

BAB 2

DASAR TEORI

2.1 KAJIAN PUSTAKA

Penelitian yang dilakukan oleh penulis didasari oleh berbagai referensi penelitian sebelumnya. Tujuan penulis dalam mengkaji beberapa referensi adalah untuk memberikan batasan dalam penelitian yang dilakukan lebih lanjut. Pada Kajian Pustaka ini terdapat 8 penelitian yang menjadi acuan penulis selama melakukan penelitian. Pada kajian penelitian yang pertama pada tahun 2021 oleh Wiwit Indah Sari, Anggun Fitriani Isnawati, dan Khoirun Ni'amah [6] dengan berjudul "*Performance Analysis GFDM Using MMSE Equalization in Audio Transmission*". Dalam penelitian ini melakukan perbandingan nilai SNR terhadap nilai BER dengan menggunakan ekualisasi *Minimum Mean Square Error* (MMSE) pada sistem GFDM. Penelitian ini menggunakan modulasi QAM dengan kanal AWGN dan dengan jenis filter *pulse shaping* adalah *Root Raised Cosine filter* serta variasi *roll-off factor*. Data transmisi yang digunakan pada penelitian ini berupa audio. Hasil yang diperoleh berupa nilai BER pada saat nilai SNR 0 dB dan 25 dB pada GFDM tanpa *Minimum Mean Square Error* (MMSE) serta GFDM menggunakan *Minimum Mean Square Error* (MMSE). Kemudian dilakukan pengujian dengan sistem *roll-off factor* yang bernilai 0,3; 0,5; dan 1 pada nilai SNR 25 dB untuk menentukan nilai BER. Hasil yang didapatkan ketika nilai *roll-off factor* besar, nilai BER juga semakin tinggi.

Penelitian kedua pada tahun 2016 oleh Shravan Kumar Bandari, V.V. Mani dan A. Drosopoulos [7] yang berjudul "*GFDM/OQAM Implementation under Rician Fading Channel*" membahas tentang analisis dari aplikasi GFDM/OQAM dengan unjuk kerja SER di bawah Rician-K pada saluran *fading* dan menggunakan tambahan *roll-off factor* dengan besaran 0,1; 0,5; dan 0,9. Dalam penelitian ini menggunakan asumsi teknik ekualisasi *Zero Forcing* (ZF) pada kasus Rician-K saluran *fading*. Penelitian ini terdapat simulasi dan perbandingan dari penggunaan ekspresi teoritis dalam kasus penerima *Zero Forcing* (ZF). Hasil yang didapatkan terdapat peningkatan perbaikan SER disaat menggunakan GFDM-OQAM jika

dibandingkan dengan GFDM-QAM, hal tersebut dibuktikan dari tingkat kesalahan 0,0096 dapat diperoleh GFDM-OQAM pada nilai SNR 24 dB, namun tingkat kesalahan yang sama yang diperoleh GFDM-QAM terjadi pada nilai 27 dB. Pada penelitian ini juga menyebutkan bahwa adanya pengaruh yang ditimbulkan ketika meningkatkan nilai K dari 0 ke 3 dan menjadikan penurunan terhadap nilai SER.

Pada kajian penelitian ketiga pada tahun 2021 oleh Elsa Nur Oktaviar Herawati, Anggun Fitriani Isnawati, dan Khoirun Ni'amah [8] dengan judul "*Analysis of GFDM-OQAM Performance Using Zero Forcing Equalization*". Dalam penelitian ini membahas mengenai perbandingan nilai SNR terhadap nilai BER dengan menggunakan ekualisasi *Zero Forcing* (ZF) pada sistem GFDM-*Offset Quadrature Amplitude Modulation* (OQAM). Dalam penelitian ini dihasilkan bahwa sistem GFDM-OQAM menggunakan ekualisasi *Zero Forcing* (ZF) mempunyai nilai BER yang lebih baik dari pada sistem GFDM-OQAM tanpa menggunakan ekualisasi *Zero Forcing* (ZF). Hasil tersebut bisa dilihat dari nilai BER yang dihasilkan dari sistem GFDM-OQAM tanpa *Zero Forcing* (ZF) sebesar 0,1675 pada nilai SNR 0 dB dan pada nilai SNR 15 dB menghasilkan 0,05854. Pada sistem GFDM-OQAM dengan *Zero Forcing* (ZF) dapat menurunkan nilai BER pada 0 dB sebesar 0,1989 menjadi 0,0272 pada BER 15 dB. Dalam sistem GFDM-OQAM menggunakan *Zero Forcing* (ZF) ini jika nilai *roll-off factor* semakin besar, nilai BER juga semakin tinggi.

