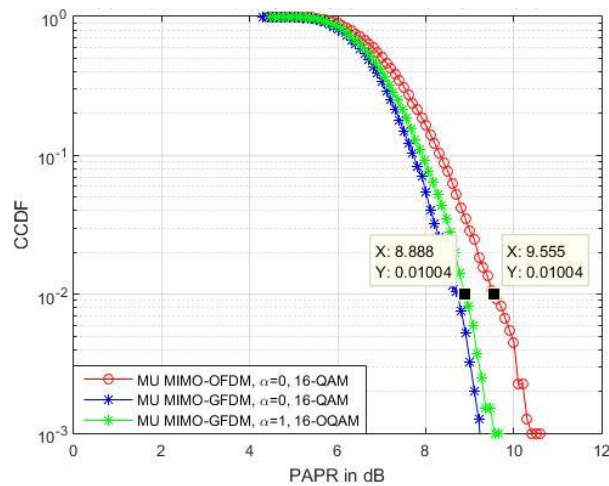
Pada penelitian tesis ini pengaruh PAPR disebabkan oleh penggunaan *subcarrier* pada *waveform* yang digunakan pada sistem MU MIMO. Simulasi ditunjukkan dengan parameter seperti pada tabel 3.1. Pada MU MIMO-GFDM menggunakan sistem blok yang terdiri dari $K = 10$ *subcarrier* dan $M = 31$

subsymbol, sedangkan MU MIMO-OFDM terdiri dari $K \times M = 310$ *subcarrier* pada GFDM. Nilai PAPR antara MU MIMO-OFDM (*rectangular pulse*) dan MU MIMO-GFDM (RRC dan *rectangular pulse*) akan dibandingkan dengan jumlah *subcarrier waveform* yaitu 80, 512, dan 1024. Dimana masing-masing *subcarrier waveform* akan disimulasikan pada dua skenario yang berbeda yaitu MIMO 2x2 dan MIMO 4x4 dengan jumlah pengguna yang tetap yaitu $N_{user} = 2$.

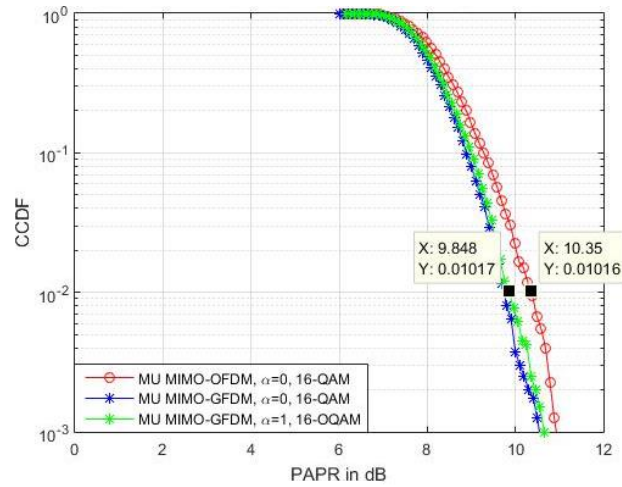
Untuk proses simulasi PAPR cukup dilakukan di proses pemancar sistem MU MIMO-OFDM atau MU MIMO-GFDM sebelum proses transmisi melalui kanal *wireless* AWGN, karena PAPR dapat diperoleh dari hasil jumlahan *subcarrier* suatu *waveform* seperti yang telah dijelaskan pada BAB 3.

A. Perbandingan PAPR Sistem Dengan Skema Antena MIMO 2x2

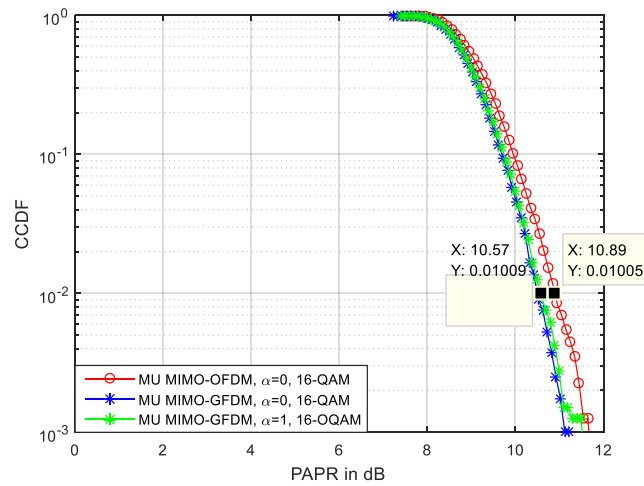
Gambar 5.5 menunjukkan perbandingan PAPR antara sistem MU MIMO-OFDM (*rectangular pulse* dengan 16-QAM) dan MU MIMO-GFDM (*rectangular pulse* dengan 16-QAM dan RRC *pulse* dengan 16-OQAM) pada skema MIMO $N_T = 4$, $N_{R,u} = 2$, dan $N_{user} = 2$. Pada simulasi ini menggunakan akan dilakukan 3 kali percobaan dengan jumlah total *subcarrier waveform* yaitu N_c sebanyak 80, 512, dan 1024.



(a)



(b)



(c)

Gambar 4.5 Perbandingan PAPR Sistem Pada Skema MIMO 2x2 dengan (a) $N_c=80$, (b) $N_c=512$, (c) $N_c=1024$

Berdasarkan Gambar 4.5(a), pada pengamatan $CCDF=10^{-2}$ dengan $N_c = 80$ nilai PAPR MU MIMO-GFDM dengan RRC *pulse* ($\alpha = 1, 16 - OQAM$) dan MU MIMO-GFDM dengan *rectangular pulse* ($\alpha = 0, 16 - QAM$) mencapai 8.888dB. Sedangkan MU MIMO-OFDM dengan *rectangular pulse* ($\alpha = 0, 16 - QAM$) mencapai 9.555dB. Hal ini menunjukkan sistem MU MIMO-GFDM memiliki nilai PAPR lebih rendah $\pm 0.667dB$ dari MU MIMO-OFDM.

Berdasarkan Gambar 4.5(b), pada pengamatan $CCDF=10^{-2}$ dengan $N_c = 512$ nilai PAPR MU MIMO-GFDM dengan RRC *pulse* ($\alpha = 1, 16 - OQAM$) dan MU MIMO-GFDM dengan *rectangular pulse* ($\alpha = 0, 16 - QAM$)

mencapai 9.848dB. Sedangkan MU MIMO-OFDM dengan *rectangular pulse* ($\alpha = 0,16 - QAM$) mencapai 10.35dB. Hal ini menunjukkan sistem MU MIMO-GFDM memiliki nilai PAPR lebih rendah $\pm 0.502dB$ dari MU MIMO-OFDM.

Berdasarkan Gambar 4.5(c), pada pengamatan CCDF= 10^{-2} dengan $N_c = 1024$ nilai PAPR MU MIMO-GFDM dengan RRC *pulse* ($\alpha = 1,16 - OQAM$) dan MU MIMO-GFDM dengan *rectangular pulse* ($\alpha = 0,16 - QAM$) mencapai 10.57dB. Sedangkan MU MIMO-OFDM dengan *rectangular pulse* ($\alpha = 0,16 - QAM$) mencapai 10.89dB. Hal ini menunjukkan sistem MU MIMO-GFDM memiliki nilai PAPR lebih rendah $\pm 0.32dB$ dari MU MIMO-OFDM.

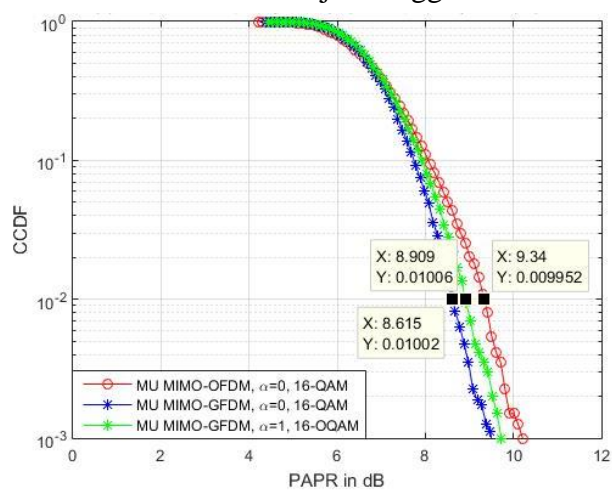
Pada Gambar 4.5(a-c) dapat dianalisis bahwa kinerja sistem MU MIMO-GFDM dengan menggunakan RRC dan *rectangular pulse* menghasilkan kinerja yang sama dikarenakan jumlah *subcarrier* (K) sistem MU MIMO-GFDM yang merupakan salah satu komponen penyusun blok GFDM yang digunakan adalah sama. Namun sistem MU MIMO-GFDM memiliki kinerja yang lebih baik dibandingkan dengan sistem MU MIMO-OFDM dengan *rectangular pulse*, hal ini dikarenakan jumlah *subcarrier* (K) pada OFDM yang digunakan lebih banyak yaitu hasil perkalian *subcarrier* dan *subsymbol* pada GFDM. Untuk lebih detailnya dapat dilihat pada tabel parameter sistem yang terdapat pada BAB 3.

B. Perbandingan PAPR Sistem Dengan Skema Antena MIMO 4x4

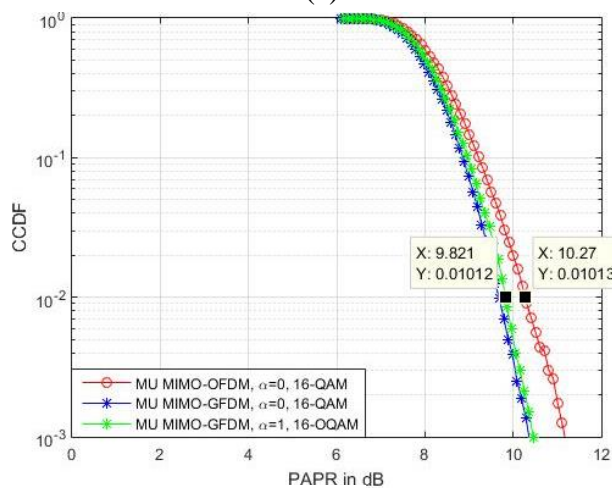
Gambar 4.6 menunjukkan perbandingan PAPR antara sistem MU MIMO-OFDM (*rectangular pulse* dengan 16-QAM) dan MU MIMO-GFDM (*rectangular pulse* dengan 16-QAM dan RRC *pulse* dengan 16-OQAM) pada skema MIMO $N_T = 8$, $N_{R,u} = 4$, dan $N_{user} = 2$. Pada simulasi ini menggunakan akan dilakukan 3 kali percobaan dengan jumlah total *subcarrier waveform* yaitu N_c sebanyak 80, 512, dan 1024.

Berdasarkan gambar 4.6 (a-c) terlihat perbedaan penggunaan jumlah *subcarrier* untuk kedua sistem MU MIMO-GFDM dan MU MIMO-OFDM secara berturut-turut yaitu N_c sebanyak 80, 512, dan 1024. Semakin banyak penggunaan N_c pada suatu sistem, nilai PAPR yang dihasilkan akan semakin jelek. Hal ini dikarenakan nilai puncak sinyal MU MIMO-OFDM atau MU MIMO-GFDM

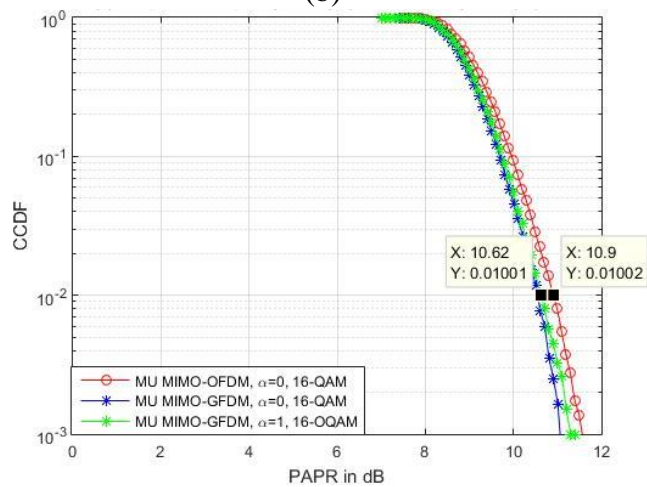
adalah N kali dari puncak *subcarrier* masing-masing. Sehingga semakin besar jumlah *subcarrier* maka nilai PAPR menjadi tinggi.



(a)



(b)



(c)

Gambar 4.6 Perbandingan PAPR Sistem Pada Skema MIMO 4x4 dengan (a) $N_c=80$, (b) $N_c=512$, (c) $N_c=1024$

Berdasarkan Gambar 4.6(a), pada pengamatan CCDF= 10^{-2} dengan $N_c = 80$ nilai PAPR MU MIMO-GFDM dengan *rectangular pulse* ($\alpha = 0,16 - QAM$) mencapai 8.615 dan MU MIMO-GFDM dengan *RRC pulse* ($\alpha = 1,16 - OQAM$) mencapai 8.909dB. Sedangkan MU MIMO-OFDM dengan *rectangular pulse* ($\alpha = 0,16 - QAM$) mencapai 9.934dB. Hal ini menunjukkan sistem MU MIMO-GFDM dengan *rectangular pulse* memiliki nilai PAPR lebih baik $\pm 0.294dB$ dari MU MIMO-GFDM dengan *RRC pulse*, dan lebih rendah $\pm 1.319dB$ dari MU MIMO-OFDM dengan *rectangular pulse*.

Berdasarkan Gambar 4.6(b), pada pengamatan CCDF= 10^{-2} dengan $N_c = 512$ nilai PAPR MU MIMO-GFDM dengan *RRC pulse* ($\alpha = 1,16 - OQAM$) dan MU MIMO-GFDM dengan *rectangular pulse* ($\alpha = 0,16 - QAM$) mencapai 9.821dB. Sedangkan MU MIMO-OFDM dengan *rectangular pulse* ($\alpha = 0,16 - QAM$) mencapai 10.27dB. Hal ini menunjukkan sistem MU MIMO-GFDM memiliki nilai PAPR lebih rendah $\pm 0.449dB$ dari MU MIMO-OFDM.

