



TESIS - TE142599

**ANALISIS PERFORMANSI *PRECODING*
REGULARIZED CHANNEL INVERSION (RCI) PADA
SISTEM *MULTIUSER* MIMO-GFDM UNTUK KANAL
DOWNLINK 5G**

DARA AULIA FERYANDO
07111650030006

DOSEN PEMBIMBING
Dr. Ir. Titiék Suryani, M.T.

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



TESIS - TE142599

**ANALISIS PERFORMANSI *PRECODING*
REGULARIZED CHANNEL INVERSION (RCI) PADA
SISTEM *MULTIUSER MIMO-GFDM* UNTUK KANAL
*DOWNLINK 5G***

DARA AULIA FERYANDO
07111650030006

DOSEN PEMBIMBING
Dr. Ir. Titiek Suryani, M.T.

PROGRAM MAGISTER
BIDANG KEAHLIAN TEKNIK 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:

Dara Aulia Feryando
NRP. 07111650030006

Tanggal Ujian : 21 Desember 2017
Periode Wisuda : Maret 2018

Disetujui oleh:

1. Dr. Ir. Titiek Suryani, M. T. (Pembimbing)
NIP: 196411301989032001

2. Prof. Ir. Gamantyo H., M. Eng., Ph.D. (Penguji)
NIP: 19701111993031002

3. Dr. Ir. Achmad Mauludiyanto, M.T. (Penguji)
NIP: 196109031989031001

4. Dr. Ir. Suwadi, M.T. (Penguji)
NIP: 196808181993031002

5. Eko Setijadi, S.T., M.T., Ph.D. (Penguji)
NIP: 197210012003121002

Dekan Fakultas Teknologi Elektro

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

PERNYATAAN KEASLIAN TESIS

Dengan ini saya menyatakan bahwa isi keseluruhan Tesis saya dengan judul “**ANALISIS PERFORMANSI *PRECODING REGULARIZED CHANNEL INVERSION (RCI)* PADA SISTEM *MULTIUSER MIMO-GFDM* UNTUK KANAL *DOWNLINK 5G*” 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



Dara Aulia Feryando
NRP. 07111650030006

ANALISIS PERFORMANSI *PRECODING REGULARIZED CHANNEL INVERSION (RCI)* PADA SISTEM *MULTIUSER MIMO-GFDM* UNTUK KANAL *DOWNLINK 5G*

Nama mahasiswa : Dara Aulia Feryando
NRP : 07111650030006
Pembimbing : Dr. Ir. Titiek Suryani, M. T.

ABSTRAK

Pada penelitian ini, dianalisis kinerja teknik *precoding* linier *regularized channel inversion* (RCI) yang dikombinasikan dengan salah satu kandidat *waveform 5G*, yaitu *generalized frequency division multiplexing* (GFDM), pada sistem *multiuser MIMO downlink*. RCI merupakan *precoding* linier paling sederhana berdasarkan kriteria MMSE. Pada penelitian sebelumnya, RCI menunjukkan kinerja yang baik pada sistem MU-MIMO saat dikombinasikan dengan *orthogonal frequency division multiplexing* (OFDM), *waveform* yang saat ini digunakan pada teknologi 4G. Penggunaan RCI pada sistem MU-MIMO-OFDM dapat menurunkan efek *inter user interference* (IUI) tanpa meningkatkan kompleksitas sistem secara signifikan. Di dalam penelitian ini, kinerja RCI pada sistem yang diusulkan, yaitu MU-MIMO-GFDM, dibandingkan dengan performansi RCI pada sistem sebelumnya, yaitu MU-MIMO-OFDM. Khusus untuk sistem MU-MIMO-GFDM, dibuat dua sistem MU-MIMO-GFDM yang menggunakan *mapper* berbeda, yaitu 16-QAM dan 16-OQAM untuk masing-masing sistem. Dari hasil simulasi dan analisis, RCI pada MU-MIMO-GFDM mencapai kinerja yang sama baik seperti kinerja RCI pada saat diimplementasikan di MU-MIMO-OFDM, dalam hal *bit error rate* (BER). Bahkan, berdasarkan kurva CCDF, sistem MU-MIMO-GFDM-QAM memiliki nilai PAPR paling baik, dengan rata-rata selisih sebesar 0.794 atau -1 dB dari PAPR yang dihasilkan pada MU-MIMO-OFDM-QAM. Sedangkan MU-MIMO-GFDM-OQAM memiliki rata-rata selisih nilai PAPR sebesar 0,806 atau -0,9 dB dari MU-MIMO-OFDM-QAM. Di sisi OOB, rata-rata nilai OOB antara MU-MIMO-GFDM-QAM dengan MU-MIMO-OFDM-QAM adalah sebesar 4,38 dBW atau 2,78 W. Untuk perbandingan rata-rata nilai OOB dari sistem MU-MIMO-GFDM-OQAM dengan MU-MIMO-OFDM-QAM adalah sebesar 3,18 dBW atau 2,07 W. Penggunaan RCI pada sistem yang diusulkan tidak dapat menghilangkan pengaruh IUI secara total, namun sinyal yang diinginkan dengan sinyal penginterferensi masih dapat dibedakan. Jika dibandingkan dengan sistem lain yang menggunakan *precoding* berbeda, yaitu *block diagonalization*, kinerja sistem masih lebih rendah daripada sistem lain tersebut sehingga masih membutuhkan pengembangan lebih lanjut.

Kata kunci: GFDM, Kanal Downlink, MU-MIMO, OFDM, RCI.

Halaman ini sengaja dikosongkan

PERFORMANCE ANALYSIS OF REGULARIZED CHANNEL INVERSION PRECODING IN MULTIUSER MIMO-GFDM SYSTEMS FOR 5G DOWNLINK CHANNELS

By : Dara Aulia Feryando
Student Identity Number : 07111650030006
Supervisor(s) : Dr. Ir. Titiek Suryani, M. T.

ABSTRACT

In this research, it is analyzed the performance of regularized channel inversion (RCI) technique combined with one of 5G waveform candidate, generalized frequency division multiplexing (GFDM), in multiuser MIMO (MU-MIMO) downlink system. RCI is the simplest linear precoding based on MMSE criteria. In previous research, RCI showed good performance on MU-MIMO system when it is combined with orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), a waveform currently used in 4G technology. The use of RCI in the MU-MIMO-OFDM system can reduce the inter-user interference (IUI) effect without significantly increasing system complexity. In this study, the performance of RCI in the proposed system, i.e. MU-MIMO-GFDM, will be compared to the performance of RCI in the previous system, ie MU-MIMO-OFDM. Especially for the MU-MIMO-GFDM, two MU-MIMO-GFDM systems are created using different mapper, 16-QAM and 16-OQAM respectively. From the simulation and analysis results, the RCI on MU-MIMO-GFDM achieves the same performance as RCI performance when it is implemented on MU-MIMO-OFDM, in terms of bit error rate (BER). In fact, based on the CCDF curve, the MU-MIMO-GFDM-QAM system has the best PAPR value, with an average difference of 0.794 or -1 dB from the PAPR generated at MU-MIMO-OFDM-QAM. While MU-MIMO-GFDM-OQAM has an average difference of PAPR value of 0.806 or -0.9 dB from MU-MIMO-OFDM-QAM. On the OOB side, the average OOB value between MU-MIMO-GFDM-QAM and MU-MIMO-OFDM-QAM is 4.38 dBW or 2.78 W. For a comparison of the average OOB values of the MU-MIMO-GFDM-OQAM system with MU-MIMO-OFDM-QAM is 3.18 dBW or 2.07 W. The use of RCI in the proposed system can not eliminate totally influence from other user's channels. However, the desired signals and its the interference signal can still be distinguished. If it is compared to other systems using other linear precoding, ie, block diagonalization, its performance is still lower than that other system so that it is still enhancement further.

Key words: GFDM, Kanal Downlink, MU-MIMO, OFDM, RCI.

Halaman ini sengaja dikosongkan

KATA PENGANTAR

Segala puji bagi Allah SWT yang telah memberikan bimbingan dan kelancaran sehingga penulis dapat menyelesaikan Tesis yang berjudul:

Analisis Performansi Precoding Regularized Channel Inversion (RCI) Pada Sistem Multiuser MIMO-GFDM Untuk Kanal Downlink 5G

Tesis ini disusun untuk memenuhi syarat menyelesaikan studi Strata-2 di jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknologi Elektro, Institut Teknologi Sepuluh Nopember Surabaya. Selama pengerjaan, penulis mendapat banyak bantuan dari berbagai pihak. Oleh karena itu penulis ingin mengucapkan terima kasih kepada:

1. Kedua orang tua tercinta, Bapak Slamet Widodo dan Ibu Mariani, serta kakak dan adik tersayang, Ryan Fery Handoko dan Olgha Caeshar Fiorentya, yang telah mendoakan dan mendukung penulis selama proses studi.
2. Ibu Dr. Ir. Titiek Suryani, M.T., selaku pembimbing Tesis dan dosen wali penulis yang telah banyak membantu, membimbing, memberi nasihat dan motivasi kepada penulis selama penulis belajar di ITS.
3. Dosen-dosen S-2 Telekomunikasi Multimedia, yang banyak memberikan ilmu, kritik, dan saran demi kelancaran penelitian Tesis.
4. Tim penelitian GFDM: Bu Ari, Endah, dan Feris, yang telah membantu penulis selama penelitian dan penyusunan Tesis.
5. Teman-teman S-2 TMM, Lab 304, dan Lab 205, serta Himpunan Mahasiswa Pascasarjana (HMP) ITS yang membantu penulis dalam memperkaya wawasan, khususnya yang mendukung dalam penyusunan Tesis.

Penulis menyadari bahwa Tesis ini masih jauh dari sempurna. Oleh karena itu, penulis mengharapkan kritik dan saran dari pembaca. Semoga Tesis ini dapat memberikan manfaat, baik bagi penulis maupun bagi pembacanya.

Surabaya, 4 Desember 2017

Dara Aulia Feryando

Halaman ini sengaja dikosongkan

DAFTAR ISI

LEMBAR PENGESAHAN	i
PERNYATAAN KEASLIAN TESIS	iii
ABSTRAK	v
ABSTRACT	vii
KATA PENGANTAR	ix
DAFTAR ISI	xi
DAFTAR GAMBAR	xv
DAFTAR TABEL	xvii
BAB 1 PENDAHULUAN	1
1.1 Latar Belakang	1
1.2 Rumusan Masalah	4
1.3 Tujuan	5
1.4 Batasan Masalah	5
1.5 Kontribusi	6
1.6 Metodologi Penelitian	6
1.7 Sistematika Penulisan	7
BAB 2 KAJIAN PUSTAKA	9
2.1 5G: Visi dan Teknologi	9
2.2 Kandidat-kandidat <i>Waveform</i> 5G	11
2.3 Modulasi Digital <i>Bandpass</i>	12
2.3.1 <i>Quadrature Amplitude Modulation</i> (QAM)	13
2.3.2 <i>Offset Quadrature Amplitude Modulation</i> (OQAM)	16
2.4 <i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i> (OFDM)	19
2.4.1 Teknik Modulasi dan Demodulasi OFDM	20
2.4.2 <i>Peak-to-Average Power Ratio</i> (PAPR) Pada OFDM	21
2.4.3 Emisi <i>Out-of-Band</i> (OOB) Pada OFDM	24
2.4.4 Kelebihan dan Kekurangan OFDM	25
2.5 <i>Generalized Frequency Division Multiplexing</i> (GFDM)	26

2.5.1	Teknik Modulasi dan Demodulasi GFDM	26
2.5.2	Kelebihan dan Kekurangan GFDM.....	29
2.6	Teknik <i>Pulse Shaping</i>	29
2.7	Teknik MIMO (<i>Multiple Input Multiple Output</i>)	32
2.7.1	<i>Spatial Diversity</i>	34
2.7.2	<i>Spatial Multiplexing (SM)</i>	35
2.8	Teknik <i>Precoding Linier Regularized Channel Inversion (RCI)</i>	37
2.9	Kanal Nirkabel	41
2.10	Kanal <i>Additive White Gaussian Noise (AWGN)</i>	44
2.11	Teknik Estimasi <i>Bit Error Rate (BER)</i>	46
BAB 3 METODOLOGI PENELITIAN		47
3.1	Langkah-langkah Penelitian	47
3.2	Parameter-parameter Simulasi	48
3.3	Pemodelan Sistem	49
3.4	Pembangkitan Sistem di Pemancar	50
3.4.1	Pembangkitan Bit-bit Informasi	50
3.4.2	<i>Quadrature Amplitude Multiplexing (QAM)</i>	51
3.4.3	<i>Offset Quadrature Amplitude Multiplexing (OQAM)</i>	53
3.4.4	Proses Modulasi GFDM	53
3.4.5	Proses Modulasi OFDM	58
3.4.6	Teknik <i>Spatial Multiplexing MIMO</i>	59
3.4.7	Teknik <i>Precoding Linier Regularized Channel Inversion (RCI)</i>	60
3.5	Pembangkitan Kanal AWGN	61
3.6	Pembangkitan Sistem di Penerima.....	62
3.6.1	Proses Demodulasi GFDM.....	62
3.6.2	Proses Demodulasi OFDM.....	64
3.6.3	Proses <i>Demapper QAM</i>	65
3.7	Penghitungan BER vs Eb/No dan Validasi BER Pada Modulasi 16-QAM.....	66
3.8	Penghitungan <i>Peak-to-Average Power Ratio (PAPR)</i>	67
3.9	Penghitungan <i>Power Spectral Density (PSD)</i>	67
3.10	Skenario Pengujian.....	68
BAB 4 HASIL DAN ANALISIS		69

4.1	Hasil Simulasi dan Analisis Komparatif Sistem SU GFDM dan SU OFDM	69
4.2	Hasil Simulasi dan Analisis Sistem <i>Multiuser</i> MIMO-GFDM-OQAM dengan Teknik <i>Precoding</i> RCI	70
4.2.1	Hasil Simulasi Perbandingan Performansi <i>Precoding</i> RCI Pada Sistem MU-MIMO-GFDM dan MU-MIMO-OFDM.....	70
4.2.2	Hasil Simulasi dan Analisis Sistem <i>Multiuser</i> MIMO-GFDM-OQAM dengan Teknik <i>Precoding</i> RCI untuk Jumlah <i>User</i> Berbeda	74
4.2.3	Hasil Simulasi dan Analisis Sistem <i>Multiuser</i> MIMO-GFDM-OQAM dengan Teknik <i>Precoding</i> RCI untuk Jumlah <i>K</i> dan <i>M</i> Berbeda.....	75
4.3	Analisis dan Evaluasi Performansi Teknik <i>Precoding</i> Linier <i>Regularized Channel Inversion</i> Pada Sistem MU-MIMO-GFDM dengan <i>Mapper</i> 16-OQAM	77
4.3.1	Analisis Performansi Teknik <i>Precoding</i> Linier <i>Regularized Channel Inversion</i> Pada Sistem MU-MIMO-GFDM dengan <i>Mapper</i> 16-OQAM.....	77
4.3.2	Analisis Komparatif Performansi Sistem MU-MIMO-GFDM yang Menggunakan <i>Mapper</i> 16-OQAM dan <i>Precoding</i> Linier <i>Regularized Channel Inversion</i> dengan <i>Precoding Block Diagonalization</i>	78
BAB 5 KESIMPULAN		81
5.1	Kesimpulan	81
5.2	Saran	82
DAFTAR PUSTAKA		83
LAMPIRAN A LISTING PROGRAM.....		87
LAMPIRAN B HASIL KALKULASI OLEH MATLAB		121
BIOGRAFI PENULIS		125

Halaman ini sengaja dikosongkan

DAFTAR GAMBAR

Gambar 2. 1 Evolusi Teknologi Seluler dari Generasi ke Generasi	9
Gambar 2. 2 Sepuluh Teknologi yang Ditargetkan Pada 5G [1]	10
Gambar 2. 3 Teknik Modulasi QAM [26]	14
Gambar 2. 4 Diagram Konstelasi 16-QAM	15
Gambar 2. 5 Blok Diagram Modulator OQAM [24]	17
Gambar 2. 6 Penyebaran Energi Simbol Pada: (a) 16-QAM, (b) 16-OQAM [24]	18
Gambar 2. 7 Hasil <i>Scatter Plot</i> 16-QAM: (a) Tanpa <i>Offset</i> (b) dengan <i>Offset</i>	18
Gambar 2. 8 Blok Diagram Demodulator OQAM [24]	19
Gambar 2. 9 Perbandingan Spektrum FDM (Atas) dan OFDM (Bawah).....	20
Gambar 2. 10 Gambar Skema <i>Transceiver</i> OFDM	20
Gambar 2. 11 Kurva Daerah Kerja Amplifier [9]	23
Gambar 2. 12 Sistem Komunikasi dengan Modulasi GFDM	26
Gambar 2. 13 Perbedaan Partisi Waktu Antara OFDM dan GFDM.....	27
Gambar 2. 14 Sistem Modulator GFDM.....	28
Gambar 2. 15 (a) Pulsa <i>Rectangular</i> Tunggal di Domain Waktu (b) <i>Spektrum</i> Pulsa <i>Rectangular</i> Tunggal di Domain Frekuensi [28]	30
Gambar 2. 16 Respon Filter <i>Raised Cosine</i> : (a) Di Domain Frekuensi (b) Di Domain Waktu [28].....	31
Gambar 2. 17 Sistem MIMO dengan Pengguna Tunggal	33
Gambar 2. 18 Teknik MIMO 3x3 dengan <i>Spatial Diversity</i>	34
Gambar 2. 19 Skema Alamouti 2x2 [29]	35
Gambar 2. 20 Teknik <i>Spatial Multiplexing</i> MIMO 3x3	35
Gambar 2. 21 <i>Spatial Multiplexing</i> dengan <i>Precoding</i> Pada MU-MIMO	36
Gambar 2. 22 Teknik <i>Pre-equalization</i> [16]	37
Gambar 2. 23 Teknik <i>Modal Decomposition</i> [16]	37
Gambar 2. 24 Transmisi Data Bebas CCI Pada MIMO SM	37
Gambar 2. 25 Prinsip Kerja <i>Precoding Channel Inversion</i>	38
Gambar 2. 26 Sistem MIMO 4x4 Sebelum Proses <i>Precoding</i>	39
Gambar 2. 27 Sistem MIMO 4x4 Setelah Proses <i>Precoding</i>	40
Gambar 2. 28 Klasifikasi <i>Fading</i>	41

Gambar 2. 29 Karakteristik <i>fading</i> berdasarkan dispersi waktu: (a) <i>Flat fading</i> (b) <i>Frequency Selective Fading</i> [16].....	42
Gambar 2. 30 <i>Gaussian Noise</i> : (a) PSD (b) Fungsi Otokorelasi [24]	45
Gambar 3. 1 Diagram <i>Fishbone</i> Langkah Penelitian	47
Gambar 3. 2 Diagram Blok <i>Transmitter</i> MU-MIMO-GFDM.....	49
Gambar 3. 3 Diagram Blok <i>Receiver</i> MU-MIMO-GFDM.....	49
Gambar 3. 4 <i>Scatter Plot</i> Simbol QAM yang Diperoleh.....	53
Gambar 3. 5 Diagram Alir Proses Modulasi GFDM.....	53
Gambar 3. 6 Proses Pada Modulasi OFDM	58
Gambar 3. 7 Diagram Alir Proses Demodulasi GFDM.....	62
Gambar 3. 8 Proses Demodulasi Pada OFDM	65
Gambar 4. 1 Hasil Perbandingan BER Antara Sistem SU GFDM 16-QAM dengan $\alpha = 0$, Sistem SU GFDM 16-OQAM dengan $\alpha = 1$, dan Sistem SU OFDM	70
Gambar 4. 2 Hasil Perbandingan BER dari Tiga Sistem yang Dibuat dengan 4 Antena Pemancar dan 4 Pengguna Masing-masing dengan 1 Antena Penerima ..	72
Gambar 4. 3 Hasil Perbandingan PAPR dari Tiga Sistem yang Dibuat dengan 4 Antena Pemancar dan 4 Pengguna Masing-masing dengan 1 Antena Penerima ..	73
Gambar 4. 4 Hasil Perbandingan OOB dari Tiga Sistem yang Dibuat dengan 4 Antena Pemancar dan 4 Pengguna Masing-masing dengan 1 Antena Penerima ..	73
Gambar 4. 5 Hasil Simulasi Sistem MU-MIMO-GFDM dengan Teknik <i>Precoding</i> RCI untuk Jumlah Pengguna Berbeda.....	75
Gambar 4. 6 Hasil Perbandingan BER dari Simulasi Sistem MU-MIMO-GFDM dengan Teknik <i>Precoding</i> RCI untuk Jumlah K dan M Berbeda.....	76
Gambar 4. 7 Hasil Perbandingan PAPR dari Simulasi Sistem MU-MIMO-GFDM dengan Teknik <i>Precoding</i> RCI untuk Jumlah K dan M Berbeda.....	76
Gambar 4. 8 Hasil Perbandingan Sistem MU-MIMO-GFDM-OQAM dengan <i>Precoding</i> Linier Berbeda	78

DAFTAR TABEL

Tabel 2. 1 Perbandingan Antara Beberapa Kandidat <i>Waveform</i> 5G.....	12
Tabel 3. 1 Parameter Sistem yang Diusulkan dan Sistem Pembanding.....	48
Tabel 4. 1 Hasil Perkalian Matriks <i>Precoding</i> dengan Matriks Kanal	77

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB 1

PENDAHULUAN

1.1 Latar Belakang

Munculnya teknologi-teknologi baru dengan fitur-fitur yang semakin canggih menyebabkan kenaikan terhadap permintaan *data rate*. *Internet of Things* (IoT) dan komunikasi *Device-to-Device* (D2D) merupakan beberapa contoh teknologi yang masuk ke dalam *roadmap* 5G dan menuntut *data rate* tinggi yang melampaui kapabilitas 4G [1], [2]. Di sisi lain, keterbatasan kemampuan perangkat saat ini membuat spektrum frekuensi menjadi sumber daya alam yang terbatas. Oleh karena itu, penggunaan *bandwidth* yang lebih efisien merupakan syarat mutlak untuk mendesain sistem komunikasi bergerak yang baru. Tidak hanya tentang *data rate* dan efisiensi spektrum, permintaan lainnya seperti *latency* yang lebih rendah sampai dengan 1 ms, konsumsi daya yang lebih efisien, fleksibilitas *waveform*, dan kompatibilitas dengan teknik MIMO juga diharapkan dapat dipenuhi oleh jaringan masa depan [3].

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) sebagai *waveform* yang saat ini digunakan pada teknologi 4G, dikenal dapat mengatasi masalah transmisi sinyal pada kanal *multipath* dengan baik [4]-[6]. Namun, tingginya PAPR dan emisi OOB pada OFDM membuatnya tidak mampu memenuhi semua fitur teknologi 5G seperti yang disebutkan di atas [3], [7]-[9]. Karena alasan tersebut, tim riset 5GNow, tim yang dibentuk untuk penelitian jaringan 5G, baru-baru ini mengusulkan dan terus mengevaluasi beberapa kandidat *waveform* baru untuk teknologi 5G [10], [11]. Beberapa *waveform* yang dimaksud merupakan *waveform non-orthogonal* yang menerapkan teknik *multicarrier*. Adapun *waveform-waveform* yang diusulkan, yaitu *Filter Bank Multicarrier* (FBMC), *Universal Filter Multicarrier* (UFMC), *Bi-orthogonal Frequency Division Multiplexing* (BFDM), dan *Generalized Frequency Division Multiplexing* (GFDM).

GFDM merupakan kandidat *waveform* 5G yang dapat dianggap sebagai generalisasi dari OFDM [12]. GFDM dipertimbangkan sebagai salah satu kandidat *waveform* 5G karena memiliki beberapa kelebihan dan dapat melengkapi

kekurangan OFDM [3]. Beberapa keunggulan GFDM antara lain adalah fleksibel dalam pengaturan pembentukan simbol-simbolnya, lebih efisien dalam penggunaan *bandwidth* dibandingkan dengan OFDM, mendukung teknik *fragmented spectrum*, dan kompatibel dengan teknik *Multiple Input Multiple Output* (MIMO) [3], [13]. Karena GFDM merupakan generalisasi dari OFDM, implementasi MIMO pada GFDM sesederhana seperti implementasi MIMO pada OFDM. Kemudahan dalam implementasi teknik MIMO adalah poin berarti dari suatu kandidat *waveform* 5G karena teknik MIMO merupakan kunci fitur dari teknologi 5G [1]. Sedangkan kelebihan lainnya dari GFDM dibandingkan dengan ketiga *waveform* lainnya juga disebutkan pada penelitian [14]. Dari banyaknya kelebihan dari GFDM, GFDM dianggap sebagai *waveform* paling potensial untuk jaringan 5G dibandingkan dengan ketiga kandidat lainnya.

Pada layer fisik 4G saat ini, teknik *multicarrier* OFDM digunakan pada skema transmisi *downlink* dan SC-FDM untuk skema transmisi *uplink* [15]-[16]. Penggunaan skema transmisi yang berbeda tersebut disebabkan karena adanya pertimbangan penggunaan daya. Di sisi *user*, penggunaan daya harus diatur seefisien mungkin. Oleh karena itu, teknik *singlecarrier* yang membutuhkan daya lebih rendah dibandingkan teknik *multicarrier* digunakan. Sebaliknya, karena di sisi BS penggunaan daya lebih besar akibat kecepatan data yang lebih tinggi dapat dipenuhi, maka teknik *multicarrier* digunakan. Penggunaan teknik *multicarrier* pada skema *downlink* 4G tersebut merupakan salah satu pertimbangan dalam penelitian ini. Karena GFDM juga merupakan skema *multicarrier* maka pada penelitian ini, baik OFDM maupun GFDM yang dibangkitkan, diaplikasikan ke dalam skema kanal *downlink*.

Pada skema komunikasi MIMO *downlink* di lingkungan banyak pengguna, *Inter User Interference* (IUI) merupakan masalah utama yang perlu menjadi perhatian [17]. IUI adalah interferensi yang terjadi akibat pengiriman data ke beberapa kanal pengguna. IUI dapat diatasi apabila pemancar mengetahui kondisi kanal dari masing-masing pengguna. Teknik tersebut diperkenalkan oleh Costa dan disebut dengan teknik '*writing on dirty paper*' [18]. Penggunaan teknik *precoding* pada pemancar merupakan salah satu implementasi dari teori Costa.

Beberapa teknik *precoding*, baik linier maupun non linier, telah digunakan pada beberapa penelitian sebelumnya seperti pada [16], [19]-[23].

Pada penelitian ini, dipilih teknik *precoding* linier *Regularized Channel Inversion* (RCI) untuk mengatasi IUI pada sistem *multiuser downlink* yang dibangkitkan. Teknik *precoding* linier dipilih karena memiliki kompleksitas sistem yang relatif rendah dibandingkan dengan teknik *precoding* non linier [16]. Adapun teknik *precoding* linier yang sering digunakan adalah *Channel Inversion* (CI), *Regularized Channel Inversion* (RCI), dan *Block Diagonalization* (BD) [16]. Teknik *precoding* RCI yang digunakan pada penelitian ini merupakan suatu teknik *precoding* yang memanfaatkan kriteria *Minimum Mean Square Error* (MMSE). Sesuai dengan namanya, *precoding* RCI merupakan perbaikan dari *precoding* CI. CI konvensional yang mengadopsi kriteria *Zero Forcing* (ZF) dapat mengatasi IUI tetapi juga menimbulkan *noise enhancement*. Sedangkan *precoding* RCI dipilih karena dapat mengurangi pengaruh IUI tanpa menimbulkan *noise enhancement* [19]. Pada sistem MU-MIMO-OFDM, penggunaan *precoding* RCI terbukti menunjukkan hasil kinerja yang baik dalam hal mengurangi efek IUI tanpa meningkatkan kompleksitas sistem secara signifikan baik di sisi pemancar maupun di sisi penerima [4]. Namun, beberapa penelitian saat ini belum ada yang mengusulkan penggunaan *precoding* linier RCI di dalam sistem MU-MIMO-GFDM dengan tujuan untuk menghilangkan IUI.

Berdasarkan latar belakang di atas, di dalam penelitian ini, akan dilakukan analisis kinerja *precoding* RCI pada sistem MU-MIMO-GFDM *downlink*. Untuk mengetahui kinerja *precoding* secara mendasar, maka jenis kanal yang dipilih pada penelitian ini adalah kanal AWGN dan diasumsikan informasi kondisi kanal (CSI) bersifat ideal. Analisis yang dilakukan bersifat analisis internal sistem dan analisis komparatif dengan membandingkan sistem yang diusulkan dengan sistem yang sudah ada atau MU-MIMO-OFDM.

Analisis internal sistem yang dilakukan adalah dengan melihat performansi sistem GFDM pada lingkungan *singleuser* untuk mengetahui pengaruh penggunaan *roll-of-factor* dan *mapper* yang berbeda. Adapun *mapper* yang digunakan pada penelitian untuk sistem GFDM adalah 16-QAM dan 16-OQAM. Tujuan penggunaan *mapper* yang berbeda adalah karena pada penelitian

sebelumnya [24] dibuktikan bahwa penggunaan OQAM dapat meningkatkan kinerja dari teknik GFDM. Oleh karena itu, penggunaan dua *mapper* juga dipertimbangkan di dalam penelitian ini. Sedangkan untuk analisis komparatif yang dilakukan adalah analisis performansi *precoding* RCI pada tiga sistem yang dibangkitkan, yaitu pada satu sistem MU-MIMO-OFDM dan dua sistem MU-MIMO-GFDM. Adapun parameter perbandingan yang digunakan adalah parameter *Bit Error Rate* (BER), *Peak-to-Average Power Ratio* (PAPR), emisi *Out-of-Band* (OOB), dan jumlah pengguna yang berbeda. Sebagai tambahan, pada penelitian ini juga dilakukan evaluasi performansi teknik *precoding* RCI pada sistem MU-MIMO-GFDM dengan melihat pengaruh IUI yang dihasilkan, penghapusan teknik *precoding* pada sistem MU-MIMO-GFDM, dan perbandingan *precoding* RCI dengan *precoding* linier lain, yaitu *Block Diagonalization*.

Implementasi kombinasi teknik *precoding* RCI dengan teknik GFDM pada sistem MU-MIMO *downlink* merupakan aspek kebaruan dari penelitian ini. Keunggulan dari sistem yang diusulkan adalah mendapatkan suatu sistem dengan PAPR dan OOB lebih rendah dari sistem MU-MIMO-OFDM, serta dapat mengurangi efek IUI tanpa meningkatkan kompleksitas sistem secara signifikan,.

1.2 Rumusan Masalah

Berikut ini rumusan masalah yang akan dibahas pada penelitian:

1. Dibutuhkan *waveform* baru dengan OOB dan PAPR yang lebih rendah tetapi memiliki kinerja BER lebih baik atau sama dengan *waveform* saat ini untuk mencapai fitur-fitur yang diharapkan pada teknologi 5G.
2. Pada sistem MIMO-GFDM *downlink* di lingkungan banyak pengguna, diperlukan teknik *precoding* untuk mengatasi *Inter User Interference* (IUI) sehingga dapat menurunkan kompleksitas sistem pada penerima.
3. Diperlukan evaluasi kinerja dari *precoding Regularized Channel Inversion* (RCI) yang diimplementasikan pada sistem MU-MIMO-GFDM.

1.3 Tujuan

Tujuan penelitian yang dilakukan adalah untuk mendapatkan performansi *precoding Regularized Channel Inversion* (RCI) pada sistem MU-MIMO-GFDM, berdasarkan parameter BER, PAPR, dan OOB sehingga diusulkan sebagai kandidat teknik *precoding* untuk jaringan 5G. Dari aspek kebaruan, keunggulan, dan skenario pengujian yang dirancang, diharapkan penelitian ini dapat memberikan sumbangsih di bidang riset dan keilmuan kedepannya, khususnya di dalam bidang teknik telekomunikasi.

1.4 Batasan Masalah

Berikut ini batasan-batasan masalah pada penelitian yang dilakukan:

- 1) Pengguna diasumsikan berjumlah 2, 4, 6, dan 10 pengguna.
- 2) Jumlah antenna yang digunakan di sisi pengirim sama dengan total antena penerima, yaitu 2, 4, 6, dan 10.
- 3) Total data yang dikirimkan untuk masing-masing pengguna sama, yaitu 1240 Kb/user.
- 4) Jenis *mapper* yang digunakan adalah 16-QAM dan 16-OQAM.
- 5) Jumlah titik sampel IFFT dan FFT OFDM adalah 512 sampel.
- 6) Jumlah subsimbol per blok GFDM adalah 32 subsimbol.
- 7) Jumlah *subcarrier* per blok GFDM adalah 16 *subcarrier*.
- 8) Jumlah simbol QAM yang dibawa per blok GFDM adalah 310 simbol.
- 9) *Pulse shaping* yang digunakan adalah *Root Raised Cosine* (RRC) dengan nilai *roll of factor* 1 dan 0.
- 10) Kanal yang digunakan adalah kanal *Additive White Gaussian Noise* (AWGN).
- 11) Performansi sistem GFDM secara internal yang akan dibahas adalah berhubungan dengan pengaruh *roll-of-factor*, *mapper* yang digunakan, serta pengaruh pengaturan *subcarrier* dan subsimbol yang berbeda pada modulasi GFDM.
- 12) Perbandingan performansi sistem secara komparatif yang akan dibahas adalah berdasarkan parameter BER (*Bit Error Rate*), *Peak-to-Average Power Ratio* (PAPR), dan *Out-of-Band* (OOB).

- 13) Evaluasi kinerja *precoding* yang diusulkan ditinjau berdasarkan penggunaan *precoding* RCI dalam mengatasi IUI dan banyaknya jumlah pengguna di dalam sistem.
- 14) Pembangkitan sistem dilakukan dengan menggunakan Matlab R2013a.

1.5 Kontribusi

Kontribusi yang diberikan melalui penelitian ini adalah mengusulkan kombinasi penggunaan teknik *precoding* linier *Regularized Channel Inversion* (RCI) dengan teknik GFDM pada sistem MU-MIMO *downlink* sehingga menghasilkan suatu sistem yang memiliki nilai PAPR dan OOB lebih rendah dari sistem saat ini, yaitu MU-MIMO-OFDM, dan dapat mengatasi efek *Inter User Interference* (IUI) tanpa menimbulkan *noise enhancement* dan tanpa meningkatkan kompleksitas sistem yang berarti.

1.6 Metodologi Penelitian

Metodologi penelitian Tesis yang dilakukan dijabarkan secara detail sebagai berikut:

1. Studi Literatur

Studi literatur dilakukan untuk mengumpulkan informasi dari literatur-literatur, seperti jurnal, buku, majalah teknologi, dan literatur lainnya. Informasi yang diperoleh digunakan untuk memecahkan masalah yang telah dirumuskan dalam Tesis ini. Adapun beberapa literatur yang dipelajari adalah yang berkaitan dengan 5G: teknologi dan standard, skema transmisi menggunakan *waveform* GFDM dan OFDM, *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM) dan *Offset-Quadrature Amplitude Modulation* (O-QAM), sistem komunikasi *multiuser* MIMO, *precoding Regularized Channel Inversion* (RCI), serta kanal AWGN.

2. Desain dan Pembangkitan Sistem

Tahap kedua yang dilakukan pada penelitian Tesis ini adalah mendesain dan membangkitkan tiga sistem yang akan menjadi perbandingan dalam menganalisis performansi *precoding* RCI yang diusulkan. Tiga sistem yang didesain adalah dua sistem *multiuser* MIMO-GFDM yang menggunakan dua *mapper* berbeda, yaitu

16-QAM dan 16-OQAM, yang masing-masing *mapper* menggunakan ketentuan *roll-of-factor* berbeda, serta satu sistem *multiuser* MIMO-OFDM dengan *mapper* 16-QAM. Tiga sistem yang didesain kemudian dibangkitkan dengan menggunakan *software* Matlab R2013a.