Kajian penelitian keempat pada tahun 2022 oleh Megha Gupta dan R.S Gamad [9] yang berjudul "*Performance Analysis of Generalized Frequency Division Multiplexing in Various Pulse-shaping Filter with Raised Cosine and Root Raised Cosine Filter*". Penelitian ini membahas mengenai kinerja pada sistem GFDM pada spektrum, *roll-off factor*, SER dan SNR yang dilakukan dengan penambahan filter *pulse shaping Raised Cosine* dan *Root Raised Cosine*. Dalam penelitian ini terdapat beberapa parameter yang digunakan yaitu subsimbol, *subcarrier*, variasi nilai *roll-off factor*, pemetaan teknik modulasi yang digunakan yaitu ada QAM dan QPSK, penambahan saluran AWGN, dan saluran *Zero Forcing* (ZF). Hasil yang didapatkan pada simulasi dalam menganalisis spektrum menggunakan nilai *roll-off factor* sebesar 0,1 dan nilai subsimbol yang berbeda serta penggunaan teknik modulasi yang berbeda juga, bahwa dengan menggunakan

teknik modulasi QAM hasilnya lebih baik dari pada menggunakan QPSK. Setelah menemukan hasil yang terbaik dengan menggunakan QAM diuji kembali menggunakan variasi nilai *roll-off factor* 0,05; 0,1; 0,15; 0,2; 0,25; dan 0,3. Namun, dengan menggunakan filter *pulse shaping* yang berbeda menghasilkan keluaran di mana penambahan filter *pulse shaping* pada simulasi dapat meningkatkan kinerja SER, dan adanya penambahan filter *pulse shaping* ini dapat berguna dalam peningkatan kualitas serta meminimalisasi kesalahan pada sistem GFDM.

Pada kajian penelitian kelima pada tahun 2019 oleh Jans Hendry, Anggun Fitriani Isnawati [10] dengan berjudul “Analisis Perbandingan Kinerja Ekualisasi *Zero Forcing* (ZF) dan *Minimum Mean Square Error* (MMSE) pada FBMC-OQAM”. Dalam penelitian membahas mengenai perbandingan kinerja variasi ekualisasi yang diterapkan pada FBMC dengan modulasi *Offset-QAM*. Teknik ekualisasi yang digunakan adalah *Zero Forcing* (ZF) dan *Minimum Mean Square Error* (MMSE). Pada penelitian ini menghasilkan bahwa nilai BER pada FBMC yang menggunakan ekualisasi *Zero Forcing* (ZF) sebesar 0,2875 pada nilai SNR 5 dB dan menggunakan ekualisasi *Minimum Mean Square Error* (MMSE) sebesar 0,2941. Nilai SER yang dihasilkan menggunakan *Zero Forcing* (ZF) sebesar 0,5514 dan menggunakan *Minimum Mean Square Error* (MMSE) sebesar 0,5391. Dapat disimpulkan bahwa kinerja FBMC dengan menggunakan ekualisasi *Minimum Mean Square Error* (MMSE) lebih baik dari *Zero Forcing* (ZF).

Penelitian keenam pada tahun 2015 oleh Ivan Gaspar, Maximilian Matthe, Nicola Michailow, Luciano Leonel Mendes, Dan Zhang, dan Gerhard Fettweis [11] dengan judul “*Frequency-Shift Offset-QAM for GFDM*”. Dalam penelitian ini dibahas penerapan GFDM-OQAM pada *frequency shift* dengan hasil yang diberikan bahwa OQAM yang dapat diterapkan pada sistem GFDM. Penerapan dalam sistem GFDM ini menggunakan *frequency shift* yang dapat memberikan keuntungan lain diantaranya terdapat pengurangan kompleksitas dan penggunaan simbol nol dalam mengurangi emisi OOB. Fungsi transfer frekuensi yang dilakukan dari filter pembentuk pulsa yang digunakan dalam kasus OQAM-*shift* biasanya mempunyai bentuk mirip dengan persegi yang diparameterisasi oleh *roll-off factor* untuk menjadi respon implus dari prototipe merupakan alasan pemanfaatan tersebut dapat digunakan.

Penelitian yang selanjutnya pada tahun 2017 oleh Ashok Khedkar, M. Sumathi, M. Murugan [12] dengan judul “*Root Raised Cosine Pulse Shape Based ICI Suppression in OFDM System for Rayleigh Multipath Channel*”. Penelitian ini membahas tentang kinerja kesalahan sistem OFDM dengan modulasi QPSK dengan adanya *offset* frekuensi pembawa untuk saluran *multipath* Rayleigh kemudian *Inter Carrier Interference Power* dan *Carrier to Interference Ratio (C/I)* yang digunakan dalam berbagai frekuensi *offset*. Hasil yang didapatkan pengurangan ICI sekitar 6 dB dan peningkatan dari rasio C/I sebesar 6 dB pada nilai frekuensi *offset* 0,1 diperoleh setelah menggunakan *pulse shaping* dengan tipe *Root Raised Cosine (RRC)*. Selain itu *adaptive pulse shaping* dapat diperoleh nilai optimal *roll-off factor* sebesar 0,43 dan diperoleh nilai ICI minimum sekitar 8×10^{-5} . Pengurangan ICI dengan menggunakan teknik *pulse shaping* RRC dapat mengurangi kerentanan sistem OFDM dengan *carrier frequency offset*.