Berdasarkan Gambar 4.6(c), pada pengamatan CCDF= 10^{-2} dengan $N_c = 1024$ nilai PAPR MU MIMO-GFDM dengan *RRC pulse* ($\alpha = 1,16 - OQAM$) dan MU MIMO-GFDM dengan *rectangular pulse* ($\alpha = 0,16 - QAM$) mencapai 10.62dB. Sedangkan MU MIMO-OFDM dengan *rectangular pulse* ($\alpha = 0,16 - QAM$) mencapai 10.9dB. Hal ini menunjukkan sistem MU MIMO-GFDM memiliki nilai PAPR lebih rendah $\pm 0.28dB$ dari MU MIMO-OFDM.

Pada Gambar 4.6(a-c) dapat dianalisis bahwa kinerja sistem MU MIMO-GFDM dalam partisi frekuensi dan waktu menggunakan sistem blok dimana setiap blok terdiri dari perkalian *subcarrier* dan *subsymbol*, sehingga penggunaan *subcarrier* MU MIMO-GFDM lebih sedikit dibandingkan dengan MU MIMO-OFDM. Untuk lebih detailnya dapat dilihat pada tabel parameter sistem yang terdapat pada BAB 3.

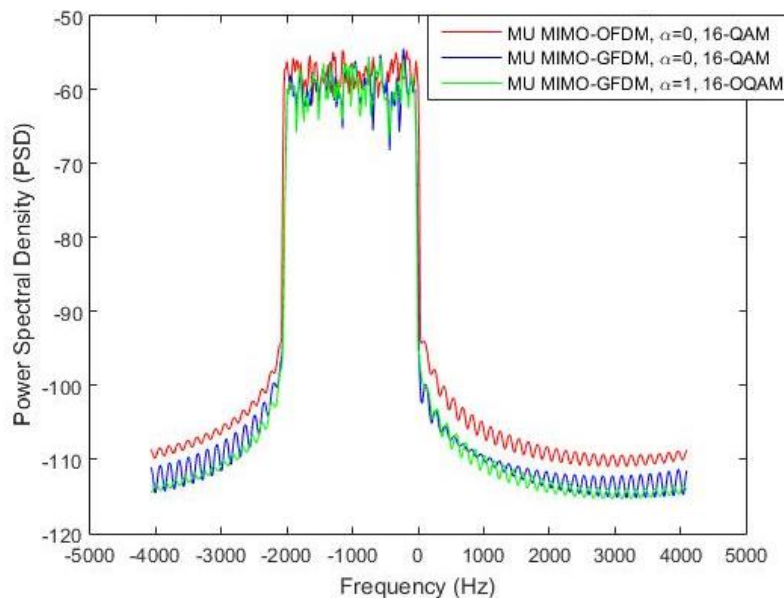
4.1.3 Hasil Simulasi Perbandingan PSD Fungsi Frekuensi

Perbandingan radiasi *out-of-band* (OOB) antara sistem MU MIMO-OFDM dan MU MIMO-GFDM berfungsi untuk mengetahui pengaruh *intersymbol interference* (ISI) yang disebabkan oleh penggunaan *waveform* yang berbeda antara kedua sistem, yaitu OFDM yang digunakan di teknologi seluler 4G

dan GFDM yang merupakan salah satu kandidat di teknologi 5G. Berdasarkan Tabel 3.1, MU MIMO-GFDM menggunakan *waveform* RRC dan *rectangular pulse*, sedangkan MU MIMO-OFDM menggunakan *waveform rectangular pulse*. Hasil simulasi perbandingan radiasi OOB dilakukan pada sistem MU MIMO-GFDM dan MU MIMO-OFDM dengan skema antena pemancar-penerima 2x2 dan 4x4 dengan 2 pengguna.

A. Perbandingan Radiasi OOB Sistem Dengan Skema Antena MIMO 2x2

Gambar 4.7 menunjukkan perbandingan radiasi OOB antara sistem MU MIMO-GFDM (*rectangular* dan RRC *pulse*) dan MU MIMO-OFDM (*rectangular pulse*) pada skema MIMO $N_T = 4$ dan $N_{R,u} = 2$ dengan jumlah pengguna tetap yaitu $N_{user} = 2$.



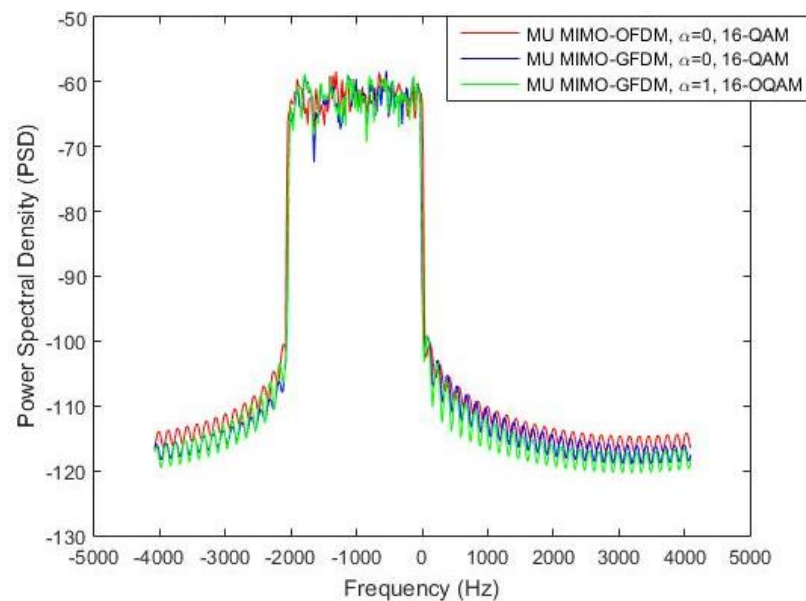
Gambar 4.7 Perbandingan Radiasi OOB pada Skema MIMO 2x2

Berdasarkan Gambar 4.7, attenuasi untuk MU MIMO-GFDM dengan RRC *pulse* bernilai ± 4.5 dB dibawah MU MIMO-GFDM dan MU MIMO-OFDM dengan *rectangular pulse*. Hal ini menunjukkan penggunaan *pulse shaping* yang berbeda dapat mempengaruhi pengaruh radiasi OOB pada kedua sistem. Pada gambar 5.5 menunjukkan penggunaan *pulse shaping* RRC menghasilkan emisi OOB lebih rendah dibandingkan dengan *pulse shaping rectangular*. Radiasi OOB berhubungan dengan pengaruh ISI yang ditimbulkan. Semakin kecil radiasi OOB

yang dihasilkan oleh suatu sistem, maka *sidelobe* yang dihasilkan akan semakin rendah, sehingga dalam sistem komunikasi data yang dikirim oleh pemancar dapat diterima dengan baik oleh penerima dengan *probability error* yang kecil.

B. Perbandingan Radiasi OOB Sistem Dengan Skema Antena MIMO 4x4

Gambar 4.8 menunjukkan perbandingan radiasi OOB antara sistem MU MIMO-GFDM (*rectangular* dan *RRC pulse*) dan MU MIMO-OFDM (*rectangular pulse*) pada skema MIMO $N_T = 8$ dan $N_{R,u} = 4$ dengan jumlah pengguna tetap yaitu $N_{user} = 2$.



Gambar 4.8 Perbandingan Radiasi OOB pada Skema MIMO 4x4

Berdasarkan Gambar 4.8, attenuasi untuk MU MIMO-GFDM dengan *RRC pulse* bernilai ± 2 dB dibawah MU MIMO-GFDM dan MU MIMO-OFDM dengan *rectangular pulse*. Hal ini menunjukkan MU MIMO-GFDM dengan *RRC pulse* menghasilkan radiasi OOB yang lebih rendah dibandingkan dengan sistem yang menggunakan *rectangular pulse*. Radiasi OOB berhubungan dengan ISI yang ditimbulkan pada suatu sistem. ISI ditunjukkan dengan *sidelobe* yang dihasilkan oleh suatu sistem jika dilihat pada domain waktu.

Untuk menghasilkan *sidelobe* yang rendah maka sebuah sistem dapat menggunakan *pulse shaping* RRC dengan *roll of factor* $0 \leq \alpha \leq 1$. Sebenarnya *pulse shaping* RRC dapat menjadi *rectangular*, jika nilai *roll of factor* $\alpha = 0$.

Namun *pulse shaping* RRC semakin mendekati $\alpha = 1$, maka *sidelobe* yang dihasilkan oleh sistem semakin rendah. Maka dari itu, penggunaan *pulse shaping* RRC pada suatu sistem pasti menghasilkan radiasi OOB yang lebih rendah dibandingkan dengan *pulse shaping rectangular*. Hal ini dapat dilihat pada BAB 2 mengenai teori *pulse shaping*.

4.2. Simulasi Kinerja Sistem MU MIMO-GFDM

Kinerja sistem MU MIMO-GFDM yang akan digunakan pada teknologi 5G akan dilakukan pengujian tiga hal: pertama membandingkan jumlah pengguna karena *multiuser* MIMO-GFDM adalah aplikasi MIMO untuk layanan ke banyak pengguna dengan *waveform* GFDM (sebagai salah satu kandidat *waveform* 5G), kedua membandingkan skema antena pemancar-penerima karena jenis MIMO yang digunakan adalah *spatial multiplexing* dan MIMO adalah penggunaan banyak antena di sisi pemancar dan penerima, dan ketiga membandingkan jenis detektor karena detektor pada sistem MU MIMO-GFDM berfungsi untuk menghilangkan IAI yang ditimbulkan oleh penggunaan lebih dari satu antena pada setiap pengguna.

4.2.1. Hasil Simulasi Perbandingan Jumlah Pengguna pada Sistem MU MIMO-GFDM

Pada simulasi ini kinerja sistem MU MIMO-GFDM menggunakan teknik *linear precoding* BD dan detektor MMSE dengan perbandingan jumlah pengguna menggunakan jumlah antena pemancar tiap pengguna (N_t) dan jumlah antena penerima masing-masing pengguna ($N_{R,u}$) yang sama.

Jumlah antena pemancar setiap pengguna N_t dan antena penerima masing-masing pengguna $N_{R,u}$ harus memiliki jumlah yang sama. Hal ini berkaitan dengan cara kerja BD *precoding* dalam menghilangkan MUI di sisi pemancar. Algoritma *Singular Value Decomposition* (SVD) digunakan dalam pembentukan matriks *precoder* \mathbf{W}_u pada BD *precoding*.

Selanjutnya matrik *precoder* ini akan dikalikan dengan sinyal *input* sebelum sinyal ditransmisikan melalui antena pemancar, pengaruh dari matriks *precoder* yaitu membuat matrik kanal transmisi saat dilewati sinyal menjadi kanal bebas interferensi antar pengguna dengan menempatkan semua matrik kanal

pengguna lain pada kondisi *null space*. Dalam bentuk matriks, sinyal yang diterima oleh pengguna bebas dari interferensi yang ditunjukkan pada persamaan (2-25).

Interferensi antar pengguna di sisi penerima dapat dihilangkan dengan membentuk kondisi kanal menjadi matriks diagonal seperti pada persamaan (2-25). Untuk membentuk matriks diagonal diperlukan syarat ukuran kanal MU-MIMO untuk total seluruh pengguna yaitu $(N_{R,u} \times K) \times (N_t \times K) = (N_{R,u} \times K) \times N_T$, sehingga jumlah antena pemancar setiap pengguna (N_t) dan antena penerima masing-masing pengguna ($N_{R,u}$) harus sama.

Pada simulasi kinerja sistem MU MIMO-GFDM digunakan jumlah antena pemancar setiap pengguna (N_t) dan antena penerima masing-masing pengguna ($N_{R,u}$) tetap yaitu $N_t=N_{R,u}=2$ dan $N_t=N_{R,u}=4$. Untuk mengetahui kinerja BD *precoding* dalam menghilangkan MUI, maka dibuatlah sebuah simulasi dengan jumlah pengguna yang berubah-ubah, yaitu 2, 4, 7, dan 9 pengguna.

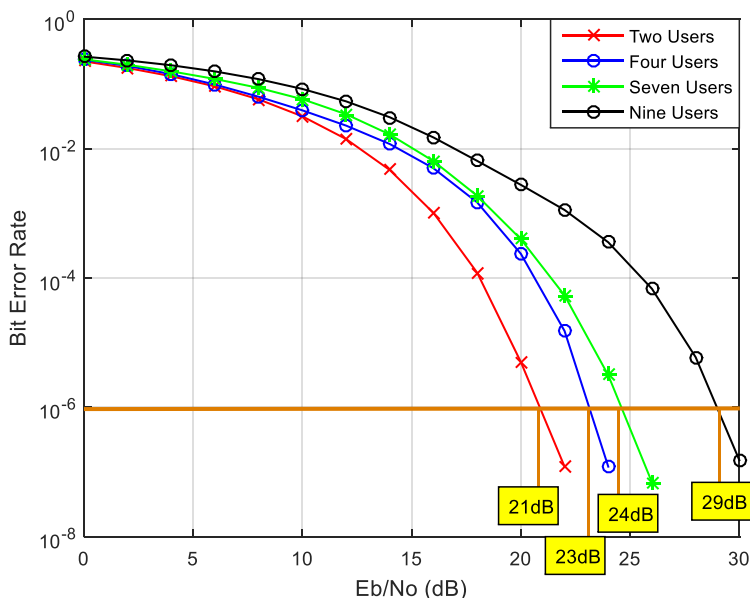
Simulasi Kinerja Sistem MU MIMO-GDF Gambar 4.9 menunjukkan kinerja MU MIMO-GFDM dengan parameter seperti tabel 3.1, yaitu skema antena MIMO 2x2, deteksi MMSE, *pulse shaping* RRC (dengan roll – of – factor, $\alpha = 1$), modulasi 16-OQAM dan jumlah pengguna yang bervariasi yaitu 2,4,7, dan 9. Dalam simulasi tesis ini, pemancar secara sempurna mengetahui *channel state information* (CSI) dan kondisi kanal yang digunakan adalah ideal yaitu AWGN.