3. Uji Sistem Pada Kanal AWGN

Pada tahap ini, tiga sistem yang telah dibangkitkan masing-masing diujikan pada kanal *Additive White Gaussian Noise* (AWGN) untuk mengetahui kehandalan sistem.

4. Analisis Perbandingan Hasil dan Pembuatan Kesimpulan

Setelah dilakukan pengujian sistem pada kanal, tahap penelitian selanjutnya adalah melakukan analisis perbandingan hasil dan pembuatan kesimpulan. Analisis perbandingan hasil yang dilakukan dalam penelitian ini dilakukan berdasarkan beberapa parameter perbandingan yang ditentukan, yaitu *Bit Error Rate* (BER), *Out-of-Band* (OOB), *Peak-to-Average Ratio* (PAPR), jumlah pengguna, dan pengaruh banyaknya titik IFFT yang diberikan pada sistem. Dari beberapa analisis perbandingan yang dilakukan, akan didapatkan suatu kesimpulan.

5. Penyusunan Laporan Tesis

Di tahap ini akhir ini akan dilakukan penyusunan laporan dari hasil penelitian yang diperoleh dengan mengikuti format penulisan Tesis yang diberikan.

1.7 Sistematika Penulisan

Sistematika penulisan tugas akhir menjelaskan rincian dari laporan Tesis yang berisi tentang penjelasan mengenai tahapan-tahapan yang dilakukan dalam penelitian Tesis. Berikut merupakan penjelasan dari tahapan-tahapan dari penulisan tugas akhir :

BAB 1 PENDAHULUAN

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

BAB 2 KAJIAN PUSTAKA

Bab ini menguraikan tentang landasan teori yang dibutuhkan untuk proses penelitian yang dilakukan seperti teknologi dan standard 5G, teknik modulasi GFDM dan OFDM, teknik modulasi *bandpass* QAM dan *Offset QAM* (OQAM), sistem komunikasi *multiuser* MIMO, *precoding Regularized Channel Inversion* (RCI), serta kanal AWGN.

BAB 3 METODOLOGI PENELITIAN

Pada bagian ini akan dijelaskan secara rinci mengenai metodologi penelitian dalam mendesain dan membangkitkan sistem *multiuser* MIMO-GFDM, yang menggunakan jenis *mapper* dan ketentuan penggunaan *roll-of-factor* yang berbeda, serta dilengkapi dengan teknik *precoding Regularized Channel Inversion* (RCI).

BAB 4 HASIL DAN PEMBAHASAN

Pada bab ini ditampilkan hasil pengujian simulasi sistem pada kanal AWGN. Hasil pengujian yang ditampilkan dan dibahas merupakan hasil analisis terhadap parameter-parameter perbandingan yang ditentukan.

BAB 5 PENUTUP

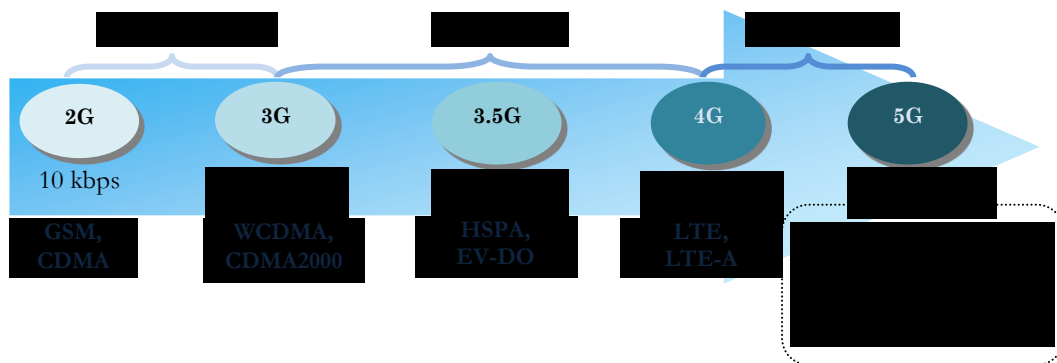
Di bab ini, diberikan kesimpulan-kesimpulan berdasarkan hasil yang diperoleh. Selain itu, pada bab ini juga diberikan saran-saran untuk penelitian selanjutnya berkaitan dengan pengembangan dari penelitian yang dilakukan di dalam Tesis ini.

BAB 2

KAJIAN PUSTAKA

2.1 5G: Visi dan Teknologi

Di dalam dunia teknologi, khususnya teknologi seluler, generasi teknologi merupakan istilah untuk mewakili kapabilitas teknologi tersebut. Tolak ukur utama yang digunakan untuk membedakan teknologi dari generasi ke generasi adalah berdasarkan pada *peak data rate service*-nya. Gambar 1 di bawah ini menunjukkan evolusi teknologi data seluler dari generasi 2G ke 5G.

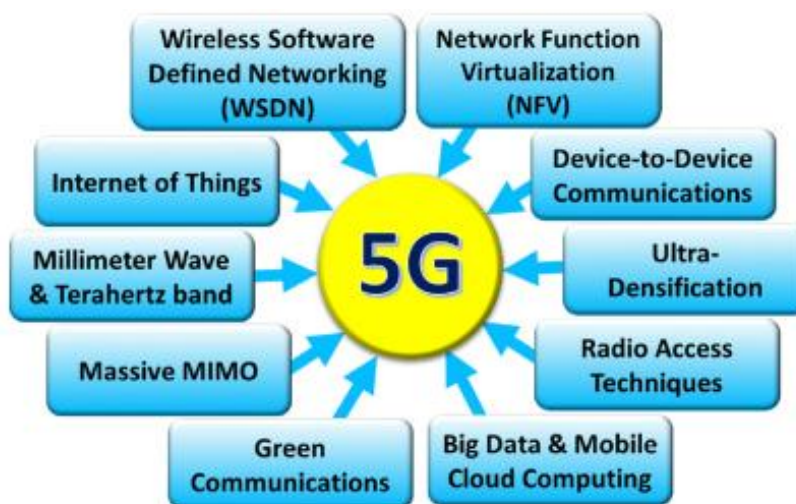


Gambar 2. 1 Evolusi Teknologi Seluler dari Generasi ke Generasi

Pada teknologi 2G, 2.5G, dan 3G, fokus layanan terletak pada proses transmisi data secara digital. Di teknologi 2G, kemunculan GSM yang menerapkan teknik *Time Division Multiplex Access* (TDMA), merupakan inovasi pertama dalam pemrosesan sinyal komunikasi secara digital yang dapat menghemat penggunaan frekuensi. Sedangkan teknik *multiple access* berbasis kode pada 2G, yang dikenal dengan *Code Division Multiple Access* (CDMA), merupakan salah satu teknik untuk meningkatkan kapasitas. Di teknologi selanjutnya, yaitu 3G, 3.5G, dan 4G, peningkatan fitur teknologi difokuskan pada layanan kecepatan data. Pada 4G, diperkenalkan teknik transmisi yang disebut dengan *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) dan dikombinasikan dengan teknik *spatial multiplexing* MIMO (*Multiple Input*

Multiple Output) untuk meningkatkan kecepatan transmisi dan kapasitas sistem tanpa meningkatkan kompleksitas sistem yang signifikan di sisi penerima.

Berbeda dengan teknologi sebelumnya, teknologi 5G yang saat ini sedang dikembangkan memiliki ketentuan lebih banyak karena akan diaplikasikan ke beberapa teknologi yang beragam dan dituntut untuk dapat kompatibel dengan teknologi sebelumnya. Adapun beberapa teknologi yang ditargetkan pada 5G ditunjukkan pada Gambar 2.2 [1].



Gambar 2. 2 Sepuluh Teknologi yang Ditargetkan Pada 5G [1]

Agar bisa digunakan pada sepuluh teknologi seperti yang disebutkan di atas, pengembangan teknologi 5G ditargetkan dapat mencapai beberapa visi berikut [1]:

1. Mengutamakan layanan untuk memenuhi kepuasan *user* yang dilakukan dengan menyediakan jaringan yang memiliki kapasitas lebih besar dan mampu menangani kenaikan trafik yang terus meningkat.
2. *Mesh connection*, yaitu untuk mendukung komunikasi *Device-to-Device* (D2D), *Vehicle-to-Vehicle* (V2V), dan *Machine-to-Machine* (M2M) dengan menyediakan jaringan yang memiliki *latency* yang rendah hingga 1 ms.
3. Lebih efisien dalam penggunaan energi. Teknologi 5G yang sedang dikembangkan ditargetkan mampu mencapai penggunaan spektrum, frekuensi, dan daya yang lebih efisien dari teknologi sebelumnya.

Seperti yang diketahui bahwa teknik transmisi pada teknologi 3G dan 4G didesain dengan tujuan utama untuk memenuhi komunikasi *human-to-human* sehingga untuk bisa diimplementasikan pada tipe komunikasi mesin, perangkat, maupun kendaraan, masih memerlukan banyak perbaikan. Oleh karena itu, diperlukan desain sistem komunikasi baru yang menerapkan beberapa teknik baru untuk dapat mencapai visi dan teknologi-teknologi yang ditargetkan pada 5G. Salah satu riset yang mencuri perhatian baru-baru ini adalah riset mengenai pengembangan *waveform* untuk teknologi 5G.

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), *waveform* yang saat ini digunakan pada 4G, telah terbukti memiliki ketahanan yang bagus dalam menghadapi kanal *multipath* [6], [16]. Teknik *multicarrier* dan penggunaan CP pada OFDM dapat mengatasi masalah efek pemfilteran kanal yang dapat mengakibatkan *Inter Symbol Interference* (ISI) [16]. Namun, di sisi lain kedua teknik yang digunakan pada OFDM tersebut juga memiliki kekurangan dalam hal PAPR dan emisi OOB yang dihasilkan dari proses modulasi [7]-[9]. Dua kelemahan tersebut menyebabkan OFDM memiliki keterbatasan untuk memenuhi visi 5G [3]. Hal tersebut merupakan salah satu alasan yang membuat tim 5GNow, tim riset khusus dari Eropa yang dibentuk untuk mengembangkan teknologi 5G, mengusulkan empat kandidat *waveform* baru untuk diteliti dan dievaluasi.

2.2 Kandidat-kandidat Waveform 5G

Berdasarkan dokumen yang diambil dari website 5GNow, terdapat empat kandidat *waveform* yang diusulkan untuk teknologi 5G [11], yaitu *Filter Bank Multicarrier* (FBMC), *Universal Filter Multicarrier* (UFMC), *Bi-orthogonal Frequency Division Multiplexing* (BFDM), dan *Generalized Frequency Division Multiplexing* (GFDM). Empat kandidat *waveform* tersebut memiliki kesamaan dalam hal penggunaan *multicarrier* yang bersifat *non-orthogonal*. Berikut ini perbandingan dari masing-masing kandidat *waveform* 5G [11] :

Tabel 2. 1 Perbandingan Antara Beberapa Kandidat *Waveform* 5G

Jenis <i>Waveform</i>	Kelebihan	Kekurangan
FBMC	Lebih tahan terhadap frekuensi <i>offset</i> dibandingkan dengan OFDM dan tidak membutuhkan sinkronisasi simbol yang terlalu teliti.	Nilai PAPR tinggi, kurang kompatibel dengan sistem MIMO, dan hanya bisa digunakan jika modulasi yang digunakan adalah OQAM.
UFMC	Simbol lebih pendek dalam domain waktu, tahan terhadap CSI yang tidak sempurna, dan kompatibel dengan MIMO.	Ekualisasinya kompleks dan tidak tahan terhadap <i>time-misalignment</i> .
BFDM	Tahan terhadap efek doppler dan dispersi waktu.	Kurang kompatibel dengan MIMO.
GFDM	Rendah PAPR dan OOB, efisiensi spektrum tercapai, kompatibel dengan MIMO, serta lebih fleksibel untuk mencapai <i>latency</i> dan <i>throughput</i> yang diinginkan.	Kompleksitas komputasi tinggi dibandingkan dengan ketiga <i>waveform</i> lainnya.

2.3 Modulasi Digital *Bandpass*

Modulasi digital adalah teknik menumpangkan bit-bit informasi yang dibangkitkan pengguna ke dalam suatu sinyal pembawa [25]. Salah satu tujuan dari penggunaan teknik modulasi adalah untuk mempertahankan sinyal informasi dari pengaruh gangguan kanal. Dalam sistem komunikasi digital, terdapat dua teknik modulasi, yaitu modulasi *baseband* dan modulasi *bandpass* [25]. Modulasi *baseband* disebut juga sebagai modulasi pulsa, dimana bit-bit keluaran dari proses ADC direpresentasikan ke dalam pulsa-pulsa digital atau *line coding*. Beberapa *line coding* yang digunakan adalah seperti RZ, NRZ, Manchester, AMI, dan *Nyquist*. Pulsa-pulsa yang telah dibentuk dari proses modulasi *baseband* kemudian memodulasi suatu sinyal sinusoidal berdasarkan amplitudo, frekuensi, atau fasanya. Teknik modulasi yang demikian merupakan teknik modulasi *bandpass* atau di dalam blok diagram juga dikenal sebagai *mapper*.

Berdasarkan bagian dari sinyal pembawa yang termodulasi oleh pulsa, berikut ini macam-macam teknik modulasi yang ada [25]:

1. *Amplitude Shift Keying* (ASK)
2. *Frequency Shift Keying* (FSK)

3. *Phase Shift Keying* (PSK)

4. *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM)

Sedangkan berdasarkan ada tidaknya *phase recovery* pada proses deteksi di sisi penerima, beberapa teknik modulasi diatas diklasifikasikan ke dalam dua tipe, yaitu koheren dan non koheren. Pada deteksi koheren, *phase recovery* disediakan di dalam sistem. Sebaliknya, pada deteksi non koheren, *phase recovery* tidak disediakan. Modulasi *bandpass* yang membutuhkan deteksi koheren di sisi penerima adalah PSK, dan QAM. Sedangkan modulasi *bandpass* yang tidak menggunakan *phase recovery* di sisi penerima atau masuk ke dalam kategori non koheren adalah ASK dan FSK.

Di antara teknik-teknik modulasi yang disebutkan di atas, pada subbab ini hanya akan dibahas mengenai teknik modulasi *bandpass* yang digunakan pada penelitian, yaitu teknik modulasi *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM), dan pengembangan dari teknik modulasi tersebut, yaitu *Offset-Quadrature Amplitude Modulation* (O-QAM).

2.3.1 *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM)

Quadrature Amplitude Modulation (QAM) merupakan kombinasi dari teknik modulasi *Amplitude Shift Keying* (ASK) dan *Phase Shift Keying* (PSK). Dengan kata lain, pada QAM, pulsa-pulsa digital memodulasi bagian amplitudo dan fasa dari sinyal *carrier*. Karena terdapat dua komponen yang divariasikan di dalam modulasi QAM, hal tersebut membuat QAM memiliki kelebihan dalam hal efisiensi *bandwidth* yang paling bagus diantara modulasi lainnya.

Pada modulasi QAM, sinyal hasil modulasi *baseband* dipetakan ke dalam dua komponen yang masing-masing komponen dikalikan dengan suatu fungsi basis yang memiliki beda fasa sebesar 90° dan kemudian dijumlahkan. Basis pertama, $\psi_1(t)$, disebut juga dengan komponen *inphase*. Sedangkan basis kedua, $\psi_2(t)$, disebut juga dengan komponen *quadrature phase* [25].

$$\psi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t) \quad (2.1)$$

$$\psi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t) \quad (2.2)$$

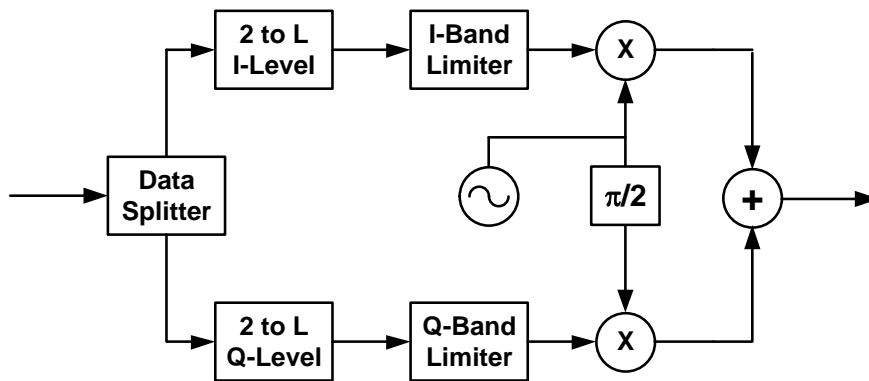
dimana t memiliki rentang $0 \leq t \leq T$. Masing-masing simbol QAM pada fungsi basis (ψ_1, ψ_2) dinyatakan dalam $(a_i d_{min}/2, b_i d_{min}/2)$ dimana d_{min} adalah jarak minimum antar simbol berdekatan di dalam diagram konstelasi, sedangkan a_i dan b_i adalah suatu nilai integer ± 1 dan ± 3 dengan nilai $i = 1, 2, \dots, M$. Jika $d_{min}/2$ adalah $\sqrt{E_{min}}$ dimana E_{min} adalah energi minimum dari sinyal, maka persamaan satu simbol QAM dapat dituliskan sebagai berikut [25]:

$$y(t) = \sqrt{\frac{2E_{min}}{T}} a_i \cos(2\pi f_c t) + \sqrt{\frac{2E_{min}}{T}} b_i \sin(2\pi f_c t) \quad (2.3)$$

dimana t memiliki rentang $0 \leq t \leq T$. Persamaan 2.3 di atas dapat direpresentasikan secara sederhana ke dalam representasi I/Q (*Inphase/Quadrature phase*) sebagai berikut [25]:

$$y(t) = x_I(t) \cos(2\pi f_c t) + x_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (2.4)$$

Dari pengertian dan persamaan modulasi QAM di atas, maka proses modulasi QAM dapat diilustrasikan dengan blok diagram pada Gambar 2.3.



Gambar 2.3 Teknik Modulasi QAM [26]

Pada M -ary QAM, jumlah bit L yang dibawa per simbol QAM dapat diketahui dengan [25]:

$$L = \sqrt{M} \quad (2.5)$$

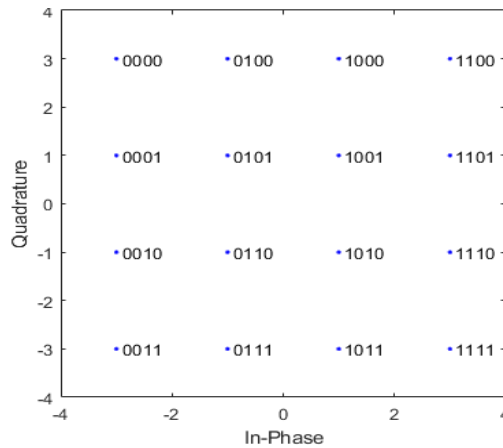
Persamaan (2.5) di atas, tidak hanya berguna untuk mengetahui jumlah bit yang dibawa, tetapi juga berguna di dalam penulisan matriks simbol-simbol QAM. Sebagai contoh, pada 16- ary QAM, satu simbol membawa empat bit informasi, maka ukuran matriks QAM-nya adalah 4x4 dan susunan penulisan matriks untuk 16- ary QAM mengikuti aturan sebagai berikut [25]:

$$(a_i, b_i) = \begin{bmatrix} (-L+1, L-1) & (-L+3, L-1) & \cdots & (L-1, L-1) \\ (-L+1, L-3) & (-L+3, L-3) & \cdots & (L-1, L-3) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (-L+1, -L+1) & (-L+3, -L+1) & \cdots & (L-1, -L+1) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Dari cara penulisan matriks di atas, didapatkan susunan matriks untuk hasil modulasi 16-QAM adalah:

$$(a_i, b_i) = \begin{bmatrix} (-3,3) & (-1,3) & (1,3) & (3,3) \\ (-3,1) & (-1,1) & (1,1) & (3,1) \\ (-3,-1) & (-1,-1) & (1,-1) & (3,-1) \\ (-3,-3) & (-1,-3) & (1,-3) & (3,-3) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Dari persamaan 2.7 di atas didapatkan diagram konstelasi 16-QAM seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.4.



Gambar 2. 4 Diagram Konstelasi 16-QAM

Pada diagram konstelasi (2.4), koordinat yang digunakan di dalam diagram konstelasi 16-QAM adalah ± 1 dan ± 3 . Hal tersebut dapat dijelaskan sebagai berikut [24]:

$$(a_i, b_i) = [\pm(2m-1), \pm(2m-1)] \quad (2.8)$$

dimana $m \in 1, \dots, \frac{\sqrt{M}}{2}$. Karena M -ary yang digunakan adalah 16-ary, maka beberapa hasil (a_i, b_i) pada persamaan 2.8 adalah [24]:

$$(a_i, b_i) = \begin{bmatrix} \pm 1, \pm 1j & \pm 1, \pm 3j \\ \pm 3, \pm 3j & \pm 3, \pm 1j \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Persamaan (2.8) di atas dapat digunakan untuk mencari total energi dari modulasi QAM yang didapatkan dengan formula berikut [24]:

$$E_{tot-QAM} = \sum_{m=1}^{\frac{\sqrt{M}}{2}} |(2m-1) + j(2m-1)|^2 = \frac{\sqrt{M}}{3} M - 1 \quad (2.10)$$

Masing-masing bilangan integer ± 1 dan ± 3 digunakan sebanyak $2\sqrt{M}$ kali di dalam diagram konstelasi, maka untuk persamaan energi rata-rata bisa didapatkan sebagai berikut [24]:

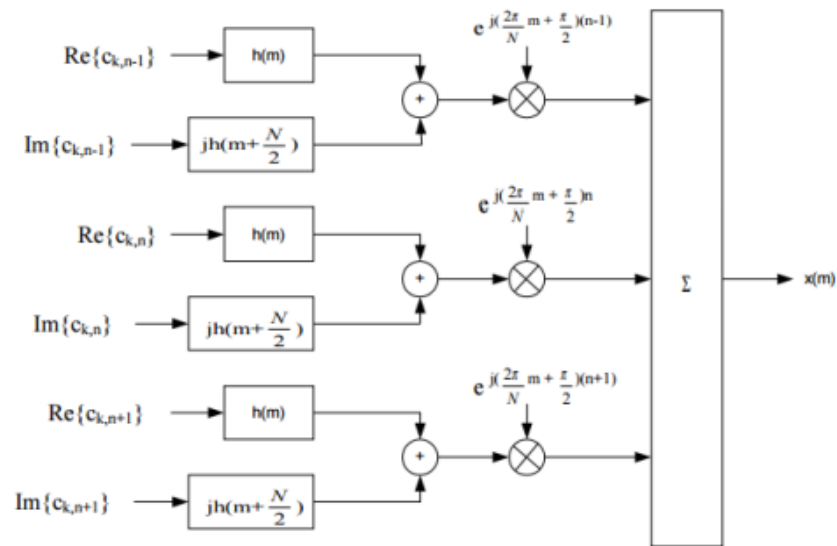
$$\begin{aligned} \bar{E}_{QAM} &= \frac{2\sqrt{M}}{M} E_{tot} \\ &= \frac{2\sqrt{M}}{M} \left(\frac{\sqrt{M}}{3} M - 1 \right) \\ &= \frac{2}{3} (M - 1) \end{aligned} \quad (2.11)$$

Berdasarkan persamaan di atas, energi rata-rata dari 16-QAM yang digunakan pada penelitian ini adalah sebesar 10. Untuk menormalisasi energi simbol agar masing-masing simbol yang dikirim memiliki energi sebesar satu, maka dalam simulasi yang dilakukan, simbol-simbol QAM yang diperoleh dikalikan dengan $1/\sqrt{10}$.

2.3.2 Offset Quadrature Amplitude Modulation (OQAM)

Offset Quadrature Amplitude Modulation (OQAM) merupakan suatu teknik modulasi yang dikembangkan dari modulasi QAM yang digunakan untuk penggunaan pulsa *nonrectangular*. Adapun pengembangan yang dilakukan adalah dengan melakukan *offset* atau penggeseran pada fasa dari komponen *quadrature*

phase QAM sebesar $T_s/2$, dimana T_s adalah periode simbol QAM. Sedangkan komponen *inphase* pada sinyal QAM dibiarkan tetap. Berikut ini diagram blok dari modulator OQAM. Gambar 2.5 di bawah ini merupakan gambar modulator OQAM, dimana penggeseran bagian *quadrature* yang digeser sebesar $T_s/2$, diwakili oleh simbol $N/2$.

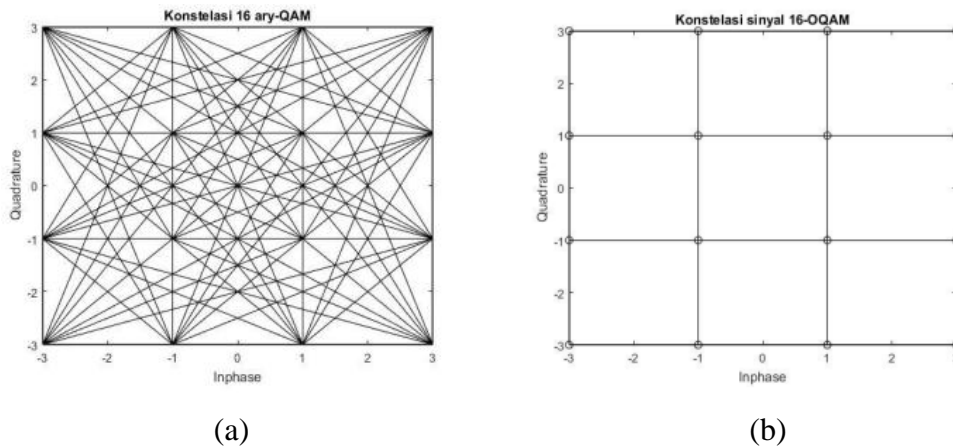


Gambar 2. 5 Blok Diagram Modulator OQAM [24]

Berdasarkan diagram blok di atas, tujuan melakukan penggeseran fasa pada komponen *quadrature* sinyal adalah untuk mempertahankan *orthogonalitas* dari sinyal yang menggunakan pulsa *nonrectangular* dimana spektrum kanal yang berdekatan (bagian *real* dan *imaginer* yang berdekatan) terjadi *overlap* tanpa saling menginterferensi.

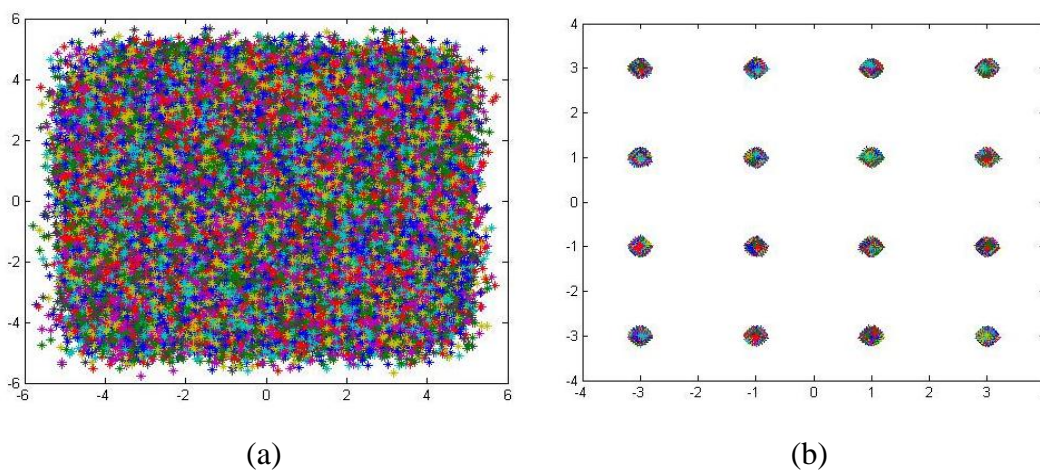
Penggeseran bagian *quadrature* pada OQAM menyebabkan transisi antara bagian *inphase* dan *quadrature* pada OQAM tidak terjadi secara simultan. Keuntungan dari adanya transisi yang tidak simultan tersebut adalah berkurangnya efek *Inter Carrier Interference* (ICI) antar *subcarrier-subcarrier* yang digunakan. Sedangkan jika dilihat berdasarkan lompatan fasanya, seperti yang diketahui bahwa lompatan fasa pada QAM mencapai 180° . Berbeda dengan QAM, pada OQAM lompatan fasa maksimum dibatasi hanya sampai dengan 90° setiap periode T [24]. Penjelasan tersebut dapat dipermudah dengan melihat

Gambar 2.6. Pada Gambar 2.6 dijelaskan bahwa energi simbol pada 16-QAM menyebar ke 15 titik simbol lainnya, sedangkan pada 16-OQAM, energi simbol hanya menyebar ke dua titik simbol terdekat atau dengan kata lain perubahan fasa pada *offset* QAM hanya dibatasi sebesar 90° .



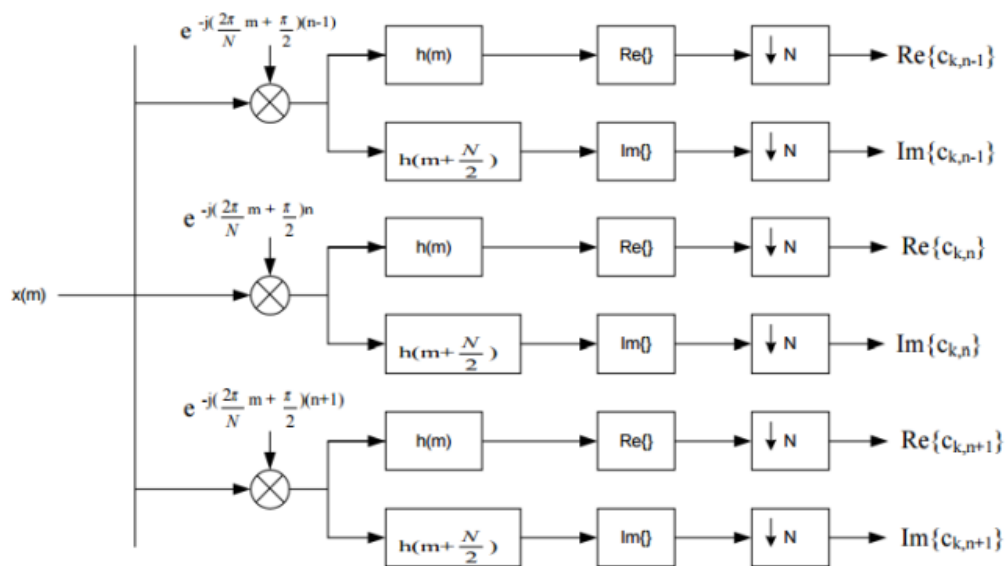
Gambar 2. 6 Penyebaran Energi Simbol Pada: (a) 16-QAM, (b) 16-OQAM [24]

Dari hasil simulasi yang dilakukan pada penelitian ini, Gambar 2.6 dibuktikan dengan gambar *scatter plot* berikut.



Gambar 2. 7 Hasil *Scatter Plot* 16-QAM: (a) Tanpa *Offset* (b) dengan *Offset*

Untuk diagram demodulator OQAM, ditunjukkan pada Gambar 2.8 berikut ini.

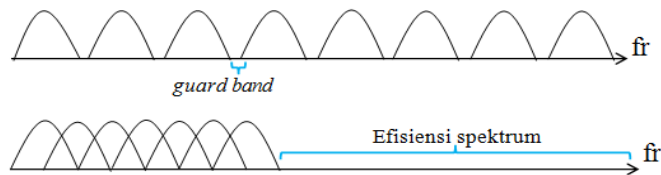


Gambar 2. 8 Blok Diagram Demodulator OQAM [24]

2.4 Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) merupakan teknik modulasi dan *multiplexing* yang digunakan pada teknologi 4G saat ini. OFDM merupakan pengembangan dari teknik *Frequency Division Multiplexing* (FDM). FDM merupakan teknik transmisi *single carrier* yang mengalokasikan satu frekuensi untuk satu pengguna. Berbeda dengan FDM, OFDM merupakan teknik transmisi *multicarrier* yang melibatkan beberapa *subcarrier* untuk membawa data pengguna. Selain itu, perbedaan FDM dan OFDM terletak pada pemberian jarak antar frekuensi yang berbeda.

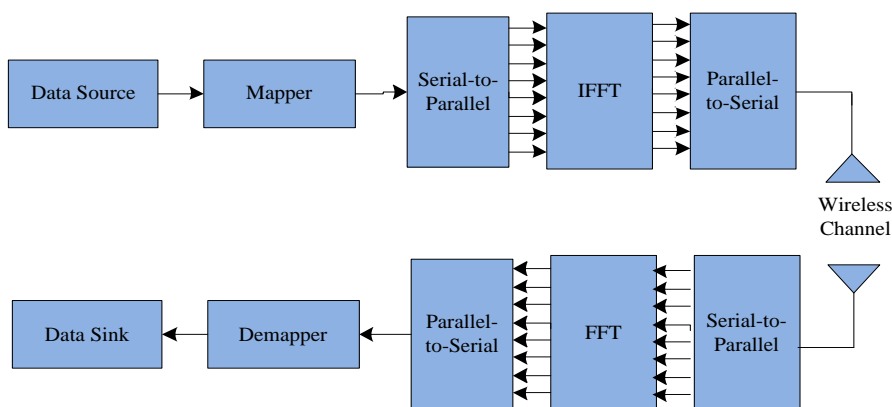
Untuk menghindari interferensi, teknik FDM menggunakan *guard band* yang berfungsi sebagai pemberi jarak antara frekuensi satu dengan frekuensi lainnya. Sedangkan pada OFDM, antar *subcarrier* dibuat saling ortogonal sehingga antara *subcarrier* yang satu dengan yang lainnya dapat dibuat saling *overlap* (tumpang tindih). Pada OFDM, fungsi *guard band* yang sebelumnya digunakan pada FDM diganti dengan penggunaan *cyclic prefix* yang berfungsi untuk mengantisipasi adanya *inter-symbol interference* (ISI). Karena antar *subcarrier* dibuat *overlap* dan *guard band* tidak digunakan, maka dari sisi penggunaan spektrum OFDM memiliki efisiensi spektrum lebih baik jika dibandingkan dengan FDM.



Gambar 2. 9 Perbandingan Spektrum FDM (Atas) dan OFDM (Bawah)

2.4.1 Teknik Modulasi dan Demodulasi OFDM

Pada Gambar 2.10, deretan data serial yang merupakan hasil keluaran *mapper* dikonversi menjadi N_{sc} data paralel di dalam blok *serial-to-paralel*. N_{sc} menotasikan banyaknya jumlah *subcarrier* yang digunakan. Masing-masing data paralel yang diperoleh kemudian dimodulasi menggunakan beberapa *subcarrier* yang memiliki fasa yang berbeda. Pembangkitan *subcarrier-subcarrier* yang saling ortogonal pada OFDM dilakukan dengan penggunaan algoritma *Inverse Fast Fourier Transform* (IFFT). Sebelum ditransmisikan, simbol-simbol pada masing-masing *subcarrier* diberi penambahan *Cyclic Prefix* (CP). Namun, pada penelitian ini, CP tidak digunakan karena sifat kanal yang diasumsikan *slow flat fading*. Superposisi dari simbol-simbol yang telah ditumpangkan pada *subcarrier-subcarrier* yang berbeda akan membentuk suatu sinyal OFDM.