Pada penelitian kedelapan pada tahun 2023 oleh Ari Endang Jayati, dan Budiani Destyningtias [13] dengan judul “*Performance Comparison of Generalized Frequency Division Multiplexing Using QAM and OQAM*”. Dalam penelitian ini membahas mengenai perbandingan unjuk kerja dari sistem GFDM dengan menggunakan QAM dan OQAM dengan menggunakan *pulse shaping Root Raised Cosine* dan *roll-off factor* yang bernilai 0; 0,3; 0,5 dan 1. Penelitian ini menyelidiki kinerja pada sisi BER jika menggunakan kanal AWGN dan Rayleigh, diagram konstelasi dan spektrum sinyal. Dari hasil penelitian yang telah dilakukan ditemukan bahwa GFDM-OQAM mempunyai kelebihan yang lebih baik jika dibandingkan dengan GFDM-QAM. Pada GFDM-OQAM mempunyai komponen *quadrature inphase* yang tidak bergeser jika bergerak pada slot waktu yang sama, OOB rendah, kecepatan data tinggi dan bebas dari ICI. Penelitian ini juga mendapatkan hasil BER dengan nilai 10^{-2} harus terdapat penurunan Eb/No sebesar 8 dB pada saat QAM ke OQAM melewati saluran AWGN dan terjadi penurunan 9 dB jika melewati saluran Rayleigh. Penelitian ini juga menghasilkan bahwa referensi nilai *roll-off factor* yang terbaik pada penerapan GFDM-OQAM berada pada 0,3 dan *roll-off factor* (α) sangatlah berpengaruh terhadap kinerja GFDM karena jika nilai α lebih tinggi, nilai BER juga lebih tinggi.

2.2 DASAR TEORI

2.2.1 Waveform (GFDM)

Modulasi *multicarrier* yang terhubung ke pembentukan pulsa variabel dikenal sebagai GFDM. GFDM adalah pesaing untuk mengadopsi gelombang (bentuk gelombang) 5G berdasarkan konsep OFDM, di mana sinyal GFDM dibangun dari jumlah frekuensi, atau kumpulan sinyal yang membawa simbol data pada *slot* waktu dan *subcarrier* tertentu. Dasar dari GFDM adalah modulasi blok independen, di mana setiap blok terdiri dari berbagai *subcarrier* dan subsimbol. Baik dalam domain waktu maupun *domain* frekuensi, *subcarrier* dilakukan proses filter menggunakan sirkular prototipe filter bergeser [14].

GFDM juga merupakan bentuk gelombang kandidat yang layak untuk komunikasi nirkabel generasi mendatang, menawarkan sejumlah manfaat termasuk latensi rendah, *Peak Average Power Ratio* (PAPR) rendah, emisi OOB rendah dan *Adjacent Channel Leakage Ratio* (ACLR) yang rendah, serta persyaratan fleksibel untuk sinkronisasi waktu dan frekuensi. GFDM menawarkan banyak fleksibilitas desain untuk pemancar dan penerima karena struktur *transceiver* yang dapat disesuaikan. Inilah yang membuat GFDM dapat digunakan untuk berbagai keadaan, dan parameternya dapat dimodifikasi agar sesuai dengan kebutuhan layanan tertentu [15].

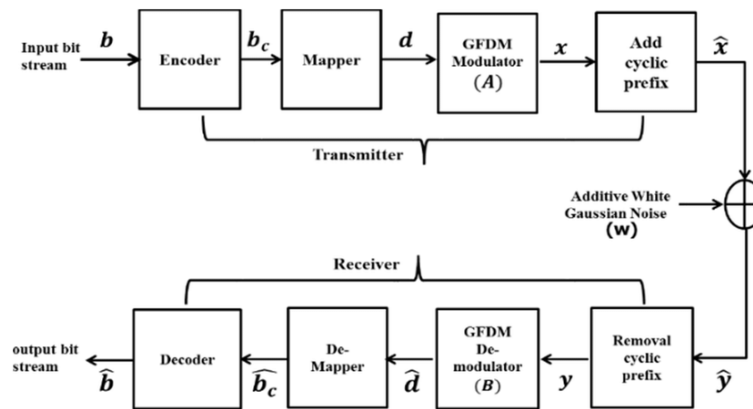
Selain itu, beberapa implementasi *transceiver* GFDM dengan kompleksitas rendah adalah beberapa implementasi *transceiver* GFDM dengan kompleksitas rendah yang tersedia, membuatnya realistis dari sudut pandang ekonomi. Selain itu, algoritma yang berbeda dapat digunakan pada penerima GFDM untuk mengurangi kerumitan lebih lanjut dengan mempertahankan kinerja yang diizinkan. Adapun beberapa manfaat GFDM antara lain mengatasi kelemahan OFDM yaitu OOB *radiation* yang diatur oleh *pulse shaping filter* yang digunakan pada masing-masing *subcarrier*.

GFDM menggunakan *Cyclic Prefix* (CP) untuk mengatasi *Inter Symbol Interference* (ISI) pada saluran *multipath*. Karena penggunaan CP pada setiap blok, akibatnya sistem GFDM memiliki efisiensi spektrum yang lebih tinggi daripada OFDM. Struktur langsung GFDM memfasilitasi sinkronisasi yang menurunkan penggunaan energi. Hal ini terjadi karena adanya fleksibilitas yang cukup besar

dalam hal menyiapkan blok GFDM yang memungkinkan mendukung metode fragmentasi spektrum untuk menggunakan spektrum *white space* pada frekuensi UHF mencapai *throughput* tinggi yang diharapkan dalam skenario teknologi 5G [16].