A. Simulasi Perbandingan Pengguna Pada Sistem MU MIMO-GFDM dengan Skema Antena 2x2

Pada simulasi ini digunakan $j_{\text{symbol}}=100N_T$ yang dibangkitkan secara acak dan dikirimkan ke antena setiap pengguna dengan ukuran 124000 bit yang akan dikirimkan secara bertahap.

Gambar 4.9 menunjukkan kinerja MU MIMO-GFDM dengan parameter seperti tabel 3.1, yaitu skema antena MIMO 2x2 atau $N_t=N_{R,u}=2$, deteksi MMSE, *pulse shaping* RRC (dengan $\alpha = 1$), modulasi 16-OQAM dan jumlah pengguna yang bervariasi yaitu 2,4,7, dan 9. Dalam simulasi tesis ini, pemancar secara

sempurna mengetahui *channel state information* (CSI) dan kondisi kanal yang digunakan adalah ideal yaitu AWGN.



Gambar 4.9 Hasil Simulasi Perbandingan Jumlah Pengguna Pada Sistem MU MIMO-GFDM dengan Skema Antena 2x2

Berdasarkan Gambar 4.9, untuk pengamatan BER 10^{-6} , kinerja sistem MU MIMO-GFDM dengan $N_t=N_{R,u}=2$ pada 2 pengguna membutuhkan Eb/No 21dB, 4 pengguna membutuhkan Eb/No 23dB, 7 pengguna membutuhkan Eb/No 24dB, dan 9 pengguna membutuhkan Eb/No 29dB. Hal ini menunjukkan kinerja sistem dengan 2 pengguna lebih baik ± 2 dB dari 4 pengguna, lebih baik ± 3 dB dari 7 pengguna, dan lebih baik ± 8 dB dari 9 pengguna.

Kinerja sistem paling baik dapat dicapai untuk jumlah pengguna 2, sedangkan jumlah pengguna 9 memiliki kinerja sistem yang paling buruk. Hal ini dikarenakan untuk mendapatkan *probability of error* atau *bit error rate* (BER) yang sama, jumlah pengguna 2 cukup mencapainya dengan nilai Eb/No (dB) yang lebih kecil daripada 4, 7, dan 9 pengguna. Perbandingan nilai BER fungsi Eb/No sistem seperti pada Gambar 4.9 dapat ditunjukkan pada lampiran.

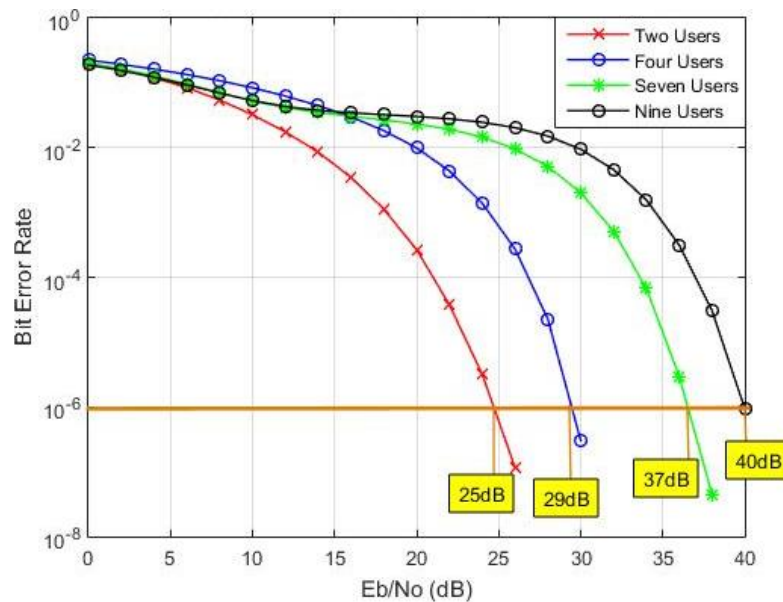
Pada tabel perbandingan BER fungsi Eb/No untuk pengaruh jumlah pengguna pada sistem MU MIMO-GFDM dengan skema $N_t=N_{R,u}=2$ di lampiran diperoleh: ketika nilai SNR 20 dB, dengan jumlah pengguna 2 memiliki nilai

BER 5×10^{-6} , jumlah pengguna 4 memiliki BER 23.5×10^{-5} , jumlah pengguna 7 memiliki BER 39.6×10^{-5} , dan jumlah pengguna 9 memiliki BER 274.8×10^{-5} . Hal ini menunjukkan semakin bertambahnya jumlah pengguna, maka nilai BER semakin tinggi yang menunjukkan kinerja sistem semakin buruk. Hal ini dikarenakan interferensi antar pengguna akan semakin bertambah.

B. Simulasi Perbandingan Pengguna Pada Sistem MU MIMO-GFDM dengan Skema Antena 4x4

Pada simulasi ini digunakan $j_{\text{symbol}} = 100N_T$ yang dibangkitkan secara acak dan dikirimkan ke antenna setiap pengguna dengan ukuran 124000 bit yang akan dikirimkan secara bertahap.

Gambar 4.10 menunjukkan kinerja MU MIMO-GFDM dengan parameter seperti Tabel 3.1, yaitu skema antenna MIMO 2x2 atau $N_t = N_{R,u} = 4$, deteksi MMSE, *pulse shaping* RRC (dengan $\alpha = 1$), modulasi 16-QAM dan jumlah pengguna yang bervariasi yaitu 2, 4, 7, dan 9. Dalam simulasi tesis ini, pemancar secara sempurna mengetahui *channel state information* (CSI) dan kondisi kanal yang digunakan adalah ideal yaitu AWGN.



Gambar 4.10 Hasil Simulasi Perbandingan Jumlah Pengguna Pada Sistem MU MIMO-GFDM dengan Skema Antena 4x4

Berdasarkan Gambar 4.10, untuk pengamatan BER 10^{-6} , kinerja sistem MU MIMO-GFDM dengan $N_t=N_{R,u}=4$ pada 2 pengguna membutuhkan Eb/No 25dB, 4 pengguna membutuhkan Eb/No 29dB, 7 pengguna membutuhkan Eb/No 37dB, dan 9 pengguna membutuhkan Eb/No 40dB. Hal ini menunjukkan kinerja sistem dengan 2 pengguna lebih baik ± 4 dB dari 4 pengguna, lebih baik ± 12 dB dari 7 pengguna, dan lebih baik ± 15 dB dari 9 pengguna.

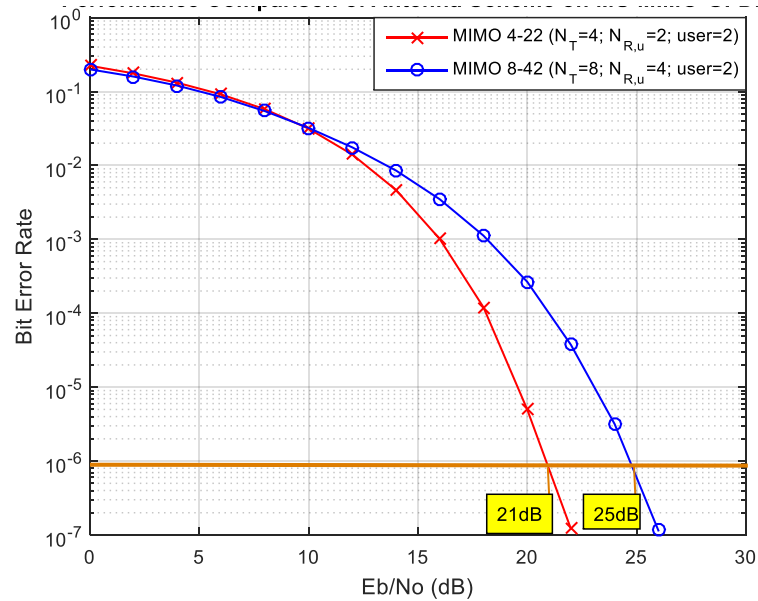
Kinerja sistem paling baik dapat dicapai untuk jumlah pengguna 2, sedangkan jumlah pengguna 9 memiliki kinerja sistem yang paling buruk. Hal ini dikarenakan untuk mendapatkan BER yang sama, jumlah pengguna 2 cukup mencapainya dengan nilai Eb/No (dB) yang lebih kecil daripada 4, 7, dan 9 pengguna. Semakin bertambahnya jumlah pengguna, maka tingkat interferensi yang ditimbulkan akan semakin tinggi, sehingga kinerja MU MIMO-GFDM akan semakin buruk. Untuk tabel perbandingan BER fungsi Eb/No pada Gambar 4.10 dapat dilihat pada lampiran untuk pengamatan Eb/No dari 0 sampai 40dB.

4.2.2. Hasil Simulasi Perbandingan Jumlah Skema Antena MIMO pada Sistem MU MIMO-GFDM

Pada simulasi MU MIMO-GFDM menggunakan jenis MIMO *spatial multiplexing*, dimana setiap antena pemancar mengirimkan deretan data yang saling berbeda. Hal ini bertujuan untuk meningkatkan kapasitas sistem. Setiap antena pemancar pada setiap pengguna yaitu N_t mengirimkan bit sebesar 1240000. Simulasi perbandingan jumlah skema antena MIMO $N_t=N_{R,u}=2$ dan $N_t=N_{R,u}=4$ masing-masing dilakukan pada jumlah pengguna yang tetap yaitu $N_{user} = 2$ dan $N_{user} = 4$.

A. Simulasi Perbandingan Skema Antena MIMO pada Sistem MU MIMO-GFDM dengan Jumlah Pengguna 2

Gambar 4.11 menunjukkan hasil simulasi perbandingan skema antena pemancar-penerima pada sistem MU MIMO-GFDM dengan *pulse shaping* RRC ($\alpha = 1$), modulasi 16-OQAM, $N_{user} = 2$, kanal AWGN, deteksi MMSE, dan skema MIMO *spatial multiplexing* yang bervariasi yaitu skema $N_t=N_{R,u}=2$ dan $N_t=N_{R,u}=4$.



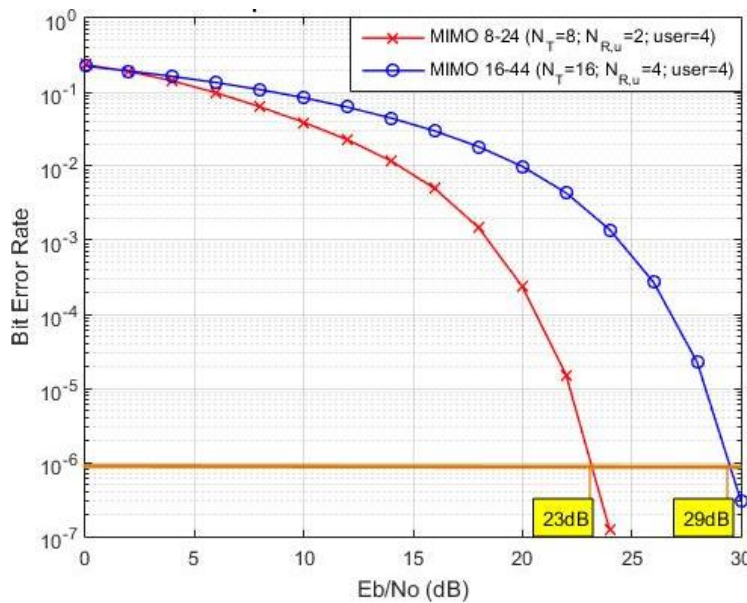
Gambar 4.11 Perbandingan Skema Antena Pemancar-Penerima pada Sistem MU MIMO-GFDM dengan Jumlah Pengguna 2

Berdasarkan Gambar 4.11, untuk pengamatan BER 10^{-6} , kinerja sistem MU MIMO-GFDM dengan skema antena MIMO 4-22 yaitu total antena pemancar $N_T = 4$, jumlah antena tiap pengguna $N_t = N_{R,u} = 2$, dan jumlah pengguna $N_{user} = 2$ membutuhkan E_b/N_0 21dB, sedangkan skema antena MIMO 8-42 yaitu total antena pemancar $N_T = 8$, jumlah antena tiap pengguna $N_t = N_{R,u} = 4$, dan jumlah pengguna $N_{user} = 2$ membutuhkan E_b/N_0 25dB. Hal ini menunjukkan memiliki kinerja sistem MU MIMO-GFDM dengan skema antena MIMO 4-22 lebih baik ± 4 dB dari skema antena MIMO 8-42. Perbandingan nilai BER fungsi E_b/N_0 sistem seperti pada Gambar 4.11 dapat ditunjukkan pada tabel di lampiran.

Hal ini dikarenakan sinyal yang ditransmisikan melalui antena jamak menggunakan teknik *spatial multiplexing*, sehingga diperoleh peningkatan kapasitas sistem, bukan untuk *diversity*. Disamping itu semakin banyak antena yang digunakan setiap pengguna $N_{R,u}$, maka interferensi antar antena yang ditimbulkan semakin besar.

B. Simulasi Perbandingan Skema Antena MIMO pada Sistem MU MIMO-GFDM dengan Jumlah Pengguna 4

Gambar 4.12 menunjukkan hasil simulasi perbandingan skema antena MIMO pada sistem MU MIMO-GFDM dengan *pulse shaping* RRC ($\alpha = 1$), modulasi 16-OQAM, $N_{user} = 4$, kanal AWGN, deteksi MMSE, dan skema MIMO *spatial multiplexing* yang berbeda yaitu skema $N_t=N_{R,u}=2$ dan $N_t=N_{R,u}=4$.