Gambar 2. 10 Gambar Skema *Transceiver* OFDM

Proses modulasi OFDM seperti yang dijelaskan di paragraf sebelumnya, mengakibatkan pelebaran durasi waktu transmisi. Jika data serial sebelum proses konversi memiliki durasi waktu periode T_s , maka durasi simbol OFDM yang

didapatkan setelah proses modulasi adalah $T_{sym} = N_{sc}T_s$ [16]. Inilah prinsip kerja modulator OFDM yang mengubah deretan data berkecepatan tinggi menjadi deretan data berkecepatan rendah. Adapun tujuannya adalah untuk menghindari distorsi sinyal akibat kanal *frequency selective fading*.

Persamaan sinyal kompleks *baseband* domain waktu diskrit dari satu simbol OFDM yang didapatkan dari proses IFFT adalah sebagai berikut [16]:

$$x_l[n] = \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi kn/N} \quad (2.12)$$

Di sisi penerima, sinyal kompleks *baseband* OFDM dikonversi ke dalam bentuk N_{sc} simbol paralel di dalam blok *serial-to-parallel*. Selanjutnya, dilakukan proses *Fast Fourier Transform* (FFT) untuk mengambil simbol-simbol dari *subcarrier*. Dengan kata lain, FFT berfungsi untuk mendemodulasi simbol-simbol yang sebelumnya merupakan hasil dari proses IFFT. Persamaan (2.3) menunjukkan hasil dari proses FFT. Hasil dari proses FFT kemudian dikonversi ke dalam data serial dan masuk ke proses selanjutnya, yaitu *demapper*. Proses *demapper* ini adalah memetakan kembali simbol-simbol ke dalam bentuk bit-bit semula [16].

$$Y_l[k] = \sum_{n=0}^{N-1} y_l[n] e^{-j2\pi kn/N} \quad (2.13)$$

2.4.2 Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) Pada OFDM

Penggunaan beberapa *subcarrier* pada OFDM seperti yang dijelaskan di sub sub bab sebelumnya bertujuan untuk mengatasi masalah transmisi sinyal dengan *data rate* yang tinggi pada kanal *multipath*. Teknik OFDM membuat simbol-simbol yang memiliki *bandwidth* yang lebar (*wideband*) menjadi simbol-simbol yang memiliki *bandwidth* sempit (*narrowband*). Sehingga ketika simbol-simbol ditransmisikan, seolah-olah karakteristik kanal transmisi yang sebelumnya berupa kanal *frequency selective fading* berubah menjadi kanal *flat fading*. Dengan demikian masalah *Inter Symbol Interference* (ISI) akibat kanal *frequency selective fading* dapat teratasi.

Di samping memberikan keuntungan seperti yang disebutkan di atas, penggunaan teknik *multicarrier* ternyata juga menimbulkan beberapa kekurangan.

Penggunaan teknik *multicarrier* pada OFDM dapat meningkatkan nilai PAPR dari sinyal yang ditransmisikan. *Peak-to-Average Power Ratio* (PAPR) merupakan perbandingan antara daya puncak sinyal dengan daya rata-ratanya. Daya puncak merupakan daya maksimum suatu sinyal yang dapat diperoleh dari nilai *magnitude* kompleks *envelope* maksimumnya. Untuk mengetahui *magnitude* dari suatu sinyal kompleks, berikut ini cara matematis yang dapat digunakan [16]:

$$|x(t)| = \sqrt{\text{Re}_x^2 + \text{Im}_x^2} \quad (2.14)$$

dimana Re_s^2 merupakan kuadrat dari nilai riil suatu sinyal kompleks sedangkan Im_s^2 adalah kuadrat dari nilai imajineranya. Sedangkan untuk mendapatkan nilai PAPR dari sinyal $s(t)$, digunakan formula sebagai berikut [16]:

$$PAPR = \frac{P_{peak}}{P_{rata-rata}} = 10 \log_{10} \left(\frac{\max |s(t)|^2}{E[|s(t)|^2]} \right) \quad (2.15)$$

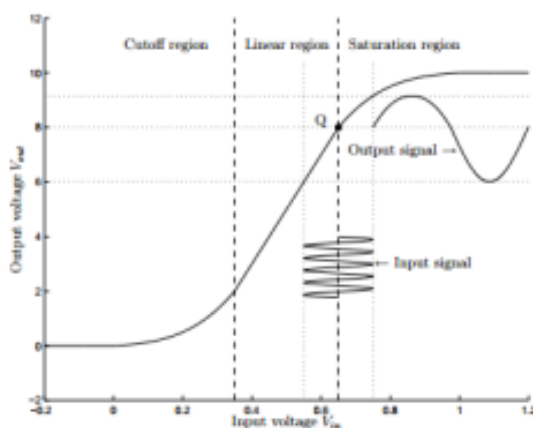
Pada OFDM, PAPR merupakan hal yang sangat krusial. Seperti yang diketahui, masing-masing *subcarrier* pada OFDM dimodulasi secara independen dan kemudian disuperposisi. Hasil dari superposisi masing-masing *subcarrier* inilah yang dapat menyebabkan nilai PAPR yang tinggi pada skema transmisi OFDM. Semakin banyak *subcarrier* yang digunakan, maka akan semakin tinggi juga nilai PAPR yang didapatkan. Tingginya nilai PAPR yang dihasilkan oleh OFDM dapat diketahui melalui kurva *Complementary Cumulative Distribution Function* (CCDF). Misalnya pada [9], sinyal OFDM dengan nilai riil dan imajiner dari sampel sinyal domain waktu memiliki distribusi Gaussian dengan rata-rata nol dan variansi 0,5, maka *Cumulative Distribution Function* (CDF) dari sinyal sampling OFDM adalah [9]:

$$F(z) = 1 - e^{-z} \quad (2.16)$$

Dari nilai CDF di atas, CCDF PAPR dari sinyal bisa diperoleh dengan cara [9]:

$$\begin{aligned} P(PAPR > z) &= 1 - \Pr(PAPR \leq z) \\ &= 1 - F(z)^N \\ &= 1 - (1 - e^{-z})^N \end{aligned} \quad (2.17)$$

Apabila nilai PAPR pada sinyal OFDM terlalu tinggi, dampak yang timbul adalah terjadinya distorsi non linier. Distorsi non linier merupakan distorsi yang terjadi akibat *RF power amplifier* bekerja pada daerah saturasi. Hal ini disebabkan karena daya sinyal yang masuk ke amplifier melampaui level daya input yang dapat ditangani oleh amplifier.



Gambar 2. 11 Kurva Daerah Kerja Amplifier [9]

Gambar 2.11 di atas merupakan kurva yang menunjukkan daerah kerja amplifier. Daerah saturasi ditunjukkan pada daerah no. 3, dimana amplifier mendapatkan input sinyal yang memiliki daya melebihi level maksimum daya input dari amplifier. Daerah kedua merupakan daerah kerja linier, dimana amplifier bekerja secara normal. Sedangkan daerah satu merupakan daerah *cut off*, yaitu daerah kerja amplifier saat mendapat sinyal dengan daya input yang rendah.

Pada saat amplifier bekerja pada daerah saturasi akibat tingginya PAPR sinyal input, akan menyebabkan terjadinya distorsi amplitudo sebanyak setengah atau lebih dari sinyal aslinya [9]. Selain itu, distorsi non linier juga menyebabkan intermodulasi, yaitu munculnya sinyal dengan frekuensi baru yang dapat mengakibatkan pelebaran pada spektrum sinyal dan menginterferensi *subcarrier-subcarrier* yang digunakan. Hal ini dijelaskan dengan penurunan matematis pada persamaan (2.19) [9]. Pada persamaan tersebut, ketidaklinieran amplifier diilustrasikan dengan menambah kuadrat dari persamaan amplifier ideal, dimana persamaan amplifier ideal diberikan pada persamaan (2.18) sedangkan persamaan ketidaklinieran amplifier diberikan pada persamaan (2.19) [9].

$$V_{out}(t) = GV_{in}(t) \quad (2.18)$$

$$V_{out}(t) = GV_{in}(t) + GV_{in}^2(t) \quad (2.19)$$

dimana G adalah penguat tegangan pada amplifier. Jika,

$$V_{in}(t) = A(\omega)\cos(\omega t) \quad (2.20)$$

maka,

$$V_{out}(t) = GA(\omega)\cos(\omega t) + GA^2(\omega)\cos^2(\omega t) \quad (2.21)$$

$$V_{out}(t) = GA(\omega)\cos(\omega t) + GA^2(\omega)\frac{1+\cos(2\omega t)}{2} \quad (2.22)$$

$$V_{out}(t) = GA(\omega)\cos(\omega t) + \frac{GA^2(\omega)}{2} + \frac{GA^2(\omega)\cos(\omega t)}{2} \quad (2.23)$$

Distorsi amplitudo dan terjadinya interferensi antar *subcarrier* merupakan beberapa akibat amplifier yang bekerja pada daerah non linier yang disebabkan oleh tingginya PAPR pada OFDM. Dengan mengetahui besarnya pengaruh PAPR terhadap sinyal, maka perlu adanya suatu teknik baru untuk mengatasi masalah PAPR tersebut.

2.4.3 Emisi *Out-of-Band* (OOB) Pada OFDM

Pada teknik modulasi OFDM, masing-masing simbol paralel yang ditumpangkan pada *subcarrier* dapat dianggap seperti perkalian antara sinyal *single tone* dengan sebuah *rectangular window* yang memiliki durasi T_{sym} [12]. Di domain frekuensi, *rectangular window* memiliki spektrum berbentuk fungsi sinc yang memiliki *bandwidth* $2/T_{sym}$ dan daya yang tersebar dari $-\infty$ sampai dengan ∞ . Superposisi yang terjadi pada *subcarrier-subcarrier* OFDM sebenarnya merupakan penjumlahan dari beberapa sinyal dalam fungsi sinc yang telah digeser sesuai frekuensi dari masing-masing *subcarrier*. Proses penjumlahan beberapa *subcarrier* di domain frekuensi tersebut akan menghasilkan emisi *Out-of-Band* (OOB) yang cukup besar.

Emisi OOB diartikan sebagai perbandingan antara energi yang diemisikan di daerah *OOB* dengan energi di daerah *bandwidth* yang dialokasikan B [3]. Secara matematis perhitungan OOB dapat dilakukan sebagai berikut [3]:

$$O = \frac{|OOB|}{|B|} = \frac{\int_{f \in OOB} P(f) df}{\int_{f \in B} P(f) df} \quad (2.24)$$

Semakin banyak *subcarrier* yang digunakan pada OFDM, maka nilai OOB yang dihasilkan juga akan semakin besar. Besarnya nilai OOB akan mengakibatkan terjadinya *Adjacent Carrier Interference* (ACI), yaitu interferensi antar sinyal *carrier* yang berdekatan. Beberapa cara untuk mengurangi OOB telah diusulkan, salah satunya adalah penggunaan filter BPF, *Raised Cosine* (RC) *pulse shaping*, dan *Virtual Carrier* (VC) [16].

2.4.4 Kelebihan dan Kekurangan OFDM

Secara singkat, kelebihan OFDM yang telah dijelaskan di atas dapat dirangkum dengan poin-poin berikut:

1. Efisiensi *bandwidth*. Penggunaan *multicarrier* yang bersifat saling ortogonal satu sama lain membuat sinyal OFDM memiliki *bandwidth* yang lebih efisien jika dibandingkan dengan teknik FDM.
2. Tahan terhadap kanal *multipath* untuk proses pengiriman sinyal dengan *data rate* yang tinggi. Penggunaan teknik *multicarrier* dan penambahan CP pada OFDM membuat OFDM tahan terhadap efek pemfilteran kanal dan *Inter-Symbol-Interference* (ISI).

Sedangkan, beberapa kekurangan dari teknik OFDM seperti yang telah dijelaskan di atas adalah berkaitan tentang:

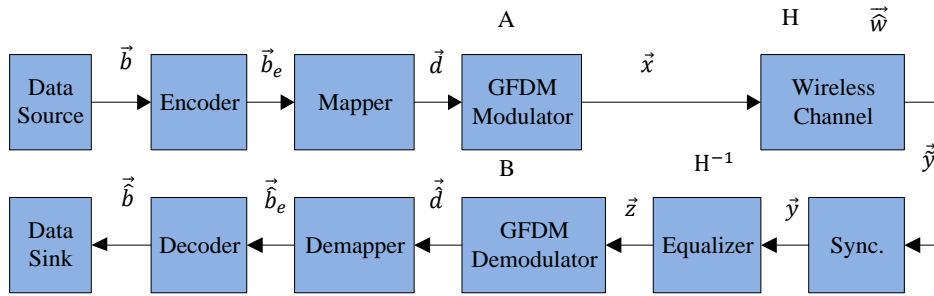
1. *Peak-to-Average Power Ratio* (PAPR). Semakin banyak *subcarrier* yang digunakan pada OFDM maka hasil penjumlahan sinyal-sinyal dari semua *subcarrier* juga akan semakin tinggi dan hal tersebut dapat meningkatkan nilai PAPR. Tingginya nilai PAPR akan mengakibatkan gangguan non linier yang dapat menyebabkan terjadinya distorsi amplitudo dan intermodulasi.
2. Emisi *out-of-band* (OOB). Penggunaan *rectangular pulse shaping* pada OFDM mengakibatkan emisi OOB yang cukup tinggi yang dapat mengganggu simbol-simbol terdekat. Semakin banyak *subcarrier* yang digunakan pada OFDM, nilai OOB yang dihasilkan juga akan semakin tinggi.

Tingginya OOB akan meningkatkan kompleksitas sistem di sisi penerima karena penerima memerlukan proses sinkronisasi yang lebih handal agar kesalahan dalam pengambilan simbol dapat diminimalkan.

2.5 Generalized Frequency Division Multiplexing (GFDM)

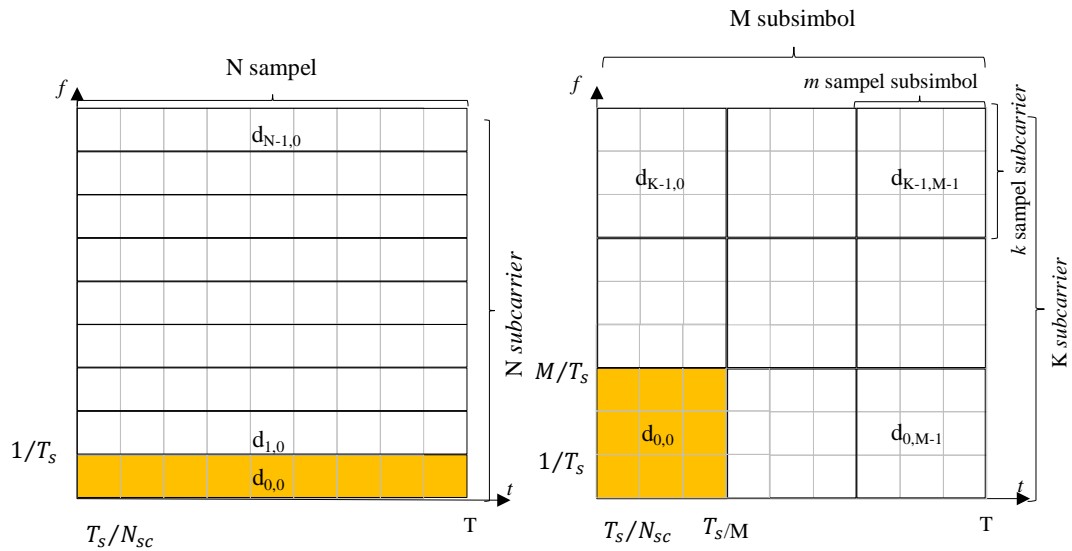
2.5.1 Teknik Modulasi dan Demodulasi GFDM

Generalized Frequency Division Multiplexing (GFDM) merupakan salah satu kandidat *waveform* 5G yang mengadopsi prinsip OFDM, dimana sinyal GFDM dikonstruksi dari penjumlahan beberapa *tone* [12], yaitu beberapa sinyal yang membawa simbol data tertentu pada *timeslot* dan *subcarrier* tertentu. Berikut ini blok diagram *transceiver* dari skema GFDM.



Gambar 2. 12 Sistem Komunikasi dengan Modulasi GFDM

Pada Gambar 2.12 di atas, data biner \vec{b} yang dihasilkan oleh sumber data dikodekan ke dalam *source encoder* (*encoder*) menjadi \vec{b}_e . Data yang telah dikodekan dipetakan ke dalam suatu simbol tertentu di dalam blok *mapper*. *Mapper* yang digunakan di dalam penelitian ini adalah 16-QAM dan 16-OQAM. Hasil dari blok *mapper* atau vektor \vec{d} kemudian masuk ke dalam blok modulator GFDM. Di dalam modulator GFDM, data serial diubah menjadi data dengan kecepatan rendah (diparalel) dan didekomposisi menjadi blok GFDM dengan jumlah N_G elemen dimana $N_G = K \times M$, K dan M secara berturut-turut menotasikan jumlah sampel *subcarrier* dan subsimbol. Hasil proses dekomposisi jika ditulis secara matematis dalam ukuran matrik $M \times 1$ akan menjadi $\vec{d}_K = (d_{k,0}, d_{k,1}, \dots, d_{k,m-1})^T$.



Gambar 2. 13 Perbedaan Partisi Waktu Antara OFDM dan GFDM

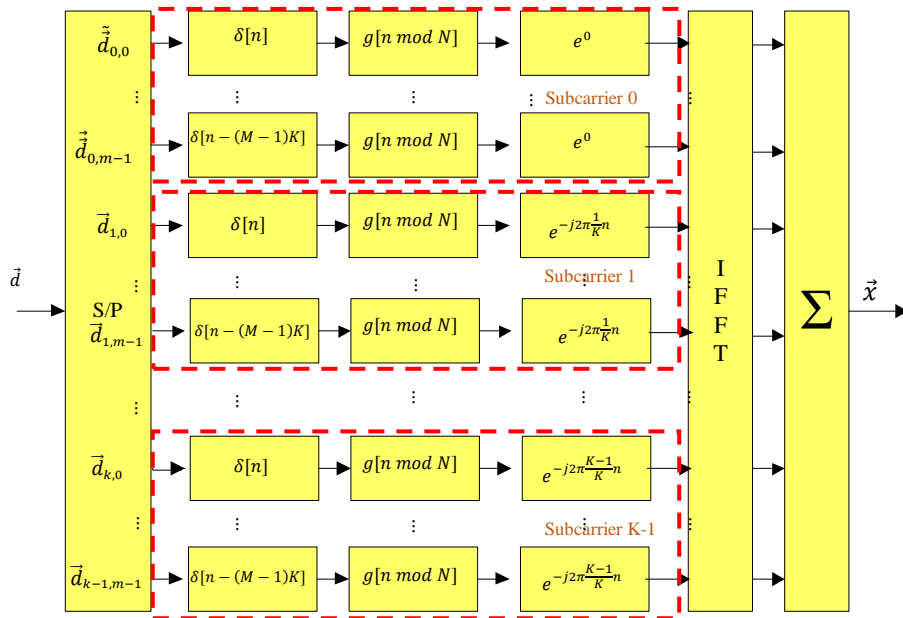
Gambar 2.13 di atas menunjukkan perbedaan partisi waktu antara OFDM dengan GFDM yang mungkin dapat memudahkan pemahaman tentang dekomposisi data pada GFDM. Pada Gambar 2.13, terlihat bahwa sinyal OFDM merupakan penjumlahan dari beberapa *subcarrier* dengan interval $1/T_s$ yang membawa beberapa simbol yang telah dibedakan berdasarkan *timeslot*. Sedangkan sinyal GFDM merupakan penjumlahan dari blok-blok berukuran $K \times M$ yang terpisah dengan interval M/T_s dan tiap bloknya berisi beberapa subsimbol dengan *timeslot* dan *subcarrier* yang berbeda. Perlu diketahui bahwa struktur blok pada GFDM ini dapat diatur, sehingga inilah yang membuat GFDM disebut sebagai skema *multicarrier* yang fleksibel.

Kembali pada blok diagram *transceiver* GFDM, masing-masing subsimbol hasil dekomposisi, di *upsampling* dengan faktor N_G untuk mengubahnya menjadi bentuk sinyal impuls. Masing-masing subsimbol pada *subcarrier* tertentu, dikonvolusi secara sirkular dengan sebuah filter *prototype* $g_{k,m}[n]$ dimana [3]:

$$g_{k,m}[n] = g[(n - mK) \bmod N_G] \exp\left[-j2\pi \frac{k}{K} n\right] \quad (2. 25)$$

Dari persamaan di atas, dapat dilihat bahwa filter *prototype* di atas terdiri dari dua komponen, yaitu $[(n - mK) \bmod N_G]$ dan bilangan *eksponensial*

kompleks. Komponen pertama merupakan filter sirkular yang berfungsi sebagai penggeser waktu untuk membedakan antara subsimbol satu dengan subsimbol lainnya berdasarkan *timeslot*. Sedangkan komponen kedua berfungsi sebagai penggeser sinyal dalam domain frekuensi. Setelah dikonvolusi dengan filter *prototype*, sinyal-sinyal tersebut kemudian di-*multiplex* sehingga menjadi sinyal satu blok GFDM. Berikut ini diagram blok dari proses yang terjadi untuk setiap blok GFDM.



Gambar 2. 14 Sistem Modulator GFDM

Jika $\vec{x}(t)$ merepresentasikan sinyal untuk satu blok GFDM, maka $\vec{x}(t)$ dapat dirumuskan dengan persamaan berikut [3]:

$$\vec{x}(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} g_{k,m}[n] \vec{d}_{k,m} \quad (2.26)$$

Di sisi penerima, terjadi proses sinkronisasi. Pada penelitian ini diasumsikan sinkronisasi ideal. Di dalam blok *equalizer* terjadi proses penghapusan pengaruh kanal. Di dalam penelitian ini, fungsi dari blok ini dipindah ke sisi pengirim sebagai *preequalizer* dan digunakan sebagai matriks *precoding*. Adapun *preequalizer* yang digunakan adalah *Minimum Mean Square*

Error (MMSE). Sehingga ketika diterima, proses yang terjadi di penerima adalah langsung ke tahap proses *de-precoding* yang akan dijelaskan pada subbab setelahnya serta proses demodulasi GFDM dan *demapper* untuk 16-QAM.

2.5.2 Kelebihan dan Kekurangan GFDM

Beberapa keunggulan utama dari GFDM yang dirangkum dari beberapa sumber adalah sebagai berikut :

1. Memiliki efisiensi spektrum yang lebih baik dibandingkan dengan GFDM karena penggunaan CP pada GFDM hanya ditambahkan di setiap blok GFDM.
2. Memiliki emisi OOB (*out-of-band*) lebih rendah dibandingkan dengan OFDM karena penggunaan filter *Root Raised Cosine* (RRC).
3. Memiliki nilai PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*) lebih rendah dibandingkan dengan OFDM.
4. Implementasi teknik MIMO pada GFDM sederhana seperti implementasi MIMO pada OFDM.
5. Memiliki fleksibilitas yang baik dalam hal pengaturan blok-blok GFDM sehingga mendukung teknik *spectrum fragmentation* untuk memanfaatkan spektrum *white space* pada frekuensi UHF dan dapat mencapai *throughput* yang tinggi sesuai *throughput* yang diharapkan pada skenario teknologi 5G.

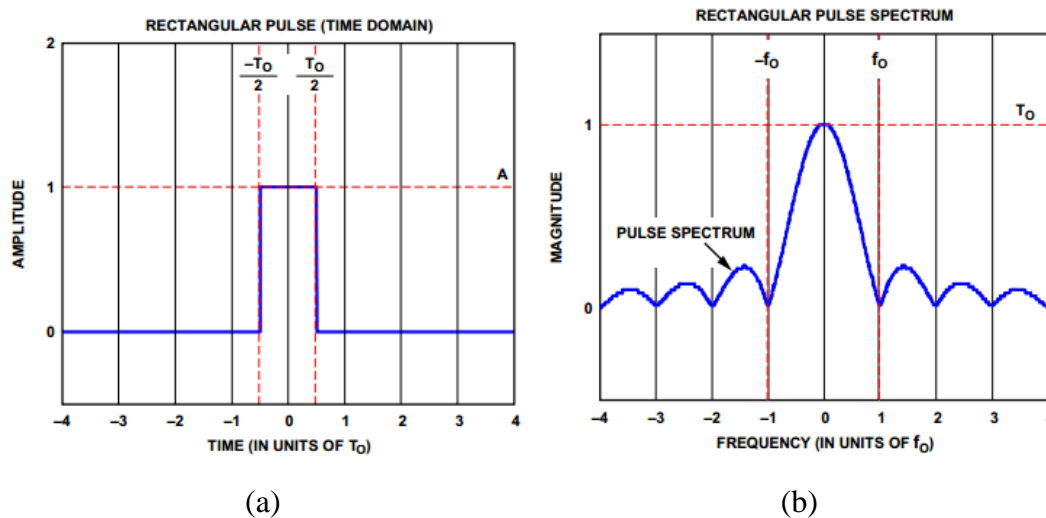
Sedangkan kekurangan GFDM seperti yang disebutkan pada [3], GFDM memiliki kompleksitas yang lebih tinggi jika dibandingkan dengan OFDM dan tiga kandidat *waveform* 5G lainnya.

2.6 Teknik *Pulse Shaping*

Di dalam sistem komunikasi digital, *pulse shaping* digunakan untuk pengaturan *bandwidth* dari sinyal yang akan ditransmisikan dengan tujuan untuk menghindari kesalahan *decoding* di sisi penerima. Penggunaan *pulse shaping* diatur dengan menggunakan ketentuan *Nyquist* seperti yang dituliskan pada persamaan (2.27), dimana *bandwidth* minimum, atau B_T , yang diperlukan untuk mentransmisikan sinyal adalah setengah dari kecepatan datanya atau R_b [27]. Jika hal tersebut tidak dipenuhi, beberapa informasi yang dikirim akan hilang.

$$R_b \leq 2B_T \quad (2.27)$$

Pada skema transmisi digital, pulsa dasar yang dibentuk untuk merepresentasikan bit informasi adalah *rectangular pulse*. Pulsa *rectangular* memiliki nilai amplitudo A dan periode T . Di domain frekuensi, spektrum pulsa *rectangular* berbentuk sinyal fungsi sinc yang terdefinisi dari $-\infty$ s.d. ∞ .



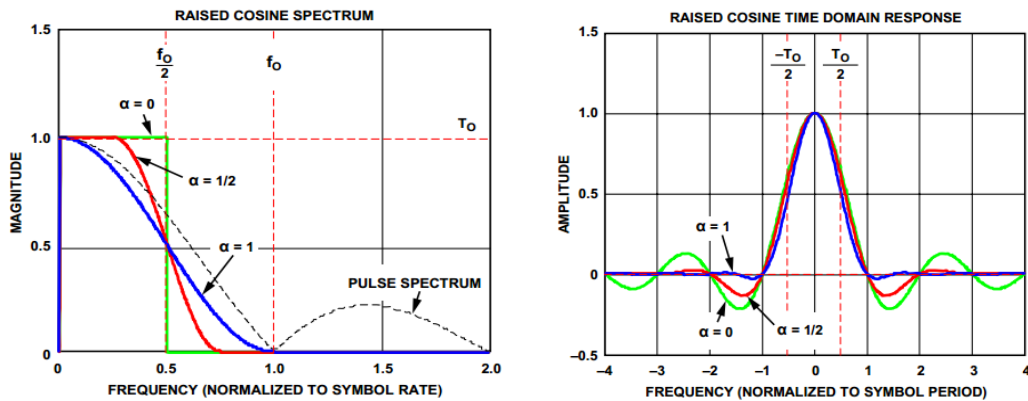
Gambar 2. 15 (a) Pulsa *Rectangular* Tunggal di Domain Waktu (b) *Spektrum* Pulsa *Rectangular* Tunggal di Domain Frekuensi [28]

Pada Gambar 2.15 (b), dapat dilihat bahwa nilai *magnitude* bernilai nol pada saat f_0 dan perulangannya. Notasi f_0 ini berhubungan dengan kecepatan *symbol* yang ditransmisikan. Di dalam aplikasi pentransmisian data, spektrum sinyal yang dilewatkan harus dibatasi pada *bandwidth* tertentu. Spektrum pulsa *rectangular* yang memiliki terdefinisi pada $\pm\infty$ di domain frekuensi, dapat dibatasi dengan penggunaan *Low Pass Filter* (LPF). Filter LPF akan mengubah pulsa *rectangular* dari bentuk aslinya menjadi lebih halus. Perilaku inilah yang disebut dengan *rectangular pulse shaping*.

Pemfilteran pulsa *rectangular* pada LPF memang dapat membatasi *bandwidth* sinyal yang akan ditransmisikan. Namun, di sisi lain, pemfilteran tersebut juga menyebabkan munculnya masalah baru, yaitu teredamnya osilasi [28]. Artinya, pulsa *rectangular* hanya menunjukkan amplitudo *non zero*-nya hanya selama interval pulsa, sedangkan bagian pulsa yang disaring akan

menimbulkan *ripple* pada bagian sebelum dan sesudah interval. Kehadiran *ripple* ini dapat menyebabkan kesalahan di proses *decoding*. Oleh karena itu, terdapat pilihan filter lainnya yang dapat menghasilkan pengurangan *bandwidth* yang diinginkan dengan tetap mempertahankan bentuk domain waktu yang tidak mengganggu proses *decoding* di *receiver*. Filter yang dimaksud adalah filter *raised cosine*.

Filter *raised cosine* disebut demikian karena memiliki bentuk respon frekuensi cosinus. Berikut ini gambar respon dari filter *raised cosine*.



Gambar 2. 16 Respon Filter *Raised Cosine*: (a) Di Domain Frekuensi (b) Di Domain Waktu [28]

Persamaan respon frekuensi dari filter *raised cosine* adalah sebagai berikut [28]:

$$H(\omega) = \begin{cases} \tau, & 0 \leq \omega \leq c \\ \tau \left\{ \cos^2 \left[\frac{\tau(\omega - c)}{4\alpha} \right] \right\}, & c \leq \omega \leq d \\ 0, & \omega > d \end{cases} \quad (2.28)$$

dimana, ω adalah frekuensi radian ($2\pi f$), τ adalah periode pulsa (ekuivalen dengan T_b), α adalah *roll-of-factor*, c adalah sama dengan $\pi(1 - \alpha)/\tau$, dan d adalah $\pi(1 + \alpha)/\tau$. *Roll-of-factor* yang dinotasikan dengan α merupakan karakteristik respon filter RC yang dapat disesuaikan dengan kebutuhan desain sistem komunikasi. Rentang nilai α ini adalah $0 \leq \alpha \leq 1$. Dalam kasus dimana

nilai $\alpha = 0$, respons frekuensi terbatas pada $\frac{1}{2} f_o$ yang disebut dengan frekuensi *Nyquist* (garis hijau). Pada saat kasus tersebut, filter yang terbentuk merupakan filter ideal. Sedangkan untuk $\alpha = 1$, respons frekuensi terbatas pada f_o (garis biru). Sebagai pembandingan, spektrum pulsa *rectangular* juga disertakan di dalam gambar untuk perbandingan, yaitu dengan garis hitam putus-putus.

Di domain waktu, pulsa RC memiliki *zero-crossing* yang bertepatan dengan titik tengah pulsa yang berdekatan. Keuntungan dari hal tersebut adalah apabila terjadi *ripple*, maka *ripple* tersebut akan melintasi nol sehingga tidak mengganggu penerima dalam proses pengambilan keputusan. Dalam hal pengaruh *roll-of-factor* pada pulsa, pada Gambar 2.16 (b), meningkatnya nilai α dari nol ke satu akan menyebabkan *passband* semakin tinggi sedangkan *ripple* semakin kecil. Hal tersebut menjadi pilihan menyesuaikan dengan sistem komunikasi yang ingin didesain. Penggunaan $\alpha=0$ pada filter RC menawarkan *bandwidth* yang efisien tetapi membutuhkan penanganan *ripple* yang lebih baik dibandingkan dengan penggunaan RC dengan $\alpha=1$ dan berlaku pula sebaliknya jika $\alpha=1$ digunakan.

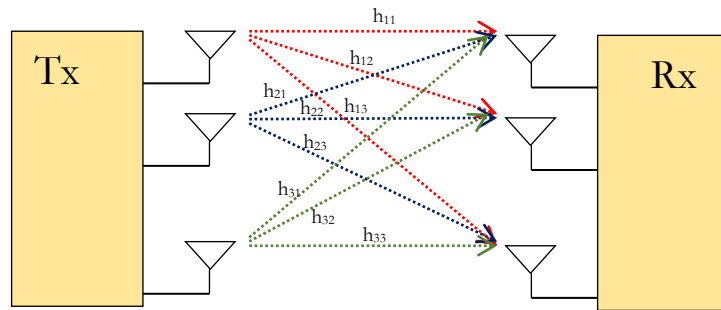
Selain filter *raised cosine*, terdapat filter bernama *root raised cosine filter*. Filter tersebut digunakan jika diinginkan penggunaan respon *raised cosine* sebagai perkalian dari dua identik respon, satu di pemancar dan satu di penerima [28]. Oleh karena itu, respon frekuensi dari *root raised cosine* adalah [28]:

$$H(\omega) = \begin{cases} \sqrt{\tau}, & 0 \leq \omega \leq c \\ \sqrt{\tau} \left\{ \cos \left[\frac{\tau(\omega - c)}{4\alpha} \right] \right\}, & c \leq \omega \leq d \\ 0, & \omega > d \end{cases} \quad (2.29)$$

2.7 Teknik MIMO (*Multiple Input Multiple Output*)

Teknik MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) merupakan teknik penggunaan antena jamak, baik di sisi *transmitter* maupun *receiver*, yang menerapkan teknik diversitas spasial. Pengertian dari teknik diversitas itu sendiri adalah teknik mengirimkan data yang sama dengan menggunakan beberapa jalur berbeda dimana jalur-jalur tersebut merambatkan sinyal menuju ke penerima.

Pada teknik transmisi SISO, kanal *multipath* merupakan suatu gangguan yang berarti bagi sinyal yang ditransmisikan. Namun, hal tersebut berlaku sebaliknya pada MIMO, dimana keberadaan kanal *multipath* justru merupakan suatu pendukung untuk mencapai nilai keakuratan estimasi data yang maksimum di sisi penerima. Terdapat dua teknik yang dapat digunakan untuk mentransmisikan sinyal dengan menggunakan MIMO, dua teknik tersebut yaitu teknik *Spatial Diversity* dan *Spatial Multiplexing*. Teknik *Spatial Diversity* digunakan apabila ingin meningkatkan kualitas sinyal terima sedangkan *Spatial Multiplexing* digunakan apabila ingin meningkatkan *data rate* sinyal yang dikirimkan. Kedua teknik ini akan dijelaskan lebih detail di sub sub bab berikutnya.