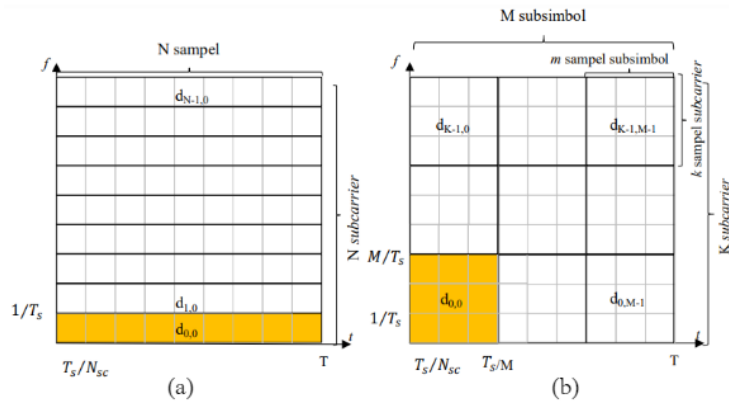
2.2.1.1 GFDM Transceiver

Pada sistem GFDM terdapat *transceiver* yang di mana dalam *transceiver* tersebut mempunyai blok diagram seperti yang ditunjukkan pada gambar berikut ini:



Gambar 2. 1 Diagram Blok GFDM [17].

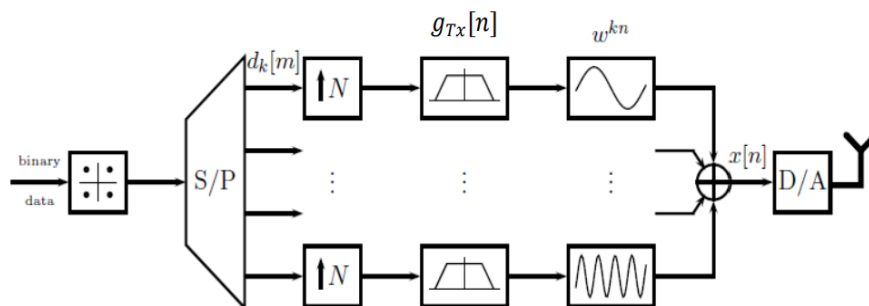
Input biner \vec{b} yang dibuat dari sumber biner dikodekan menjadi \vec{b}_c seperti yang ditunjukkan pada diagram blok *transceiver* GFDM pada Gambar 2.1. Hasil dari *encoding* selanjutnya dipetakan ke dalam *block mapper* (*bandpass modulation*). *Output* dari *block mapper* adalah *vector* \vec{d} , yang dapat didefinisikan secara matematis sebagai $\vec{d} = (d_0, d_1, \dots, d_{N-1})$, di mana N adalah jumlah seluruh simbol. Vektor \vec{d} kemudian diubah menjadi data laju rendah atau perubahan serial ke paralel dan dibagi menjadi blok GFDM (N) berukuran $K \times M$ dalam blok Modulator GFDM, di mana K dan M masing-masing adalah jumlah *subcarrier* dan subsymbol. Akibatnya, vektor dekomposisi dapat dinyatakan dalam tulisan $\vec{d} = (d_{0,0}, d_{1,0}, \dots, d_{K-1,M-1})$.



Gambar 2. 2 (a) Perbedaan Partisi Frekuensi dan Waktu Konteks OFDM, (b) Perbedaan Partisi Frekuensi dan Waktu Konteks GFDM [16].

Gambar 2.2 mengilustrasikan bagaimana partisi temporal berbeda antara OFDM dan GFDM, yang dapat membantu menjelaskan bagaimana data dibagi dalam GFDM. Seperti ditunjukkan pada Gambar 2.2 (a), sinyal OFDM terdiri dari sejumlah *subcarrier* yang ditempatkan pada *interval* $1/T_s$, yang masing-masing membawa sekumpulan simbol terpisah yang telah dibedakan menurut *slot* waktu. Pada Gambar 2.2 (b) ditunjukkan bahwa sinyal GFDM, di sisi lain terdiri dari beberapa subsimbol dengan berbagai *slot* waktu dan *subcarrier* yang disertakan di dalam setiap blok-blok berukuran $K \times M$ yang dipisahkan oleh *interval* M/T_s . Harus disebutkan bahwa GFDM dicirikan sebagai sistem *multicarrier* yang fleksibel karena struktur blok dapat diubah.

Kembali ke diagram blok *transceiver* GFDM, subsimbol yang diperoleh dari dekomposisi kemudian di *upsampling* menggunakan faktor N_G untuk membuat sinyal impulsif. Menggunakan prototipe filter $g_{k,m}[n]$, setiap subsimbol pada *subcarrier* tertentu dililitkan dalam lingkaran [16].



Gambar 2. 3 Model Baseband Transmitter GFDM [14].

Data simbol bernilai kompleks $d_k[m]$ didistribusikan pada *subcarrier* (K) dan simbol (M) menggunakan model *baseband* yang ditunjukkan pada Gambar 2.3. Filter transmisi $g_{Tx}[n]$ dan *subcarrier* frekuensi tengah $e^{-j2\pi\frac{kn}{N}}$ digunakan untuk menggerakkan masing-masing *subcarrier* dan modulusnya. Dalam memenuhi nilai dari kriteria Nyquist, setiap simbol diambil sampel N kali, menghasilkan sampel MN per *subcarrier*. Ditulis sebagai persamaan 2.1, sinyal yang dikirim adalah [9]:

$$x[n] = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} d_k[m] \odot g_{Tx}[n - mN] e^{-j2\pi\frac{kn}{N}} \quad (2.1)$$