Gambar 4.12 Perbandingan Skema Antena Pemancar-Penerima pada Sistem MU MIMO-GFDM dengan Jumlah Pengguna 4

Berdasarkan Gambar 4.12, untuk pengamatan BER 10^{-6} , kinerja sistem MU MIMO-GFDM dengan skema antena MIMO 4-22 yaitu total antena pemancar $N_T = 4$, jumlah antena tiap pengguna $N_t = N_{R,u} = 2$, dan $N_{user} = 2$ membutuhkan E_b/N_0 23dB, sedangkan skema antena MIMO 8-42 yaitu total antena pemancar $N_T = 8$, jumlah antena tiap pengguna $N_t = N_{R,u} = 4$, dan $N_{user} = 4$ membutuhkan E_b/N_0 29dB. Hal ini menunjukkan memiliki kinerja sistem MU MIMO-GFDM dengan skema antena MIMO 8-24 lebih baik ± 6 dB dari skema antena MIMO 16-44. Hal ini menunjukkan sinyal yang ditransmisikan melalui antena jamak menggunakan teknik *spatial multiplexing*, semakin banyak antena yang digunakan setiap pengguna $N_{R,u}$, maka interferensi antar antena yang ditimbulkan semakin besar. Pada teknik *spatial multiplexing* bertujuan untuk

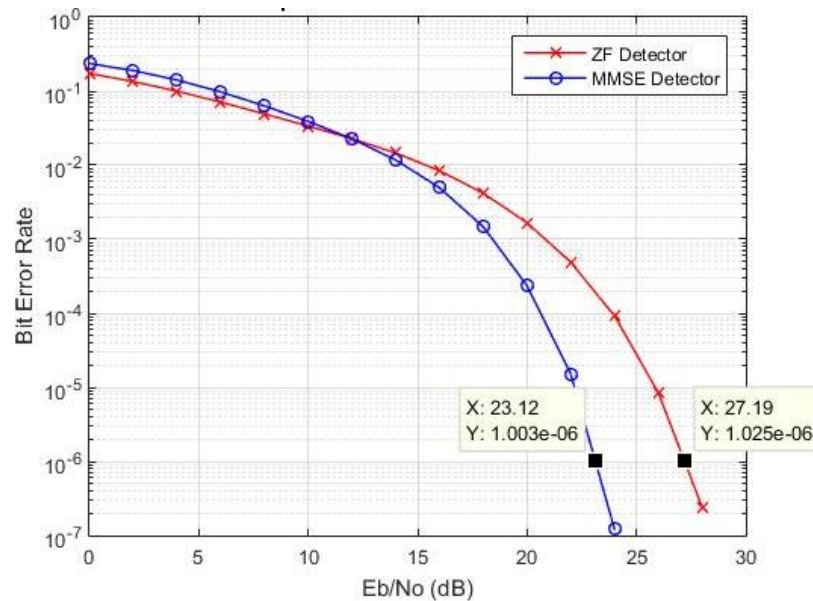
peningkatan kapasitas sistem, bukan untuk tujuan *diversity* yaitu peningkatan kualitas sistem.

4.2.3. Hasil Simulasi Perbandingan Jenis Detektor MIMO pada Sistem MU MIMO-GFDM

Berdasarkan *study literature* mengenai latar belakang penelitian bahwa penggunaan banyak antenna pada setiap pengguna $N_{R,u}$, maka akan menimbulkan interferensi inter antenna (IAI) pada setiap pengguna. Untuk mengatasi timbulnya IAI, maka diperlukan detektor di sisi penerima sistem MU MIMO-GFDM. ZF tidak dapat menghilangkan IAI dengan sempurna karena adanya *noise enhancement*. MMSE dipilih untuk mengatasi kelemahan ZF dan memaksimalkan nilai SINR [12]. Sehingga pada simulasi ini dilakukan perbandingan detektor ZF dan MIMO pada skema antenna MIMO $N_t = N_{R,u} = 2$ dan $N_t = N_{R,u} = 4$ dengan jumlah pengguna tetap yaitu $N_{user} = 4$.

A. Simulasi Perbandingan Jenis Detektor pada Sistem MU MIMO-GFDM dengan Skema Antena 2x2

Gambar 4.13 menunjukkan hasil simulasi perbandingan jenis detektor ZF dan MMSE pada sistem MU MIMO-GFDM dengan *pulse shaping* RRC ($\alpha = 1$), modulasi 16-QAM, $N_{user} = 4$, kanal AWGN, dengan skema MIMO *spatial multiplexing* $N_t=N_{R,u}=2$.

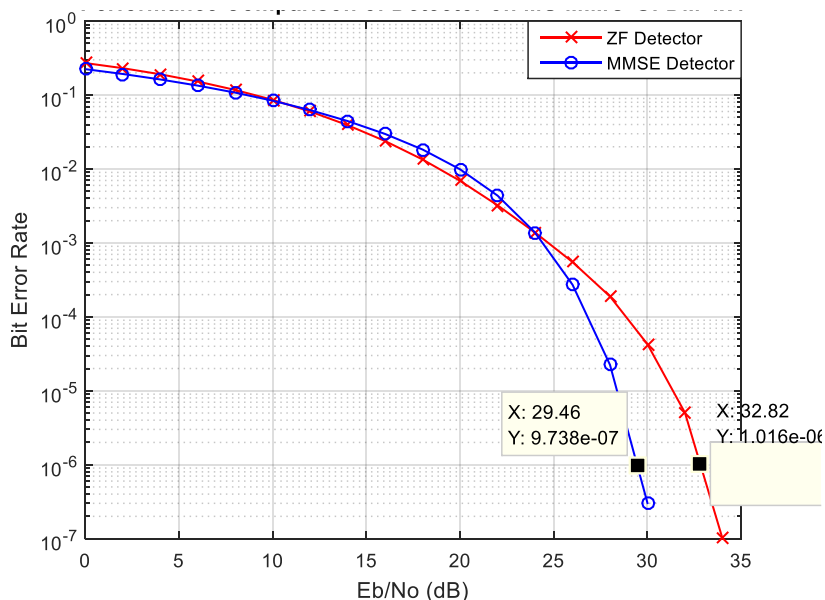


Gambar 4.13 Perbandingan Jenis Detektor pada Sistem MU MIMO-GFDM dengan Skema MIMO 2x2

Berdasarkan Gambar 4.13, untuk pengamatan BER 10^{-6} , kinerja sistem MU MIMO-GFDM $N_t=N_{R,u}=2$ dan $N_{user} = 4$ dengan menggunakan detektor ZF membutuhkan E_b/N_0 27.19dB, sedangkan kinerja sistem menggunakan detektor MMSE membutuhkan E_b/N_0 23.12dB. Hal ini menunjukkan memiliki kinerja sistem MU MIMO-GFDM menggunakan detektor MMSE lebih baik ± 4.07 dB dari detektor ZF. Hal ini dikarenakan penggunaan detektor ZF pada MU MIMO-GFDM dalam mengatasi *inter-antenna interference* (IAI) dapat menimbulkan *noise enhancement*, sedangkan detektor MMSE dapat mengatasi kelemahan yang diakibatkan oleh ZF dan dapat meningkatkan SINR seperti yang dijelaskan pada BAB 2. Perbandingan nilai BER fungsi E_b/N_0 sistem seperti pada Gambar 4.13 dapat ditunjukkan pada tabel di lampiran.

B. Simulasi Perbandingan Jenis Detektor pada Sistem MU MIMO-GFDM dengan Skema Antena 4x4

Gambar 4.14 menunjukkan hasil simulasi perbandingan jenis detektor ZF dan MMSE pada sistem MU MIMO-GFDM dengan *pulse shaping* RRC ($\alpha = 1$), modulasi 16-QAM, $N_{user} = 4$, kanal AWGN, dengan skema MIMO *spatial multiplexing* $N_t=N_{R,u}=4$.



Gambar 4.14 Perbandingan Jenis Detektor pada Sistem MU MIMO-GFDM dengan Skema MIMO 4x4

Berdasarkan Gambar 4.14, untuk pengamatan BER 10^{-6} , kinerja sistem MU MIMO-GFDM $N_t=N_{R,u}=4$ dan $N_{user} = 4$ dengan menggunakan detektor ZF membutuhkan Eb/No 32.82dB, sedangkan kinerja sistem menggunakan detektor MMSE membutuhkan Eb/No 29.46dB. Hal ini menunjukkan memiliki kinerja sistem MU MIMO-GFDM menggunakan detektor MMSE lebih baik ± 3.36 dB dari detektor ZF. Hal ini dikarenakan penggunaan detektor ZF pada MU MIMO-GFDM dalam mengatasi IAI dapat menimbulkan *noise enhancement*, sedangkan detektor MMSE dapat mengatasi kelemahan yang diakibatkan oleh ZF dan dapat meningkatkan SINR seperti yang dijelaskan pada BAB 2. Perbandingan nilai BER fungsi Eb/No sistem seperti pada Gambar 4.14 dapat ditunjukkan pada tabel di lampiran.

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB 5

KESIMPULAN DAN SARAN

Pada bab ini akan dijabarkan kesimpulan berdasarkan penelitian dan simulasi tentang “Analisis Kinerja Teknik *Linear Precoding Block Diagonalization* Pada Sistem *Multi User* MIMO-GFDM Menggunakan Detektor MMSE”, serta saran yang perlu dilakukan pada penelitian berikutnya untuk memperbaiki kinerja sistem ini.

5.1 KESIMPULAN

Berdasarkan hasil simulasi dan analisa pada bab IV, maka dapat diambil kesimpulan sebagai berikut :

1. Kinerja gabungan teknik *linear precoding* BD yang diterapkan di pemancar dan detektor MMSE yang diterapkan di penerima pada sistem MU MIMO-GFDM mampu mengatasi MUI dan IAI pada sistem komunikasi 5G.
2. MU MIMO dengan BD *precoding* dan detektor MMSE menggunakan *waveform* GFDM yang diterapkan pada 5G mampu mengatasi MU MIMO dengan *waveform* OFDM yang diterapkan pada 4G.
 - a. Kurva BER fungsi E_b/N_0 pada sistem MU MIMO-OFDM dengan *rectangular pulse* ($\alpha = 0,16$ -QAM) memiliki kinerja yang sama dengan MU MIMO-GFDM dengan *rectangular pulse* ($\alpha = 0,16$ -QAM). Sedangkan MU MIMO-GFDM dengan *RRC pulse* ($\alpha = 1$) untuk mencapai kinerja yang sama dengan MU MIMO-OFDM dan MU MIMO-GFDM dengan *rectangular pulse*, maka harus menggunakan modulasi 16-OQAM.
 - b. Nilai PAPR digunakan untuk mengetahui konsumsi daya suatu sistem. Nilai PAPR MU MIMO-GFDM lebih rendah ± 0.449 dB dari MU MIMO-OFDM pada MIMO 2x2 dengan $N_c=512$. Hal ini dikarenakan penggunaan *subcarrier* MU MIMO-GFDM lebih sedikit dibandingkan MU MIMO-OFDM.
 - c. Radiasi OOB untuk MU MIMO-GFDM dengan *RRC pulse* bernilai ± 2 dB lebih rendah dari MU MIMO-GFDM dan MU MIMO-OFDM dengan

rectangular pulse pada MIMO 4x4 dan 2 pengguna. *Roll of factor* $0 \leq \alpha \leq 1$ berpengaruh pada *pulse shaping* yang digunakan pada sistem. Radiasi OOB semakin kecil dengan nilai α semakin mendekati 1.

3. MU MIMO-GFDM perlu untuk dianalisis untuk mengetahui performansi sistem untuk teknologi seluler 5G, karena GFDM merupakan salah satu *waveform* 5G.
 - a. Kinerja sistem MU MIMO-GFDM dengan 2 pengguna pada antenna 2x2 lebih baik ± 2 dB dari 4 pengguna, lebih baik ± 3 dB dari 7 pengguna, dan lebih baik ± 8 dB dari 9 pengguna. Sedangkan kinerja sistem dengan 2 pengguna pada antenna 4x4 lebih baik ± 4 dB dari 4 pengguna, lebih baik ± 12 dB dari 7 pengguna, dan lebih baik ± 15 dB dari 9 pengguna. Semakin banyak pengguna, maka kinerja MU MIMO-GFDM semakin buruk dikarenakan MUI yang ditimbulkan semakin tinggi.
 - b. Kinerja sistem MU MIMO-GFDM dengan *spatial multiplexing* pada 2 pengguna menunjukkan antenna 2x2 lebih baik ± 4 dB dari antenna 4x4, sedangkan pada 4 pengguna menunjukkan antenna 2x2 lebih baik ± 6 dB dari antenna 4x4 . Semakin banyak antenna yang digunakan di *transceiver*, maka kinerja sistem semakin buruk, karena tujuan dari *spatial multiplexing* adalah untuk meningkatkan kapasitas, bukan untuk *diversity*.
 - c. Kinerja sistem MU MIMO-GFDM pada MIMO 2x2 dan 4 pengguna menggunakan detektor MMSE lebih baik ± 4.07 dB dari ZF, sedangkan MIMO 4x4 dan 4 pengguna menggunakan detektor MMSE lebih baik ± 3.36 dB dari ZF. Detektor MMSE mampu menghilangkan IAI secara sempurna dan mengatasi kelemahan detektor ZF yaitu adanya *noise enhancement*.

5.2 SARAN

Program simulasi “Analisis Kinerja Teknik *Linear Precoding Block Diagonalization* Pada Sistem *Multi User* MIMO-GFDM Menggunakan Detektor MMSE” sudah selesai, namun masih harus diperbaiki dan dikembangkan untuk mendapatkan hasil yang maksimal pada penelitian selanjutnya.

Saran untuk pengembangan penelitian tesis ini diantaranya :

1. Pengembangan pembentukan matrik *precoding* \mathbf{W} dengan algoritma lain yang lebih sederhana.
2. Sistem yang dipelajari belum diuji untuk kanal fading dan *frequency selective fading*.
3. Memberikan gangguan distorsi *non linear* pada sistem MU MIMO-GFDM kemudian membandingkannya dengan MU MIMO-OFDM. Hal ini dikarenakan berdasarkan beberapa literatur, OFDM rentan terhadap gangguan distorsi *non linear*.
4. Pengujian kinerja sistem yang dilakukan masih menggunakan data berupa *binary random* karena keterbatasan kapasitas memori pada laptop yang digunakan. Untuk selanjutnya pengujian sistem dapat dilakukan pada data informasi berupa *image*, *voice (audio)* maupun *video*.
5. Mengetahui kinerja MU MIMO-GFDM dengan menggunakan skema MIMO *spatial diversity* untuk mengetahui kualitas sinyal dengan pengaruh penggunaan banyak antena pada sistem MU MIMO-GFDM.