Gambar 2. 17 Sistem MIMO dengan Pengguna Tunggal

Gambar di atas merupakan gambaran dari teknik MIMO secara umum. Di sisi penerima terlihat bahwa setiap antenna menangkap sinyal dari semua antenna transmit. Jika N_T merupakan jumlah antenna di sisi pemancar dan N_R merupakan jumlah antenna di sisi penerima, maka representasi matriks dari respon kanal H dalam domain waktu diskrit yang memiliki ukuran $N_R \times N_T$ dapat dinyatakan sebagai berikut [16]:

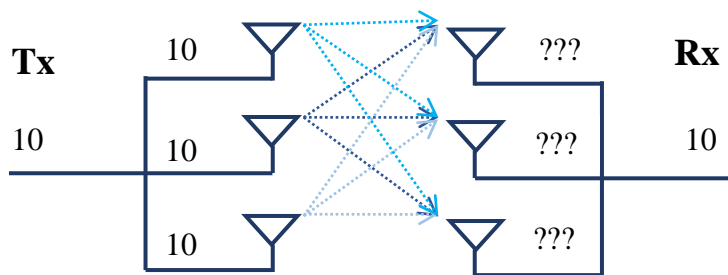
$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1} & h_{M2} & \cdots & h_{MN} \end{bmatrix} \quad (2. 30)$$

Jika x_n menotasikan sinyal yang dikirim oleh antenna ke- n , dimana $n=1,2,\dots,N_T$, menuju antenna penerima ke- m , dimana $m=1,2,\dots,N_R$, dan n_m adalah *noise* yang dihasilkan selama proses transmisi pada jalur ke- m , maka matriks dari sinyal yang diterima oleh antenna ke- m atau $y_m(t)$ secara sederhana dapat dituliskan sebagai berikut [16]:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1} & h_{M2} & \cdots & h_{MN} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_m \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

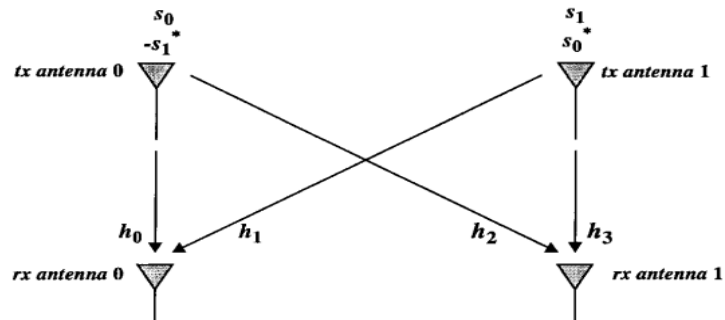
2.7.1 Spatial Diversity

Teknik *spatial diversity* pada MIMO dilakukan dengan cara mereplika deretan data yang akan dikirim. Data yang asli maupun data yang merupakan hasil replika ditransmisikan melalui antenna yang berbeda dan dikirim dengan menggunakan *coding* yang berbeda. Tujuan dari teknik *spatial diversity* adalah untuk mendapatkan kualitas sinyal terima yang bagus yang diukur dari parameter *diversity gain*-nya. Semakin banyak antenna yang digunakan di sisi penerima, *diversity gain* akan meningkat.



Gambar 2. 18 Teknik MIMO 3x3 dengan *Spatial Diversity*

Space Time Block Code (STBC) Alamouti merupakan pengkodean pada MIMO untuk mencapai *diversity gain* yang tinggi. Skema Alamouti 2x2 menunjukkan bahwa jumlah antenna pemancar yang digunakan adalah dua dan jumlah antenna penerima yang digunakan adalah dua. Adapun ilustrasi dari skema Alamouti 2x2 ditunjukkan oleh gambar berikut.



Gambar 2. 19 Skema Alamouti 2x2 [29]

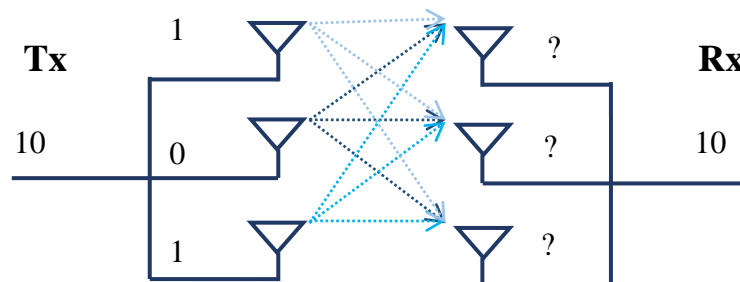
Pada gambar 2.19 tersebut dijelaskan bahwa pada saat ke- t , antenna pertama mengirim simbol s_0 dan antenna kedua mengirim simbol s_1 . Sedangkan pada saat $t + T$, antenna pertama mengirim simbol $-s_1^*$ dan antenna kedua mengirim simbol s_0^* . Secara matematis, penjelasan di atas direpresentasikan sebagai berikut:

$$\begin{bmatrix} s_0 & s_1 \\ -s_1^* & s_0^* \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

dimana baris pertama merupakan simbol yang dikirimkan oleh masing-masing antenna transmit pada saat waktu t dan baris kedua merupakan simbol yang dikirimkan oleh masing-masing antenna transmit pada saat waktu $t + T$.

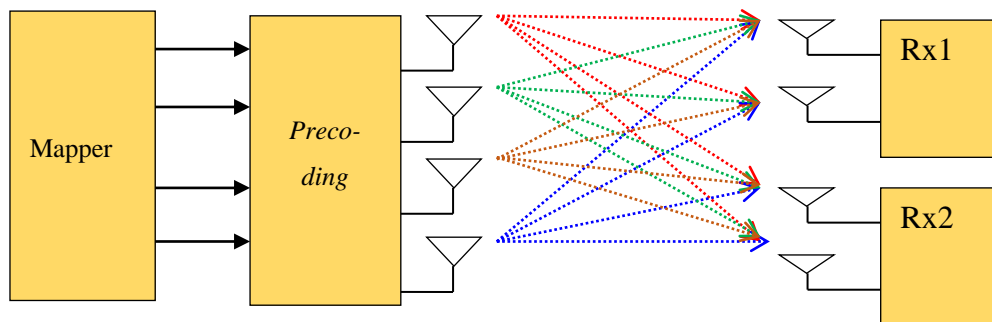
2.7.2 Spatial Multiplexing (SM)

Teknik konvensional *spatial multiplexing* (SM) pada MIMO dilakukan dengan cara membagi aliran data yang akan ditransmisikan menjadi N_T aliran data, dimana N_T adalah jumlah antenna transmit yang digunakan. Jumlah total daya untuk mentransmisikan data dibagi sama besar untuk setiap antenna pemancar.



Gambar 2. 20 Teknik *Spatial Multiplexing* MIMO 3x3

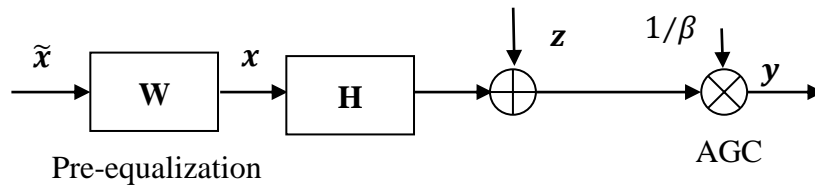
Teknik SM ini telah diterapkan pada sistem *multiuser* MIMO-OFDM. Meskipun mampu meningkatkan kecepatan transmisi data, penerapan SM juga meningkatkan kompleksitas di sisi penerima [16]. Pada referensi [16], meningkatnya kompleksitas sistem di penerima akibat penggunaan teknik SM diatasi dengan menggunakan teknik *precoding*. Prinsip kerja dari teknik *precoding* adalah dengan mengkalikan sinyal yang akan dikirim dengan matriks pembobot untuk menghasilkan suatu matriks *precoding*. Matriks pembobot didapatkan dari kondisi keadaan kanal yang telah diketahui oleh pemancar. Penggunaan matriks pembobot membantu dalam membedakan data pengguna yang satu dengan pengguna lainnya meskipun data semua pengguna di-*multiplex*. Akibatnya, proses deteksi di penerima dapat dilakukan dengan lebih sederhana.



Gambar 2. 21 *Spatial Multiplexing* dengan *Precoding* Pada MU-MIMO

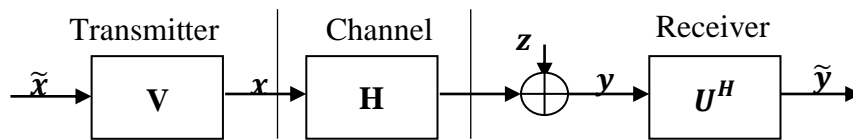
Di dalam implementasinya, teknik *precoding* digunakan apabila *channel state information* (CSI) diketahui di pemancar [16]. Berdasarkan cara pengkodeannya, teknik *precoding* dibedakan menjadi dua, yaitu teknik *precoding* untuk *pre-equalization* dan teknik *precoding* untuk *modal decomposition* [16].

Pada teknik *pre-equalization* yang ditunjukkan oleh Gambar 2.22, CSI yang didapatkan diproses untuk menjadi matriks pembobot kemudian dikalikan dengan data pengguna. Matriks *precoding* yang diperoleh kemudian dinormalisasi dengan suatu konstanta sebelum dikirimkan. Di sisi penerima, terdapat *Automatic Gain Control* (AGC) untuk mendenormalisasi sinyal sebelum sinyal dideteksi dan didemodulasi.



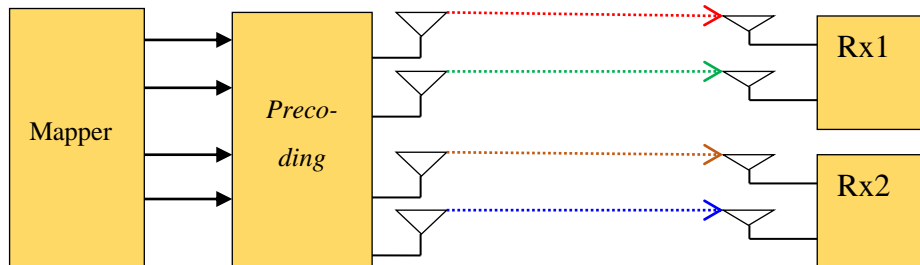
Gambar 2. 22 Teknik *Pre-equalization* [16]

Sedangkan pada teknik *modal decomposition* seperti yang ditunjukkan oleh Gambar 2.23, CSI yang didapatkan diolah dengan menggunakan *Singular Value Decomposition* (SVD). Matriks U dan V yang diperoleh, masing-masing diaplikasikan di sisi pemancar dan penerima untuk menghilangkan pengaruh interferensi dari data pengguna lainnya.



Gambar 2. 23 Teknik *Modal Decomposition* [16]

Baik teknik *preequalizer* maupun *modal decomposition*, keduanya mampu membuat proses transmisi yang terjadi seolah-olah bebas dari pengaruh kanal transmisi yang berdekatan atau *Co-Channel Interference* (CCI).



Gambar 2. 24 Transmisi Data Bebas CCI Pada MIMO SM

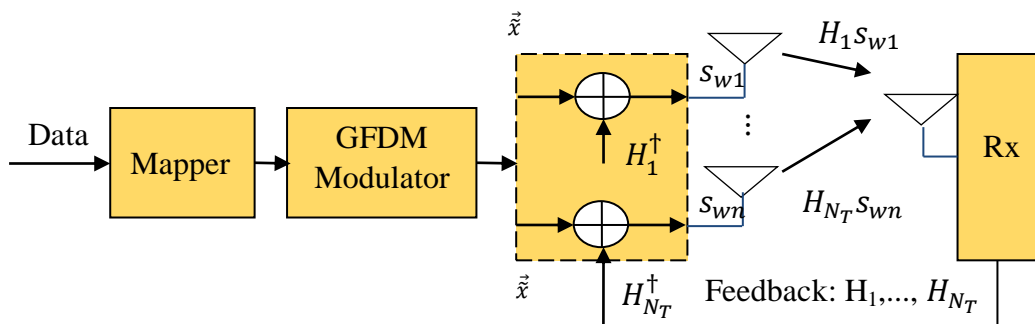
2.8 Teknik *Precoding Linier Regularized Channel Inversion* (RCI)

Teknik *precoding* merupakan generalisasi teknik *beamforming* yang mendukung skema transmisi yang melibatkan banyak aliran data dan penggunaan

banyak antenna atau MIMO. Pada teknik *precoding*, data pengguna dikalikan dengan suatu matriks pembobot dengan tujuan memudahkan proses pemisahan data di sisi penerima. Di dalam implementasinya, teknik *precoding* untuk sistem SDMA dapat dibagi menjadi tipe *precoding* linier dan nonlinier. *Precoding* non linier didesain dengan menggunakan konsep *Dirty Paper Coding* (DPC). Sedangkan *precoding* linier didesain dengan menggunakan konsep *equalizer* linier seperti *Zero Forcing* (ZF) dan *Minimum Mean Square Error* (MMSE)

Pada subbab sebelumnya, telah dijelaskan tentang teknik *precoding* pada sistem MIMO *spatial multiplexing* bahwa pada saat CSI diketahui di sisi pemancar, teknik *precoding* dapat digunakan [16]. Matriks *precoding* yang digunakan bisa diperoleh baik dengan teknik *pre-equalization* atau *modal decomposition* [16]. Beberapa teknik *precoding* yang mengadopsi teknik *pre-equalization* adalah *Channel Inversion* (CI) dan *Regularized Channel Inversion* (RCI). Sedangkan teknik *precoding* yang mengadopsi teknik *modal decomposition* adalah *Block Diagonalization* (BD). Di dalam penelitian, teknik *precoding* yang digunakan adalah teknik *pre-equalization* RCI.

Regularized Channel Inversion (RCI) merupakan pengembangan dari teknik *Channel Inversion* (CI). Keduanya merupakan *precoding* linier yang memiliki kompleksitas lebih rendah jika dibandingkan dengan *precoding* non linier. Prinsip kerja *precoding* CI adalah dengan melakukan *inverse* dari matriks kanal untuk memudahkan proses pengambilan sinyal yang diinginkan di sisi penerima. CI pada MU-MIMO menggunakan kriteria ZF, sehingga CI disebut juga sebagai *precoding zero-forcing transmit beamforming*.



Gambar 2. 25 Prinsip Kerja *Precoding Channel Inversion*

Gambar 2.25 di atas menunjukkan cara kerja CI konvensional. Pemancar melakukan tes kondisi kanal dengan mengirimkan sinyal ke penerima. Penerima kemudian merespon pemancar dengan mengirim *feedback*. Dari *feedback* inilah, pemancar mengetahui kondisi kanal. Pemancar kemudian melakukan *inverse* matriks kanal untuk menghasilkan suatu matriks pembobot. Matriks pembobot dikalikan dengan simbol-simbol GFDM dan menghasilkan matriks *precoding* s . Secara matematis, matriks pembobot W_{CI} dan matriks *precoding* s dari CI-ZF dirumuskan sebagai berikut [16]:

$$W_{CI} = (HH^H)^{-1} \quad (2.33)$$

$$s = W_{CI} \vec{x} \quad (2.34)$$

Matriks s kemudian dinormalisasi dengan konstanta β_{CI} sebelum dikirimkan [16].

$$s_w = \frac{s}{\sqrt{\beta_{CI}}} \quad (2.35)$$

dimana γ_{CI} adalah normalisasi gain dan dinyatakan sebagai [16]:

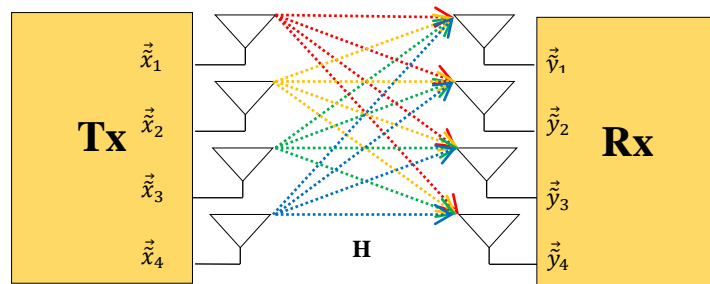
$$\beta_{CI} = E[\|s\|^2] = E\left[\|H^H(HH^H)^{-1}\vec{x}\|^2\right] \approx \|H^H(HH^H)^{-1}\|^2 \quad (2.36)$$

Notasi $(\|\cdot\|)$ pada persamaan di atas merupakan *Frobenius norm*, dimana [16]:

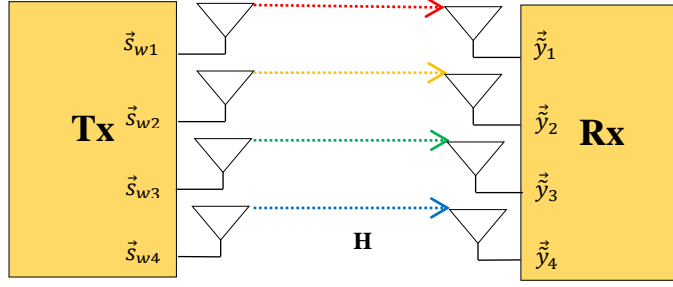
$$\|A\| = \sqrt{\text{trace}(AA^H)} \quad (2.37)$$

Operasi *trace* pada persamaan 2.37 menunjukkan operasi untuk menjumlahkan elemen diagonal dari suatu matriks bujur sangkar.

Penggunaan matriks pembobot di atas bertujuan untuk menghilangkan pengaruh interferensi-interferensi pada sinyal yang diterima akibat *Inter User Interference* (IUI). Ilustrasi sistem MIMO sebelum dan sesudah menggunakan *precoding CI* ditunjukkan oleh gambar berikut.



Gambar 2. 26 Sistem MIMO 4x4 Sebelum Proses *Precoding*



Gambar 2. 27 Sistem MIMO 4x4 Setelah Proses *Precoding*

CI-ZF diketahui memiliki beberapa kekurangan, yaitu hanya optimal pada lingkungan dengan SNR dan ketersediaan power yang tinggi, CSI yang diketahui sempurna, dan menimbulkan faktor *noise enhancement* akibat penggunaan detektor ZF di sisi penerima. Berdasarkan kekurangan-kekurangan dari CI-ZF tersebut maka pada penelitian selanjutnya, yaitu [20], diusulkan teknik *precoding Regularized Channel Inversion* (RCI), yaitu CI yang mengadopsi MMSE di sisi *receiver* dengan tujuan untuk menghilangkan IUI tanpa menimbulkan *noise enhancement*, dan meningkatkan SINR. Adapun besarnya perbaikan SINR yang terdapat pada RCI dibandingkan dengan teknik CI sebelumnya, disebutkan pada penelitian [20]. Berikut ini matriks pembobot dari RCI dan matriks *precoding* s yang dihasilkan [16]:

$$W_{RCI} = H^H(HH^H + \sigma^2I)^{-1} \quad (2.38)$$

$$s = W_{RCI}\tilde{x} \quad (2.39)$$

Sedangkan matriks normalisasinya adalah [16]:

$$s_w = \frac{s}{\sqrt{\beta_{RCI}}} \quad (2.40)$$

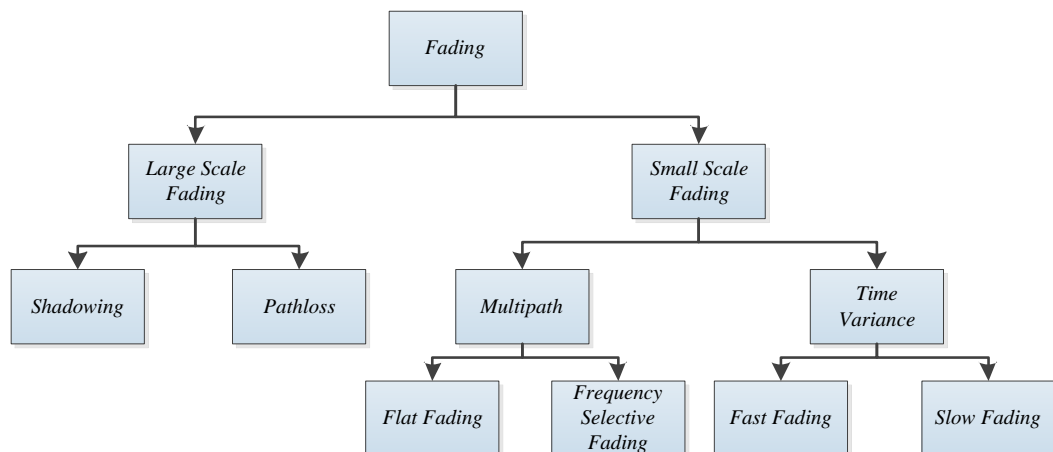
dimana γ_{RCI} adalah normalisasi gain dan dinyatakan sebagai [16]:

$$\beta_{RCI} = E[\|s\|^2] = E\left[\|H^H(HH^H + \sigma^2I)^{-1}\tilde{x}\|^2\right] \approx \|H^H(HH^H + \sigma^2I)^{-1}\| \quad (2.41)$$

Pada RCI, sistem dapat mencapai SINR yang maksimum, namun, IUI tidak dapat dihilangkan secara total. Meskipun IUI tidak dapat dihilangkan secara total, IUI yang mengganggu tersebut bersifat *low* dan dapat diatasi dengan menggunakan teknik pemilihan berdasarkan daya terima yang paling besar.

2.9 Kanal Nirkabel

Kanal nirkabel merupakan salah satu aspek penting yang menjadi pertimbangan dalam memodelkan sebuah sistem komunikasi nirkabel. Hal tersebut disebabkan lingkungan kanal nirkabel merupakan penentu baik buruknya performansi sistem komunikasi nirkabel. Di dalam proses transmisi yang sebenarnya, gelombang yang dipancarkan oleh pengirim tidak secara langsung tertuju kepada penerima. Namun, gelombang-gelombang tersebut mengalami beberapa fenomena seperti pemantulan, difraksi, dan penghamburan oleh objek-objek yang terdapat diantara pengirim dan penerima. Adanya fenomena-fenomena tersebut menyebabkan daya sinyal di sisi penerima mengalami *fading*.

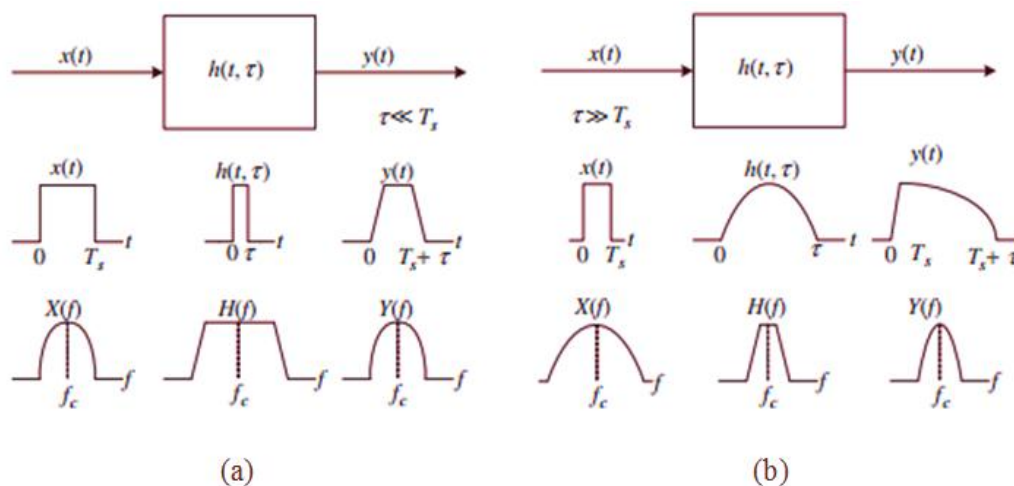


Gambar 2. 28 Klasifikasi *Fading*

Fading adalah efek dari interferensi atau superposisi gelombang *multipath* dimana gelombang-gelombang tersebut mempunyai amplitudo dan fasa yang berbeda sehingga menyebabkan terjadinya fluktuasi daya sinyal di sisi penerima. Seperti yang disebutkan sebelumnya, pada saat berpropagasi, gelombang mengalami refleksi, difraksi, dan penghamburan/ *scattering*. Refleksi terjadi pada saat gelombang radio mengalami pemantulan yang disebabkan oleh penghalang yang memiliki dimensi lebih besar dibandingkan dengan panjang gelombang sinyal yang ditransmisikan. Difraksi adalah fenomena saat gelombang terhalang oleh suatu permukaan benda yang tajam sehingga menghasilkan gelombang semu yang merambat ke arah penerima. Sedangkan penghamburan

sinyal (*signal scattering*) terjadi pada saat sinyal terhalang oleh benda-benda yang berdimensi lebih kecil dibandingkan dengan panjang gelombang sinyal yang ditransmisikan. Penghamburan sinyal ini kemudian akan menyebabkan sinyal dipantulkan ke segala arah, contohnya adalah terhamburnya sinyal oleh air hujan.

Secara garis besar, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.28 di atas, fenomena *fading* diklasifikasikan menjadi dua tipe, yaitu *large scale fading* dan *small scale fading*. Sesuai dengan namanya, *large scale fading* merupakan pengamatan *fading* pada skala besar yang terjadi pada saat *mobile user* berpindah pada jarak yang jauh (lebih dari 1 km). Analisis *fading* dalam skala besar dilakukan dengan menggunakan analisis *pathloss* dan *shadowing*. *Pathloss* merupakan *loss* transmisi yang akibat jarak yang ditempuh oleh *user*. Oleh karena itu, secara matematis, *pathloss* direpresentasikan ke dalam fungsi jarak. Untuk analisis *shadowing*, dilakukan dengan menghitung rata-rata *loss* pada jarak tertentu dibanding dengan jarak referensi. Pemodelan kanal yang sering digunakan untuk menganalisis *large scale fading* diantaranya adalah model Okumura-Hatta, COST 231, dan Walfish Ikegami.



Gambar 2. 29 Karakteristik *fading* berdasarkan dispersi waktu: (a) *Flat fading* (b) *Frequency Selective Fading* [16]

Jenis *fading* selanjutnya adalah *small scale fading*, yaitu analisis *fading* pada skala kecil dimana analisis *fading* dilakukan dengan mengamati *fading* akibat perpindahan *user* pada jarak yang dekat. Jenis *fading* inilah yang akan

digunakan pada penelitian ini. Pada *small scale fading*, penyebab *fading* diklasifikasikan berdasarkan dispersi waktu dan dispersi frekuensi.

Berdasarkan dispersi waktu, *small scale fading* dibedakan menjadi *flat fading* dan *frequency selective fading*. *Flat fading* terjadi apabila periode simbol lebih besar dibandingkan *delay spread* dari kanal *multipath*. Dengan kata lain *bandwidth* sinyal yang ditransmisikan lebih kecil jika dibandingkan dengan *bandwidth* koheren kanal. Sebaliknya, *frequency selective fading* terjadi apabila periode simbol lebih kecil dibandingkan *delay spread* dari kanal *multipath*. Dengan kata lain *bandwidth* sinyal yang ditransmisikan lebih besar jika dibandingkan dengan *bandwidth* koheren kanal. Saat terjadi kondisi *frequency selective fading*, sinyal yang diterima akan mengalami ISI (*Inter Symbol Interference*). Perbedaan antara *flat fading* dan *frequency selective fading* dapat dilihat pada Gambar 2.29 di atas.

Dari klasifikasi jenis *fading* berdasarkan dispersi waktu di atas, diketahui bahwa ada dua parameter yang menjadi acuan klasifikasi, yaitu *delay spread* dan *bandwidth* koheren kanal. *Delay spread* merupakan perbandingan antara sinyal yang datang paling awal dengan sinyal yang datang paling akhir di penerima. Sedangkan *bandwidth* koheren merupakan *bandwidth* yang tersedia pada kanal. Berikut ini hubungan secara matematis antara *delay spread* (σ_τ) dan *bandwidth* koheren (B_c) [16]:

$$B_c \approx \frac{1}{\sigma_\tau} \quad (2.42)$$

Selanjutnya, ditinjau berdasarkan dispersi frekuensi, *small scale fading* dibedakan menjadi *fast fading* dan *slow fading*. Pada *fast fading*, periode simbol lebih besar daripada waktu koheren kanal *multipath* sehingga respon impuls kanal bervariasi lebih cepat selama periode simbol. Sebaliknya, pada *slow fading*, periode simbol lebih kecil daripada waktu koheren kanal *multipath* sehingga respon impuls kanal bervariasi lebih lambat selama periode simbol. Variasi pada domain waktu ini menyebabkan pergeseran frekuensi yang dikenal dengan istilah pergeseran Doppler. Dari klasifikasi jenis *fading* berdasarkan dispersi frekuensi, parameter yang menjadi acuan klasifikasi, yaitu pergeseran doppler dan waktu koheren. Waktu koheren itu sendiri merupakan waktu pengamatan kanal. Berikut

ini hubungan antara waktu koheren (T_c) dengan frekuensi maksimum (f_m) yang dihasilkan dari pergeseran Doppler [16]:

$$T_c \approx \frac{1}{f_m} \quad (2.43)$$

Pada penelitian yang dilakukan, pemodelan *fading* yang digunakan adalah *small scale fading* yang secara dispersi waktu bersifat *flat fading* sedangkan secara dispersi frekuensi bersifat *slow fading*. Setelah mengetahui jenis dan karakteristik pemodelan *fading* yang digunakan di dalam simulasi penelitian, selanjutnya akan dibahas mengenai model statistik kanal nirkabel yang digunakan.

2.10 Kanal *Additive White Gaussian Noise* (AWGN)

Pada pemodelan sistem komunikasi, kanal *Additive White Gaussian Noise* (AWGN) merupakan kanal yang selalu ditambahkan sebelum sinyal diterima oleh penerima. *Noise Gaussian* ditambahkan tepat sebelum sinyal diterima karena pada kondisi tersebut diasumsikan kanal telah mencapai gangguan maksimalnya. *Noise Gaussian* itu sendiri sebenarnya merupakan *noise* yang muncul akibat dari panas perangkat sehingga disebut juga sebagai *thermal noise*. Sesuai dengan namanya ‘*additive*’, *noise* AWGN merupakan *noise* yang mengganggu sinyal dengan cara menambahkan dirinya ke dalam sinyal informasi. Jika direpresentasikan ke dalam bentuk matematis, sinyal terima yang terganggu oleh *noise Gaussian* dituliskan sebagai berikut:

$$y(t) = x(t) + n(t) \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.44)$$

dimana $y(t)$ merupakan sinyal yang diterima *receiver*, $x(t)$ adalah sinyal yang dikirim, dan $n(t)$ adalah *noise Gaussian*.

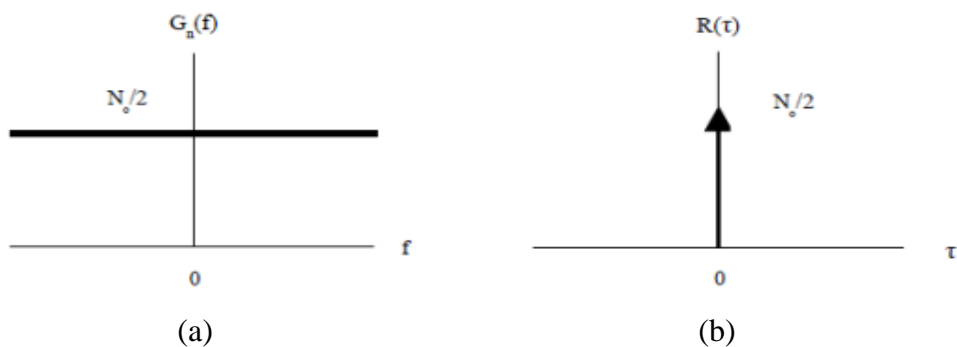
Selain bersifat *additive*, *noise* AWGN memiliki karakteristik spektrum tersebar merata di seluruh spektrum frekuensi dan *noise* yang memiliki karakteristik spektrum demikian disebut sebagai *white noise*. Oleh karena itu, *power spectral density* (PSD) dari kanal AWGN bernilai konstan di sepanjang frekuensi atau secara matematis dapat dituliskan sebagai berikut:

$$G_n(f) = \frac{N_o}{2} [\text{watt} / \text{Hz}] \quad (2.45)$$

Konstanta dua pada persamaan di atas menunjukkan bahwa AWGN *noise* memiliki rapat spektrum dua sisi. Dari persamaan PSD yang diperoleh, dapat ditentukan fungsi otokorelasi *noise* AWGN sebagai berikut:

$$R_x = F^{-1}[G_n(f)] = \frac{N_o}{2} \delta(\tau) \quad (2.46)$$

Berdasarkan persamaan (2.45) dan (2.46) maka PSD dan fungsi otokorelasi dari *noise Gaussian* dapat digambarkan sebagai berikut:



Gambar 2. 30 *Gaussian Noise*: (a) PSD (b) Fungsi Otokorelasi [24]

Sedangkan jika ditinjau dari distribusinya, *noise* AWGN memiliki distribusi normal yang disebut juga dengan distribusi *Gaussian* dan memiliki *probability density function* (pdf) yang mengikuti persamaan berikut [16]:

$$f_x(x) = \frac{1}{\sigma_x \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(x - \mu_x)^2}{2\sigma_x^2}\right] \quad (2.47)$$

dimana σ_x adalah standar deviasi dari x dan σ_x^2 adalah *variance*-nya.

Pada pembangkitan kanal AWGN di Matlab, kanal AWGN dibangkitkan dengan suatu bilangan random berdistribusi normal yang memiliki nilai *mean* sebesar nol dan nilai standar deviasi sebesar satu. Namun, jika ingin melakukan pengaturan nilai energi *noise* ke dalam suatu nilai tertentu, nilai standar deviasi dapat diubah dan kemudian dikalikan dengan bilangan random yang dibangkitkan.

2.11 Teknik Estimasi *Bit Error Rate* (BER)

Pada sistem komunikasi, *Bit Error Rate* (BER) merupakan salah satu parameter yang menunjukkan kualitas transmisi. BER adalah probabilitas bit yang diterima salah. Nilai BER dapat diestimasi dengan menggunakan beberapa teknik yang diantaranya adalah [30]:

1. Simulasi *Monte Carlo*
2. Metode *Importance Sampling*
3. Metode *Tail Extrapolation*
4. Estimasi analisis *Quasi*
5. Estimasi BER berdasarkan rasio *Log-likelihood*

Teknik estimasi BER di atas merupakan beberapa contoh teknik yang sering digunakan dan masih terdapat beberapa teknik estimasi BER lainnya. Namun, di antara beberapa teknik estimasi BER di atas, teknik simulasi *Monte Carlo* merupakan teknik estimasi BER yang sering digunakan. Pada teknik simulasi *Monte Carlo*, penghitungan BER dilakukan dengan membagi jumlah bit salah yang diterima dengan total bit yang ditransmisikan [30]:

$$BER = \frac{\text{Jumlah Bit Error}}{\text{Total Bit Dikirim}} \quad (2.48)$$

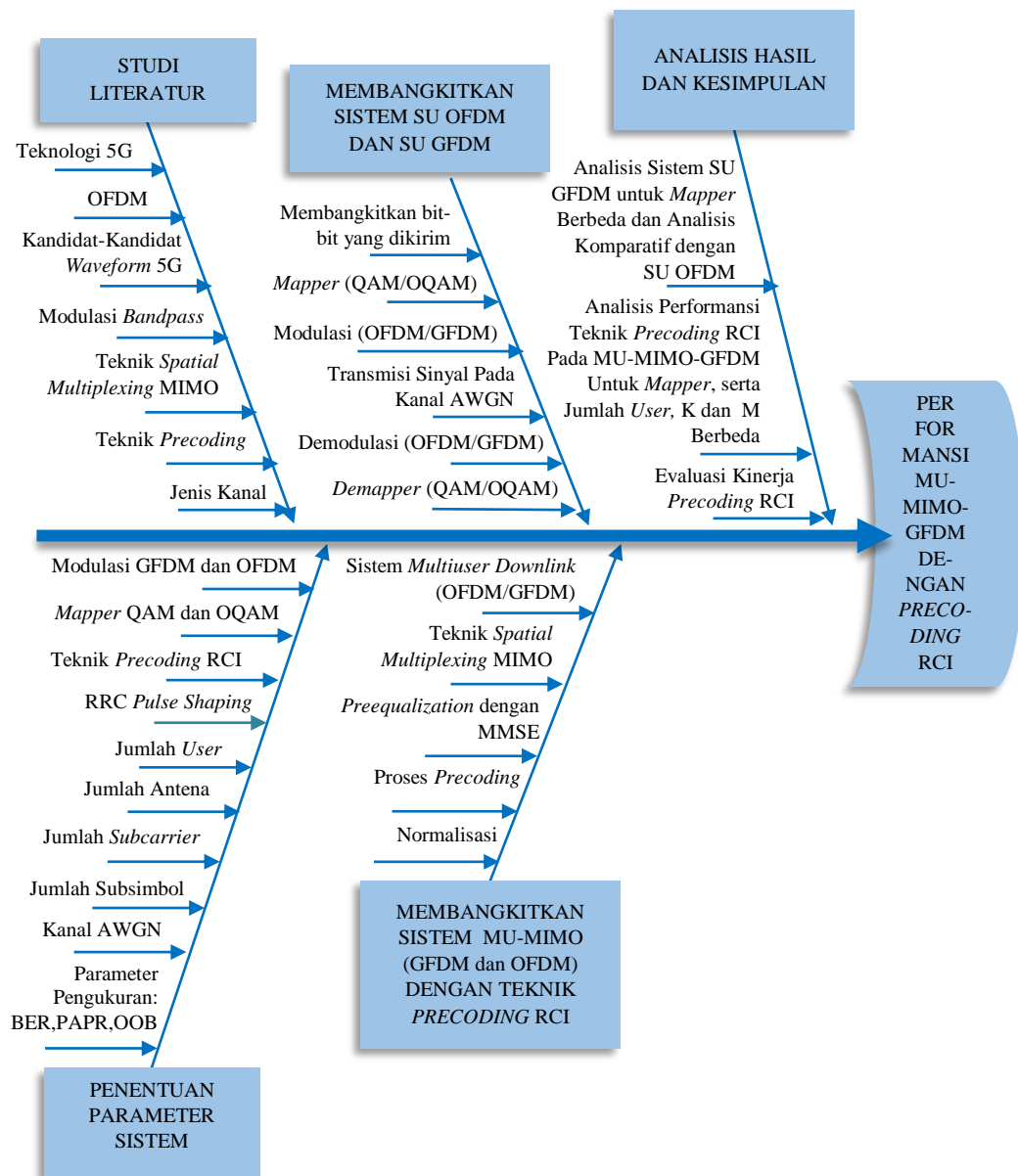
Kelebihan dari teknik simulasi *Monte Carlo* adalah relatif sederhana tetapi memiliki kekurangan komputasi yang tinggi untuk nilai BER rendah yang dikehendaki [30].