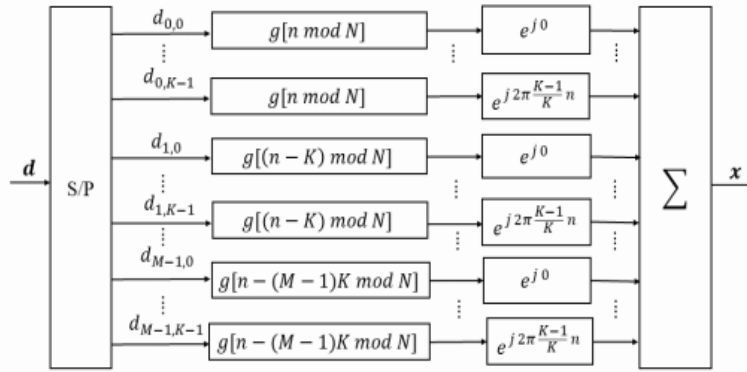
Operasi konvolusi melingkar ditunjukkan oleh operasi \odot . Dalam hal ini untuk menghindari pertumbuhan sinyal di luar sinyal GFDM akibat pemfilteran menggunakan *pulse shaping filter* $g_{Tx}[n]$, sinyal diputar dalam gerakan melingkar. Selanjutnya digeser menggunakan pergeseran frekuensi K/N dengan *subcarrier spacing* $1/N$. Total semua sinyal *subcarrier* dalam sinyal yang dikirim, seperti yang terlihat pada persamaan (2.1). Periode $n \bmod MN$ yang dimiliki untuk penggunaan filter $g_{Tx}[n]$. Proses *upsampling* ditunjukkan dalam vektor d dengan simbol data $d_k[m]$. Konversi *subcarrier* dan superposisi untuk proses pembentukan pulsa dapat dijelaskan dengan operasi matriks menggunakan model persamaan 2.2 [14]:

$$x = Ad \quad (2.2)$$

di mana x adalah waktu pengiriman sampel $x[n]$ dan A adalah modulasi matriks $MN \times MN$. Sedangkan d adalah vektor data berukuran $KM \times 1$ yang menampung beban setiap elemen dari unit pemetaan [14].

2.2.1.2 GFDM Modulator

Pada sistem GFDM sendiri terdapat blok modulator di mana gambar blok modulator dapat dilihat pada Gambar 2.4:



Gambar 2. 4 Blok Modulator GFDM [17].

Operasi matriks modulasi GFDM ditunjukkan pada Gambar 2.4. Bentuk pulsa prototipe yang digunakan dalam GFDM adalah bentuk filter *pulse shaping* yang digeser secara melingkar baik dalam waktu dan frekuensi dan dinyatakan sebagai [3]:

$$g_{m,k}[n] = g[(n - mK) \bmod N_G] e^{j2\pi \frac{k}{K} n} \quad (2.3)$$

Menurut persamaan 2.3, pada filter prototipe dibagi menjadi dua bagian $[(n - mK) \bmod N_G]$ dan bilangan eksponensial kompleks. Untuk membedakan antara satu subsimbol dan subsimbol lainnya yang bergantung pada *slot* waktu, elemen awal adalah filter sirkular yang berfungsi ganda sebagai penggeser waktu. Dalam pemindah sinyal pada domain frekuensi, untuk komponen kedua selanjutnya melakukan pemindah sinyal pada domain waktu. Sinyal pertama kali digabungkan menggunakan filter prototipe, dan kemudian dimultipleks untuk membentuk sinyal blok GFDM tunggal. Diagram blok dari prosedur yang dilakukan untuk setiap blok GFDM ditunjukkan pada Gambar 2.4. Di mana untuk $\vec{x}(t)$ merupakan simbol sinyal yang sesuai dengan satu blok GFDM, jadi $\vec{x}(t)$ dapat dituliskan sebagai persamaan 2.4 [16]:

$$\vec{x}(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} g_{k,m}[n] \vec{d}_{k,m} \quad (2.4)$$

Prosedur sinkronisasi berlangsung di ujung penerima dan sinkronisasi dianggap optimal. Prosedur untuk mengurangi dampak saluran berlangsung di blok pemerataan. Peran blok ini sebagai *preequalizer* pada sisi transmisi dan matriks *precoding* [16].

2.2.2 Pulse Shaping Filter

Filter pembentukan pulsa digunakan untuk membatasi *bandwidth* sinyal, untuk meningkatkan laju data dan untuk mengurangi kesalahan transmisi seperti *Inter Symbol Interference* (ISI) [17]. Dua sifat penting dari filter pembentukan pulsa sempurna adalah, atenuasi *stop band* besar untuk mengurangi *Inter Carrier Interference* (ICI) dan meminimalkan ISI untuk mencapai laju BER. Menurut kriteria *Nyquist*, respon impuls dari filter pembentukan harus memiliki penyeberangan nol pada kelipatan durasi simbol untuk mencapai transmisi bebas ISI dan untuk membantu dalam waktu pemulihan. Filter yang memenuhi kriteria *Nyquist* memiliki pulsa *sinc* dalam domain waktu dengan respon frekuensi dinding balok. Filter jenis ini sulit direalisasikan dalam praktik dan pada dasarnya respon impuls dari filter kontinu yang sempurna diambil sampelnya untuk mendapatkan filter yang dapat direalisasikan. Untuk ini laju pengambilan sampel harus dua kali lipat dari laju simbol pesan yaitu filter harus menginterpolasi data dengan faktor minimum dua atau lebih [3].