Halaman ini sengaja dikosongkan

DAFTAR PUSTAKA

- [1] T. Kageyama, O. Muta and H. Gacanin, "An adaptive peak cancellation method for linear-coded MIMO-OFDM signals," 2015 IEEE 26th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC), Hong Kong, 2015, pp. 271-275.
- [2] T. Suryani and Suwadi, "Performance Evaluation of MIMO-OFDM Implementation on Wireless Open-Access Research Platform (WARP)", ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences, Vol.11, No.23, December 2016.
- [3] T. Suryani, Suwadi, Hasan and S. W. Yoga, "Implementation and performance evaluation of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) using WARP," 2015 International Seminar on Intelligent Technology and Its Applications (ISITIA), Surabaya, 2015, pp. 451-456.
- [4] Akyildiz IF, Nie S, Lin SC, Chandrasekaran M. 5G roadmap: 10 key enabling technologies. *Computer Networks*. 2016 Sep 4;106:17-48.
- [5] I.S. Gaspar, N. Michailow, "5GNOW: 5G Waveform Candidate Selection", 5GNOW Projects Consortium Group, April 8, 2014.
- [6] N. Michailow and G. Fettweis, "Low peak-to-average power ratio for next generation cellular systems with generalized frequency division multiplexing," 2013 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems, Naha, 2013, pp. 651-655.
- [7] A. Farhang, N. Marchetti and L. E. Doyle, "Low complexity GFDM receiver design: A new approach," 2015 IEEE International Conference on Communications (ICC), London, 2015, pp. 4775-4780.
- [8] N. Michailow et al., "Generalized Frequency Division Multiplexing for 5th Generation Cellular Networks", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 62, no. 9, pp. 3045-3061, Sept. 2014.
- [9] I. Gaspar, M. Matthé, N. Michailow, L. Leonel Mendes, D. Zhang and G. Fettweis, "Frequency-Shift Offset-QAM for GFDM", in *IEEE Communications Letters*, vol. 19, no. 8, pp. 1454-1457, Aug. 2015.

- [10] F. Wang and M.E. Bialkowski, "Performance of Block Diagonalization Scheme for Downlink Multiuser MIMO System with Estimated Channel State Information", *Int. J. Communications, Network and System Sciences*, Vol. 4, No. 82-87, 2011.
- [11] Fang Shu, Wu Gang, and Li Shao-Qian, "Optimal Multiuser MIMO Linear Precoding with LMMSE Receiver", *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking* Volume 2009, Article ID 197682, 10 pages.
- [12] Cho, Yong Soo, Jaekwon Kim, Won Young Yang, and Chung G. Kang. *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB*. John Wiley & Sons, 2010.
- [13] M.H.M. Costa, "Writing on dirty paper", *IEEE. Inf. Theory*, vol. IT-29, pp. 439-441, May 1983.
- [14] H. Weingarten, Y. Steinberg and S. S. Shamai, "The Capacity Region of the Gaussian Multiple-Input Multiple-Output Broadcast Channel", in *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 52, no. 9, pp. 3936-3964, Sept. 2006.
- [15] Q. H. Spencer and M. Haardt, "Capacity and downlink transmission algorithms for a multi-user MIMO channel", *Conference Record of the Thirty-Sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, 2002., Pacific Grove, CA, USA, 2002, pp. 1384-1388 vol.2.
- [16] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst and M. Haardt, "Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels", in *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, no. 2, pp. 461-471, Feb. 2004.
- [17] S. Shim, J. S. Kwak, R. W. Heath and J. G. Andrews, "Block diagonalization for multi-user MIMO with other-cell interference", in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 7, pp. 2671-2681, July 2008.
- [18] J.G Proakis and M. Salehi, "Digital Communications 5th edition", 2008.

- [19] G. Foschini and M. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas", *Wireless Personal Communications*, vol. 6, pp. 311–335, Mar. 1998.
- [20] <http://comlab.hut.fi/studies/3320/3320%20fading%20channels.ppt> , diakses pada 24 Mei 2017 pukul 13:13.
- [21] Matthaiou, Michail, "MIMO Systems in Wireless Networks", Department of Signals and Systems Chalmers University of Technology, 12 April 2011.
- [22] V. Branka and J. Yuan, "Space-Time Coding", JohnWiley & Sons, 2003.
- [23] S. Zekang, Runhua Chen, Jeffrey G. Andrews, Robert W. Heath, Jr., and Brian L. Evans, "Sum Capacity of Multiuser MIMO Broadcast Channels with Block Diagonalization." *Wireless Communications, IEEE Transactions on* vol.6, pp. 2040-2045, Agustus, 2007.
- [24] H. Xuefei and Jie Chen, "Semi-Blind Channel Estimation for MIMO OFDM System in Fading Channel", *IEEE Proceedings of ISCIT*, 2005.
- [25] D. Roya, "Precoding and Beamforming for Multi-Input Multi-Output Downlink Channels", Department of Electrical and Computer Engineering University of Toronto, 2005.
- [26] J. G. Andrea and P. P. Varaiya, "Capacity of fading channels with channel side information," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 43, no. 6, pp. 1986–1992, Nov. 1997.
- [27] Yokota, Prof. Ochi, et all, "Multi-user MIMO LinearPrecoder", Ochi Laboratory, 2003.
- [28] J. I. Emmett, "Using the Singular Value Decomposition", Carlson Center for Imaging Science, May 29, 2003.
- [29] B. Kirk, "Singular Value Decomposition Tutorial", March 29, 2005.
- [30] A. Gregoria, "Dekomposisi Nilai Singular dan Aplikasinya", 27 November 2010.
- [31] Yokota, Prof. Ochi, et all, "Multi-user MIMO LinearPrecoder", Ochi Laboratory, 2003.

- [32] F. Behrouz and H. Moradi, "Derivation of GFDM Based on OFDM Principles", IEEE ICC – Wireless Communications Symposium, 2015.
- [33] Y. Lin, H. Hegt, et al, "Power-Efficient High-Speed Parallel-Sampling ADCs for Broadband Multi-carrier Systems", Springer, 2015.
- [34] Emad S. Hasan, "Multi-Carrier Communication Systems with Examples in MATLAB", A New Perspective, 2016.
- [35] Rohde and Schwars, "5G Waveform Candidate", Germany, 2016.
- [36] K. A. Shwetal, A. Pandey, et al, "GFDM Performance in terms of BER, PAPR and OOB and comparison to OFDM system".
- [37] Y. Tao, Liu Long, Liu Shang, et al. "A Survey: Several Technologies of Non-Orthogonal Transmission for 5G", China Commun., October 2015.
- [38] R. Datta, N. Michailow, et al, "GFDM Interference Cancellation for Flexible Cognitive Radio PHY Design", IEEE, 2012.
- [39] N. Michailow, I. Gaspar, S. Krone, M. Lentmaier, and G. Fettweis, "Generalized frequency division multiplexing: Analysis of an alternative multi-carrier technique for next generation cellular systems," in Wireless Communication Systems (ISWCS), 2012 International Symposium on, 2012, pp. 171–175.
- [40] Hwei P. Hsu, "Analog and Digital Communications", 2003.
- [41] Y. Aryadanangjaya, W.A Syafei, and I. Santoso, "Implementasi Dekoder Mimo Berbasis Deteksi Trellis Pada Wlan 802.11n", Transient, vol. 1, no. 3, september 2012, issn: 2302-9927, 95.
- [42] Xiaoyi Tang, Mohamed Slim Alouni, "Effect of Channel Estimation Error on M-QAM BER Perfomance in Rayleigh Fading", IEEE Transsaction On Communication Vol. 47 No. 12, December 1999. pp. 1856-1864.
- [43] S. H. Lodo, "Gabungan Modulasi OQAM dan Pulse Shapping pada Sistem OFDM", Teknik Elektro, Univ. Mercu buana, Jakarta, 2007.
- [44] S. Randel, A. Sierra, X. Liu, S. Chandrasekhar and P. J. Winzer, "Study of multicarrier Offset-QAM for spectrally efficient coherent optical communications," 2011 37th European Conference and Exhibition on Optical Communication, Geneva, 2011, pp. 1-3.

LAMPIRAN 1

SINTAK PROGRAM SIMULASI

A. Program Simulasi Kurva *Bit Error Rate* (BER)

Pada bagian ini disimulasikan kinerja sistem MU-MIMO menggunakan teknik *linear precoding* BD dan detektor MMSE pada 3 sistem yang berbeda yaitu MU MIMO-GFDM dengan RRC, MU MIMO-GFDM dengan *rectangular*, dan MU MIMO-OFDM dengan *rectangular*. Source code program untuk BER ketiga sistem ini menggunakan $N_t = N_{R,u} = 2$ dan jumlah pengguna yang tetap yaitu 2 pengguna.

Pada simulasi program diawali dengan proses di pemancar yaitu pembangkitan bit acak, *mapper*, *modulator waveform* (OFDM/GFDM), pembangkitan kanal transmisi, proses BD *precoding*. Kemudian sinyal melewati kanal transmisi AWGN, setelah itu di proses penerima dilakukan proses deteksi sinyal MMSE, *demodulator waveform* (OFDM/GFDM), dan *demapper*.

A.1. Program Sistem MU MIMO–GFDM (RRC pulse, $\alpha = 1$)

```
=====  
% PERFORMANCE ANALYSIS OF BD LINEAR PRECODING IN MU-MIMO-GFDM %  
=====  
% Author          : Endah Wulansari,S.T.  
% NIM             : 2216203013  
% Advisor         : Dr.Ir.Titiek Suryani,M.T.  
% Main Source GFDM : Technical University Dresden, Vodafone Chair  
Mobile  
% Main Source BD   : Ebook MIMO-OFDM  
% Program         : MIMO 2x2, Detektor MMSE, User=2  
=====  
  
clear all;  
clc;  
%--Inisialisasi Variabel--%  
K=16;%number of subcarriers  
M=32;%number of subsymbol  
Kindex = 1:K;  
Fs=M*K*16; %Fs=10x8x8=640  
r=0;%length of the cyclic prefix (CP) in multiples of 'subsymbols'  
CP=r*K;  
a=1;%roll-off  
N_user=2;  
Nfft=512;  
N_packet=5; % Pengiriman data 1000000  
Nt=2; %antena pengirim  
NR=2; %antena penerima
```

```

NT=Nt*N_user;
jsymbol=100*NT;
idx= log2(16); %4=index modulasi
N_bit = idx*(K-3*K/8)*(M-1)*jsymbol; % jumlah bit yang dikirim per
paket 2.480.000
totbit = N_bit*N_packet; % jumlah bit total yang dikirim
12.400.000
SNRdBs = [0:2:20]; %nilai SNR (Eb/No)

for i_SNR=1:length(SNRdBs)
SNRdB=SNRdBs(i_SNR);
N_ebits=0; rand('seed',1); randn('seed',1);
sigma2 = 0.5*10^(-SNRdB/10);
sigma = sqrt(sigma2);

for i_packet=1:N_packet
%=====PEMANCAR=====
%Pembangkitan Sinyal Bit Acak
info=randint(1,N_bit);
sp=reshape(info,4, []);

%Modulasi 16-QAM
xI1=2*sp(1,:)-1;
xI2=2-(2*sp(2,:)-1);
xQ1=2*sp(3,:)-1;
xQ2=2-(2*sp(4,:)-1);
xI=xI1.*xI2;
xQ=xQ1.*xQ2;
qam=xI+j*xQ; %sinyal hasil modulasi
qamp=reshape(qam,(K-3*K/8), []);

%GFDM Modulator
s=zeros(K,M);
d=[];
for k1=1:jsymbol
s(1:(K-3*K/8),2:M)=qamp(:,(M-1)*(k1-1)+1:(M-1)*(k1));
s=circshift(s,-1);
dd=reshape(s,[],1);
s=zeros(K,M);
d(:,k1)=dd;
end

%% Split into real and imaginer
di = real(d);
dq = imag(d);

%% Meyer RRC (defined in time)
R=((0:(K-1))' -K/2-eps)/(a*K)+1/2;R(R<0)=0;R(R>1)=1;F=1-R;% Ramp
rise/fall
R=R.^4.*(35 - 84*R+70*R.^2-20*R.^3);F=1-R;% Meyer auxiliary
function
R=1/2*(cos(F*pi)+1);F=1-R;% Meyer RC rise/fall
R=sqrt(R);F=sqrt(F);%Meyer RRC
g=[F;zeros((M-2)*K,1);R];
g=g/sqrt(sum(g.^2));%normalization

```



```

%% Frequency O-QAM
gi = g;
gq = ifft(circshift(fft(gi), M/2));
% Ai matrix
Ai = zeros(M*K, M*K);
n = 0:M*K-1; n=n';
w = exp(1j*2*pi/K);

for k=0:K-1
    for m=0:M-1
        Ai(:,m*K+k+1) = 1i^(mod(m,2))*circshift(gi, m*K) .* w.^(k*n);
    end
end

% Aq matrix
Aq = zeros(M*K, M*K);
for k=0:K-1
    for m=0:M-1
        Aq(:,m*K+k+1) = 1i^(mod(m,2)+1)*circshift(gq, m*K) .* w.^(k*n);
    end
end

x=(Ai)*di+(Aq)*dq; %Sinyal GFDM tanpa CP

%add cyclic prefix
x_cp=x([end-CP+(1:CP)],:);
xcp = [x_cp;x]; %Sinyal GFDM + CP
Excp=mean(ones(1,length(xcp(:,1)))*(xcp.*conj(xcp))/length(xcp(:,1))));

%paralel to serial
x_cp_ps_1 = reshape(xcp,1,[]);

awl=1;
z=jsymbol/N_user; %dibagi sesuai jumlah user
for bagi=1:N_user
    simbol_per_user(bagi,:)= x_cp_ps_1(1,awl:(awl-1+(K*M*z)));
    awl= awl+(K*M*z);
end
User_Tx1 = simbol_per_user(1,1:length(simbol_per_user)/2);
User_Tx2 = simbol_per_user(1,(length(simbol_per_user)/2)+1:end);

User_Tx3 = simbol_per_user(2,1:length(simbol_per_user)/2);
User_Tx4 = simbol_per_user(2,(length(simbol_per_user)/2)+1:end);

out_ps= [User_Tx1;User_Tx2;User_Tx3;User_Tx4];
si=length(out_ps);

%Pembangkitan kanal
H=(rand(NR*N_user,NT)+j*randn(NR*N_user,NT))/sqrt(2);
%kanal transmisi total
H_1=H(1:2,:); %matriks kanal pengguna 1
H_2=H(3:4,:); %matriks kanal pengguna 2

%Proses BD
[U1 S1 V1]=svd(H_1);