BAB 3

METODOLOGI PENELITIAN

3.1 Langkah-langkah Penelitian

Langkah-langkah yang dilakukan di dalam penelitian Tesis ini secara umum dijelaskan dengan menggunakan diagram *Fishbone* seperti yang ditunjukkan pada Gambar 3.1.



Gambar 3. 1 Diagram *Fishbone* Langkah Penelitian

Penelitian diawali dengan studi literatur. Hasil dari studi literatur yang telah dilakukan adalah berupa topik penelitian dan parameter-parameter sistem yang akan dibangkitkan dan dianalisis.

Setelah parameter-parameter sistem ditentukan, dilakukan pembangkitan sistem GFDM dan OFDM untuk kasus pengguna tunggal. Masing-masing GFDM dan OFDM yang dibangkitkan terdiri dari dua sistem, satu sistem menggunakan *mapper* 16-QAM dan satu sistem lainnya menggunakan 16-OQAM. Adapun kanal transmisi yang digunakan untuk pengujian sistem adalah kanal AWGN.

Setelah didapatkan sistem OFDM dan GFDM dengan pengguna tunggal, langkah penelitian selanjutnya adalah melakukan modifikasi sistem untuk kasus banyak pengguna. Di dalam lingkungan banyak pengguna, teknik *precoding* RCI digunakan untuk mengatasi interferensi antar kanal pengguna dengan asumsi informasi kondisi kanal diketahui sempurna. Selanjutnya, dilakukan proses pengujian dan analisis hasil berdasarkan beberapa skenario pengujian.

3.2 Parameter-parameter Simulasi

Dalam subbab ini akan diuraikan beberapa parameter sistem yang digunakan di dalam mendesain sistem komunikasi yang diusulkan, yaitu sistem *multiuser* MIMO-GFDM (MU-MIMO-GFDM) dengan menggunakan teknik *precoding Regularized Channel Inversion* (RCI). Selain menguraikan parameter sistem yang akan diusulkan, di dalam subbab ini juga akan diuraikan parameter sistem pembandingnya, yaitu sistem *multiuser* MIMO-OFDM (MU-MIMO-OFDM) dengan menggunakan teknik *precoding Regularized Channel Inversion* (RCI). Berikut ini parameter-parameter yang ditetapkan pada dua sistem yang dibangkitkan.

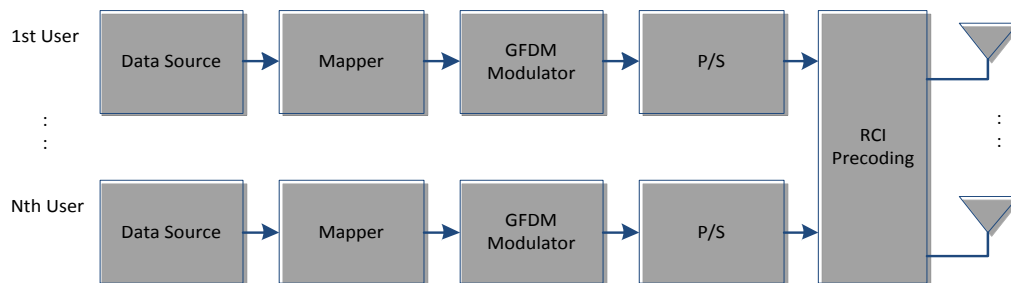
Tabel 3. 1 Parameter Sistem yang Diusulkan dan Sistem Pembanding

Jenis Parameter	Sistem Yang Diusulkan	Sistem Pembanding
Total bit yang dibangkitkan	1.240 Kbit/ <i>user</i>	1.240 Kbit/ <i>user</i>
<i>Mapper</i>	QAM dan OQAM	QAM
<i>Pulse shaping</i>	<i>Root Raised Cosine</i> (RRC)	<i>Rectangular</i>
<i>Roll of factor</i>	0 dan 1	-

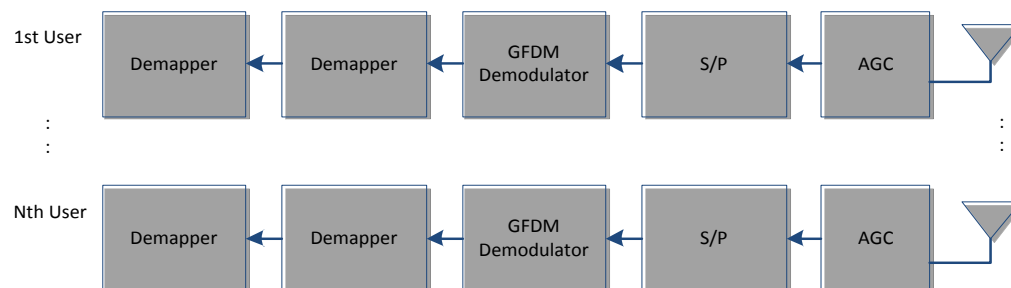
Jumlah <i>point</i> IFFT	512	512
Jumlah data yang dibawa per simbol	310 data	310 data
Jumlah <i>subcarrier</i> (K)	16	512
Jumlah subsimbol (M)	32	-
Teknik <i>precoding</i>	RCI	RCI
Jumlah <i>user</i>	2,4,6,10	2,4,6,10
Jenis kanal	AWGN	AWGN

3.3 Pemodelan Sistem

Pemodelan sistem secara umum, untuk sistem MU-MIMO-GFDM dan MU-MIMO-OFDM, beserta teknik *precoding* yang akan disimulasikan, dimodelkan dengan diagram blok pada Gambar 3.2 dan Gambar 3.3. Gambar 3.2 merupakan diagram blok dari pemodelan sistem di pemancar sedangkan Gambar 3.3 merupakan diagram blok dari pemodelan sistem di penerima.



Gambar 3. 2 Diagram Blok *Transmitter* MU-MIMO-GFDM



Gambar 3. 3 Diagram Blok *Receiver* MU-MIMO-GFDM

Pada diagram blok *transmitter* di atas, *base station* membangkitkan data untuk masing-masing pengguna. Bit-bit informasi masing-masing pengguna kemudian dipetakan ke dalam simbol tertentu. Di dalam penelitian ini, skema

transmisi yang menggunakan teknik GFDM dibuat menjadi dua sistem dengan perbedaan, yaitu sistem pertama menggunakan *mapper* 16-QAM dan sistem kedua menggunakan *mapper* 16-OQAM. Untuk sistem pembanding yang menggunakan teknik OFDM, hanya dibuat satu sistem dengan menggunakan *mapper* QAM. Setelah melalui *mapper*, data dimodulasi dengan GFDM atau OFDM modulator. Data yang telah modulasi kemudian diubah ke dalam data serial di dalam blok *serial-to-parallel* atau S/P. Sebelum data semua pengguna dikirimkan, masing-masing data pengguna dikalikan terlebih dahulu dengan matriks pembobot dan kemudian dinormalisasi dengan suatu konstanta di dalam blok RCI *precoding*. Data yang telah melalui sistem *precoding* RCI kemudian dilewatkan melalui kanal AWGN.

Di sisi penerima, masing-masing pengguna mendapatkan data sesuai dengan data yang dialamatkan oleh BS kepada pengguna tersebut. Di masing-masing penerima mengaplikasikan AGC atau *Automatic Gain Control* yang berfungsi di dalam proses denormalisasi sinyal yang diterima. Data yang keluar dari blok AGC kemudian dikonversi ke dalam bentuk paralel untuk dipilah. Proses pemilahan bertujuan untuk memisahkan *cyclic prefix* dengan simbol-simbol yang mengandung informasi. Setelah simbol yang diinginkan didapat, masing-masing perangkat pengguna kemudian melakukan proses demodulasi dan *demapping* untuk mendapatkan kembali bit-bit informasi. Proses perancangan sistem per masing-masing blok akan dijelaskan lebih detail pada subbab berikutnya.

3.4 Pembangkitan Sistem di Pemancar

3.4.1 Pembangkitan Bit-bit Informasi

Di dalam proses pembangkitan informasi, bit-bit yang dibangkitkan merupakan bilangan random integer dengan nilai minimum 0 dan nilai maksimum 1 yang berdistribusi *uniform*. Adapun *syntax* Matlab yang digunakan adalah sebagai berikut:

```
info = randint(1,N_bit)
```


`info` merupakan total bit informasi semua pengguna yang dibangkitkan, merupakan fungsi pada Matlab yang berfungsi untuk membangkitkan bilangan acak integer yang berdistribusi *uniform*. `N_bit` adalah total bit informasi yang dibangkitkan untuk semua pengguna. Adapun jika direpresentasikan ke dalam matriks, total bit informasi yang dibangkitkan adalah $1 \times N_bit$.

Peluang munculnya bit 0 dan 1 dari hasil *running syntax* di atas, dapat diketahui dengan algoritma sebagai berikut [30]:

$$\text{Peluang bit 1} = \frac{\sum_{n=1}^N (x_n)}{N} \quad (3.1)$$

$$\text{Peluang bit 0} = 1 - \frac{\sum_{n=1}^N (x_n)}{N} \quad (3.2)$$

dimana N dalam hal ini adalah `N_bit` dan x_n adalah bit 1.

3.4.2 Quadrature Amplitude Multiplexing (QAM)

Pengiriman yang dilakukan dalam bentuk simbol daripada bit merupakan salah satu cara untuk meningkatkan kecepatan *data rate*. Hal tersebut terjadi karena pada pemetaan bit ke dalam simbol tertentu, satu simbol dapat membawa lebih dari satu bit informasi. Banyaknya bit yang dibawa oleh satu simbol tergantung pada orde modulasinya atau dikenal dengan istilah *M-ary*. Misalnya, modulasi dengan *16-ary* memiliki arti bahwa satu simbol dapat membawa total bit sebanyak $\log_2 16$.

Modulasi QAM merupakan teknik pemetaan yang digunakan pada penelitian ini. Pada pemetaan QAM, bit-bit informasi dipetakan ke dalam suatu ruang yang memiliki nama basis *inphase* dan *quadrature phase*. Dalam simulasi yang dilakukan, berikut ini *syntax* yang digunakan:

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

```

dimana:

sp merupakan variabel yang menyimpan hasil dari proses S/P

$xI1$ adalah bit-bit pada cabang pertama yang diubah ke dalam nilai ± 1

$xI2$ adalah bit-bit pada cabang kedua yang diubah ke dalam nilai $+1$ atau $+3$

$xQ1$ adalah bit-bit pada cabang ketiga yang diubah ke dalam nilai ± 1

$xQ2$ adalah bit-bit pada cabang kedua yang diubah ke dalam nilai $+1$ atau $+3$

xI adalah perkalian antara $xI1$ dan $xI2$ yang hasilnya akan ditumpangkan pada kanal *inphase*

xQ adalah perkalian antara $xI1$ dan $xI2$ yang hasilnya akan ditumpangkan pada kanal *quadrature phase*

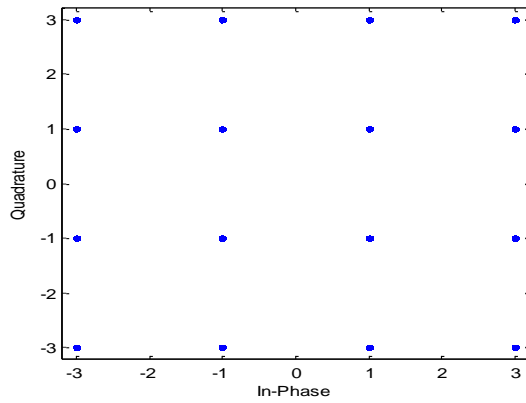
qam adalah variabel yang menyimpan hasil penjumlahan

Deretan bit yang telah dibangkitkan, dikonversi ke dalam bentuk paralel yang memiliki cabang 4 dengan fungsi `reshape`. Banyaknya cabang pada proses S/P disesuaikan dengan banyaknya bit yang dibawa oleh satu simbol QAM. Karena di dalam penelitian ini menggunakan 16-QAM maka jumlah bit yang dibawa oleh satu simbol QAM sebanyak 4 bit.

Cara untuk mendapatkan *scatter plot* dari diagram konstelasi 16-QAM pada Matlab adalah dengan menggunakan *syntax scatterplot* seperti berikut.

```
scatterplot(qam)
```

dimana qam adalah variabel pada Matlab yang menyimpan hasil keluaran modulasi QAM. Gambar di bawah ini merupakan hasil dari *scatter plot* simbol-simbol QAM yang diperoleh dari proses modulasi.



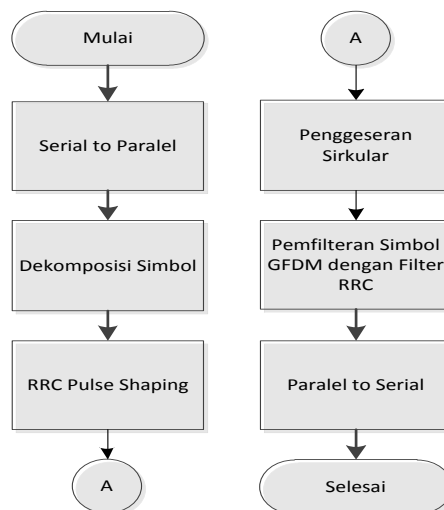
Gambar 3. 4 Scatter Plot Simbol QAM yang Diperoleh

3.4.3 Offset Quadrature Amplitude Multiplexing (OQAM)

Pada OQAM, awal dari proses modulasi yang dilakukan sama seperti proses modulasi QAM. Penggeseran yang dilakukan pada bagian *quadrature phase* dari simbol dilakukan pada saat proses penggeseran secara sirkular pada filter *prototype* yang akan dijelaskan lebih detail pada subsubsubbab 3.4.4.4.

3.4.4 Proses Modulasi GFDM

Pada proses modulasi GFDM, proses-proses yang terjadi dijelaskan melalui diagram alir sebagai berikut.



Gambar 3. 5 Diagram Alir Proses Modulasi GFDM

3.4.4.1 Proses Serial-to-Parallel

Di dalam proses ini, deretan simbol serial hasil keluaran *mapper*, diubah ke dalam bentuk paralel dengan jumlah cabang sama dengan jumlah baris simbol yang akan ditumpangkan di setiap satu blok GFDM. Misalnya, pada penelitian ini, jumlah *subcarrier* dan subsimbol yang digunakan secara berturut-turut adalah 16 dan 32. Jika dituliskan dalam bentuk matriks maka akan menjadi 16x32. Sehingga, jumlah elemen pada satu blok GFDM adalah 512. Namun, tidak semua elemen blok tersebut diisi oleh simbol-simbol keluaran *mapper*. Simbol-simbol keluaran *mapper* yang dialokasikan di dalam blok hanya berjumlah 310 simbol yang diatur dalam matriks 10x31. Berdasarkan ukuran matriks simbol keluaran *mapper* yang dialokasikan, maka jumlah cabang yang ditentukan di dalam proses *serial-to-parallel* adalah 10 sesuai dengan *syntax* berikut.

```
qamp= reshape(qam, (K-3*K/8), [ ] );
```

dimana hasil dari operasi $(K-3*K/8)$ adalah 10.

3.4.4.2 Dekomposisi Simbol

Penjelasan mengenai proses dekomposisi simbol ini sedikit telah dijelaskan pada subsubbab sebelumnya. Di dalam proses ini, simbol-simbol keluaran *mapper* didekomposisi menjadi suatu matriks 31x10 yang kemudian diisikan ke dalam matriks blok GFDM yang berukuran 16x32. Disini dapat kita lihat bahwa total elemen matriks yang dialokasikan dengan total elemen matriks dalam blok GFDM tidak sama. Hal ini sengaja dilakukan untuk memberi nilai elemen nol pada blok yang digunakan sebagai batas antara *subcarrier* yang berbeda. Seperti yang diketahui bahwa skema transmisi GFDM adalah berdasarkan blok, dimana di dalam satu blok dipekerjakan beberapa *subcarrier*. Untuk menghindari interferensi antar *subcarrier* maka perlu ditambahkan beberapa baris matriks untuk memisahkan beberapa *subcarrier* yang membawa simbol informasi. Berikut ini *syntax* dari proses dekomposisi simbol.

```

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

```

Variabel s diatas merupakan variabel yang menyimpan hasil pembangkitan suatu blok matriks berukuran $K \times M$ yang elemen-elemennya memiliki nilai nol. Matriks tersebut merupakan matriks untuk mendekomposisikan simbol-simbol keluaran *mapper*. Variabel d merupakan suatu inisialisasi berupa himpunan kosong yang kemudian akan didefinisikan anggota-anggotanya. Di dalam perulangan, `jsimbol` merupakan total dari blok GFDM yang ditetapkan. Proses yang terjadi di dalam perulangan adalah proses pengambilan simbol-simbol setiap 10×31 dari matriks hasil blok S/P atau `qamp` yang kemudian diisikan ke dalam matriks s yang merupakan matriks blok GFDM. Setelah didekomposisi ke blok, matriks kemudian di geser secara sirkular di domain waktu sebanyak satu kali penggeseran. Pada variabel `dd`, matriks blok GFDM di *reshape* menjadi matriks yang memiliki ukuran satu kolom. Variabel merupakan variabel untuk menyimpan semua hasil dekomposisi simbol QAM ke dalam simbol GFDM yang telah di *reshape* menjadi satu kolom. Sehingga matriks memiliki ukuran $512 \times \text{jsimbol}$.

3.4.4.3 Pembangkitan Pulse Shaping Root Raised Cosine (RRC)

Di dalam proses ini, dilakukan desain filter *prototype* RRC menggunakan fungsi pembantu *wavelet* Meyer. Fungsi tersebut dinyatakan dengan persamaan matematis sebagai berikut [31]:

$$35x^4 - 84x^5 + 70x^6 - 20x^7 \quad (3.3)$$

Adapun *syntax* yang digunakan untuk pembangkitan filter *prototype* yang digunakan adalah:

```
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;
R = 1/2 * (cos(F * pi) + 1); F = 1 - R;
R = sqrt(R); F = sqrt(F);
g = [F; zeros((M-2) * K, 1); R];
g = g / sqrt(sum(g.^2));
```

Pada program Matlab di atas, dapat dilihat bahwa terdapat dua hasil sinyal, yaitu F dan R . Komponen F dan R ini yang selanjutnya digabungkan dengan menggunakan *zero padding* dan menghasilkan sinyal g .

3.4.4.4 Penggeseran Sirkular Pada Filter Prototype RRC

Penggeseran sirkular yang dimaksud pada subsubbab ini berfungsi untuk menentukan penggunaan OQAM. Penggeseran yang dilakukan merupakan penggeseran filter *prototype* di domain frekuensi. Jika *mapper* yang ingin digunakan adalah *mapper* OQAM maka penggeseran dilakukan dan sebaliknya penggeseran tidak dilakukan jika *mapper* yang digunakan adalah QAM. Berikut ini *syntax* dari proses penggeseran sirkular:

```
gi = g;
gq = ifft(circshift(fft(gi), 0));
```

dimana g_i merupakan hasil filter *prototype* yang telah dibangkitkan menggunakan fungsi Meyer. g_i akan menjadi filter untuk bagian *inphase* dari simbol-simbol QAM. Sedangkan proses yang terjadi pada variabel g_q didahului dengan proses transformasi filter *prototype* ke domain frekuensi dengan menggunakan fungsi `fft`, kemudian menentukan penggeseran sirkularnya dan

terakhir sinyal dikembalikan lagi ke domain waktu dengan fungsi `ifft`. Pada *syntax* di atas, angka nol memiliki arti bahwa tidak terjadi penggeseran filter sehingga dalam hal ini *mapper* yang digunakan adalah QAM. Sebaliknya jika angka nol di atas diganti dengan $M/2$, maka *mapper* yang digunakan adalah OQAM. Variabel `gq` tersebut akan menjadi filter untuk komponen *quadrature* dari simbol GFDM.

3.4.4.5 Pemfilteran Simbol GFDM dengan Filter RRC

Setelah menentukan pemberian penggeseran filter atau tidak yang berpengaruh pada penggunaan *mapper*, langkah pembuatan sistem selanjutnya adalah melakukan penggeseran terhadap blok-blok GFDM yang telah didapatkan. Adapun dasar acuan formula untuk melakukan penggeseran terhadap blok-blok GFDM adalah persamaan (2.25). Dari persamaan (2.25), proses penggeseran filter dilakukan dengan menggunakan *syntax* berikut.

```
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 = 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
```

Pada *syntax* di atas, dilakukan penggeseran filter `gi` yang telah diperoleh dari subsubbab 3.6.3 sebelumnya sebanyak $K \times M$ atau 512 kali. Merupakan penggeseran terhadap filter `gi`. Sedangkan `Aq` merupakan penggeseran terhadap filter `gq`. Berikut ini hasil sinyal GFDM yang diperoleh:

$$x = (A_i) * d_i + (A_q) * d_q;$$

dimana d_i dan d_q adalah simbol-simbol GFDM komponen riil dan imajiner.

3.4.4.6 Proses Paralel-to-Serial

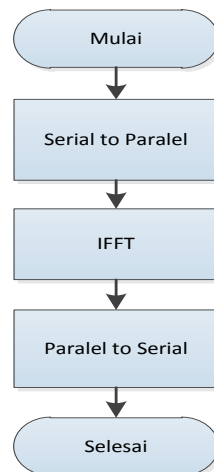
Hasil keluaran dari sistem modulator GFDM adalah kumpulan dari blok-blok GFDM yang masih dalam bentuk paralel. Blok-blok tersebut, dikonversi ke dalam bentuk serial kembali melalui *syntax* berikut.

$$x_{ps_1} = \text{reshape}(x, 1, []);$$

dimana x_{ps_1} merupakan variabel yang menyimpan simbol-simbol GFDM yang telah dikonversi ke serial.

3.4.5 Proses Modulasi OFDM

Pada proses modulasi OFDM, proses-proses yang terjadi dijelaskan melalui diagram alir sebagai berikut.



Gambar 3. 6 Proses Pada Modulasi OFDM

3.4.5.1 Proses Serial to Paralel (S/P)

Di dalam proses ini, deretan simbol serial hasil keluaran *mapper*, diubah ke dalam bentuk paralel dengan jumlah cabang sama dengan jumlah *subcarrier*

yang digunakan. pada penelitian ini, jumlah *subcarrier* yang digunakan pada OFDM adalah 512. Jumlah *subcarrier* yang digunakan diatur berukuran sama dengan jumlah elemen GFDM agar menyetarakan penggunaan parameter perbandingan. Berikut ini *syntax* untuk melakukan proses S/P dengan menggunakan fungsi *reshape* pada OFDM.

```
sp = reshape(symbol,Nc,[ ]);
```

3.4.5.2 Proses Inverse Fast Fourier Transform (IFFT)

Algoritma IFFT pada OFDM digunakan untuk mentransformasi sinyal dari domain frekuensi ke domain waktu tanpa kompleksitas yang berarti. Algoritma IFFT itu sendiri merupakan versi perhitungan cepat dari IDFT. Adapun persamaan IDFT dapat dituliskan sebagai berikut [16].

$$x[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi \frac{k}{N}n} \quad (3.4)$$

Pada Matlab, penggunaan algoritma IFFT dapat dilakukan dengan sederhana menggunakan fungsi IFFT seperti berikut.

```
ofdm=ifft(sp,N_sampel);
```

3.4.5.3 Proses Paralel to Serial (P/S)

Di dalam sistem ini, simbol-simbol OFDM dikonversi ke dalam bentuk serial menggunakan *syntax* di bawah ini, dimana xxx12 merupakan variabel yang menyimpan simbol-simbol OFDM dalam bentuk serial.

```
xxx12=reshape(xx,1,[ ]);
```

3.4.6 Teknik *Spatial Multiplexing* MIMO

Pada tahap pemrosesan ini, dilakukan pengaturan jumlah simbol yang akan dikirimkan ke masing-masing pengguna. Pembangkitan bit yang diuraikan pada subbab 3.4 merupakan pembangkitan bit total untuk semua pengguna. Sedangkan pada subbab ini, dilakukan proses pemilahan simbol untuk pengguna berbeda. Jika masing-masing pengguna diasumsikan akan menerima transmisi

simbol dari BS dalam jumlah yang sama, maka pembagian simbol-simbol dapat dilakukan dengan sederhana sebagai berikut:

```
awl=1;
z=jsimbol/(N_user);
for bagi=1:N_user
    simbol_per_user(bagi,:)= x_ps_1(1,awl:...
    (awl-1+(K*M*z)));
    awl= awl+(K*M*z);
end
```

Setelah mendefinisikan berapa dan mana saja simbol yang akan dikirimkan ke pengguna, dilakukan *multiplexing* terhadap semua simbol pengguna seperti berikut.

```
user_1 = simbol_per_user(1,:);
user_2 = simbol_per_user(2,:);
user_3 = simbol_per_user(3,:);
user_4 = simbol_per_user(4,:);
out_ps = [user_1 ; user_2; user_3 ; user_4];
```

Sebelum di dikirim, simbol-simbol per pengguna akan dikalikan dengan suatu matriks pembobot dengan tujuan untuk mempermudah perangkat pengguna dalam mendeteksi simbol yang dikirimkan kepadanya tanpa mendapat pengaruh yang signifikan dari simbol-simbol pengguna lain. Gangguan dimana antar simbol pengguna saling mengganggu disebut dengan *Inter User Interference* (IUI).

3.4.7 Teknik *Precoding* Linier *Regularized Channel Inversion* (RCI)

Teknik *precoding* linier *Regularized Channel Inversion* (RCI) merupakan teknik *precoding* yang mengadopsi kriteria MMSE seperti yang ditunjukkan pada persamaan (2.38). Teknik *precoding* RCI memanfaatkan *channel state information* (CSI) di dalam pembangkitan matriks pembobotnya. Pada penelitian

ini, diasumsikan bahwa kanal CSI diketahui sempurna. Berikut ini proses pembangkitan kanal yang dilakukan guna membangkitkan matriks pembobot atau *precoding*.

$$H = (\text{randn}(NR*N_user, NT) + j * \text{randn}(NR*N_user, NT)) / \text{sq2};$$

Pada *syntax* di atas, kanal dibangkitkan dengan menggunakan fungsi `randn`. Fungsi tersebut memroses pembangkitan bilangan random berdistribusi normal. Adapun ukuran matriks kanal yang dibangkitkan pada sistem merupakan matriks *square* dimana jumlah baris dan kolom pada matriks bernilai sama. Bilangan random normal yang telah dibangkitkan kemudian dibagi dengan akar dua untuk yang menunjukkan standar deviasi dari kanal. Kanal yang dibangkitkan diasumsikan diketahui sempurna di pemancar. Dengan demikian matriks pembobot berdasarkan kriteria MMSE dapat dibangkitkan dengan cara:

$$\text{temp_W} = H' * \text{inv}(H * H' + (\text{mode} == 1) * \text{sigma}^2 * I);$$

Matriks pembobot yang didapatkan, dinormalisasi dengan suatu konstanta beta dimana:

$$\text{beta} = \text{sqrt}(NT / \text{trace}(\text{temp_W} * \text{temp_W}'))$$

Fungsi pada *syntax* di atas merupakan suatu fungsi yang menjumlahkan elemen-elemen diagonal matriks. Matriks pembobot yang dinormalisasi kemudian dikalikan dengan data pengguna-pengguna.

$$\text{Tx_Data} = W * \text{out_ps};$$

3.5 Pembangkitan Kanal AWGN

Di dalam pemodelan sistem komunikasi, *noise* AWGN selalu ditambahkan sebelum sinyal diterima oleh pemancar. *Noise* AWGN dianggap sebagai *noise* yang muncul sebagai akibat dari panas perangkat. Untuk

membangkitkan *noise* AWGN, digunakan fungsi yang akan membangkitkan bilangan random dengan distribusi normal. Sedangkan untuk mengatur karakteristik i.i.d nya maka sebelum *noise* dibangkitkan, didefinisikan terlebih dahulu penggunaan *seed* yang berbeda. Berikut ini *syntax* pembangkitannya:

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

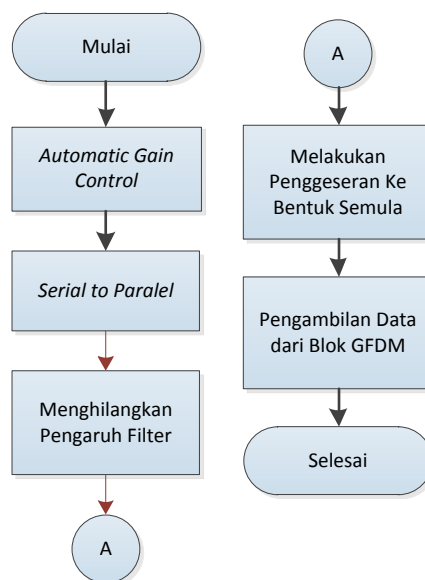
Penambahan *noise* AWGN pada sinyal yang memiliki standar deviasi tertentu disimulasikan dengan:

```
Rx= H*Tx_Data + sigma*(n11+j*n12);
```

3.6 Pembangkitan Sistem di Penerima

3.6.1 Proses Demodulasi GFDM

Pada proses demodulasi GFDM, proses-proses yang terjadi dijelaskan melalui diagram alir sebagai berikut.



Gambar 3. 7 Diagram Alir Proses Demodulasi GFDM

3.6.1.1 Automatic Gain Control (AGC)

Di dalam proses ini, AGC berfungsi sebagai proses denormalisasi sinyal. Proses denormalisasi sinyal yang diterima dilakukan dengan membagi sinyal yang diterima dengan konstanta beta. Adapun persamaan matematis dari *syntax* yang dibuat mengacu pada persamaan (2.40).

```
y1= y/beta;  
ytot= y1;
```

3.6.1.2 Proses Serial-to-Paralel

Di dalam proses ini, deretan simbol serial hasil keluaran AGC, diubah ke dalam bentuk paralel dengan jumlah cabang sama dengan ukuran blok GFDM, yaitu 512.

```
sp = reshape(y,Nfft,[]);
```

3.6.1.3 Penghapusan Efek Pemfilteran

Untuk menghilangkan efek pemfilteran sinyal, dilakukan langkah *invers* dari langkah yang dilakukan di pemancar.

```
diiE=((Ai))'*sp; diE=(real(diiE));  
dqQE=((Aq))'*sp; dqE=(real(dqQE));  
dE_gabung= diE+(j*dqE);
```

Pada *syntax* di atas, A_i merupakan *invers* dari filter-filter yang dikalikan pada bagian *inphase* sinyal. *Invers* dari A_i tersebut dikalikan dengan sinyal hasil keluaran sistem P/S untuk mendapatkan kembali simbol-simbol informasi yang diinginkan. Selanjutnya, komponen sinyal yang diambil dari hasil refilter pada bagian *inphase* merupakan komponen sinyal riil saja. Cara yang sama juga dilakukan pada bagian *quadrature* atau imajiner dengan menggunakan *invers* dari filter A_q . Bagian riil dan imajiner kemudian dijumlahkan untuk mendapatkan kembali simbol-simbol yang diinginkan.

3.6.1.4 Penghapusan Efek Penggeseran Sinyal

Setelah mendapatkan simbol-simbol dari hasil penghapusan efek pemfilteran, langkah selanjutnya dalam demodulasi sinyal GFDM adalah melakukan *re-shifting* terhadap simbol yang diperoleh. Hal tersebut dilakukan dengan melakukan penggeseran sirkular ke arah yang berlawanan dari proses penggeseran sirkular di pemancar.

```
dE = reshape(dE_gabung,K,[ ]);  
dEc=circshift(dE,1);  
ddE=dEc(1:(K-3*K/8),:);
```

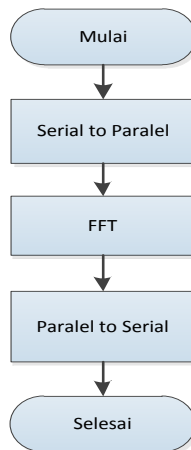
3.6.1.5 Pengambilan Data dari Blok GFDM

Pengambilan data dilakukan untuk mendapatkan kembali simbol-simbol QAM atau OQAM dari blok GFDM. Proses pengambilan data dari blok GFDM ditunjukkan oleh *syntax* di bawah ini.

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

3.6.2 Proses Demodulasi OFDM

Pada proses demodulasi OFDM, terdapat tiga proses utama yang terjadi, yaitu, proses konversi dari deretan data serial ke paralel, proses FFT, dan proses konversi data paralel ke data serial kembali. Adapun ketiga proses di atas, secara sederhana ditampilkan dengan diagram alir sebagai berikut.



Gambar 3. 8 Proses Demodulasi Pada OFDM

Pada demodulator OFDM, proses pertama yang terjadi adalah proses konversi sinyal yang diterima dari bentuk serial ke paralel. Proses dilanjutkan dengan perhitungan algoritma FFT untuk menghilangkan pengaruh algoritma IFFT yang diterapkan di pemancar. FFT merupakan versi perhitungan cepat dari DFT. Adapun persamaan DFT ditunjukkan oleh persamaan berikut [16]:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j2\pi \frac{k}{N} n} \quad (3.5)$$

Setelah melalui proses FFT, dilakukan proses pengambilan data pada *subcarrier- subcarrier* diinginkan. Selanjutnya, sinyal dikonversi dari bentuk paralel menjadi bentuk serial. Berikut ini *syntax* dari proses demodulasi OFDM yang dilakukan.

```

yy=reshape(y,N_sampel,[ ]);
zz=fft(yy,N_sampel*4);
zzz=zz(1:Nc,:);
z= reshape(zzz,1,[ ]);
  
```

3.6.3 Proses Demapper QAM

Pada sistem ini dilakukan proses memetakan kembali simbol-simbol QAM menjadi bit-bit informasi.

```

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;

```

Pada $b1$ dilakukan demodulasi dengan mengambil bagian riil dari simbol-simbol yang telah diambil dari blok GFDM pada 3.6.1.6. Adapun kemungkinan nilai dari variabel $b1$ adalah 1 dan 0. Pada $b2$, diambil nilai dari magnitudo real $dddE$ yang akan menghasilkan kemungkinan nilai 0 dan -1. Cara yang sama dilakukan juga pada komponen imajiner sinyal. Setelah pemrosesan konversi ke bit, $b1$, $b2$, $b3$, $b4$, masing-masing dikonversi ke bentuk serial dan disusun paralel seperti terlihat pada bEp . Kemudian bEp disusun menjadi matriks dengan jumlah satu baris.