Filter *Raised Cosine* (RC) adalah filter pembentuk pulsa dan digunakan untuk meminimalkan ISI. Sedangkan *Root Raised Cosine* (RRC) adalah kategori filter pembentuk pulsa yang didefinisikan dengan baik oleh fungsi *Raised Cosine* (RC) dalam domain waktu bersama dengan *roll-off factor*. Filter RC memenuhi kriteria *Nyquist* dan terbatas pita hingga $(1 + \alpha) r/2$, di mana α adalah *roll-off factor* dan r adalah laju data [12]. Dalam modulator GFDM berbagai operasi dilakukan konversi serial ke paralel, operasi pembentukan pulsa dilakukan pada setiap simbol data secara terpisah seperti yang diwakili oleh persamaan 2.5 [9]:

$$p_{k,m}[n] = p[(n - mK) \bmod N] e^{j^2 \pi kn/K} \quad (2.5)$$

di mana n adalah indeks pengambilan sampel, $p[n]$ adalah pembentukan pulsa yang digunakan dan $p_{k,m}[n]$ adalah filter pembentuk pulsa, $p[n]$ setelah bergeser dalam domain waktu dan frekuensi. Dalam versi pergeseran dari filter pembentuk pulsa ini, eksponensial kompleks melakukan pergeseran dalam domain frekuensi dan operasi modul melakukan pergeseran dalam domain waktu [9].

Inter Symbol Interference (ISI) harus dihilangkan selama proses pembentukan pulsa, dan filter yang digunakan untuk ini harus mematuhi kriteria

Nyquist. Menurut kriteria *Nyquist*, pada persamaan 2.6 respon impuls ada dalam filter yang dapat menghilangkan ISI [14]:

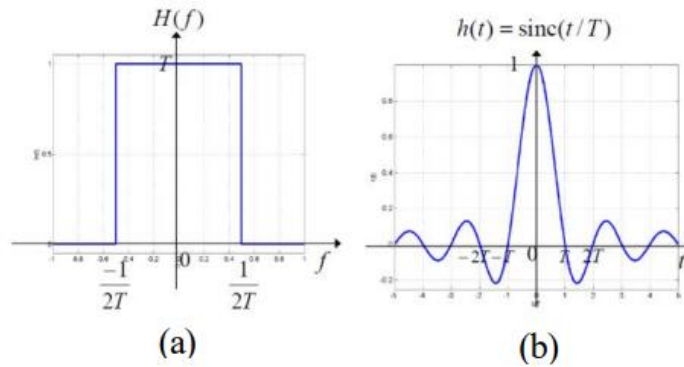
$$h_{eff}(t) = \frac{\sin(\frac{\pi t}{T_s})}{\pi t} \cdot z(t) \quad (2.6)$$

Istilah filter *Nyquist* mengacu pada filter yang memenuhi kriteria *Nyquist*. Karena diasumsikan bahwa *equalizer* dengan fungsi transfer yang sama sebagai kebalikan dari respon saluran dapat menghilangkan distorsi pada saluran transmisi, jadi dapat dimanfaatkan fungsi transfer $H_{eff}(f)$, yang diperoleh dengan mengalikan fungsi transfer filter pada pemancar dan sisi penerima. Nilai fungsi transfer $H_{eff}(f)$ harus diterapkan pada setiap filter di pemancar dan penerima untuk mendapatkan fungsi transfer $\sqrt{H_{eff}(f)}$. Dalam mengurangi *bandwidth* (*bandlimit*) dan ISI, sistem menghasilkan sebuah respon filter yang cocok dalam bentuk simbol. Filter simbol dan respon impuls dicampur bersama sebelum sinyal ditransmisikan, menghasilkan proses *cosinus* akar filter *pulse shaping*. Persamaan respon impuls untuk filter *Root Raised Cosine* ditunjukkan pada persamaan 2.7 [14].

$$h(t) = \frac{\sin(\frac{\pi t}{T}(1-\alpha)) + 4\alpha \frac{t}{T} \cos(\frac{\pi t}{T}(1+\alpha))}{\pi \frac{t}{T} (1 - (4\alpha \frac{t}{T})^2)} \quad (2.7)$$

Kuantitas sinyal yang keluar *band* dikendalikan oleh *roll-off factor* (α), yang memiliki rentang nilai 0 hingga 1. Filter ini merupakan filter *bandpass* yang *ideal* dengan nilai 0, yang menghilangkan semua suara OOB [14]. Pengiriman data terhambat oleh ISI yang juga berdampak pada penerimaan data penerima. Pembentukan pulsa adalah salah satu strategi untuk mengurangi ISI, jika pembuatan sinyal memenuhi persamaan, maka menghasilkan *non-ISI*. Jika *Low Pass Filter* (LPF) memiliki respon frekuensi yang ditunjukkan pada Gambar 2.5, respon *impuls* memperoleh hasil sangat baik [18].

$$h(t) = \frac{1}{T} \frac{\sin(\frac{\pi t}{T})}{\frac{\pi t}{T}} \quad (2.8)$$



Gambar 2. 5 (a) Respon Impuls LPF Filter Nyquist Ideal dan (b) Respon Impuls LPF Pulsa Nyquist Ideal [18].