```

```

[U2 S2 V2]=svd(H_2);

V1_b=V1(:,1:Nt);
V2_b=V2(:,1:Nt);

H1_c=[V2_b]';
H2_c=[V1_b]';

[U1_c S1_c V1_c]=svd(H1_c);
[U2_c S2_c V2_c]=svd(H2_c);

W1=V1_c(:,(NT-1):NT); % matriks precoder pengguna 1
W2=V2_c(:,(NT-1):NT); % matriks precoder pengguna 2

W=[W1 W2]; % Matriks Precoder
HW=H*W; % Menghasilkan Diagonal Matriks

%=====Transmisi Sinyal=====
x1=out_ps(1:2,:); %data yang dikirim untuk pengguna 1;
x2=out_ps(3:4,:); %data yang dikirim untuk pengguna 2;

Tx_Data = W1*x1 + W2*x2; %Sinyal yang Dikirim

%Sinyal ditambah Noise
randn('seed',1);
n11=randn(NR,si);
randn('seed',2);
n12=randn(NR,si);
randn('seed',3);
n21=randn(NR,si);
randn('seed',4);
n22=randn(NR,si);

Rx1_2 = H_1*Tx_Data + sigma*(n11+j*n12);
Rx2_2 = H_2*Tx_Data + sigma*(n21+j*n22);
%=====PENERIMA 1=====
%Deteksi Sinyal (MMSE)
W1_H1=H_1*W1;
DET1 = inv(W1_H1'*W1_H1+sigma2*diag(ones(1,NR)))*W1_H1';
W2_H2=H_2*W2;
DET2 = inv(W2_H2'*W2_H2+sigma2*diag(ones(1,NR)))*W2_H2';
y1=DET1*Rx1_2;
y2=DET2*Rx2_2;

ytot=[y1; y2];
y= [y1(1,:) y1(2,:) y2(1,:) y2(2,:)];

%serial to paralel
sp = reshape(y,Nfft,[]);
loc_cp= sp([(0:CP)-(1:CP)],:);
if isempty(loc_cp) ==1
    loc_cp = 1;
else
    loc_cp = loc_cp;
end

```

```

rmv_cp = sp(loc_cp:end,:); %sinyal setelah CP diremove

%GFDM Demodulator
Xcp=fft(rmv_cp,4*M*K);
% Xcp=fft(rmv_cp,M*K);
Xcp=Xcp/std(Xcp);%normalize to ~0dB

%remove frequency shifting
diiE=((Ai)')*rmv_cp; diE=(real(diiE));
dqQE=((Aq)')*rmv_cp; dqE=(real(dqQE)); %matriks dqqe=d=x
%   dn=reshape(abs(s),[K*M 1]);
   dE_gabung= diE+(j*dqE); % blok GFDM yang telah didifilter
   dE = reshape(dE_gabung,K,[]); % mengembalikan dE_gabung
menjadi kumpulan blok s
   dEc=circshift(dE,1);
   ddE=dEc(1:(K-3*K/8),:);

   for k2=1:jsimbol
       dddE(:,(k2-1)*(M-1)+(1:(M-1)))= ddE(:,(k2-1)*M+(2:M));
   end

%Demodulasi
b1=(1+sign(real(dddE)))/2;
b2=(1-sign(abs(real(dddE))-2))/2;
b3=(1+sign(imag(dddE)))/2;
b4=(1-sign(abs(imag(dddE))-2))/2;

%paralel to serial
b1s=reshape(b1,1,[]);
b2s=reshape(b2,1,[]);
b3s=reshape(b3,1,[]);
b4s=reshape(b4,1,[]);

bEp=[b1s;b2s;b3s;b4s];
par_to_seri = reshape(bEp,1,[]);
N_ebits = N_ebits + sum(info(:,1:N_bit)~=par_to_seri);
end
BER(i_SNR) = N_ebits/totbit;
end

EbNo=10.^(SNRdBs/10);
berrT=(3/4)*erfc(sqrt(2*EbNo/10))/2;

semilogy(SNRdBs,BER,'b-','SNRdBs,berrT','r-o');
hold on; grid on;
legend('MU MIMO-GFDM, Simulation','MU MIMO-GFDM, Theory')
title('Performance of Waveform Comparison Using MIMO 2x2');
xlabel('Eb/No,dB'); ylabel('Bit Error Rate');

```

A.2. Program Sistem MU MIMO–GFDM (Rectangular pulse, $\alpha = 0$)

Untuk sintak program sistem MU MIMO-GFDM dengan *rectangular pulse* hampir sama dengan sintak program sistem MU MIMO GFDM dengan *RRC pulse*. Hanya mengganti 2 bagian di bawah ini:

MU MIMO-GFDM (RRC, $\alpha = 1$)	MU MIMO-GFDM (Rectangular, $\alpha = 0$)
<code>a=1;</code>	<code>a=0;</code>
<code>gq = ifft(circshift(fft(gi), M/2));</code>	<code>gq = ifft(circshift(fft(gi), 0));</code>

A.3. Program Sistem MU MIMO-OFDM (Rectangular pulse, $\alpha = 0$)

```

%=====
%      PERFORMANCE ANALYSIS OF BD LINEAR PRECODING IN MU-MIMO-OFDM
%
%      MIMO 2X2 DENGAN MODULASI 16-QAM
%
%=====
% Author          : Endah Wulansari,S.T.
% NIM             : 2216203013
% Advisor         : Dr.Ir.Titiek Suryani,M.T.
% Main Source GFDM : Technical University Dresden, Vodafone Chair
Mobile
% Main Source BD  : Ebook MIMO-OFDM
% Program         : MIMO 2x2, Detektor MMSE, User=2
%=====

clear all;
clc;
%MU-MIMO-OFDM parameters
N_sampel=512;
K=16;%number of subcarriers
M=32;%number of subsymbol
Nc=(K-3*K/8)*(M-1);
N_frame=Nc;
N_packet=5; % Number of frames/packet and Number of packets
k=4; % Number of bits per 16-QAM symbol
Nt=2; NR=2; N_user=2;
NT=Nt*N_user;
jsymbol=100*NT;
N_pbits = Nc*k*jsymbol; % Number of bits per packet
N_tbits = N_pbits*N_packet; % Number of total bits
SNRdBs = [0:2:50]; %nilai SNR (Eb/No)

for i_SNR=1:length(SNRdBs)
SNRdB=SNRdBs(i_SNR); N_ebits=0;
rand('seed',4); randn('seed',4);
sigma2 = 0.5*10^(-SNRdB/10);
sigma = (sqrt(sigma2)) *(1/sqrt(N_sampel));

    for i_packet=1:N_packet
%===== Transmitter =====%
%Generating Bits and Mapping
msg_bit = randi([0 1],1,N_pbits);
symbol= modulation_qam(msg_bit,k);

%OFDM modulation
sp = reshape(symbol,Nc, []);
ofdm=ifft(sp,N_sampel);
xx=ofdm;
xxx12=reshape(xx,1, []);

```

```

%Determining information for every user
awl=1;
z=jsimbol/N_user; %dibagi sesuai jumlah user
for bagi=1:N_user
    simbol_per_user(bagi,:)= xxx12(1,awl:(awl-1+(K*M*z)));
    awl= awl+(K*M*z);
end
User_Tx1 = simbol_per_user(1,1:length(simbol_per_user)/2);
User_Tx2 =
simbol_per_user(1,(length(simbol_per_user)/2)+1:end);

User_Tx3 = simbol_per_user(2,1:length(simbol_per_user)/2);
User_Tx4 =
simbol_per_user(2,(length(simbol_per_user)/2)+1:end);

out_ps= [User_Tx1;User_Tx2;User_Tx3;User_Tx4];
si=length(out_ps);

%===== Pembangkitan kanal =====%
H=(rand(NR*N_user,NT)+j*randn(NR*N_user,NT))/sqrt(2);
H_1=H(1:2,:); %matriks kanal pengguna 1
H_2=H(3:4,:); %matriks kanal pengguna 2

%===== BD Processing =====%
[U1 S1 V1]=svd(H_1);
[U2 S2 V2]=svd(H_2);

V1_b=V1(:,1:Nt);
V2_b=V2(:,1:Nt);

H1_c=[V2_b]';
H2_c=[V1_b]';

[U1_c S1_c V1_c]=svd(H1_c);
[U2_c S2_c V2_c]=svd(H2_c);

W1=V1_c(:,(NT-1):NT); % matriks precoder pengguna 1
W2=V2_c(:,(NT-1):NT); % matriks precoder pengguna 2

W=[W1 W2]; % Matriks Precoder
HW=H*W; % Menghasilkan Diagonal Matriks

%=====Transmisi Sinyal=====%
x1=out_ps(1:2,:); %data yang dikirim untuk pengguna 1;
x2=out_ps(3:4,:); %data yang dikirim untuk pengguna 2;

Tx_Data = W1*x1 + W2*x2; %Sinyal yang Dikirim

%Sinyal ditambah Noise
randn('seed',1);
n11=randn(NR,si);
randn('seed',2);
n12=randn(NR,si);
randn('seed',3)

```

```

n21=randn(NR,si);
randn('seed',4)
n22=randn(NR,si);

Rx1_2 = H_1*Tx_Data + sigma*(n11+j*n12);
Rx2_2 = H_2*Tx_Data + sigma*(n21+j*n22);

%=====PENERIMA 1=====
%Deteksi Sinyal (MMSE)
W1_H1=H_1*W1;
DET1 = inv(W1_H1'*W1_H1+sigma2*diag(ones(1,NR)))*W1_H1';
W2_H2=H_2*W2;
DET2 = inv(W2_H2'*W2_H2+sigma2*diag(ones(1,NR)))*W2_H2';

y1=DET1*Rx1_2;
y2=DET2*Rx2_2;

ytot=[y1; y2];
y= [y1(1,:) y1(2,:) y2(1,:) y2(2,:)];

yy=reshape(y,N_sampel,[]);
zz=fft(yy,N_sampel);
zzz=zz(1:Nc,:);
z= reshape(zzz,1,[]);

%Demodulasi
bE = demod_qam(z,k);

format long
[N(i_packet),BERR(i_packet)] = biterr(msg_bit,bE);
end

BER_OFDM(i_SNR) =(sum(BERR))/N_packet;
end
%% Plotting Result
semilogy(SNRdBs,BER_OFDM,'b-','LineWidth',1,'MarkerSize',5);
hold on; grid on;
legend('MU-MIMO-GFDM with RCI','MU-MIMO-OFDM with RCI');
xlabel('Eb/No,dB');
ylabel('Bit Error Rate');

```

Pada sistem MU MIMO-OFDM digunakan fungsi modulasi/demodulasi untuk proses mapper dan demapper.

modulation_qam.m

```

function output_mod = modulation_4(input_frame, index)
% Input_modu: input bit stream (0,1)
% index: modulation index
% 1---bpsk, 2---qpsk, 3---8qam, 4---16qam, 5---32qam
f_length = length(input_frame)/index;
QAM_input_I = zeros(1,f_length);
QAM_input_Q = zeros(1,f_length);
% note: Matlab index starts from 1
switch index
case 1,

```

```

    BPSK_I = [-1 1]; % refer to Table82 on page21 of
IEEE802.11a
    QAM_input_I = BPSK_I(input_frame+1);%0+1%îÊÇBPSK_I(1),ò²%îÊÇ-
1,1+1%îÊÇBPSK(2),ò²%îÊÇ1
    output_mod = QAM_input_I ;
case 2,
    QAM_4_IQ = [-1 1]; % refer to Table83 on page21 of
IEEE802.11a
    QAM_input_I = QAM_4_IQ(input_frame(1:2:end)+1);
    QAM_input_Q = QAM_4_IQ(input_frame(2:2:end)+1);
    output_mod = (1/sqrt(2))*(QAM_input_I + j * QAM_input_Q);
case 3,
    mapping=[3+i 1+i -3+i -1+i -3-i -1-i 3-i 1-i ];
%´Ë´!µÄmapping°Ímapping.µµÄ²»ÊÇÒ»ö
output_mod=(1/sqrt(6))*mapping(input_frame(1:3:end)*4+input_frame(
2:3:end)*2+input_frame(3:3:end)+1);
case 4,
    QAM_16_IQ = [-3 -1 3 1]; % refer to Table84 on page21 of
IEEE802.11a
    QAM_input_I =
QAM_16_IQ(input_frame(1:4:end)*2+input_frame(2:4:end)+1);
    QAM_input_Q =
QAM_16_IQ(input_frame(3:4:end)*2+input_frame(4:4:end)+1);
    output_mod = (1/sqrt(10))*(QAM_input_I + j * QAM_input_Q);
case 5,
    mapping=[5+i 3+i 1+i 5+3*i 3+3*i 1+3*i 3+5*i 1+5*i -5+i -3+i -
1+i -5+3*i -3+3*i -1+3*i -3+5*i -1+5*i -5-i -3-i -1-i -5-3*i -3-
3*i -1-3*i -3-5*i -1-5*i 5-i 3-i 1-i 5-3*i 3-3*i 1-3*i 3-5*i 1-
5*i];
output_mod=(1/sqrt(20))*mapping(input_frame(1:5:end)*16+input_fram
e(2:5:end)*8+input_frame(3:5:end)*4+input_frame(4:5:end)*2+input_f
rame(5:5:end)+1);
case 6,
    QAM_64_IQ = [-7 -5 -1 -3 7 5 1 3]; % refer to Table85 on
page21 of IEEE802.11a
    QAM_input_I =
QAM_64_IQ(input_frame(1:6:end)*4+input_frame(2:6:end)*2+input_fram
e(3:6:end)+1);
    QAM_input_Q =
QAM_64_IQ(input_frame(4:6:end)*4+input_frame(5:6:end)*2+input_fram
e(6:6:end)+1);
    output_mod = (1/sqrt(42))*(QAM_input_I + j * QAM_input_Q);
end