```

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,[]);

```

3.7 Penghitungan BER vs E_b/N_0 dan Validasi BER Pada Modulasi 16-QAM

Dengan mengacu pada persamaan (2.48), perhitungan BER dilakukan dengan menggunakan *syntax* berikut ini:

```

N_ebits=N_ebits+ sum(info(:,1:N_bit)~=par_to_seri)

```

dimana N_ebits diinisialisasi nol pada awalnya, kemudian nilai N_ebits dijumlah dengan total banyaknya bit yang tidak sama di dalam perbandingan

antara variabel `info` (variabel pembangkitan bit informasi) dengan variabel `par_to_seri` yaitu variabel hasil demodulasi.

Grafik BER yang dihasilkan kemudian divalidasi dengan menggunakan probabilitas *error* secara teoritis. Untuk 16-QAM, probabilitas *error*-nya mengikuti persamaan berikut [27]:

$$BER_{16-QAM} = \frac{3}{4} \frac{\operatorname{erfc}\left(\sqrt{2Eb/10}\right)}{2} \quad (3.6)$$

3.8 Penghitungan *Peak-to-Average Power Ratio* (PAPR)

Dengan menggunakan persamaan (2.15), *syntax* di bawah ini adalah pengkodean untuk mendapatkan nilai PAPR, baik dari sinyal OFDM maupun dari sinyal GFDM. Adapun sebagai contoh yang diambil adalah contoh untuk mendapatkan nilai PAPR dari sinyal GFDM yang menggunakan *mapper* 16-QAM.

```
mean_gfdm_qam = mean(abs(xx.^2));
peak_gfdm_qam = max(abs(xx.^2));
papr_gfdm_qam = 10*log10(peak_ofdm_qam./...
mean_gfdm_qam);
```

Untuk menampilkan kurva CCDF dari nilai PAPR di atas, dapat dilakukan dengan *syntax* berikut:

```
[cy1,cx1] = ccdf(papr_gfdm_qam,0.1);
semilogy(cx1,cy1,'c-s','LineWidth',1,...
'MarkerSize',5);
```

3.9 Penghitungan *Power Spectral Density* (PSD)

Emisi *Out of Band* (OOB) pada suatu *waveform* GFDM dapat dilihat dari bentuk *power spectral density* (PSD) sinyal tersebut pada domain frekuensi. Untuk melihat sinyal di dalam domain frekuensi, maka cara yang dilakukan

adalah mentransformasikan sinyal yang akan diamati ke domain frekuensi menggunakan algoritma FFT. Secara matematis, untuk menghitung PSD dapat dilakukan dengan cara sebagai berikut [24]:

$$PSD = \frac{|x_n|^2}{f} \quad (3.7)$$

Fungsi Matlab yang digunakan untuk menghitung nilai OOB pada ketiga sistem adalah dengan menggunakan `pwelch`. Sedangkan untuk menghitung perbandingan OOB antara ketiga sistem, langkah yang pertama dilakukan adalah mengkonversi seluruh hasil PSD yang tersimpan dalam variabel `Pxx_ofdm_qam`, `Pxx_gfdm_qam`, dan `Pxx_gfdm_oqam` ke dalam dB. Setelah itu dilakukan perbandingan antar hasil, sebagai contoh *syntax* berikut ini:

```
>> a=(Pxx_ofdm_qam-Pxx_gfdm_oqam);  
>> b= sqrt(a.^2);  
>> c= mean(b)
```

3.10 Skenario Pengujian

Berikut ini skenario pengujian yang telah dilakukan pada sistem yang diusulkan:

1. Menganalisis perbandingan performansi antara OFDM dan GFDM pada kasus pengguna tunggal, serta menganalisis kinerja dua *mapper* berbeda yang digunakan pada sistem *single user* (SU) GFDM berdasarkan parameter BER.
2. Menganalisis performansi internal MU-MIMO-GFDM yang menerapkan teknik *precoding* linier *Regularized Channel Inversion* (RCI) untuk jumlah pengguna, serta penggunaan K dan M berbeda, dan menganalisis secara komparatif dengan sistem MU-MIMO-OFDM yang menerapkan *precoding* yang sama.
3. Analisis dan evaluasi performansi teknik *precoding* linier *Regularized Channel Inversion* pada sistem MU-MIMO-GFDM dengan *mapper* 16-OQAM dan perbandingannya dengan teknik *precoding* lain.

BAB 4

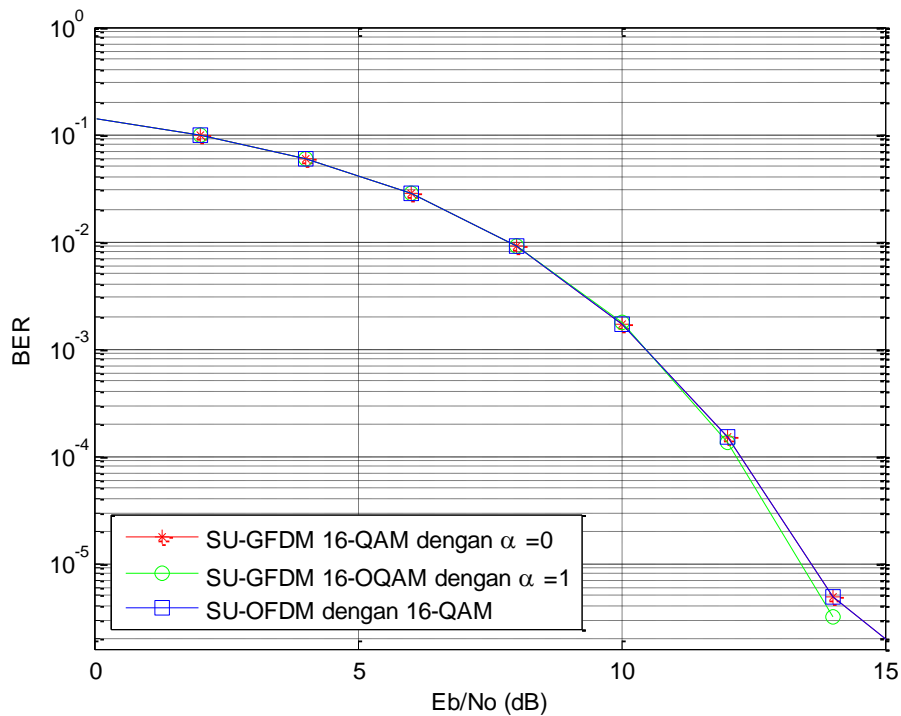
HASIL DAN ANALISIS

Pada bagian ini, akan diuraikan mengenai hasil pengujian simulasi dari beberapa skenario pengujian yang dilakukan dan analisis terkait hasil yang didapatkan. Simulasi dilakukan dengan menggunakan *software* Matlab R2013a. Analisis yang dilakukan adalah analisis performansi internal dari sistem yang diusulkan, yaitu MU-MIMO-GFDM dengan dua *mapper* berbeda yang masing-masing menggunakan teknik *precoding* RCI, serta analisis yang bersifat komparatif dengan membandingkan performansi sistem yang diusulkan dengan sistem *multiuser* yang menggunakan teknik modulasi berbeda dan teknik *precoding* linier yang berbeda.

4.1 Hasil Simulasi dan Analisis Komparatif Sistem SU GFDM dan SU OFDM

Pada subbab ini, akan diberikan hasil simulasi perbandingan antar sistem yang berbeda, yaitu SU GFDM dan SU OFDM. Gambar 4.5 menunjukkan hasil dari perbandingan dua sistem GFDM yang masing-masing menggunakan *mapper* berbeda, yaitu 16-QAM dan 16-OQAM, dibandingkan dengan sistem *singleuser* OFDM yang menggunakan 16-QAM pada SNR yang sama, yaitu 0 s.d. 30 dB.

Dari hasil grafik BER pada Gambar 4.5, dapat dilihat bahwa sistem SU GFDM, baik yang menggunakan pulsa *rectangular* yang diwakili dengan *alpha* nol maupun yang menggunakan pulsa *nonrectangular* yang diwakili dengan *alpha* satu, memiliki performansi yang hampir sama dengan sistem SU OFDM. Berdasarkan hasil tersebut, telah dibuktikan bahwa hasil yang diperoleh sesuai dengan teori pada kajian pustaka yang menyebutkan bahwa ortogonalitas dari penggunaan pulsa *nonrectangular* oleh sistem GFDM masih dapat dipertahankan dengan penambahan *offset* pada bagian *quadrature* sinyal, sehingga interferensi antar kanal berdekatan dapat dihilangkan dan dapat memiliki performansi yang sama pada saat sistem GFDM menggunakan pulsa *rectangular*. Adapun tabel hasil perbandingannya dapat dilihat pada Lampiran B.



Gambar 4. 1 Hasil Perbandingan BER Antara Sistem SU GFDM 16-QAM dengan $\alpha = 0$, Sistem SU GFDM 16-OQAM dengan $\alpha = 1$, dan Sistem SU OFDM

4.2 Hasil Simulasi dan Analisis Sistem *Multiuser* MIMO-GFDM-OQAM dengan Teknik *Precoding* RCI

4.2.1 Hasil Simulasi Perbandingan Performansi *Precoding* RCI Pada Sistem MU-MIMO-GFDM dan MU-MIMO-OFDM

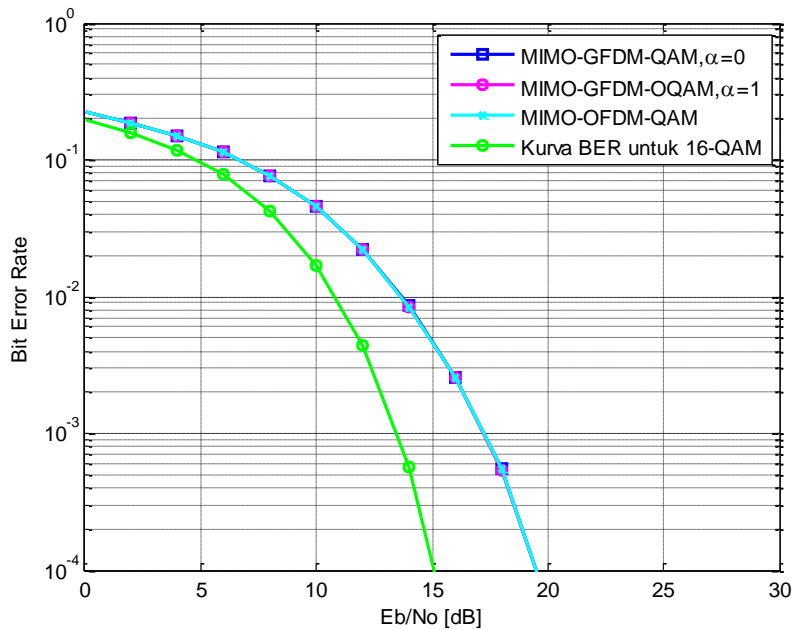
Pada skenario pengujian ini, dilakukan pengujian sistem dengan menggunakan N_{user} pengguna, dalam skenario ini 4 *user*. *Base station* menggunakan N_T antena transmit dengan jumlah N_T adalah empat antena. Sedangkan masing-masing pengguna menggunakan N_R antena *receive*, dimana N_R berjumlah satu untuk masing-masing pengguna. Sehingga total antena yang digunakan oleh semua pengguna adalah $\sum_{n=1}^{N_{user}} 1$.

Pada penelitian ini, masing-masing pengguna diasumsikan menggunakan satu antena karena teknik *precoding* RCI bekerja dengan memroses satu kanal. Meskipun *precoding* RCI dapat digunakan pada pengguna dengan banyak antena, namun pemrosesan yang dilakukan oleh teknik *precoding* RCI adalah dengan tetap menganggap bahwa satu antena merupakan satu pengguna.

Pada sistem *multiuser* MIMO-GFDM yang mengaplikasikan pulsa *rectangular*, digunakan 16-QAM dengan pengaturan nilai $\alpha = 0$. Sedangkan untuk sistem *multiuser* MIMO-GFDM yang mengaplikasikan pulsa *nonrectangular*, digunakan 16-QAM dengan pengaturan nilai $\alpha = 1$ dan penambahan *offset* atau disebut sebagai 16-OQAM. Pada sistem MU-MIMO-GFDM, kualitas BER pada sistem yang menggunakan 16-QAM dengan $\alpha = 0$ dan sistem yang menggunakan 16-OQAM dengan $\alpha = 1$, memiliki hasil yang hampir sama. Adapun hasil perbandingannya ditunjukkan pada Lampiran B.

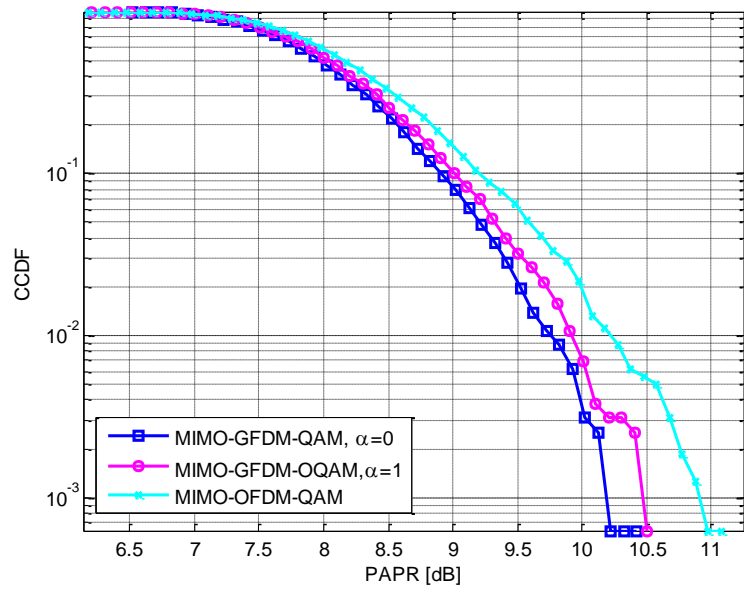
Selanjutnya, akan ditampilkan hasil perbandingan kinerja teknik *precoding* RCI pada tiga sistem yang dibuat, yaitu MU-MIMO-GFDM dengan 16-QAM, MU-MIMO-GFDM dengan 16-OQAM, dan MU-MIMO-OFDM dengan 16-QAM. Adapun analisis yang dilakukan berdasarkan pada BER, PAPR, dan OOB. Adapun hasil perbandingan ditunjukkan oleh Gambar 4.2.

Pada Gambar 4.2, ditunjukkan empat kurva BER. Tiga kurva BER yang berhimpit menunjukkan hasil kinerja teknik *precoding* RCI yang sama di tiga sistem yang dibangkitkan. Hal ini sesuai dengan hasil simulasi untuk kasus sistem SU GFDM dimana ketiga sistem memiliki hasil BER yang sama untuk pengaturan tertentu. Sedangkan kurva keempat adalah kurva BER secara teori untuk 16-QAM. Kurva BER tersebut ditampilkan sebagai validator dari performansi tiga sistem yang dibangkitkan. Pembangkitan kurva BER tersebut mengikuti persamaan (3.6). Berdasarkan hasil simulasi, hasil BER dari tiga sistem yang dibangkitkan dengan validator berbeda 0,0132 atau -18 dB. Penghitungan BER tersebut disajikan dalam Lampiran B. Seperti yang terlihat pada Gambar 4.2, perbedaan -18 dB ini menyebabkan performansi sistem MU-MIMO-GFDM dengan *precoding* RCI membutuhkan daya 4 dB lebih besar dibandingkan dengan daya sistem yang seharusnya dicapai.

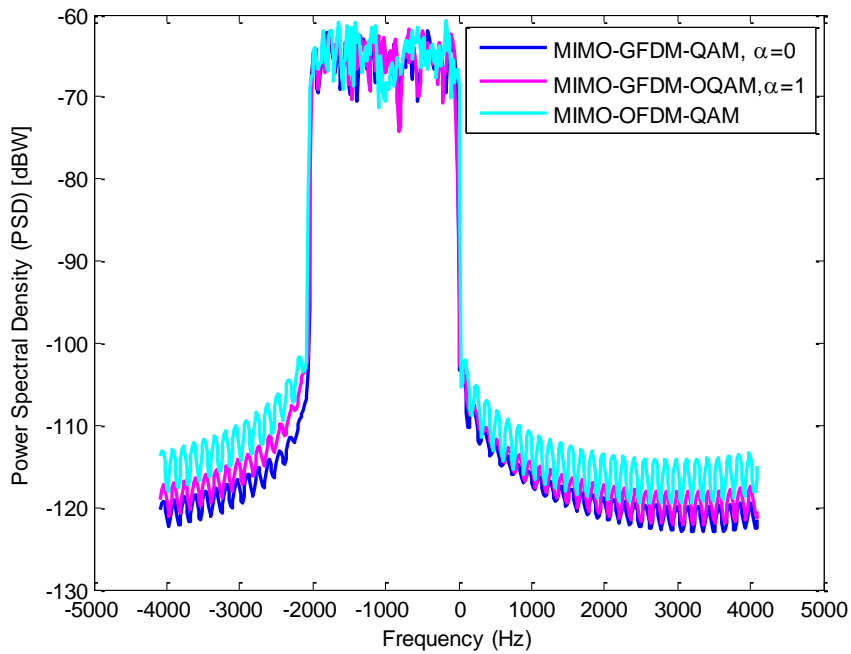


Gambar 4. 2 Hasil Perbandingan BER dari Tiga Sistem yang Dibuat dengan 4 Antena Pemancar dan 4 Pengguna Masing-masing dengan 1 Antena Penerima

Dari sisi PAPR seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.3, sistem MU-MIMO-GFDM-QAM memiliki nilai PAPR yang paling baik, dengan rata-rata selisih sebesar 0.794 atau -1 dB dari PAPR yang dihasilkan pada MU-MIMO-OFDM-QAM. Sedangkan MU-MIMO-GFDM-OQAM memiliki rata-rata selisih nilai PAPR sebesar 0,806 atau -0,9 dB dari MU-MIMO-OFDM-QAM. Lebih rendahnya nilai PAPR yang dimiliki sistem MU-MIMO-GFDM-QAM disebabkan karena penggunaan *subcarrier* yang lebih sedikit dibandingkan dengan sistem OFDM. Pada sistem MU-MIMO-GFDM, jumlah *subcarrier* yang digunakan adalah 16 *subcarrier* sedangkan pada sistem MU-MIMO-OFDM, jumlah *subcarrier* yang digunakan adalah 512. Semakin banyak *subcarrier* yang digunakan semakin banyak sinyal- sinyal yang dijumlahkan sehingga menghasilkan PAPR yang tinggi meskipun dalam hal parameter BER memiliki hasil yang sama dengan sistem yang menggunakan teknik GFDM yang menggunakan *subcarrier* lebih sedikit.



Gambar 4. 3 Hasil Perbandingan PAPR dari Tiga Sistem yang Dibuat dengan 4 Antena Pemancar dan 4 Pengguna Masing-masing dengan 1 Antena Penerima



Gambar 4. 4 Hasil Perbandingan OOB dari Tiga Sistem yang Dibuat dengan 4 Antena Pemancar dan 4 Pengguna Masing-masing dengan 1 Antena Penerima

. Sedangkan perbandingan OOB ditunjukkan dengan hasil grafik pada Gambar 4.8 di atas. Sistem MU-MIMO-GFDM-QAM baik QAM maupun OQAM

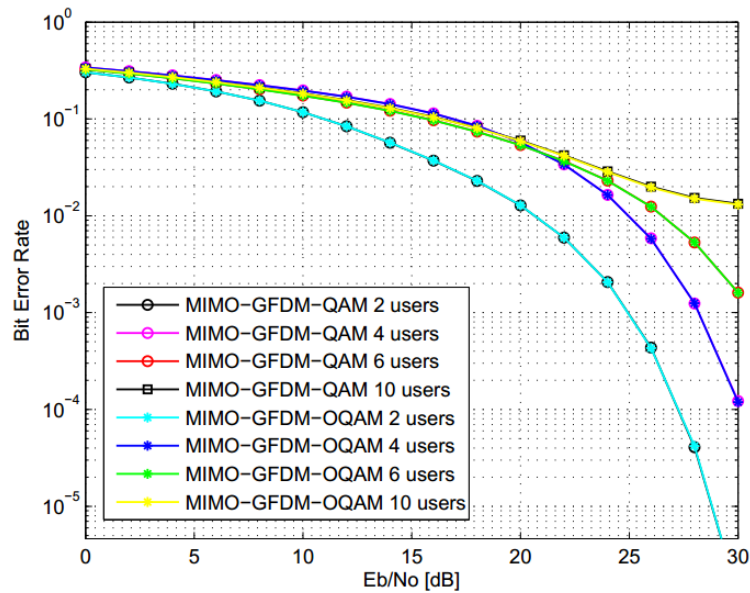
memiliki nilai OOB lebih rendah dibandingkan MU-MIMO-OFDM-QAM. Perbandingan rata-rata nilai OOB antara MU-MIMO-GFDM-QAM dengan MU-MIMO-OFDM-QAM adalah sebesar 4,38 dBW atau 2,78 W. Sedangkan untuk perbandingan rata-rata nilai OOB dari sistem MU-MIMO-GFDM-OQAM dengan MU-MIMO-OFDM-QAM adalah sebesar 3,18 dBW atau 2,07 W. Lebih rendahnya nilai OOB dari sistem MU-MIMO-GFDM disebabkan karena adanya penggunaan filter *raised cosine*.

Dari ketiga hasil di atas, khususnya untuk nilai PAPR dan OOB yang dihasilkan oleh sistem MU-MIMO-GFDM dengan teknik *precoding* RCI, dapat diambil kesimpulan bahwa dengan kompleksitas sistem MU-MIMO-GFDM 4x4 yang lebih tinggi dari sistem MU-MIMO-OFDM 4x4 dengan teknik *precoding* yang sama yaitu RCI, menghasilkan perbaikan yang kurang signifikan.

4.2.2 Hasil Simulasi dan Analisis Sistem *Multiuser* MIMO-GFDM-OQAM dengan Teknik *Precoding* RCI untuk Jumlah *User* Berbeda

Pada subsubbab ini akan dibahas analisis internal sistem mengenai kinerja teknik *precoding* RCI pada sistem MU-MIMO-GFDM untuk jumlah pengguna yang berbeda-beda. Sesuai dengan batasan masalah pada Bab 1, jumlah pengguna yang dilibatkan di dalam sistem adalah 2,4,6, dan 10 pengguna.

Hasil simulasi yang diperoleh untuk sistem MU-MIMO-GFDM yang menggunakan teknik *precoding* RCI dengan *mapper* dan jumlah pengguna yang berbeda, ditunjukkan oleh Gambar 4.9 di bawah. Berdasarkan gambar tersebut dapat dilihat bahwa semakin banyak pengguna yang terlibat, semakin berkurang performansi kinerja sistem. Hal ini sesuai dengan teori skema *downlink* dimana semakin banyak data pengguna yang dibangkitkan maka semakin besar interferensi yang ditimbulkan oleh antar pengguna. Namun, hasil nilai BER untuk jumlah pengguna paling banyak, yaitu 10 pengguna, masih jauh dari hasil yang diinginkan. Kurva BER untuk jumlah pengguna 10 yang didapatkan sangat besar, dan diperkirakan kurva BER akan semakin melebar untuk jumlah pengguna lebih banyak.



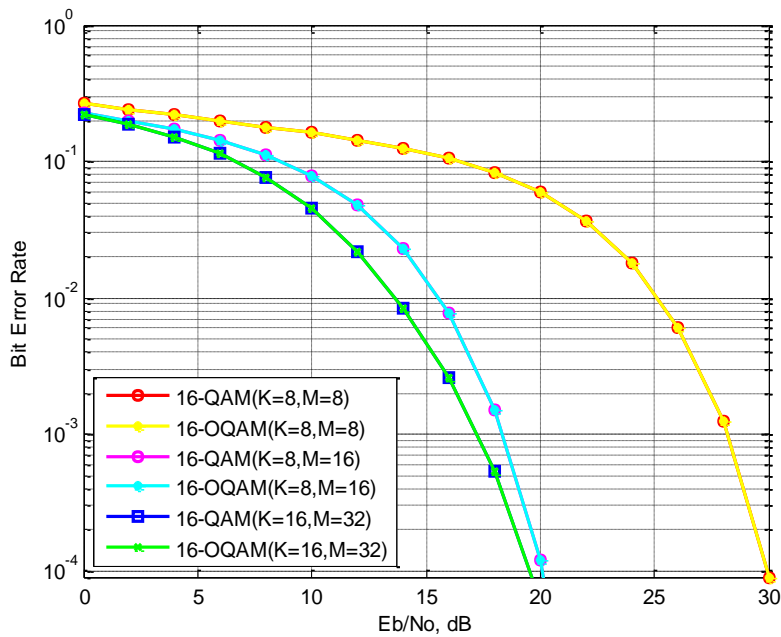
Gambar 4. 5 Hasil Simulasi Sistem MU-MIMO-GFDM dengan Teknik *Precoding* RCI untuk Jumlah Pengguna Berbeda

4.2.3 Hasil Simulasi dan Analisis Sistem *Multiuser* MIMO-GFDM-OQAM dengan Teknik *Precoding* RCI untuk Jumlah K dan M Berbeda

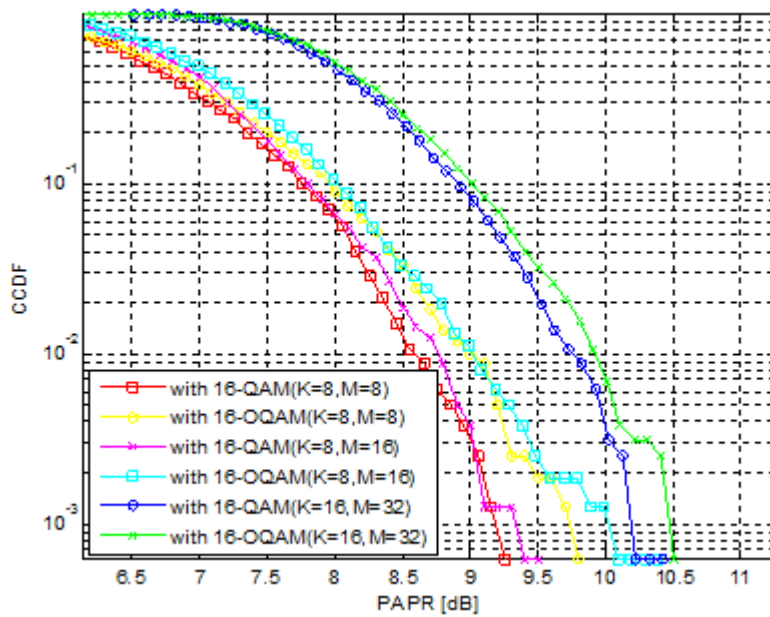
Pada subsubbab ini, akan ditampilkan hasil dari sistem MU-MIMO-GFDM-OQAM yang diaplikasikan pada sistem dengan pengaturan K dan M yang berbeda. Pada sistem yang pertama, jumlah K dan M masing-masing yang diatur adalah 8 dan 8. Pada sistem kedua, jumlah K dan M yang digunakan secara berturut-turut adalah 8 dan 16. Dan pada sistem ketiga, masing-masing nilai K dan M yang digunakan adalah 16 dan 32. Berdasarkan tiga sistem yang dibuat, berikut ini hasil dari penggunaan jumlah K dan M pada sistem MU-MIMO-GFDM-OQAM.

Berdasarkan gambar 4.6, semakin kecil jumlah K dan M atau dengan kata lain semakin kecil pengaturan blok GFDM maka probabilitas kesalahan bitnya semakin besar dan sebaliknya semakin besar ukuran blok yang digunakan maka probabilitas kesalahan bitnya akan semakin kecil. Hal ini disebabkan karena semakin kecil ukuran blok yang digunakan, maka semakin banyak pula jumlah blok yang dikirim sehingga semakin banyak blok independen yang terganggu *noise*. Sebaliknya, semakin besar blok yang digunakan maka semakin sedikit

jumlah blok GFDM yang dikirim, sehingga semakin sedikit pula *noise* yang mengganggu masing-masing blok independen tersebut.



Gambar 4. 6 Hasil Perbandingan BER dari Simulasi Sistem MU-MIMO-GFDM dengan Teknik *Precoding* RCI untuk Jumlah K dan M Berbeda



Gambar 4. 7 Hasil Perbandingan PAPR dari Simulasi Sistem MU-MIMO-GFDM dengan Teknik *Precoding* RCI untuk Jumlah K dan M Berbeda

Selain mempengaruhi nilai probabilitas kesalahan, telah ditunjukkan juga pengaruh PAPR dalam penggunaan K dan M yang berbeda pada Gambar 4.7. Berdasarkan gambar tersebut, dapat disimpulkan bahwa semakin besar penggunaan jumlah *subcarrier* K maka akan semakin tinggi nilai PAPR yang dihasilkan. Hal ini sesuai dengan teori yang menyebutkan bahwa OFDM memiliki kelemahan dalam PAPR akibat dari penggunaan *subcarrier* yang banyak. Oleh karena itu, di dalam GFDM, penggunaan *subcarrier* ditekan agar meminimalkan nilai PAPR.

4.3 Analisis dan Evaluasi Performansi Teknik *Precoding* Linier *Regularized Channel Inversion* Pada Sistem MU-MIMO-GFDM dengan Mapper 16-OQAM

4.3.1 Analisis Performansi Teknik *Precoding* Linier *Regularized Channel Inversion* Pada Sistem MU-MIMO-GFDM dengan Mapper 16-OQAM

Hasil BER dari sistem MU-MIMO-GFDM dengan teknik *precoding* RCI telah dibahas pada subbab sebelumnya. Di dalam subsubbab ini, akan dibahas mengenai analisis dan evaluasi teknik *precoding* RCI dalam meminimalkan pengaruh *Inter User Interference* (IUI). Prinsip dasar dari semua teknik *precoding* adalah membuat perkalian antara matriks *precoding* dengan matriks kanal antara pengirim dan penerima menjadi sebuah matriks yang memiliki nilai komplemen dari elemen diagonal bernilai nol. Namun, pada hasil simulasi yang diperoleh, teknik *precoding* RCI tidak dapat menghilangkan IUI secara sempurna seperti yang ditunjukkan oleh tabel berikut.

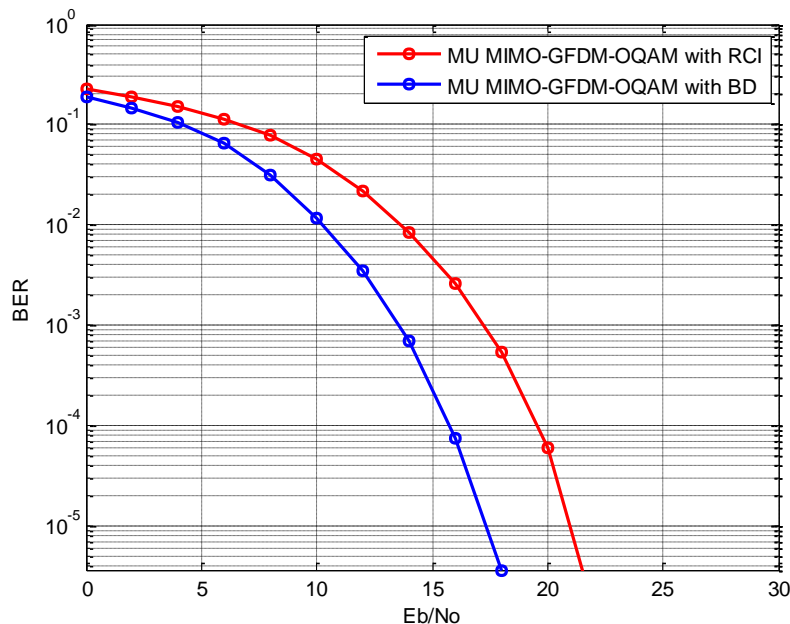
Tabel 4. 1 Hasil Perkalian Matriks *Precoding* dengan Matriks Kanal

0,9998 - 1,6653e-16i	-0,0001 - 5,3866e-05i	-2,8217+ 5,1432e-05i	5,0444e-05 - 1,1715e-05i
-0,0001 + 5,3866e-05i	0,9995 - 5,117e-17i	-1,2191e-05 + 0,0003i	1,7424e-05 - 7,0549e-06i
-2,8217e-05- 5,1432e-05i	-1,2191e-05 - 0,0003i	0,9993+ 1,3877e-17i	1,5447e-05 - 0,0001i
5,0444e-05 + 1,1715e-05i	1,7424e-05 + 7,0549e-06i	1,5444e-05 + 0,0001i	0,9997 + 0,0000i

Pada tabel di atas, kotak berwarna kuning merupakan elemen diagonal dari matriks hasil perkalian antara matriks *precoding* dengan matriks kanal dan menunjukkan proses transmisi *point-to-point* dari antena pemancar ke- n ke antena *user* ke- m dimana $n = m$. Dapat dilihat bahwa elemen matriks selain elemen diagonal tidak bernilai nol. Tetapi komplemen dari elemen diagonal memiliki nilai daya sangat kecil dibandingkan elemen diagonalnya. Jadi, meskipun elemen non diagonal tidak bernilai nol, daya dari data pengguna yang diinginkan masih dapat dibedakan dengan daya dari data pengguna lain yang menginterferensinya.

4.3.2 Analisis Komparatif Performansi Sistem MU-MIMO-GFDM yang Menggunakan Mapper 16-OQAM dan Precoding Linier Regularized Channel Inversion dengan Precoding Block Diagonalization

Pada subsubbab ini akan ditampilkan hasil dari pengujian sistem MU-MIMO-GFDM dengan mapper 16-OQAM yang menggunakan teknik *precoding* RCI dengan yang menggunakan teknik *precoding* Block Diagonalization (BD).



* Sumber Performansi Sistem MU-MIMO-GFDM-OQAM dengan BD: Penelitian Tesis Tim Riset MU-MIMO-GFDM dengan *Precoding* Linier Untuk Kanal Downlink 5G

Gambar 4. 8 Hasil Perbandingan Sistem MU-MIMO-GFDM-OQAM dengan *Precoding* Linier Berbeda

Berdasarkan hasil di atas, dapat dilihat bahwa performansi teknik *precoding* BD lebih baik jika dibandingkan dengan teknik *precoding* RCI yang diterapkan pada sistem MU-MIMO-GFDM-OQAM. Untuk mencapai performansi sistem yang sama dengan sistem MU-MIMO-GFDM-OQAM yang menggunakan BD, sistem yang menggunakan RCI membutuhkan penambahan Eb/No sebesar 4 dB.

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB 5

KESIMPULAN

5.1 Kesimpulan

Berdasarkan hasil simulasi dan analisis yang dilakukan dapat ditarik beberapa kesimpulan sebagai berikut:

- a. Tiga sistem yang dibangun, yaitu MU-MIMO-GFDM dengan 16-QAM, MU-MIMO-GFDM dengan 16-OQAM, dan MU-MIMO-OFDM yang masing-masing menggunakan teknik *precoding* RCI mampu menghasilkan nilai BER yang hampir sama tetapi masih berbeda -18 dB dari validator BER 16-QAM.
- b. Dari sisi PAPR, sistem MU-MIMO-GFDM-QAM memiliki nilai PAPR yang paling baik, dengan rata-rata selisih sebesar 0.794 atau -1 dB dari PAPR yang dihasilkan pada MU-MIMO-OFDM-QAM. Sedangkan MU-MIMO-GFDM-OQAM memiliki rata-rata selisih nilai PAPR sebesar 0,806 atau -0,9 dB dari MU-MIMO-OFDM-QAM.
- c. Di sisi parameter OOB, perbandingan rata-rata nilai OOB antara MU-MIMO-GFDM-QAM dengan MU-MIMO-OFDM-QAM adalah sebesar 4,38 dBW atau 2,78 W. Sedangkan untuk perbandingan rata-rata nilai OOB dari sistem MU-MIMO-GFDM-OQAM dengan MU-MIMO-OFDM-QAM adalah sebesar 3,18 dBW atau 2,07 W.
- d. Sistem MU-MIMO-GFDM 4x4 yang memiliki kompleksitas lebih tinggi dari sistem MU-MIMO-OFDM 4x4 dengan teknik *precoding* yang sama, yaitu RCI, menghasilkan perbaikan PAPR dan OOB yang kurang signifikan.
- e. Semakin banyak jumlah pengguna yang terlibat di dalam sistem MU-MIMO-GFDM-OQAM dengan teknik *precoding* RCI, performansi BER semakin menurun akibat bertambahnya IUI.
- f. Semakin besar nilai K dan M yang diatur untuk membentuk satu blok GFDM, maka semakin sedikit blok yang dikirim, dan semakin kecil nilai BER yang dihasilkan. Sebaliknya, semakin kecil nilai K dan M, semakin banyak blok yang dikirimkan, dan semakin besar BER yang dihasilkan. Namun, semakin besar nilai K maka PAPR yang dihasilkan juga akan semakin besar.

- g. Teknik *precoding* RCI tidak mampu menghilangkan pengaruh IUI secara keseluruhan tetapi sinyal yang diinginkan dengan sinyal penginterferensi masih dapat dibedakan.
- h. Sistem MU-MIMO-GFDM-OQAM yang menggunakan *precoding* RCI memiliki hasil kinerja BER kurang baik dibandingkan dengan sistem MU-MIMO-GFDM-OQAM yang menggunakan BD. Untuk mencapai hasil yang sama, sistem yang diusulkan perlu menambah E_b/N_0 sekitar 4 dB.

5.2 Saran

Berdasarkan penelitian yang telah dilakukan, beberapa saran yang dapat penulis berikan untuk pengembangan penelitian selanjutnya adalah:

- a. Diperlukan pengembangan teknik RCI yang dikombinasi dengan teknik lain untuk menghasilkan kurva BER yang diharapkan, yaitu sesuai dengan kurva BER secara teori untuk penggunaan *mapper* tertentu.
- b. Diperlukan pengujian sistem pada kanal *Frequency Selective Fading*.
- c. Diperlukan analisis performansi teknik *precoding* non linier pada sistem MU-MIMO-GFDM untuk melihat perbedaan performansi yang diperoleh.
- d. Diperlukan teknik untuk mengatasi *non-orthogonalitas* pada sistem MU-MIMO-GFDM.

DAFTAR PUSTAKA

- [1] I.F. Akyildiz, S. Nie, S.C. Lin, and M. Chandrasekaran, "5G Roadmap: 10 Key Enabling Technologies," *Computer Networks* 106, 2016.
- [2] Y. Ding, Y. Jin, L. Ren, and K. Hao, "An Intelligent Self-Organization Scheme for The Internet of Things", *IEEE Computational Intelligence Magazine*, vol.8, no. 3, pp. 4153, 2013.
- [3] N. Michailow, M. Matthe, et.al., "Generalized Frequency Division Multiplexing for 5th Generation Cellular Networks," *IEEE Transactions on Communications*, vol.62, no.9, pp.3045-3061, 2014.
- [4] H. Kim, J. Kim, S. Yang, M. Hong, and Y. Shin, "An Effective MIMO-OFDM System for IEEE 802.22 WRAN Channels," *IEEE Transactions Circuits Systems II, Exp. Briefs*, vol. 55, no. 8, pp. 821-825, 2008.
- [5] H. Bolcskei and E. Zurich, "MIMO-OFDM Wireless System: Basics, Perspectives, and Challenges," *IEEE Wireless Communications*, 2006.
- [6] M. Mirahmadi, A. Al Dweik, and A. Shami, "BER Reduction of OFDM Based Broadband Communication Systems over Multipath Channels with Impulsive Noise", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 61, no. 11, pp. 4602-4615, 2013.
- [7] A. Gangwar and M. Bhardwaj, "An Overview: Peak to Average Power Ratio in OFDM system & its Effect," *International Journal of Communication and Computer Technologies*, vol. 1, no. 2, pp. 22–25, 2012.
- [8] M. C. Paredes Paredes and M. J. F. Gertino Garca, *The Problem of Peak-to-Average Power Ratio in OFDM Systems*, Department of Signal Theory and Communications, Universidad Carlos III de Madrid, Madrid, Spain, 2015.
- [9] R. Ajeng Rochmatika, *Implementasi dan Analisis Teknik Reduksi PAPR OFDM Menggunakan Metode PTS Pada WARP*, Fakultas Teknologi Industri Institut Teknologi Sepuluh Nopember, Surabaya, 2016.
- [10] B. F. Boroujeny, "OFDM Versus Filter Bank Multicarrier," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 28, no.3, pp.92–112, 2011.

- [11] 5GNOW, 5G Waveform Candidate Selection D3.2. [Online] Available: http://5gnow.eu/wp-content/uploads/2015/04/5GNOW_D3.2_final.pdf, 2016.
- [12] B. F. Boroujeny, Behrouz and H. Moradi, "Derivation of GFDM Based on OFDM Principles," *Wireless Communication Symposium*, IEEE ICC, 2015.
- [13] R. Datta, N. Michailow, et.al., "GFDM Interference Cancellation for Flexible Cognitive Radio PHY Design", *Vehicular Technology Conference (VTC Fall)*, pp. 15, 2012.
- [14] A. Farhang, N. Marchetti, et.al., "Massive MIMO and Waveform Design for 5th Generation Wireless Communication Systems," *1st International Conference on 5G for Ubiquitous Connectivity (5GU)*, pp. 70–75, 2014.
- [15] F. Khan, *LTE for 4G Mobile Broadband: Air Interface Technologies and Performance*, 1st edition, Cambridge University Press, New York, 2009.
- [16] Y.S. Cho, J. Kim, and W.Y. Yang, *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*, John Wiley and Sons, Inc., Singapore, 2010.
- [17] Q. H. Spencer, C. B. Peel, et.al., "An Introduction to The Multi-User MIMO Downlink," *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, no. 10, pp. 60-67, 2004.
- [18] M. Costa, "Writing on Dirty Paper," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. IT-29, pp. 439–441, 1983.
- [19] B. M. Hochwald, C. B. Peel, and A. L. Swindlehurst, "A Vector-Perturbation Technique for Near-Capacity Multi-Antenna Multi-User Communication Part II: Perturbation", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, no. 3, pp. 537-544, 2005.
- [20] C.B. Peel, B.M. Hochwald, and A.L. Swindlehurst, "A Vector Perturbation Technique for Near-Capacity Multi-Antenna Multi-User Communication Part I: Channel Inversion and Regularization," *IEEE Transactions on Communications*, vol.53, no. 1, pp. 195-202, 2005.

- [21] C.B. Peel, Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, M. Haardt, and B. M. Hochwald, "Linear and Dirty-Paper Techniques for the Multi-User MIMO Downlink," *Space-Time Processing for MIMO Communications*, 2005.
- [22] Heunchul Lee, *et al*, "Regularized Channel Inversion for Multiple-Antenna Users in Multiuser MIMO Downlink" *IEEE Communications Society ICC*, 2008.
- [23] E. Wulansari, *Analisa Kinerja Teknik Linier Precoding Block Diagonalization (BD) Pada Sistem Multi User MIMO Menggunakan Detektor Zero Forcing (ZF)*, Departemen Teknik Elektro, Politeknik Elektronika Negeri Surabaya, Surabaya, 2015.
- [24] F.H. Ramadiansyah, *Perbaikan Kinerja Sistem Generalized Frequency Division Multiplexing Dengan Menggunakan Offset Quadrature Amplitude Modulation*, Departemen Teknik Elektro, Institut Teknologi Sepuluh Nopember, Surabaya, 2017.
- [25] S. Haykin, *Communication System*, 4th Edition, John Wiley and Sons Inc., New York, 2001.
- [26] B. Prasetya, *Sistem Komunikasi*, Lecture handout: Departemen Teknik Elektro, Sekolah Tinggi Teknologi Telkom, Bandung, 2008.
- [27] B. Sklar, *Digital Communication: Fundamentals and Applications*, 2nd Edition, Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 2001.
- [28] Analog Devices, Digital Pulse-Shaping Filter Basics. [Online] Available: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/AN-922.pdf>, 2017.
- [29] S.M. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communication", *IEEE Journal on Selected Areas in Communication*, vol.16, No.8, 1998.
- [30] J. Dong, *Estimation of Bit Error Rate of any Digital Communication System*, Signal and Image Processing, Telecom Bretagne, Universite de Bretagne Occidentale, 2013.
- [31] MathWorks, meyeriaux. [Online] Available: <https://www.mathworks.com/help/wavelet/ref/meyeriaux.html>, 2017.

Halaman ini sengaja dikosongkan

LAMPIRAN A LISTING PROGRAM

a. Program Utama SU GFDM