Nilai *non-ISI* dihasilkan berdasarkan Gambar 2.5 dan persamaan 2.8 tersebut jika *interval* periode simbol jatuh sempurna pada kelipatan. Jika $T = 1/2f_B$ (*Interval Nyquist*), gelombang dengan bentuk yang sama sebagai kelipatan tidak berinteraksi satu sama lain [17]. Operasi penyaringan RC dapat dibagi dan diterapkan pada pemancar dan penerima keduanya yang ditunjukkan pada Gambar 2.5 (a). Fungsi transfer dari filter ini sedemikian rupa sehingga perkaliannya sama dengan fungsi transfer dari filter pembentuk pulsa kosinus tunggal yang ditunjukkan pada Gambar 2.5 (b). Untuk mengoptimalkan rasio sinyal terhadap *noise* pada penerima, fungsi transfer dari RC *pulse shaping* filter, $P(f)$ dibagi rata antara *transceiver*, sehingga memberikan nilai dengan menggunakan persamaan 2.9 [12]:

$$H_t(f) = H_r(f) = \sqrt{P(f)} \quad (2.9)$$

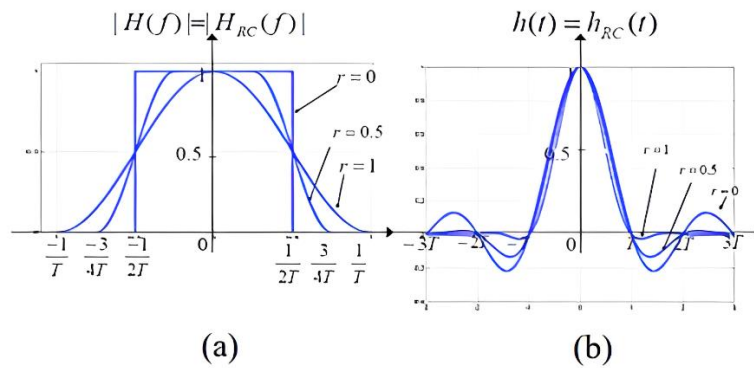
Filter pembentuk pulsa pada pemancar melakukan *upsampling* sinyal sedangkan filter yang cocok pada penerima melakukan *down sampling*. Pendekatan ini memberikan atenuasi *stop band* yang lebih baik daripada menggunakan satu filter *Raised Cosine* pada pemancar dan *down sampler* pada penerima, ini juga mengurangi *Inter symbol Interference* (ISI). Filter yang cocok mendeteksi pulsa dengan bentuk yang diketahui $p(t)$ dalam simbol yang diterima $Y(t)$ yang berbentuk $p(t) + N(t)$. $N(t)$ adalah *noise* tambahan, *stasioner* dengan rata-rata nol [12]. Dalam komunikasi digital, filter RRC banyak digunakan sebagai pemfilteran pengiriman dan penerimaan. Respon ekivalen yang ditunjukkan pada persamaan 2.10, di mana dari kedua filter ini sama dengan filter RC [9].

$$P_{rrc}(f) = \sqrt{|P_{rc}(f)|} \quad (2.10)$$

Respon dari impuls RRC yang diberikan sebagai persamaan 2.11 berikut [9]:

$$P_{rrc}(t) = \frac{\sin\left[\frac{\pi t}{1-\alpha}\right] + 4\alpha t/T \cos[\pi t T(1+\alpha)]/\pi t T}{[1 - (4\alpha t T)^2]} \quad (2.11)$$

di mana α adalah *roll-off factor* dan T adalah periode simbol transmisi [9].



Gambar 2. 6 Grafik (a) Filter RC dengan Domain Frekuensi, (b) Filter RC dengan Domain Waktu [18].

Seperti ditunjukkan pada Gambar 2.6, sinyal digital dengan karakteristik kosinus lebih tinggi menempati *bandwidth* yang bervariasi dari $f_b = 1/(2T_s)H_z (= 0)$ hingga $f_b = 1/(2T_s)H_z (= 1)$ pada titik tersempit dan titik terluasnya. Spektral yang dihasilkan berbentuk persegi panjang dalam domain frekuensi, ini menghasilkan bentuk yang sama dengan filter sempurna ketika kriteria = 0 [18]. Pada penelitian ini penggunaan *roll-off factor* yang mengacu pada penelitian sebelumnya pada tahun 2021 [8] dan 2023 [13] menggunakan nilai *roll-off factor* sebesar 0,3; 0,5 dan 1, di mana nilai tersebut diambil berdasarkan rentang nilai dari *roll-off factor* yaitu 0 sampai 1 dengan nilai yang ideal yaitu 0.