```

demod_qam.m

```

function output_frame = demodulation_4(input_modu, index)
% demodulation for IEEE802.11a
% Input:    input_modu, complex values representing constellation
points
%          index
% Output:   output_frame, output bit stream (data unit is one bit)

% In this version, increase the quatilization levels into 8.
% note: Matlab index starts from 1
guiyi=[1 sqrt(2) sqrt(6) sqrt(10) sqrt(20) sqrt(42)];

```

```

input_modu=input_modu*guiyi(index);
Q_length=length(input_modu);
Q_length=length(input_modu);
QAM_input_I = real(input_modu);
QAM_input_Q = imag(input_modu);
output_frame = zeros(1,length(input_modu)*index);
switch index
case 1,
    BPSK_Demodu_I = [0 1];          %f(m)=(m+1)/2 + 1, so I=-1 ----> 1,
I=1 ----> 2
    idx = find(QAM_input_I>1);
    QAM_input_I(idx) = 1;
    idx = find(QAM_input_I<-1);
    QAM_input_I(idx) = -1;
    output_frame = BPSK_Demodu_I(round((QAM_input_I+1)/2) + 1);
%f(m) Ö,µÄ¼ÍÊÇÖâ,roundÊÇ³×í¼µÄÖûÊýË;Öû,round¼«Ð;ÖÚ0µÄ¶¼Öû³É1,´óÓÚ
0µÄ¶¼Öû³É2. BPSK_Demodu_I¼«1-->0, 2-->1
case 2,
    QPSK_Demodu_IQ = [0 1];        %f(m)=(m+1)/2 + 1, so I=-1 ----> 1,
I=1 ----> 2
    idx = find(QAM_input_I>1);
    QAM_input_I(idx) = 1;
    idx = find(QAM_input_I<-1);
    QAM_input_I(idx) = -1;
    idx = find(QAM_input_Q>1);
    QAM_input_Q(idx) = 1;
    idx = find(QAM_input_Q<-1);
    QAM_input_Q(idx) = -1;
    output_frame(1:2:end) =
QPSK_Demodu_IQ(round((QAM_input_I+1)/2) + 1);
    output_frame(2:2:end) =
QPSK_Demodu_IQ(round((QAM_input_Q+1)/2) + 1);
case 3,
    mapping=[3+i 1+i -3+i -1+i -3-i -1-i 3-i 1-i];
    remapping=[0 0 0;0 0 1;0 1 0;0 1 1;1 0 0;1 0 1;1 1 0;1 1 1].';
    a=ones(1,8);
    for j=1:Q_length
        b = mapping-input_modu(j)*a;
        [gk k1]=min(abs(b).^2);
        output_frame((1+(j-1)*3):(3+(j-1)*3))=remapping((1+3*(k1-
1)):(3+3*(k1-1)));
    end
case 4,
    QAM_16_Demodu_IQ = [0 1 3 2];   %f(m)=(m+3)/2 + 1, so I=-3 ---
> 1, I=1 ----> 3
    idx = find(QAM_input_I>3);
    QAM_input_I(idx) = 3;
    idx = find(QAM_input_I<-3);
    QAM_input_I(idx) = -3;
    idx = find(QAM_input_Q>3);
    QAM_input_Q(idx) = 3;
    idx = find(QAM_input_Q<-3);
    QAM_input_Q(idx) = -3;
    tmp = round((QAM_input_I+3)/2) + 1;
    output_frame(1:4:end) = bitget(QAM_16_Demodu_IQ(tmp),2);
%»ñÈ;Ã¿,öÊýµÄ´ÍµÍÍ»£-ÊÇ 0 1 3 3 ¼ÍÊÇ 00 01 11 11
Öò2¼ÍÊÇ 0 0 1 1

```



```

    output_frame(2:4:end) = bitget(QAM_16_Demodu_IQ(tmp),1);
%»ñÈ;×îµÍÎ»
    tmp = round((QAM_input_Q+3)/2) + 1;
    output_frame(3:4:end) = bitget(QAM_16_Demodu_IQ(tmp),2);
    output_frame(4:4:end) = bitget(QAM_16_Demodu_IQ(tmp),1);
case 5,
    mapping=[5+i 3+i 1+i 5+3*i 3+3*i 1+3*i 3+5*i 1+5*i -5+i -3+i -
1+i -5+3*i -3+3*i -1+3*i -3+5*i -1+5*i -5-i -3-i -1-i -5-3*i -3-
3*i -1-3*i -3-5*i -1-5*i 5-i 3-i 1-i 5-3*i 3-3*i 1-3*i 3-5*i 1-
5*i];
    remapping=[0 0 0 0 0;0 0 0 0 1;0 0 0 1 0;0 0 0 1 1;0 0 1 0 0;0
0 1 0 1;0 0 1 1 0;0 0 1 1 1;
                0 1 0 0 0;0 1 0 0 1;0 1 0 1 0;0 1 0 1 1;0 1 1 0
0;0 1 1 0 1;0 1 1 1 0;0 1 1 1 1;
                1 0 0 0 0;1 0 0 0 1;1 0 0 1 0;1 0 0 1 1;1 0 1 0
0;1 0 1 0 1;1 0 1 1 0;1 0 1 1 1;
                1 1 0 0 0;1 1 0 0 1;1 1 0 1 0;1 1 0 1 1;1 1 1 0
0;1 1 1 0 1;1 1 1 1 0;1 1 1 1 1].';
    a=ones(1,32);
    for j=1:Q_length
        b = mapping-input_modu(j)*a;
        [gk k1]=min(abs(b).^2);
        output_frame((1+(j-1)*5):(5+(j-1)*5))=remapping((1+5*(k1-
1)):(5+5*(k1-1)));
    end

case 6,
    QAM_64_Demodu_IQ = [0 1 3 2 6 7 5 4]; %f(m)=(m+7)/2 + 1, so
I=-7 ----> 1, I=1 ----> 5
    idx = find(QAM_input_I>7);
    QAM_input_I(idx) = 7;
    idx = find(QAM_input_I<-7);
    QAM_input_I(idx) = -7;
    idx = find(QAM_input_Q>7);
    QAM_input_Q(idx) = 7;
    idx = find(QAM_input_Q<-7);
    QAM_input_Q(idx) = -7;
    tmp = round((QAM_input_I+7)/2) + 1;
    output_frame(1:6:end) = bitget(QAM_64_Demodu_IQ(tmp),3);
    output_frame(2:6:end) = bitget(QAM_64_Demodu_IQ(tmp),2);
    output_frame(3:6:end) = bitget(QAM_64_Demodu_IQ(tmp),1);
    tmp = round((QAM_input_Q+7)/2) + 1;
    output_frame(4:6:end) = bitget(QAM_64_Demodu_IQ(tmp),3);
    output_frame(5:6:end) = bitget(QAM_64_Demodu_IQ(tmp),2);
    output_frame(6:6:end) = bitget(QAM_64_Demodu_IQ(tmp),1);
end

```

B. Program Simulasi Kurva *Peak-to-Average Power Ratio* (PAPR)

Untuk pengamatan PAPR dapat dilakukan dengan mengplot kurva CCDF fungsi PAPR (dB). PAPR merupakan perbandingan daya sinyal puncak dengan daya sinyal rata-rata. Sehingga baik untuk program PAPR sistem MU MIMO-OFDM dan MU MIMO-GFDM menggunakan sintak yang hampir sama. Yang

membedakan adalah proses untuk perhitungan PAPR adalah output dari *modulator waveform* (OFDM/GFDM) sebelum sinyal diproses *BD precoding*.

Berikut adalah sintak program PAPR untuk sistem MU MIMO-GFDM:

```
% Created by Endah Wulansari_2216203013
% Pengamatan PAPR

clear all;
clc;
%--Inisialisasi Variabel--%
K=32;%number of subcarriers
M=64;%number of subsymbol
Kindex = 1:K;
Fs=M*K*16;
r=0;%length of the cyclic prefix (CP) in multiples of 'subsymbols'
CP=r*K;
a=1;%roll-off
N_user=2;
Nfft=2048;
N_packet=5; % Pengiriman data 1000000
Nt=2; %antena pengirim
NR=2; %antena penerima
NT=Nt*N_user;
jsymbol=1000*NT;
idx= log2(16); %4=index modulasi
N_bit = idx*(K-3*K/8)*(M-1)*jsymbol;
totbit = N_bit*N_packet;
SNRdBs = [100:100];

%=====PEMANCAR=====
%Pembangkitan Sinyal Bit Acak
info=randint(1,N_bit);
sp=reshape(info,4,[]);

%Modulasi 16-QAM
xI1=2*sp(1,:)-1;
xI2=2-(2*sp(2,:)-1);
xQ1=2*sp(3,:)-1;
xQ2=2-(2*sp(4,:)-1);
xI=xI1.*xI2; xQ=xQ1.*xQ2;
qam=xI+j*xQ; %sinyal hasil modulasi
qamp=reshape(qam,(K-3*K/8),[]);

%GFDM Modulator
s=zeros(K,M);
d=[];
for k1=1:jsymbol
s(1:(K-3*K/8),2:M)=qamp(:,(M-1)*(k1-1)+1:(M-1)*(k1));
s=circshift(s,-1);
dd=reshape(s,[],1);
s=zeros(K,M);
d(:,k1)=dd;
end
%% Split into real and imaginer
di = real(d);
```

```

dq = imag(d);

%% Meyer RRC (defined in time)
R=((0:(K-1))' -K/2-eps)/(a*K)+1/2;R(R<0)=0;R(R>1)=1;F=1-R;
R=R.^4.*(35 - 84*R+70*R.^2-20*R.^3);F=1-R;% Meyer auxiliary
R=1/2*(cos(F*pi)+1);F=1-R;% Meyer RC rise/fall
R=sqrt(R);F=sqrt(F);%Meyer RRC
g=[F;zeros((M-2)*K,1);R];
g=g/sqrt(sum(g.^2));%normalization

%% Frequency O-QAM
gi = g;
gq = ifft(circshift(fft(gi), M/2));
%% Proses IFFT pada GFDM dengan Pembentukan Matriks Ai dan Aq
% Ai matrix
Ai = zeros(M*K, M*K);
n = 0:M*K-1; n=n';
w = exp(1j*2*pi/K);

for k=0:K-1
    for m=0:M-1
        Ai(:,m*K+k+1) = li^(mod(m,2))*circshift(gi, m*K) .* w.^(k*n);
    end
end

% Aq matrix
Aq = zeros(M*K, M*K);
for k=0:K-1
    for m=0:M-1
        Aq(:,m*K+k+1) = li^(mod(m,2)+1)*circshift(gq, m*K) .* w.^(k*n);
    end
end

x=(Ai)*di+(Aq)*dq; %Sinyal GFDM tanpa CP

time_domain_signalq=x;
meanq=mean(abs(time_domain_signalq).^2);
peakq=max(abs(time_domain_signalq).^2);
paprq=10*log10(peakq./meanq);

[cy,cx]=ccdf(paprq,0.1);
semilogy(cx,cy,'g-*')
grid on
axis([0 12 0.001 1])
title('CCDF of PAPR for MU MIMO-OFDM and MU MIMO-GFDM')
xlabel('PAPR in dB')
ylabel('CCDF');

```

[Untuk mengcompile program PAPR di atas, maka diperlukan fungsi CCDF, yaitu:](#)

ccdf.m

```

function [y,range]=ccdf(x,step);
% CCDF Complementary Cumulative Distribution Function of an array
of numbers.

```

```

% Y = CCDF(X,STEP) returns an array of values of the complementary
cumulative
% distribution function for the N-Dimensional array X, calculated
for each
if nargin<2
    error('not enough number of inputs')
end
N=length(x);
range=min(x):step:max(x);
y=[];
for i=range
    y=[y length(find(x>i))/N];
end

```

C. Program Simulasi Kurva *Out-of Band* (OOB)

Untuk sintak program pengamatan radiasi OOB baik sistem MU MIMO-OFDM dan MU MIMO-GFDM dapat dilakukan dengan mengplot kurva psd fungsi frekuensi, dimana yang diproses adalah sinyal output FFT pada *demodulator waveform* (OFDM/GFDM).

oob_mumimo_gfdm.m

```

% Pengamatan PSD
Xcp=fft(rmv_cp,4*M*K);
Xcp=Xcp/std(Xcp);
[Pxx,F]=pwelch(Xcp,[],[],[],Fs,'centered');

spasi=length(Pxx)/(2*Fs);
spi=7*spasi;
Pxx1=[Pxx(spi+1:length(Pxx));Pxx(1:spi)];

plot(F,10*log10(Pxx),'g');
hold on
title('PSD of MU MIMO-GFDM System')
xlabel('Frequency (Hz)')
ylabel('Power Spectral Density (PSD)');

```

oob_mumimo_ofdm.m

```

% Pengamatan PSD
zz=fft(yy,4*M*K);
zzz=zz(1:Nc,:);
z=zz/std(zz);
[Pxx,F]=pwelch(z,[],[],[],Fs,'centered');

spasi=length(Pxx)/(2*Fs);
spi=7*spasi;
Pxx1=[Pxx(spi+1:length(Pxx));Pxx(1:spi)];

plot(F,10*log10(Pxx),'r');
hold on
title('PSD of MU MIMO-OFDM System')
xlabel('Frequency (Hz)')
ylabel('Power Spectral Density (PSD)');

```

LAMPIRAN 2

TABEL HASIL SIMULASI PROGRAM

A. Tabel BER fungsi SNR Perbandingan MU MIMO-OFDM dan MU MIMO-GFDM

1. MIMO 2x2 dengan 2 Pengguna

SNR	BER SISTEM		
	MU MIMO OFDM ($\alpha = 0$)	MU MIMO GFDM ($\alpha = 0$)	MU MIMO GFDM ($\alpha = 1$)
0	0.279080201612903	0.279090000000000	0.183362661290323
2	0.242626290322581	0.242554717741936	0.139247580645161
4	0.203951532258065	0.203862298387097	0.0979467741935484
6	0.164084233870968	0.163992298387097	0.0650863709677419
8	0.124679072580645	0.124580161290323	0.0435022177419355
10	0.0878638306451613	0.0878036290322581	0.0307741935483871
12	0.0558463709677419	0.0558410080645161	0.0219428225806452
14	0.0307206854838710	0.0306976612903226	0.0141891532258065
16	0.0137419354838710	0.0137147983870968	0.00776141129032258
18	0.00459427419354839	0.00455213709677419	0.00345637096774194
20	0.000990403225806452	0.000983104838709678	0.00109991935483871
22	0.000113629032258065	0.000114475806451613	0.00012233870967742
24	4.51612903225806e-06	4.19354838709677e-06	0.17338709677419e-05
26	0	4.03225806451613e-08	0.31935483870968e-07