```

=====
%                               PERFORMANCE ANALYSIS OF SINGLE USER GFDM                               %
%                               AND COMPARISON TO SINGLE USER OFDM                               %
=====
% Author           : Dara Aulia Feryando,S.T.                                     %
% NIM              : 2216203006                                                  %
% Advisor          : Dr.Ir.Titiek Suryani,M.T.                                   %
=====
%% Pre-Processing
clear all;close all;clc;

%% Processing
EbNodB = 0:2:30;
[BER_SU_GFDM,papr_gfdm_qam,papr_gfdm_oqam,Pxx_gfdm_qam,F_gfdm_qam,
Pxx_gfdm_oqam,F_gfdm_oqam] = sugfdm(16,32);
BER_SU_GFDM_QAM = BER_SU_GFDM(1,:);
BER_SU_GFDM_OQAM = BER_SU_GFDM(2,:);
[BER_SU_OFDM,papr_ofdm_qam,Pxx_ofdm_qam,F_ofdm_qam] =
suofdm(16,32);
%% Plotting Results
figure(4);
semilogy(EbNodB,BER_SU_GFDM_QAM,'r-*',EbNodB,BER_SU_GFDM_OQAM,'g-
o');
legend('SU-GFDM with 16-QAM \alpha =0','SU-GFDM with 16-OQAM
\alpha =1');
grid on;
axis([0 15 1.61290322580645e-06 1]);
xlabel('Eb/No (dB)');
ylabel('BER');

```

b. Fungsi Sistem Singleuser GFDM dengan 16-QAM dan 16-OQAM

```

=====
%                               SINGLEUSER GFDM SYSTEMS                               %
%                               =====                               %
%idx is QAM modulation order
%K is the number of subcarriers
%M is the number of subsymbols
%Fs is frequency sampling
%a is roll of factor of RRC pulse shaping
%jsimbol is the number of GFDM symbols in a GFDM signal

function
[BER_SU_GFDM,papr_gfdm_qam,papr_gfdm_oqam,Pxx_gfdm_qam,F_gfdm_qam,
Pxx_gfdm_oqam,F_gfdm_oqam] = sugfdm(K,M)
%% Pre-Processing

```

```

close all; clear all; clc;
%Parameter GFDM
K=16;M=32;
s=M*K*16;
jsymbol=1000;
Fs = M*K*16;
%Parameter Mapper
idx= log2(16);
for mapper = 1:2
if mapper ==1
    shift = 0; %No shifting for QAM mode
    a=0; %Roll-off factor for QAM
else
    shift =M/2; %Shifting for OQAM mode
    a=0.3; %Roll-off factor for OQAM
end
%Generating Bits
b=randi([0 1],1,(K-3*K/8)*(M-1)*4*jsymbol);
sp=reshape(b,4,[]);
%Mapping
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;
qamp=reshape(qam,(K-3*K/8),[]);
js=jsymbol-1;
% Symbol Decomposition
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);
% Pulse Shaping Using 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
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
gi = g;
gq = ifft(circshift(fft(gi),shift));
% 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

```

```

    end
end
% Aq QAM 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
end
x=(Ai)*di+(Aq)*dq;
%Calculate GFDM's PAPR
if mapper ==1
    mean_gfdm_qam = mean(abs(x.^2));
    peak_gfdm_qam = max(abs(x.^2));
    papr_gfdm_qam = 10*log10(peak_gfdm_qam./mean_gfdm_qam);
else
    mean_gfdm_oqam = mean(abs(x.^2));
    peak_gfdm_oqam = max(abs(x.^2));
    papr_gfdm_oqam = 10*log10(peak_gfdm_oqam./mean_gfdm_oqam);
end
Excp=mean(ones(1,length(x(:,1)))*(x.*conj(x))/length(x(:,1)));
EbNodB=0:2:30;
EsNodB=EbNodB+10*log10(4);
%AWGN
for kn=1:length(EsNodB);
x1=awgn(x,EsNodB(kn),0+10*log10(Excp)+10*log10(512/310));
y=x1;
Xcp=fft(y,4*M*K);
Xcp=Xcp/std(Xcp);%normalize to ~0dB
%Demodulasi
diE=((Ai))'*y;
diE=(real(diE));
dqE=((Aq))'*y;
dqE=(real(dqE));
dn=reshape(abs(s),[K*M 1]);
dE=diE+j*dqE;
dE=reshape(dE,K,[ ]);
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
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;
b1s=reshape(b1,1,[ ]);
b2s=reshape(b2,1,[ ]);
b3s=reshape(b3,1,[ ]);
b4s=reshape(b4,1,[ ]);
bEp=[b1s;b2s;b3s;b4s];
bE=reshape(bEp,1,[ ]);
[NB,BERR]=biterr(bE,b);
BER(1,kn)=BERR;
end
BER_SU_GFDM(mapper,:)= BER;

```

```

if mapper==1;
save1(1:10,:)=dddE;
else
save2(1:10,:)=dddE;
end
% PSD Analyzing
if mapper==1;
[Pxx_gfdm_qam,F_gfdm_qam]=pwelch(Xcp,[],[],[],Fs,'centered');
spasi=length(Pxx_gfdm_qam)/(2*Fs);
spi=7*spasi;
Pxx1=[Pxx_gfdm_qam(spi+1:length(Pxx_gfdm_qam))
;Pxx_gfdm_qam(1:spi)];
else
[Pxx_gfdm_oqam,F_gfdm_oqam]=pwelch(Xcp,[],[],[],Fs,'centered');
spasi2=length(Pxx_gfdm_oqam)/(2*Fs);
spi2=7*spasi2;
Pxx2=[Pxx_gfdm_oqam(spi2+1:length(Pxx_gfdm_oqam))
;Pxx_gfdm_oqam(1:spi2)];
end
end
%% Plotting Results for OQAM
figure(1);
mm=1;kk=5;
tt=0:M*K-1;
subplot(2,2,1);
plot(tt,real(Ai(:,mm*K+kk+1)),'r');
axis([0 M*K-1 -0.15 0.15]);
title({'Ai';'Real'});
subplot(2,2,2);
plot(tt,real(Aq(:,mm*K+kk+1)));
title({'Aq';'Real'});
axis([0 M*K-1 -0.15 0.15]);
subplot(2,2,3);
plot(tt,imag(Ai(:,mm*K+kk+1)),'r');
title({'Ai';'Imaginer'});
axis([0 M*K-1 -0.15 0.15]);
subplot(2,2,4);
plot(tt,imag(Aq(:,mm*K+kk+1)));
title({'Aq';'Imaginer'});
axis([0 M*K-1 -0.15 0.15]);
figure(2);
subplot(2,1,1);
plot(abs(x),'r');
title('sinyal input informasi');
subplot(2,1,2);
plot(abs(x1),'b');
title('sinyal input informasi + AWGN');
end

```

c. Fungsi Sistem *Singluser* OFDM dengan 16-QAM


```

%=====
%                               SINGLEUSER OFDM SYSTEMS                               %
%=====
%Nfft is total of ifft points
%jsymbol is the number of OFDM symbols in a GFDM signal
function [BER_SU_OFDM,papr_ofdm_qam,Pxx_ofdm_qam,F_ofdm_qam]=
suofdm(K,M)
%% Pre-Processing
close all; clear all; clc;
%MU-MIMO-OFDM parameters
k=4;
sq2=sqrt(2);
N_sampel=512;
Fs=N_sampel*16;
Nc=310;
jsymbol = 1000;
N_pbits = Nc*k*jsymbol; % Number of bits per packet
EbNodB=0:2:30;
EsNodB=EbNodB+10*log10(4);
%Generating Bits and Mapping
b = randi([0 1],1,N_pbits);
%Mapping
sp=reshape(b,4,[]);
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;
symbol=xI+j*xQ;
%S/P
sp = reshape(symbol,Nc,[]);
%OFDM modulation
ofdm=ifft(sp,N_sampel);
xx=ofdm;
%P/S
xxx12=reshape(xx,1,[]);
%Calculate OFDM's PAPR
mean_ofdm_qam = mean(abs(xx.^2));
peak_ofdm_qam = max(abs(xx.^2));
papr_ofdm_qam = 10*log10(peak_ofdm_qam./mean_ofdm_qam);
for kn=1:length(EsNodB);
x = xxx12;
si=length(x);
Excp=mean(ones(1,length(x(:,1)))*(x.*conj(x))/length(x(:,1)));
x1=awgn(x,EsNodB(kn),0+10*log10(Excp)+10*log10(512/310));
%Demodulasi
y=x1;
yy=reshape(y,N_sampel,[]);
zz=fft(yy,N_sampel);
Xcp= fft(yy,N_sampel*4);
Xcp=Xcp/std(Xcp); %normalize to ~0dB
zzz=zz(1:Nc,:);
z= reshape(zzz,1,[]);
%Demodulasi
b1=(1+sign(real(z)))/2;
b2=(1-sign(abs(real(z))-2))/2;

```

```

b3=(1+sign(imag(z)))/2;
b4=(1-sign(abs(imag(z))-2))/2;
bEp=[b1;b2;b3;b4];
bE=reshape(bEp,1,[]);
format long
[N,BERR] = biterr(b,bE);
BER_SU_OFDM(1,kn) = BERR;
end
% Pengamatan PSD
[Pxx_ofdm_qam,F_ofdm_qam]=pwelch(Xcp,[],[],[],Fs,'centered');
spasi=length(Pxx_ofdm_qam)/(2*Fs);
spi=7*spasi;
Pxx1=[Pxx_ofdm_qam(spi+1:length(Pxx_ofdm_qam))
;Pxx_ofdm_qam(1:spi)];
end

```

d. Program Utama Perbandingan Sistem MU-MIMO-GFDM dengan MU-MIMO-OFDM yang Keduanya Menggunakan Teknik *Precoding* RCI

```

%=====
%          PERFORMANCE ANALYSIS OF RCI LINEAR PRECODING IN          %
%    DIFFERENT MODULATION SCHEME (MIMO-OFDM-QAM,MIMO-GFDM-QAM,    %
%                                MIMO-GFDM-OQAM)                    %
%=====
% Author          : Dara Aulia Feryando,S.T.                      %
% NIM             : 2216203006                                     %
% Advisor         : Dr.Ir.Titiek Suryani,M.T.                    %
%=====
%NT is total of transmit antennas in base station
%NR is total of receive antennas in each of user
%N_packet is the number of the set packets
%idx is QAM modulation order
%K is the number of subcarriers
%M is the number of subsymbols
%Fs is frequency sampling
%a is roll of factor of RRC pulse shaping
%jsimbol is the number of GFDM symbols in a GFDM signal
%Nfft is total of ifft points
%mode is optional sign, fill 0 to run CI mode and 1 to run RCI
mode
%I is identity matrix of size N where N is sum of data stream
%beta is a constant used to meet the total transmitted power
constraint
%N_bit is total bits in a packet
%totbit is total bits in all of packets

close all; clear all; clc;
%% Saving Results
SNRdB = [0:2:30];
[BERRGFDM_QAM,papr_gfdm_qam,F_gfdm_qam,Pxx_gfdm_qam] =
mumimogfdm_qam(4,4);
[BERRGFDM_OQAM, papr_gfdm_oqam,F_gfdm_oqam,Pxx_gfdm_oqam] =
mumimogfdm_oqam(4,4);

```

```

[BEROFDM_QAM, papr_ofdm_qam,F_ofdm_qam,Pxx_ofdm_qam] =
mumimoofdm_qam(4,4);
% Validasi Hasil BER
EbNo=10.^(SNRdB/10);
berrT=(3/4)*erfc(sqrt(2*EbNo/10))/2;
figure(1);
semilogy(SNRdB,BERGFDM_QAM,'c-s',SNRdB,BERGFDM_OQAM,'b-
o',SNRdB,BEROFDM_QAM,'k-x',SNRdB,berrT,'m-
o','LineWidth',1,'MarkerSize',5);
hold on; grid on;
legend('MIMO-GFDM-QAM,\alpha=0','MIMO-GFDM-OQAM,\alpha=1','MIMO-
OFDM-QAM','Error Probability for 16-QAM');
% axis([0 30 3.52822580645161e-06 1])
axis([0 30 0.0001 1])
% title('4 Tx Antennas, 4 User (1 Rx each), 16-QAM');
xlabel('Eb/No [dB]');
ylabel('Bit Error Rate');
figure(2);
[cy1,cx1] = ccdf(papr_gfdm_qam,0.1);
[cy2,cx2] = ccdf(papr_gfdm_oqam,0.1);
[cy3,cx3] = ccdf(papr_ofdm_qam,0.1);
semilogy(cx1,cy1,'c-s',cx2,cy2,'b-o',cx3,cy3,'k-
x','LineWidth',1,'MarkerSize',5);
hold on; grid on;
axis([6.14872323561106 11.24872323561111 0.0006250 0.9993750])
legend('MIMO-GFDM-QAM, \alpha=0','MIMO-GFDM-OQAM,\alpha=1','MIMO-
OFDM-QAM');
xlabel('PAPR [dB]');
ylabel('CCDF');
figure(3);
plot(F_gfdm_qam,10*log10(Pxx_gfdm_qam),'c',F_gfdm_oqam,10*log10(Px
x_gfdm_oqam),'b',F_ofdm_qam,10*log10(Pxx_ofdm_qam),'m');
title('PSD of MU-MIMO-OFDM and MU-MIMO-GFDM System')
xlabel('Frequency (Hz)')
ylabel('Power Spectral Density (PSD)');
legend('MIMO-GFDM-QAM, \alpha=0','MIMO-GFDM-OQAM,\alpha=1','MIMO-
OFDM-QAM');

```

e. Fungsi Sistem *Multiuser* MIMO-GFDM dengan 16-OQAM

```

%=====
%                               FUNCTION MIMO-GFDM WITH OQAM (4x4)                               %
%=====

function [BERGFDM_OQAM,papr_gfdm_oqam,F_gfdm_oqam,Pxx_gfdm_oqam]
= mumimogfdm_oqam (idx,N_user)
%% Pre-Processing
N_user = 4;
NT = 4; NR = 1;
NR_tot = NR*N_user;
SNRdBs = [0:2:30];
sq2 = sqrt(2);
N_packet = 5;
idx = log2(16);
%GFDM parameters

```

```

K = 16; M = 32;
Fs = M*K*16;
r = 0; CP = r*K;
a=1;
jsymbol = 100*NT*N_user;
Nfft = 512;
%RCI parameters
mode = 1; %mode 0/1 for CI/RCI
I= eye(NR*N_user);
%The number of the generated bits
N_bit = idx*(K-3*K/8)*(M-1)*jsymbol;
totbit = N_bit*N_packet;
%% Processing at Transmitter and Receiver
for i_SNR=1:length(SNRdBs)
SNRdB=SNRdBs(i_SNR);
sigma2= 0.5*10^(-SNRdB/10);
sigma = sqrt(sigma2);
N_ebits=0; rand('seed',4); randn('seed',4);
for i_packet=1:N_packet
%===== Transmitter =====%
%Generating information bits in a packet
info = randint(1,N_bit);
%Modulating bits using 16-QAM
qam = modulation_qam(info,4);
%S/P
qamp=reshape(qam,(K-3*K/8),[]);
%Modulating qam symbols using GFDM modulators
s=zeros(K,M);
d=[];
for k1=1:jsymbol
%decomposition
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; %collect all of blocks
end
%Splitting the value of blocks into real and imaginer
di = real(d);
dq = imag(d);
%Creating Meyer RRC filter(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;%rise/fall
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));
%Creating prototype filter Ai and Aq matrix (defined in
%frequency)
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 = 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
%GFDM Signals
x=(Ai)*di+(Aq)*dq;
%Calculate GFDM's PAPR
mean_gfdm_oqam = mean(abs(x.^2));
peak_gfdm_oqam = max(abs(x.^2));
papr_gfdm_oqam = 10*log10(peak_gfdm_oqam./mean_gfdm_oqam);
%Cyclic prefix addition (optional)
x_cp=x([end-CP+(1:CP)],:);
xcp = [x_cp;x]; %GFDM Signals with CP
Excp=mean(ones(1,length(xcp(:,1)))*(xcp.*conj(xcp))/length(xcp
(:,1)));
%paralel to serial
x_cp_ps_1 = reshape(xcp,1,[]);
%Determining information for every user
awl=1;
z=jsymbol/(NT); %Each user gets the same number of blocks
for bagi=1:NT
    simbol_per_user(bagi,:)= x_cp_ps_1(1,awl:(awl-1+(K*M*z)));
    awl= awl+(K*M*z);
end
%Specifying signals which will be sent by each antenna to
%user_j
user_1 = simbol_per_user(1,:);
user_2 = simbol_per_user(2,:);
user_3 = simbol_per_user(3,:);
user_4 = simbol_per_user(4,:);
out_ps = [user_1 ;user_2 ;user_3; user_4];
si=length(out_ps);

%===== RCI Precoding Process =====%
stream = NR*N_user;
H = (randn(NR*N_user,NT)+j*randn(NR*N_user,NT))/sq2;
temp_W = H'*inv(H*H'+(mode==1)*sigma2*I); %weight matrix
H_W = H*temp_W; %diagonal matrix resulted
beta = sqrt(NT/trace(temp_W*temp_W')); %normalization gain W_1
W = beta*temp_W; %precoding process for user1
Tx_Data = W*out_ps; %Sent signals

%===== Signals Transmission Process =====%
randn('seed',1);
n11=randn(NR*N_user,si);
randn('seed',2);
n12=randn(NR*N_user,si);
Rx = H*Tx_Data + sigma*(n11+j*n12);

%===== RECEIVER 1 & 2 =====%
%Received Signal by all user
y1= Rx/beta;

```

```

ytot=y1;
y= [y1(1,:) y1(2,:) y1(3,:) y1(4,:)];
%serial to paralel
sp = reshape(y,Nfft,[]);
%removing cyclic prefix
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,:);
%GFDM Demodulator
Xcp=fft(rmv_cp,4*M*K);
Xcp=Xcp/std(Xcp);%normalize to ~0dB
%removing filter effect
diiE=((Ai))'*rmv_cp; diE=(real(diiE));
dqE=((Aq))'*rmv_cp; dqE=(real(dqE));
dE_gabung= diE+(j*dqE);
dE = reshape(dE_gabung,K,[]);
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
%Demodulation
b1= reshape(dddE,1,[]);
b1= demod_qam(b1,4);
par_to_seri = b1;
N_ebits = N_ebits + sum(info(:,1:N_bit)~=par_to_seri);
end
BERGFDM_OQAM(i_SNR) = N_ebits/totbit;
end
% PSD Analyzing
[Pxx_gfdm_oqam,F_gfdm_oqam]=pwelch(Xcp,[],[],[],Fs,'centered');
spasi=length(Pxx_gfdm_oqam)/(2*Fs);
spi=7*spasi;
Pxx1=[Pxx_gfdm_oqam(spi+1:length(Pxx_gfdm_oqam))
;Pxx_gfdm_oqam(1:spi)];

```

f. Fungsi Sistem *Multiuser* MIMO-GFDM dengan 16-QAM

```

%=====
%                                     MIMO-GFDM WITH QAM (4x4)                                     %
%=====

function [BERGFDM_QAM,papr_gfdm_qam,F_gfdm_qam,Pxx_gfdm_qam] =
mumimogfdm_qam (idx,N_user)
%% Pre-Processing
N_user = 4;
NT = 4; NR = 1;
NR_tot = NR*N_user;
SNRdBs = [0:2:30];
sq2 = sqrt(2);
N_packet = 5;

```

```

idx = log2(16);
%GFDM parameters
K = 16; M = 32;
Fs = M*K*16;
r = 0; CP = r*K;
a=0;
jsymbol = 100*NT*N_user;
Nfft = 512;
%RCI parameters
mode = 1; %mode 0/1 for CI/RCI
I= eye(NR*N_user)
%The number of the generated bits
N_bit = idx*(K-3*K/8)*(M-1)*jsymbol;
totbit = N_bit*N_packet;
%% Processing
for i_SNR=1:length(SNRdBs)
SNRdB= SNRdBs(i_SNR);
sigma2= 0.5*10^(-SNRdB/10);
sigma = sqrt(sigma2);
N_ebits=0; rand('seed',4); randn('seed',4);
for i_packet=1:N_packet

    %~~~~~ Transmitter ~~~~~%
    %Generating information bits in a packet
    info = randi([0 1],1,N_bit);
    %Modulating bits using 16-QAM
    qam = modulation_qam(info,4);
    %S/P
    qamp= reshape(qam,(K-3*K/8),[]);
    %Modulating qam symbols using GFDM modulators
    s=zeros(K,M);
    d=[];
    for k1=1:jsymbol
    %decomposition
    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; %collect all of blocks
    end
    %Splitting the value of blocks into real and imaginer
    di = real(d);
    dq = imag(d);
    %Creating Meyer RRC filter(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;%rise/fall
    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 QAM
    gi = g;
    gq = ifft(circshift(fft(gi), 0));
    %Creating prototype filter Ai and Aq matrix (defined in
    %frequency)
    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 = 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
%GFDM Signals
x=(Ai)*di+(Aq)*dq
%Calculate GFDM's PAPR
mean_gfdm_qam = mean(abs(x.^2));
peak_gfdm_qam = max(abs(x.^2));
papr_gfdm_qam = 10*log10(peak_gfdm_qam./mean_gfdm_qam)
%Cyclic prefix addition (optional)
x_cp=x([end-CP+(1:CP)],:);
xcp = [x_cp;x]; %GFDM Signals with CP
Excp=mean(ones(1,length(xcp(:,1)))*(xcp.*conj(xcp))/length(xcp(
:,1)));
%parallel to serial
x_cp_ps_1 = reshape(xcp,1,[]);
%Determining information for every user
awl=1;
z=jsimbol/(N_user); %Each user gets the same number of blocks
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
%Specifying signals which will be sent by each antenna to
%user_j
user_1 = simbol_per_user(1,:);
user_2 = simbol_per_user(2,:);
user_3 = simbol_per_user(3,:);
user_4 = simbol_per_user(4,:);
out_ps = [user_1 ; user_2; user_3 ; user_4];
si=length(out_ps);

%~~~~~ RCI Precoding ~~~~~%
stream = NR*N_user;
H = (randn(NR*N_user,NT)+j*randn(NR*N_user,NT))/sq2;
temp_W = H'*inv(H*H'+(mode==1)*sigma2*I); %weight matrix user 1
H_W = H*temp_W; %diagonal matrix resulted for user 1
beta = sqrt(NT/trace(temp_W*temp_W')); %normalization gain W_1
W = beta*temp_W; %precoding process for user1
Tx_Data = W*out_ps; %Sent signals

%~~~~~ Transmission Process Over AWGN ~~~~~%
randn('seed',1);
n11=randn(NR*N_user,si);
randn('seed',2);
n12=randn(NR*N_user,si);

```



```

Rx= H*Tx_Data + sigma*(n11+j*n12);

%~~~~~ Receiver 1&2 ~~~~~%
%Received Signal by all user
y = Rx;
y1= y/beta;
ytot= y1;
y= [y1(1,:) y1(2,:) y1(3,:) y1(4,:)];
%serial to paralel
sp = reshape(y,Nfft,[]);
%removing cyclic prefix
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,:);
%GFDM Demodulator
Xcp=fft(rmv_cp,4*M*K);
Xcp=Xcp/std(Xcp);%normalize to ~0dB
%removing filter effect
diiE=((Ai))'*rmv_cp; diE=(real(diiE));
dqQE=((Aq))'*rmv_cp; dqE=(real(dqQE));
dE_gabung= diE+(j*dqE);
dE = reshape(dE_gabung,K,[]);
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
%Demodulation
b1= reshape(dddE,1,[]);
b1= demod_qam(b1,4);
par_to_seri = b1;
N_ebits = N_ebits + sum(info(:,1:N_bit)~=par_to_seri);
end
BERGFDM_QAM(i_SNR) = N_ebits/totbit;
end
% PSD Analyzing
[Pxx_gfdm_qam,F_gfdm_qam]=pwelch(Xcp,[],[],[],Fs, 'centered');
spasi=length(Pxx_gfdm_qam)/(2*Fs);
spi=7*spasi;
Pxx1=[Pxx_gfdm_qam(spi+1:length(Pxx_gfdm_qam))];
Pxx_gfdm_qam(1:spi)];

```

g. Fungsi Sistem *Multiuser* MIMO-OFDM dengan 16-QAM

```

%=====
%                               FUNCTION MIMO-OFDM WITH QAM (4x4)                               %
%=====

function [BEROFDM_QAM, papr_ofdm_qam,F_ofdm_qam,Pxx_ofdm_qam] =
mumimoofdm_qam (idx,N_user)
%% Pre-Processing
%MU-MIMO-OFDM parameters
N_packet=5;
k=4;
SNRdB1 = [0:2:30];
sq2=sqrt(2);
NT=4; NR=1; N_user=4;
N_sampel=512; Fs=N_sampel*16;
Nc=310;
jsimbol = 100*NT*N_user;
N_pbits = Nc*k*jsimbol; % Number of bits per packet
N_tbits = N_pbits*N_packet; % Number of total bits
%RCI parameters
mode = 1; %mode 0/1 for CI/RCI
I= eye(NR*N_user);
for i_SNR=1:length(SNRdB1)
SNRdB=SNRdB1(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);
% mapper
symbol= modulation_qam(msg_bit,4);
%S/P
sp = reshape(symbol,Nc,[]);
%OFDM modulation
ofdm=ifft(sp,N_sampel);
xx=ofdm;
%P/S
xxx12=reshape(xx,1,[]);
%Calculate OFDM's PAPR
mean_ofdm_qam = mean(abs(xx.^2));
peak_ofdm_qam = max(abs(xx.^2));
papr_ofdm_qam = 10*log10(peak_ofdm_qam./mean_ofdm_qam);
awl=1;
z=jsimbol/(NT); %Each user gets the same number of blocks
for bagi=1:NT
simbol_per_user(bagi,:)= xxx12(1,awl:(awl-1+(N_sampel*z)));
awl= awl+(N_sampel*z);
end
x1=simbol_per_user(1,:);
x2=simbol_per_user(2,:);
x3=simbol_per_user(3,:);
x4=simbol_per_user(4,:);
out_ps = [x1;x2;x3;x4];
si=length(out_ps);

```

```

%===== RCI Precoding Process =====%
stream = NR*N_user;
H = (randn(NR*N_user,NT)+j*randn(NR*N_user,NT))/sq2;
temp_W = H'*inv(H*H'+(mode==1)*sigma2*I);%weight matrix user 1
H_W = H*temp_W; %diagonal matrix resulted for user 1
beta = sqrt(NT/trace(temp_W*temp_W')); %normalization gain W_1
W = beta*temp_W; %precoding process for user1
Tx_Data = W*out_ps; %Sent signals

%===== Signals Transmission Process =====%
randn('seed',1);
n11=randn(NR*N_user,si);
randn('seed',2);
n12=randn(NR*N_user,si);
Rx= H*Tx_Data + sigma*(n11+j*n12);

%===== RECEIVER 1 & 2 =====%
%Received Signal by all user
y1= Rx/beta;
ytot=y1;
y= [y1(1,:) y1(2,:) y1(3,:) y1(4,:)];
yy=reshape(y,N_sampel,[]);
zz=fft(yy,N_sampel);
Xcp= fft(yy,N_sampel*4);
Xcp=Xcp/std(Xcp); %normalize to ~0dB
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
BEROFDM_QAM(i_SNR) =(sum(BERR))/N_packet;
end
% Pengamatan PSD
[Pxx_ofdm_qam,F_ofdm_qam]=pwelch(Xcp,[],[],[],Fs,'centered');
spasi=length(Pxx_ofdm_qam)/(2*Fs);spi=7*spasi;
Pxx1=[Pxx_ofdm_qam(spi+1:length(Pxx_ofdm_qam))];
Pxx_ofdm_qam(1:spi)];

```

h. Program Utama Perbandingan Sistem MU-MIMO-GFDM Menggunakan Teknik *Precoding* RCI dengan Jumlah Pengguna Berbeda

```

%=====
% PERFORMANCE ANALYSIS OF RCI LINEAR PRECODING IN
% MU-MIMO-GFDM WITH DIFFERENT NUMBER OF USER
%=====
% Author : Dara Aulia Feryando,S.T.
% NIM : 2216203006
% Advisor : Dr.Ir.Titiek Suryani,M.T.
%=====

```

```

close all; clear all; clc;
%% Results
SNRdB = [0:2:30]; %SNR value(Eb/No)
BER_dua = mimogfdm_twouser(2,SNRdB);
BER_empat = mimogfdm_fouruser(4,SNRdB);
BER_enam = mimogfdm_sixuser(6,SNRdB);
BER_sepuluh = mimogfdm_tenuser (10, SNRdB)
BER_oqamdua = mimogfdm_oqamtwouser (2, SNRdB)
BER_oqamempat = mimogfdm_oqamfouruser(4,SNRdB);
BER_oqamenam = mimogfdm_oqamsixuser(6, SNRdB)
BER_oqamsepuluh = mimogfdm_oqamtenuser (10, SNRdB);
semilogy(SNRdB,BER_dua,'k-o',SNRdB,BER_empat,'r-
s',SNRdB,BER_enam,'m-d',SNRdB,BER_sepuluh,'k-
d',SNRdB,BER_oqamdua,'c-x',SNRdB,BER_oqamempat,'g-
+',SNRdB,BER_oqamenam,'b-+',SNRdB,BER_oqamsepuluh,'y-
*','LineWidth',1,'MarkerSize',5);
hold on; grid on;
axis([0 30 4.63709677419355e-06 1]);
legend('MIMO-GFDM-QAM 2 users','MIMO-GFDM-QAM 4 users','MIMO-GFDM-
QAM 6 users','MIMO-GFDM-QAM 10 users','MIMO-GFDM-OQAM 2
users','MIMO-GFDM-OQAM 4 users','MIMO-GFDM-OQAM 6 users','MIMO-
GFDM-OQAM 10 users');
xlabel('Eb/No [dB]');
ylabel('Bit Error Rate');
title('BER Comparison with The Different Number of User')
semilogy(SNRdB,BER_dua,'b-o',SNRdB,BER_empat,'k-
s',SNRdB,BER_enam,'r-x','LineWidth',1,'MarkerSize',5)
hold on; grid on;
axis([0 30 4.63709677419355e-06 1]);
legend('MIMO-GFDM 2 users','MIMO-GFDM 4 users','MIMO-GFDM 6
users')

```

i. Fungsi Program untuk Sistem MU-MIMO-GFDM Menggunakan Teknik *Precoding* RCI 2x2

```

%=====
%             PERFORMANCE ANALYSIS OF RCI LINEAR PRECODING IN           %
%             MU-MIMO-GFDM-QAM WITH TWO NUMBER OF USER OF TWO         %
%=====

function BER_dua = mimogfdm_twouser (N_user, SNRdBs)
%% Initialization
clear all; clc;
N_user = 2;
NT = 2; NR = 1;
NR_tot = NR*N_user;
sq2 = sqrt(2);
N_packet = 5;
idx = log2(16);
SNRdBs = [0:2:30];
%GFDM parameters
K = 16; M = 32;
Fs = M*K*16;
r = 0; CP = r*K;

```

```

a=0; %0 for QAM n 1 for OQAM
jsimbol = 100*NT*N_user;
Nfft = 512;
%RCI parameters
mode = 1; %mode 0/1 for CI/RCI
I= eye(NR*N_user);
%The number of the generated bits
N_bit = idx*(K-3*K/8)*(M-1)*jsimbol;
totbit = N_bit*N_packet;
%% Processing at Transmitter and Receiver
for i_SNR=1:length(SNRdBs)
SNRdB=SNRdBs(i_SNR);
sigma2= 0.5*10^(-SNRdB/10);
sigma = sqrt(sigma2);
N_ebits=0; rand('seed',4); randn('seed',4);

for i_packet=1:N_packet
%===== Transmitter =====%
%Generating information bits in a packet
info = randint(1,N_bit);
%Modulating bits using 16-QAM
qam = modulation_qam(info,4);
qamp=reshape(qam,(K-3*K/8),[]);
%Modulating qam symbols using GFDM modulators
s=zeros(K,M);
d=[];
for k1=1:jsimbol
%decomposition
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; %collect all of blocks
end
%Splitting the value of blocks into real and imaginer
di = real(d);
dq = imag(d);
%Creating Meyer RRC filter(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;%rise/fall
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), 0)); %0 for QAM n M/2 for OQAM
%Creating prototype filter Ai and Aq matrix (defined in
%frequency)
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 = 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
%GFDM Signals
x=(Ai)*di+(Aq)*dq;
%Cyclic prefix addition (optional)
x_cp=x([end-CP+(1:CP)],:);
xcp = [x_cp;x]; %GFDM Signals with CP
Excp=mean(ones(1,length(xcp(:,1)))*(xcp.*conj(xcp))/length(xcp
(:,1))));
%paralel to serial
x_cp_ps_1 = reshape(xcp,1,[]);
%Determining information for every user
awl=1;
z=jsymbol/(N_user); %Each user gets the same number of blocks
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
%Specifying signals which will be sent by each antenna to
%user_j
user_1 = simbol_per_user(1,:);
user_2 = simbol_per_user(2,:);
out_ps = [user_1 ; user_2];
si=length(out_ps);

%===== RCI Precoding Process =====%
stream = NR*N_user;
H = (randn(NR*N_user,NT)+j*randn(NR*N_user,NT))/sq2;
temp_W = H'*inv(H*H'+(mode==1)*sigma2*I);%weight matrix user 1
H_W = H*temp_W; %diagonal matrix resulted for user 1
beta = sqrt(NT/trace(temp_W*temp_W')); %normalization gain W_1
W = beta*temp_W; %precoding process for user1

%===== Signals Transmission Process =====%
Tx_Data = W*out_ps; %Sent signals

%~~~~~ Transmission Process Over AWGN ~~~~~%
randn('seed',1);
n11=randn(NR*N_user,si);
randn('seed',2);
n12=randn(NR*N_user,si);
Rx= H*Tx_Data + sigma*(n11+j*n12);

%===== RECEIVER 1 & 2 =====%
%Received Signal by all user
y1= Rx/beta;
ytot=y1;
y= [y1(1,:) y1(2,:)];
%serial to paralel
sp = reshape(y,Nfft,[]);
%removing cyclic prefix
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,:);
%GFDM Demodulator
Xcp=fft(rmv_cp,4*M*K);
% Xcp=fft(rmv_cp,M*K);
% Xcp=Xcp/std(Xcp);%normalize to ~0dB
%removing filter effect
diiE=((Ai))'*rmv_cp; diE=(real(diiE));
dqQE=((Aq))'*rmv_cp; dqE=(real(dqQE));
dE_gabung= diE+(j*dqE);
dE = reshape(dE_gabung,K,[]);
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
%Demodulation
b1= reshape(dddE,1,[]);
b1= demod_qam(b1,4);
par_to_seri = b1;
N_ebits = N_ebits + sum(info(:,1:N_bit)~=par_to_seri);
end
BER_dua(i_SNR) = N_ebits/totbit;
end

```

j. Fungsi Program untuk Sistem MU-MIMO-GFDM Menggunakan Teknik Precoding RCI 6x6

```

%=====
%           PERFORMANCE ANALYSIS OF RCI LINEAR PRECODING IN           %
%           MU-MIMO-GFDM-QAM WITH SIX NUMBER OF USER                 %
%=====

function BER_enam = mimogfdm_sixuser(N_user, SNRdBs);
%% Initialization
clear all; clc;
N_user = 6;
NT = 6; NR = 1;
NR_tot = NR*N_user;
sq2 = sqrt(2);
N_packet = 5;
idx = log2(16);
SNRdBs = [0:2:30];
%GFDM parameters
K = 16; M = 32;
Fs = M*K*16;
r = 0; CP = r*K;
a=0; %0 for QAM n 1 for OQAM
jsimbol = 100*NT*N_user;
Nfft = 512;

```

```

%RCI parameters
mode = 1; %mode 0/1 for CI/RCI
I= eye(NR*N_user);
%The number of the generated bits
N_bit = idx*(K-3*K/8)*(M-1)*jsymbol;
totbit = N_bit*N_packet;
%% Processing at Transmitter and Receiver
for i_SNR=1:length(SNRdBs)
SNRdB=SNRdBs(i_SNR);
sigma2= 0.5*10^(-SNRdB/10);
sigma = sqrt(sigma2);
N_ebits=0; rand('seed',4); randn('seed',4);

for i_packet=1:N_packet
%===== Transmitter =====%
%Generating information bits in a packet
info = randint(1,N_bit);
%Modulating bits using 16-QAM
qam = modulation_qam(info,4);
qamp=reshape(qam,(K-3*K/8),[]);
%Modulating qam symbols using GFDM modulators
s=zeros(K,M);
d=[];
for kl=1:jsymbol
%decomposition
s(1:(K-3*K/8),2:M)=qamp(:,(M-1)*(kl-1)+1:(M-1)*(kl));
s=circshift(s,-1);
dd=reshape(s,[],1);
s=zeros(K,M);
d(:,kl)=dd; %collect all of blocks
end
%Splitting the value of blocks into real and imaginer
di = real(d);
dq = imag(d);
%Creating Meyer RRC filter(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;%rise/fall
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), 0)); %0 for QAM n M/2 for OQAM
%Creating prototype filter Ai and Aq matrix (defined in
%frequency)
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
end

```



```

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
%GFDM Signals
x=(Ai)*di+(Aq)*dq;
%Cyclic prefix addition (optional)
x_cp=x([end-CP+(1:CP)],:);
xcp = [x_cp;x]; %GFDM Signals with CP
Excp=mean(ones(1,length(xcp(:,1)))*(xcp.*conj(xcp))/length(xcp
(:,1)));
%parallel to serial
x_cp_ps_1 = reshape(xcp,1,[]);
%Determining information for every user
awl=1;
z=jsymbol/(N_user); %Each user gets the same number of blocks
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
%Specifying signals which will be sent by each antenna to
%user_j
user_1 = simbol_per_user(1,:);
user_2 = simbol_per_user(2,:);
user_3 = simbol_per_user(3,:);
user_4 = simbol_per_user(4,:);
user_5 = simbol_per_user(5,:);
user_6 = simbol_per_user(6,:);
out_ps = [user_1 ; user_2; user_3 ; user_4; user_5 ; user_6];
si=length(out_ps);

%===== RCI Precoding Process =====%
stream = NR*N_user;
H = (randn(NR*N_user,NT)+j*randn(NR*N_user,NT))/sq2;
temp_W = H'*inv(H*H'+(mode==1)*sigma2*I) %weight matrix user 1
H_W = H*temp_W; %diagonal matrix resulted for user 1
beta = sqrt(NT/trace(temp_W*temp_W')); %normalization gain W_1
W = beta*temp_W; %precoding process for user1

%===== Signals Transmission Process =====%
Tx_Data = W*out_ps; %Sent signals

%~~~~~ Transmission Process Over AWGN ~~~~~%
randn('seed',1);
n11=randn(NR*N_user,si);
randn('seed',2);
n12=randn(NR*N_user,si);
Rx= H*Tx_Data + sigma*(n11+j*n12);

%===== RECEIVER 1 & 2 =====%
%Received Signal by all user
y1= Rx/beta;
ytot=y1;
y= [y1(1,:) y1(2,:) y1(3,:) y1(4,:) y1(5,:) y1(6,:)];

```

```

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

%removing cyclic prefix
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,:);

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

%removing filter effect
diiE=((Ai)')*rmv_cp; diE=(real(diiE));
dqQE=((Aq)')*rmv_cp; dqE=(real(dqQE));
dE_gabung= diE+(j*dqE);
dE = reshape(dE_gabung,K,[]);
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

%Demodulation
b1= reshape(dddE,1,[]);
b1= demod_qam(b1,4);
par_to_seri = b1;

N_ebits = N_ebits + sum(info(:,1:N_bit)~=par_to_seri);
end
BER_enam(i_SNR) = N_ebits/totbit;
end

```

k. Fungsi Program untuk Sistem MU-MIMO-GFDM Menggunakan Teknik Precoding RCI 10x10

```

%=====
%           PERFORMANCE ANALYSIS OF RCI LINEAR PRECODING IN           %
%           MU-MIMO-GFDM-QAM WITH TWO NUMBER OF USER OF TWO         %
%=====

function BER_sepuluh = mimogfdm_tenuser (N_user, SNRdBs)
%% Initialization
clear all; clc;
N_user = 10;
NT = 10; NR = 1;
NR_tot = NR*N_user;

```

```

sq2 = sqrt(2) ;
N_packet = 5;
idx = log2(16);
SNRdBs = [0:2:30];

%GFDM parameters
K = 16; M = 32;
Fs = M*K*16;
r = 0; CP = r*K;
a=0; %0 for QAM n 1 for OQAM
jsymbol = 100*NT*N_user;
Nfft = 512;

%RCI parameters
mode = 1; %mode 0/1 for CI/RCI
I= eye(NR*N_user);

%The number of the generated bits
N_bit = idx*(K-3*K/8)*(M-1)*jsymbol;
totbit = N_bit*N_packet;

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

for i_packet=1:N_packet
%===== Transmitter =====%
%Generating information bits in a packet
info = randint(1,N_bit);

%Modulating bits using 16-QAM
qam = modulation_qam(info,4);
qamp=reshape(qam,(K-3*K/8),[]);

%Modulating qam symbols using GFDM modulators
s=zeros(K,M);
d=[];
for k1=1:jsymbol
%decomposition
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; %collect all of blocks
end

%Splitting the value of blocks into real and imaginer
di = real(d);
dq = imag(d);

%Creating Meyer RRC filter(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;%rise/fall

```

```

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

gi = g;
gq = ifft(circshift(fft(gi), 0)); %0 for QAM n M/2 for OQAM

%Creating prototype filter Ai and Aq matrix (defined in
%frequency)
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 = 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
%GFDM Signals
x=(Ai)*di+(Aq)*dq;

%Cyclic prefix addition (optional)
x_cp=x([end-CP+(1:CP)],:);
xcp = [x_cp;x]; %GFDM Signals with CP

Excp=mean(ones(1,length(xcp(:,1)))*(xcp.*conj(xcp))/length(xcp(:,1)
)));

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

%Determining information for every user
awl=1;
z=jsymbol/(N_user); %Each user gets the same number of blocks
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

%Specifying signals which will be sent by each antenna to
%user_j
user_1 = simbol_per_user(1,:);
user_2 = simbol_per_user(2,:);
user_3 = simbol_per_user(3,:);
user_4 = simbol_per_user(4,:);
user_5 = simbol_per_user(5,:);
user_6 = simbol_per_user(6,:);
user_7 = simbol_per_user(7,:);

```

```

user_8 = simbol_per_user(8,:);
user_9 = simbol_per_user(9,:);
user_10 = simbol_per_user(10,:);
out_ps = [user_1 ; user_2; user_3 ; user_4;user_5 ;...
user_6;user_7 ; user_8; user_9 ; user_10];
si=length(out_ps);

%===== RCI Precoding Process =====%
stream = NR*N_user;
H = (randn(NR*N_user,NT)+j*randn(NR*N_user,NT))/sq2;
temp_W = H'*inv(H*H'+(mode==1)*sigma2*I);%weight matrix user 1

H_W = H*temp_W; %diagonal matrix resulted for user 1

beta = sqrt(NT/trace(temp_W*temp_W')) %normalization gain W_1
W = beta*temp_W; %precoding process for user1

%===== Signals Transmission Process =====%
Tx_Data = W*out_ps; %Sent signals

%~~~~~ Transmission Process Over AWGN ~~~~~%
randn('seed',1);
n11=randn(NR*N_user,si);
randn('seed',2);
n12=randn(NR*N_user,si);
Rx= H*Tx_Data + sigma*(n11+j*n12);
%===== RECEIVER 1 & 2 =====%
%Received Signal by all user
y1= Rx/beta;
ytot=y1;
y= [y1(1,:) y1(2,:) y1(3,:) y1(4,:) y1(5,:) y1(6,:) y1(7,:)...
y1(8,:) y1(9,:) y1(10,:)];

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

%removing cyclic prefix
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,:);

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

%removing filter effect
diiE=((Ai))'*rmv_cp; diE=(real(diiE));
dqQE=((Aq))'*rmv_cp; dqE=(real(dqQE));
dE_gabung= diE+(j*dqE);
dE = reshape(dE_gabung,K,[]);
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

%Demodulation
b1= reshape(dddE,1,[]);
b1= demod_qam(b1,4);
par_to_seri = b1;

N_ebits = N_ebits + sum(info(:,1:N_bit)~=par_to_seri);
end
BER_sepuluh(i_SNR) = N_ebits/totbit;
end

```

I. Program Utama Perbandingan Sistem MU-MIMO-GFDM Menggunakan Teknik *Precoding* RCI dengan Jumlah K dan M Berbeda

```

%=====
%           PERFORMANCE ANALYSIS OF RCI LINEAR PRECODING IN           %
%           MU-MIMO-GFDM WITH DIFFERENT SIZE OF K AND M             %
%=====
% Author           : Dara Aulia Feryando,S.T.                       %
% NIM              : 2216203006                                       %
% Advisor          : Dr.Ir.Titiek Suryani,M.T.                       %
%=====
%% Pre-Processing
clear all;clc
%% Plotting Result
SNRdB = [0:2:30];
[BERGFDM_KMkecil,papr_gfdm_qam_1,papr_gfdm_oqam_1] =
gfdm_KMkecil(8,8,64);
BERGFDM_kecilqam = BERGFDM_KMkecil(1,:);
BERGFDM_keciloqam = BERGFDM_KMkecil(2,:);
[BERGFDM_KMsedang,papr_gfdm_qam_2,papr_gfdm_oqam_2] =
gfdm_KMsedang(8,16,128);
BERGFDM_sedangqam = BERGFDM_KMsedang(1,:);
BERGFDM_sedangoqam = BERGFDM_KMsedang(2,:);
[BERGFDM_KMbesar,papr_gfdm_qam_3,papr_gfdm_oqam_3] =
gfdm_KMbesar(16,32,512);
BERGFDM_besarqam = BERGFDM_KMbesar(1,:);
BERGFDM_besaroqam = BERGFDM_KMbesar(2,:);
semilogy(SNRdB,BERGFDM_kecilqam,'r-o',SNRdB,BERGFDM_keciloqam,'y-
*',SNRdB,BERGFDM_sedangqam,'m-o',SNRdB,BERGFDM_sedangoqam,'c-
*',SNRdB,BERGFDM_besarqam,'b-s',SNRdB,BERGFDM_besaroqam,'g-
x','LineWidth',1,'MarkerSize',5);
hold on; grid on;
axis([0 30 9.01785714285714e-05 1]);

```

```

legend('with 16-QAM(K=8,M=8)', 'with 16-OQAM(K=8,M=8)', 'with 16-
QAM(K=8,M=16)', 'with 16-OQAM(K=8,M=16)', 'with 16-
QAM(K=16,M=32)', 'with 16-OQAM(K=16,M=32)');
xlabel('Eb/No, dB');
ylabel('Bit Error Rate');
figure(2);
[cy1,cx1] = ccdf(papr_gfdm_qam_1,0.1);
[cy2,cx2] = ccdf(papr_gfdm_oqam_1,0.1);
[cy3,cx3] = ccdf(papr_gfdm_qam_2,0.1);
[cy4,cx4] = ccdf(papr_gfdm_oqam_2,0.1);
[cy5,cx5] = ccdf(papr_gfdm_qam_3,0.1);
[cy6,cx6] = ccdf(papr_gfdm_oqam_3,0.1);
semilogy(cx1,cy1, 'r-s', cx2,cy2, 'y-o', cx3,cy3, 'm-x', cx4,cy4, 'c-
s', cx5,cy5, 'b-o', cx6,cy6, 'g-x', 'LineWidth',1, 'MarkerSize',5);
hold on; grid on;
axis([6.14872323561106 11.24872323561111 0.0006250 0.9993750])
legend('with 16-QAM(K=8,M=8)', 'with 16-OQAM(K=8,M=8)', 'with 16-
QAM(K=8,M=16)', 'with 16-OQAM(K=8,M=16)', 'with 16-
QAM(K=16,M=32)', 'with 16-OQAM(K=16,M=32)');
xlabel('PAPR [dB]');
ylabel('CCDF');

```

m. Program Fungsi Sistem MU-MIMO-GFDM Menggunakan Teknik Precoding RCI dengan K=8 dan M=8

```

%=====
%           GFDM-QAM with K=8, M=8, points IFFT=64           %
%=====
function [BERGFDM_KMkecil,papr_gfdm_qam_1,papr_gfdm_oqam_1] =
gfdm_KMkecil(K,M,Nfft)
clear all; clc;
for mapper = 1:2
%% Pre-Processing
N_user = 4;
NT = 4; NR = 1;
NR_tot = NR*N_user;
SNRdBs = [0:2:30];
sq2 = sqrt(2);
N_packet = 5;
%GFDM parameters
K = 8; M = 8;
Fs = M*K*16;
r = 0; CP = r*K;
jsimbol = 100*NT*N_user;
Nfft = 64;
% Determine Mapper
idx = log2(16);
if mapper ==1
    shift=0;
    a=0;
else
    shift=M/2;
    a=1;
end
end

```

```

%RCI parameters
mode = 1; %mode 0/1 for CI/RCI
I= eye(NR*N_user);
%The number of the generated bits
N_bit = idx*(K-3*K/8)*(M-1)*jsymbol;
totbit = N_bit*N_packet;
%% Processing at Transmitter and Receiver
for i_SNR=1:length(SNRdBs)
SNRdB=SNRdBs(i_SNR);
sigma2= 0.5*10^(-SNRdB/10);
sigma = sqrt(sigma2);
N_ebits=0; rand('seed',4); randn('seed',4);
for i_packet=1:N_packet
%===== Transmitter =====%
%Generating information bits in a packet
info = randint(1,N_bit);
%Modulating bits using 16-QAM
qam = modulation_qam(info,4);
%S/P
qamp=reshape(qam,(K-3*K/8),[]);
%Modulating qam symbols using GFDM modulators
s=zeros(K,M);
d=[];
for k1=1:jsymbol
%decomposition
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; %collect all of blocks
end
%Splitting the value of blocks into real and imaginer
di = real(d);
dq = imag(d);
%Creating Meyer RRC filter(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;%rise/fall
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
gi = g;
gq = ifft(circshift(fft(gi), shift));
%Creating prototype filter Ai and Aq matrix (defined in
%frequency)
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 = 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
%GFDM Signals
x=(Ai)*di+(Aq)*dq;
%Calculate GFDM's PAPR
if mapper ==1
mean_gfdm_qam_1 = mean(abs(x.^2));
peak_gfdm_qam_1 = max(abs(x.^2));
papr_gfdm_qam_1 = 10*log10(peak_gfdm_qam_1./mean_gfdm_qam_1);
else
mean_gfdm_oqam_1 = mean(abs(x.^2));
peak_gfdm_oqam_1 = max(abs(x.^2));
papr_gfdm_oqam_1 = 10*log10(peak_gfdm_oqam_1./ ...
mean_gfdm_oqam_1);
end
%Cyclic prefix addition
x_cp=x([end-CP+(1:CP)],:);
xcp = [x_cp;x]; %GFDM Signals with CP
Excp=mean(ones(1,length(xcp(:,1)))*(xcp.*conj(xcp))/length(xcp
(:,1)));
%paralel to serial
x_cp_ps_1 = reshape(xcp,1,[]);
%Determining information for every user
awl=1;
z=jsymbol/(NT); %Each user gets the same number of blocks
for bagi=1:NT
    simbol_per_user(bagi,:)= x_cp_ps_1(1,awl:(awl-1+(K*M*z)));
    awl= awl+(K*M*z);
end
%Specifying signals which will be sent by each antenna to
%user_j
user_1 = simbol_per_user(1,:);
user_2 = simbol_per_user(2,:);
user_3 = simbol_per_user(3,:);
user_4 = simbol_per_user(4,:);
out_ps = [user_1 ;user_2 ;user_3; user_4];
si=length(out_ps);

%===== RCI Precoding Process =====%
stream = NR*N_user;
H = (randn(NR*N_user,NT)+j*randn(NR*N_user,NT))/sq2;
temp_W = H'*inv(H*H'+(mode==1)*sigma2*I); %weight matrix
H_W = H*temp_W; %diagonal matrix resulted
beta = sqrt(NT/trace(temp_W*temp_W')); %normalization gain W_1
W = beta*temp_W; %precoding process for user1
Tx_Data = W*out_ps; %Sent signals

%===== Signals Transmission Process =====%
randn('seed',1);
n11=randn(NR*N_user,si);
randn('seed',2);
n12=randn(NR*N_user,si);
Rx = H*Tx_Data + sigma*(n11+j*n12);

%===== RECEIVER 1 & 2 =====%
%Received Signal by all user
y1= Rx/beta;

```

```

ytot=y1;
y= [y1(1,:) y1(2,:) y1(3,:) y1(4,:)];
%serial to paralel
sp = reshape(y,Nfft,[]);
%removing cyclic prefix
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,:);
%GFDM Demodulator
Xcp=fft(rmv_cp,4*M*K);
Xcp=Xcp/std(Xcp);%normalize to ~0dB
%removing filter effect
diiE=((Ai))'*rmv_cp; diE=(real(diiE));
dqqE=((Aq))'*rmv_cp; dqE=(real(dqqE));
dE_gabung= diE+(j*dqE);
dE = reshape(dE_gabung,K,[]);
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
%Demodulation
b1= reshape(dddE,1,[]);
b1= demod_qam(b1,4);
par_to_seri = b1;
N_ebits = N_ebits + sum(info(:,1:N_bit)~=par_to_seri);
end
BERGFDM_KMkecil(i_SNR) = N_ebits/totbit;
end
BERGFDM_KMkecil mapper,: = BERGFDM_KMkecil;
end

```

n. Program Fungsi Sistem MU-MIMO-GFDM Menggunakan Teknik Precoding RCI dengan K=8 dan M=16

```

%=====
%                               GFDM-QAM with K=8, M=16, points IFFT=128                               %
%=====
function [BERGFDM_KMsedang,papr_gfdm_qam_2,papr_gfdm_oqam_2] =
gfdm_KMsedang(K,M,Nfft)

clear all; clc;
for mapper = 1:2
% Pre-Processing
N_user = 4;
NT = 4; NR = 1;
NR_tot = NR*N_user;
SNRdBs = [0:2:30];
sq2 = sqrt(2);
N_packet = 5;

```

```

%GFDM parameters
K = 8; M = 16;
Fs = M*K*16;
r = 0; CP = r*K;
jsimbol = 100*NT*N_user;
Nfft = 128;
% Determine Mapper
idx = log2(16);
if mapper ==1
    shift=0;
    a=0;
else
    shift=M/2;
    a=1;
end
%RCI parameters
mode = 1; %mode 0/1 for CI/RCI
I= eye(NR*N_user);
%The number of the generated bits
N_bit = idx*(K-3*K/8)*(M-1)*jsimbol;
totbit = N_bit*N_packet;
%% Processing at Transmitter and Receiver
for i_SNR=1:length(SNRdBs)
SNRdB=SNRdBs(i_SNR);
sigma2= 0.5*10^(-SNRdB/10);
sigma = sqrt(sigma2);
N_ebits=0; rand('seed',4); randn('seed',4);
for i_packet=1:N_packet
    %===== Transmitter =====%
    %Generating information bits in a packet
    info = randint(1,N_bit);
    %Modulating bits using 16-QAM
    qam = modulation_qam(info,4);
    %S/P
    qamp=reshape(qam,(K-3*K/8),[]);
    %Modulating qam symbols using GFDM modulators
    s=zeros(K,M);
    d=[];
    for k1=1:jsimbol
        %decomposition
        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; %collect all of blocks
    end
    %Splitting the value of blocks into real and imaginer
    di = real(d);
    dq = imag(d);
    %Creating Meyer RRC filter(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;%rise/fall
    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), shift));
%Creating prototype filter Ai and Aq matrix (defined in
%frequency)
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 = 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
%GFDM Signals
x=(Ai)*di+(Aq)*dq;
%Calculate GFDM's PAPR
if mapper ==1
    mean_gfdm_qam_2 = mean(abs(x.^2));
    peak_gfdm_qam_2 = max(abs(x.^2));
    papr_gfdm_qam_2 = 10*log10(peak_gfdm_qam_2./mean_gfdm_qam_2);
else
    mean_gfdm_oqam_2 = mean(abs(x.^2));
    peak_gfdm_oqam_2 = max(abs(x.^2));
    papr_gfdm_oqam_2 = 10*log10(peak_gfdm_oqam_2./...
    mean_gfdm_oqam_2);
end
%Cyclic prefix addition
x_cp=x([end-CP+(1:CP)],:);
xcp = [x_cp;x]; %GFDM Signals with CP
Excp=mean(ones(1,length(xcp(:,1)))*(xcp.*conj(xcp))/length(xcp
(:,1)));
%parallel to serial
x_cp_ps_1 = reshape(xcp,1,[]);
%Determining information for every user
awl=1;
z=jsimbol/(NT); %Each user gets the same number of blocks
for bagi=1:NT
    simbol_per_user(bagi,:)= x_cp_ps_1(1,awl:(awl-1+(K*M*z)));
    awl= awl+(K*M*z);
end
%Specifying signals which will be sent by each antenna to
%user_j
user_1 = simbol_per_user(1,:);
user_2 = simbol_per_user(2,:);
user_3 = simbol_per_user(3,:);
user_4 = simbol_per_user(4,:);
out_ps = [user_1 ;user_2 ;user_3; user_4];
si=length(out_ps);

%===== RCI Precoding Process =====%
stream = NR*N_user;
H = (randn(NR*N_user,NT)+j*randn(NR*N_user,NT))/sq2;

```

```

temp_W = H'*inv(H*H'+(mode==1)*sigma2*I);           %weight matrix
H_W = H*temp_W;                                     %diagonal matrix resulted
beta = sqrt(NT/trace(temp_W*temp_W')); %normalization gain W_1
W = beta*temp_W;                                     %precoding process for user1
Tx_Data = W*out_ps;                                  %Sent signals

%===== Signals Transmission Process =====%
randn('seed',1);
n11=randn(NR*N_user,si);
randn('seed',2);
n12=randn(NR*N_user,si);
Rx = H*Tx_Data + sigma*(n11+j*n12);

%===== RECEIVER 1 & 2 =====%
%Received Signal by all user
y1= Rx/beta;
ytot=y1;
y= [y1(1,:) y1(2,:) y1(3,:) y1(4,:)];
%serial to paralel
sp = reshape(y,Nfft,[]);
%removing cyclic prefix
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,:);
%GFDM Demodulator
Xcp=fft(rmv_cp,4*M*K);
Xcp=Xcp/std(Xcp);%normalize to ~0dB
%removing filter effect
diiE=((Ai))'*rmv_cp; diE=(real(diiE));
dqQE=((Aq))'*rmv_cp; dqE=(real(dqQE));
dE_gabung= diE+(j*dqE);
dE = reshape(dE_gabung,K,[]);
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
%Demodulation
b1= reshape(dddE,1,[]);
b1= demod_qam(b1,4);
par_to_seri = b1;
N_ebits = N_ebits + sum(info(:,1:N_bit)~=par_to_seri);
end
BERGFDM_KMsedang(i_SNR) = N_ebits/totbit;
end
BERGFDM_KMsedang(mapper,:) = BERGFDM_KMsedang;
end

```

Halaman ini sengaja dikosongkan

c. Hasil Bit Error Rate Pada Simulasi Sistem MU-MIMO-GFDM-OQAM yang Tidak Menggunakan Teknik *Precoding* RCI

Tabel 4 Hasil BER Sistem MU-MIMO-GFDM-OQAM yang Tidak Menggunakan Teknik *Precoding* RCI

Eb/No [dB]	BER
0	0,5097
2	0,5097
4	0,5095
6	0,5093
8	0,5092
10	0,5091
12	0,5091
14	0,5091
16	0,5090
18	0,5090
20	0,5090
22	0,5091
24	0,5091
26	0,5091
28	0,5091
30	0,5091
Rata-rata:	0,5092

d. Hasil Bit Error Rate Pada Simulasi Sistem MU-MIMO-GFDM-OQAM yang Menggunakan Teknik *Precoding* Linier Berbeda

Tabel 4 Hasil Perbandingan Kinerja BER dari Teknik *Precoding* RCI dan Teknik *Precoding* BD Pada Sistem MU-MIMO-GFDM-OQAM

Eb/No [dB]	BER SISTEM MU-MIMO-GFDM dengan 16-OQAM dan <i>Precoding</i> BD	BER SISTEM MU-MIMO-GFDM dengan 16-OQAM dan <i>Precoding</i> RCI
0	0,187577016	0,222778
2	0,147854032	0,186927
4	0,105517742	0,1503
6	0,064175806	0,113284
8	0,031350806	0,077099
10	0,011819758	0,04537
12	0,003452823	0,022033
14	0,000697581	0,008496
16	7,54E-05	0,002573
18	3,63E-06	0,00054

20	0	5,90E-05
22	0	1,51E-06
24	0	0
26	0	0
28	0	0
30	0	0

BIOGRAFI PENULIS



Penulis bernama Dara Aulia Feryando putri dari Bapak Slamet Widodo dan Ibu Mariani. Lahir di Kota Madiun pada tanggal 22 Maret 1993. Penulis menempuh pendidikan formal di Madrasah Ibtidaiyah Islamiyah Kota Madiun, SMP N 2 Kota Madiun, dan SMA N 2 Kota Madiun. Penulis telah menyelesaikan studi S-1 program studi Teknik Telekomunikasi di Universitas Telkom Bandung pada tahun 2015. Selama studi S-1, penulis aktif di beberapa organisasi dan menjadi asisten praktikum Laboratorium Pengolahan Sinyal Digital. Adapun bidang yang ditekuni adalah pengolahan sinyal pada citra digital dan pada sistem komunikasi digital.

Publikasi yang telah dihasilkan penulis dari studi S-1 adalah “*Steganografi Citra Pada Karakter Khusus Aksara Jawa Menggunakan Metode Discrete Cosine Transform*”. Pada tahun 2016, penulis melanjutkan studi S-2 di Institut Teknologi Sepuluh Nopember (ITS) Surabaya dengan mengambil bidang keahlian Telekomunikasi Multimedia. Selama menjadi mahasiswa di ITS, penulis aktif di organisasi Himpunan Mahasiswa Pascasarjana ITS dan juga aktif menjadi asisten praktikum Pengolahan Sinyal Komunikasi. Penulis dapat dihubungi melalui alamat email daraauliaferyando@gmail.com.