2. MIMO 2x2 dengan 4 Pengguna

SNR	BER SISTEM		
	MU MIMO OFDM ($\alpha = 0$)	MU MIMO GFDM ($\alpha = 0$)	MU MIMO GFDM ($\alpha = 1$)
0	0.327623185483871	0.327568125000000	0.247387419354839
2	0.294537822580645	0.294492479838710	0.209908326612903
4	0.259037822580645	0.259003991935484	0.174608467741935
6	0.221814979838710	0.221744677419355	0.143618165322581
8	0.183523306451613	0.183453064516129	0.118386189516129
10	0.145183165322581	0.145074112903226	0.0989107056451613
12	0.108388125000000	0.108306693548387	0.0838221169354839
14	0.0756278427419355	0.0755989717741935	0.0701942741935484
16	0.0493229637096774	0.0492898991935484	0.0560154637096774
18	0.0303440524193548	0.0303006653225806	0.0413357258064516
20	0.0176877822580645	0.0176564314516129	0.0275580040322581
22	0.00952766129032258	0.00950580645161290	0.0160926209677419
24	0.00445084677419355	0.00444183467741935	0.00766846774193548
26	0.00165403225806452	0.00164405241935484	0.00259429435483871

28	0.000425826612903226	0.000429233870967742	0.000492560483870968
30	6.43548387096774e-05	6.52016129032258e-05	3.62903225806452e-05
32	3.97177419354839e-06	4.27419354838710e-06	7.25806451612903e-07
34	4.03225806451613e-08	6.04838709677419e-08	0

3. MIMO 4x4 dengan 2 Pengguna

SNR	BER SISTEM		
	MU MIMO OFDM ($\alpha = 0$)	MU MIMO GFDM ($\alpha = 0$)	MU MIMO GFDM ($\alpha = 1$)
0	0.293866592741936	0.293866592741936	0.219810443548387
2	0.268927681451613	0.268927681451613	0.192141552419355
4	0.243558830645161	0.243558830645161	0.164765463709677
6	0.217585927419355	0.217585927419355	0.138179153225806
8	0.190825322580645	0.190825322580645	0.113015665322581
10	0.163153548387097	0.163153548387097	0.0899893346774194
12	0.134417580645161	0.134417580645161	0.0698409072580645
14	0.105158790322581	0.105158790322581	0.0527868951612903
16	0.0766891733870968	0.0766891733870968	0.0386700806451613
18	0.0511086491935484	0.0511086491935484	0.0274721169354839
20	0.0301443548387097	0.0301443548387097	0.0190082056451613
22	0.0151579233870968	0.0151579233870968	0.0125289314516129
24	0.00618705645161290	0.00618705645161290	0.00748927419354839
26	0.00193219758064516	0.00193219758064516	0.00273312500000000
28	0.000430544354838710	0.000430544354838710	0.00046128790322581
30	5.96370967741936e-05	5.96370967741936e-05	0.000053185483870968
32	3.54838709677419e-06	3.54838709677419e-06	0.40117741935484e-05
34	8.06451612903226e-08	8.06451612903226e-08	0.03587096774194e-06

4. MIMO 4x4 dengan 4 Pengguna

SNR	BER SISTEM		
	MU MIMO OFDM ($\alpha = 0$)	MU MIMO GFDM ($\alpha = 0$)	MU MIMO GFDM ($\alpha = 1$)
0	0.290999539170507	0.291248675115207	0.276672177419355
2	0.259030299539171	0.259255529953917	0.240281451612903
4	0.226357488479263	0.226567511520737	0.202500705645161
6	0.193136117511521	0.193245161290323	0.164314616935484
8	0.159733525345622	0.159771543778802	0.126982661290323
10	0.126560426267281	0.126644873271889	0.0923027217741936
12	0.0948954493087558	0.0949867511520737	0.0622877016129032
14	0.0663664170506912	0.0663748847926267	0.0386663306451613
16	0.0427682027649770	0.0427368663594470	0.0224195564516129
18	0.0251768433179724	0.0251626152073733	0.0126026209677419
20	0.0135189516129032	0.0135475806451613	0.00712298387096774
22	0.00658456221198157	0.00663629032258065	0.00403689516129032

24	0.00283761520737327	0.00286422811059908	0.00213487903225806
26	0.00103444700460830	0.00105639400921659	0.000973387096774194
28	0.000305702764976959	0.000317511520737327	0.000355846774193548
30	7.01612903225806e-05	6.84331797235023e-05	9.13306451612903e-05
32	9.79262672811060e-06	8.75576036866360e-06	1.20967741935484e-05
34	4.60829493087558e-07	5.76036866359447e-07	7.05645161290323e-07

B.Tabel BER fungsi SNR pada Perbandingan Jumlah Pengguna Sistem MU MIMO-GFDM

1. MIMO 2x2

SNR	BER			
	2 USER	4 USER	7 USER	9 USER
0	0.223049233870968	0.235879032258065	0.239859976958525	0.264242464157706
2	0.175977217741935	0.189618870967742	0.197637016129032	0.230582768817204
4	0.131414072580645	0.141369012096774	0.156266209677419	0.194147983870968
6	0.0914247580645161	0.0976216129032258	0.119141601382488	0.156005896057348
8	0.0576287500000000	0.0632170967741935	0.0866837788018433	0.118352715053763
10	0.0314801209677419	0.0389727016129032	0.0580039170506912	0.0835644802867384
12	0.0140383870967742	0.0226508870967742	0.0339127188940092	0.0537238082437276
14	0.00465697580645161	0.0117541532258065	0.0165199539170507	0.0304740591397849
16	0.00101076612903226	0.00495901209677419	0.00639511520737327	0.0148579390681004
18	0.000120443548387097	0.00147127016129032	0.00186432027649770	0.00645257168458781
20	5.00000000000000e-06	0.000235846774193548	0.00039680875576036	0.00274841397849462
22	1.20967741935484e-07	1.51209677419355e-05	5.36866359447005e-05	0.00112455197132616
24	0	1.20967741935484e-07	3.13364055299539e-06	0.00035594982078853
26	0	0	6.91244239631336e-08	6.79659498207885e-05
28	0	0	0	5.95878136200717e-06
30	0	0	0	1.52329749103943e-07

2. MIMO 4x4

SNR	BER			
	2 USER	4 USER	7 USER	9 USER
0	0.199452592165899	0.224512903225806	0.202241397849462	0.189489909274194
2	0.159226036866359	0.193052520161290	0.164537275985663	0.154905131048387
4	0.120111175115207	0.162794052419355	0.128333826164875	0.122157812500000
6	0.0842212557603687	0.134361995967742	0.0960625448028674	0.0930823588709678
8	0.0543266129032258	0.108023891129032	0.0703654569892473	0.0696623185483871
10	0.0322189516129032	0.0839865927419355	0.0525296146953405	0.0531743245967742
12	0.0175561635944700	0.0626156250000000	0.0415731182795699	0.0430983971774194
14	0.00852949308755760	0.0445297379032258	0.0349414874551971	0.0375987399193548
16	0.00348588709677419	0.0297947580645161	0.0304271505376344	0.0344532358870968
18	0.00112240783410138	0.0183398185483871	0.0267473118279570	0.0323000000000000
20	0.000266877880184332	0.00989647177419355	0.0231693548387097	0.0302848387096774
22	3.73847926267281e-05	0.00436421370967742	0.0191779121863799	0.0278646471774194
24	3.16820276497696e-06	0.00138387096774194	0.0145148297491039	0.0246288810483871
26	1.15207373271889e-07	0.000272076612903226	0.00954637096774194	0.0203507963709677
28	0	2.23790322580645e-05	0.00510577956989247	0.0150854536290323
30	0	3.02419354838710e-07	0.00201680107526882	0.00942872983870968
32	0	0	0.000514068100358423	0.00458318548387097
34	0	0	6.71594982078853e-05	0.00155748991935484
36	0	0	2.95698924731183e-06	0.00031430443548387
38	0	0	4.48028673835125e-08	3.05141129032258e-05
40	0	0	0	9.37500000000000e-07

**C.Tabel BER fungsi SNR pada Perbandingan Jumlah Skema Antena Sistem
MU MIMO-GFDM**

1. Jumlah Pengguna 2

SNR	BER SISTEM MU MIMO-GFDM	
	MIMO 4-22	MIMO 8-42
0	0.223049233870968	0.199452592165899
2	0.175977217741935	0.159226036866359
4	0.131414072580645	0.120111175115207
6	0.0914247580645161	0.0842212557603687
8	0.0576287500000000	0.0543266129032258
10	0.0314801209677419	0.0322189516129032
12	0.0140383870967742	0.0175561635944700
14	0.00465697580645161	0.00852949308755760
16	0.00101076612903226	0.00348588709677419
18	0.000120443548387097	0.00112240783410138
20	5.000000000000000e-06	0.000266877880184332
22	1.20967741935484e-07	3.73847926267281e-05
24	0	3.16820276497696e-06
26	0	1.15207373271889e-07
28	0	0
30	0	0

2. Jumlah Pengguna 4

SNR	BER SISTEM MU MIMO-GFDM	
	MIMO 8-24	MIMO 16-44
0	0.235879032258065	0.224512903225806
2	0.189618870967742	0.193052520161290
4	0.141369012096774	0.162794052419355
6	0.0976216129032258	0.134361995967742
8	0.0632170967741935	0.108023891129032
10	0.0389727016129032	0.0839865927419355
12	0.0226508870967742	0.0626156250000000
14	0.0117541532258065	0.0445297379032258
16	0.00495901209677419	0.0297947580645161
18	0.00147127016129032	0.0183398185483871
20	0.000235846774193548	0.00989647177419355
22	1.51209677419355e-05	0.00436421370967742
24	1.20967741935484e-07	0.00138387096774194
26	0	0.000272076612903226
28	0	2.23790322580645e-05
30	0	3.02419354838710e-07

D.Tabel BER fungsi SNR pada Perbandingan Detektor Sistem MU MIMO-GFDM

1. MIMO 2x2 Dengan 4 Pengguna

SNR	BER SISTEM MU MIMO-GFDM	
	ZF	MMSE
0	0.173119495967742	0.235879032258065
2	0.134633366935484	0.189618870967742
4	0.0999314112903226	0.141369012096774
6	0.0710053427419355	0.0976216129032258
8	0.0491518750000000	0.0632170967741935
10	0.0337373588709677	0.0389727016129032
12	0.0227687701612903	0.0226508870967742
14	0.0145890120967742	0.0117541532258065
16	0.00843159274193548	0.00495901209677419
18	0.00417147177419355	0.00147127016129032
20	0.00166647177419355	0.000235846774193548
22	0.000487923387096774	1.51209677419355e-05
24	9.22379032258065e-05	1.20967741935484e-07
26	8.44758064516129e-06	0
28	2.41935483870968e-07	0
30	0	0

2. MIMO 4x4 Dengan 4 Pengguna

SNR	BER SISTEM MU MIMO-GFDM	
	ZF	MMSE
0	0.271132762096774	0.224512903225806
2	0.231357862903226	0.193052520161290
4	0.191266129032258	0.162794052419355
6	0.152642036290323	0.134361995967742
8	0.117342943548387	0.108023891129032
10	0.0862254032258065	0.0839865927419355
12	0.0599547379032258	0.0626156250000000
14	0.0391646169354839	0.0445297379032258
16	0.0238856854838710	0.0297947580645161
18	0.0134402217741935	0.0183398185483871
20	0.00691673387096774	0.00989647177419355
22	0.00323034274193548	0.00436421370967742
24	0.00138377016129032	0.00138387096774194
26	0.000551512096774194	0.000272076612903226
28	0.000188709677419355	2.23790322580645e-05
30	4.25403225806452e-05	3.02419354838710e-07
32	5.04032258064516e-06	0
34	1.00806451612903e-07	0

DAFTAR RIWAYAT HIDUP

Penulis telah menyelesaikan pendidikan jenjang D4 di Politeknik Elektronika Negeri Surabaya dengan jurusan Teknik Telekomunikasi, Lulus pada September 2015 dan terdaftar sebagai mahasiswi Program Pasca Sarjana Program Strata Dua (S2) Tahun 2016 pada Bidang Studi Telekomunikasi Multimedia di Institut Teknologi Sepuluh Nopember (ITS).



Penulis telah mengikuti Ujian Proposal Tesis dengan judul “**Analisis Kinerja Teknik Linear Precoding Block Diagonalization Pada Sistem Multi User MIMO-GFDM Menggunakan Detektor MMSE**” pada 5 Juli 2017, *IEEE Asia Pacific Conference on Wireless and Mobile 2017 (APWiMob 2017)* di kota Bandung, 28 November 2017, dan Ujian Tesis pada 21 Desember 2017 sebagai salah satu syarat untuk memperoleh gelar Magister Teknik (M.T).

Nama : Endah Wulansari
Alamat : Kupang Gunung Timur 6/21, RT.005, RW. 006,
Kelurahan Putat Jaya, Kecamatan Sawahan, Surabaya
60255
Tempat, tgl lahir : Surabaya, 30 April 1993
Agama : Islam
No. Telepon : 085806194455
Email : endahwulansari93@gmail.com
Motto : *Start where you are, use what you have, do what you can*

Riwayat Pendidikan :

1. SD Negeri Pakis V/372 Surabaya (1999-2005)
2. SMP Negeri 3 Surabaya (2005-2008)
3. SMA Negeri 2 Surabaya (2008-2011)
4. Politeknik Elektronika Negeri Surabaya (2011-2015)
5. Institut Teknologi Sepuluh November Surabaya (2016-2017)