2.2.3 16-QAM (16-Quadrature Amplitude Modulation)

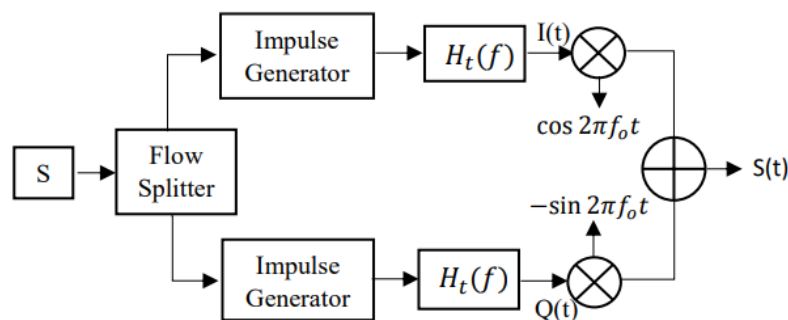
Teknik menggabungkan sinyal digital ke dalam sinyal pembawa dikenal sebagai modulasi digital. Modulasi digital secara alternatif dapat didefinisikan sebagai proses mengubah fitur dan kualitas gelombang pembawa sehingga bentuk akhir (pembawa termodulasi) memiliki atribut bit 0 atau bit 1 yang dibawanya. Oleh karena itu, dengan mengamati pembawa termodulasi dapat menentukan *clock* dan

urutan bit (pewaktuan, sinkronisasi). Modulasi digital memungkinkan transmisi sinyal digital yang sesuai dari semua tingkatan ke penerima. Media transmisi fisik (logam atau optik) dan tidak fisik (gelombang radio) dapat digunakan untuk komunikasi dengan modulasi 16-QAM [19].

Metode modulasi QAM merupakan jenis modulasi digital di mana arus informasi digital dimodifikasi dalam amplitudo dan fase menjadi fungsi gelombang pembawa. Ini adalah perpanjangan dari *Amplitude Shift Keying* (ASK) dan *Phase Shift Keying* (PSK). Sinyal yang ditransmisikan dibagi menjadi dua aliran bit fase *inphase* dan *quadrature* oleh modulasi QAM, karena faktanya bagian *quadrature* dikalikan dengan sinyal sinus, sementara aliran bit dalam fase dikalikan dengan sinyal kosinus, kedua komponen ini berada pada 90° di luar fase. Kedua bagian digabungkan dengan persamaan 2.12 dalam mentransmisikan data [14]:

$$S(t) = I(t) \cos(2\pi f_o t) - Q(t) \sin(2\pi f_o t) \quad (2.12)$$

Gambar 2.7 merupakan blok diagram dari modulasi QAM yang menggunakan frekuensi *carrier* (f_o) dan respon frekuensi (H_t) untuk filter transmisi.



Gambar 2. 7 Blok Diagram Modulasi QAM [14].

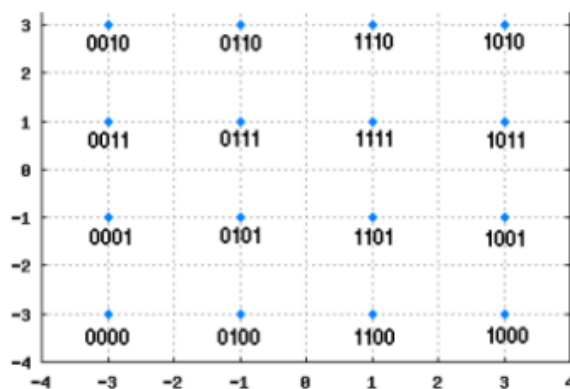
Modulasi QAM memberikan keunggulan dibandingkan modulasi lain dalam hal kecepatan transmisi data, pengurangan risiko kesalahan simbol, dan penggunaan *bandwidth* yang efektif. Ini karena setiap simbol dapat menyampaikan sejumlah besar data. Kecepatan transmisi data meningkat dengan urutan modulasi, tetapi sensitivitas *noise* juga meningkat. Berikut ini adalah sebuah persamaan 2.13 bentuk umum dari sinyal modulasi QAM [16]:

$$S(t) = \sqrt{\frac{2E_{min}}{T_s}} I(t) \cos[2\pi f_o t] - \sqrt{\frac{2E_{min}}{T_s}} Q(t) \sin[2\pi f_o t] \quad (2.13)$$

Dari persamaan 2.13 dapat dijelaskan bahwa nilai E_{min} merupakan energi yang dihasilkan sinyal amplitudo paling rendah. Untuk bilangan integral yang diambil melalui letak sinyalnya merupakan definisi dari a_i, b_i dan untuk nilai $I(t)$ dan $Q(t)$ kemungkinan besar bernilai ± 1 dan ± 3 . Dalam QAM terdapat beberapa teknik *encoding* yang di mana ini mempengaruhi keluaran yang dilakukan dalam amplitudo dan fase yang berbeda. Untuk QAM sendiri ada 8-QAM, 16-QAM dan 64-QAM yang lebih sering digunakan, namun pada penelitian kali ini menggunakan 16-QAM.

Modulasi 16-QAM adalah teknik *encoding* yang digunakan dalam QAM dengan $M = 16$, yang di mana terdapat 16 keluaran yang kemungkinan terjadi pada amplitudo dan fase yang berbeda. Dalam persamaan (2.13) terdapat $I(t)$ dan $Q(t)$ merupakan elemen dari sebuah matriks $L \times L$ yang di mana $L = \sqrt{M}$ yang dijelaskan pada persamaan 2.14 dengan mengambil contoh pada modulasi 16-QAM ($L=4, M=16$) yang digunakan pada penelitian ini [13].

$$(I(t), Q(t)) = \begin{bmatrix} (-3,3) & (-1,3) & (1,3) & (3,3) \\ (-3,1) & (-1,1) & (1,1) & (3,1) \\ (-3,-1) & (-1,-1) & (1,-1) & (3,-1) \\ (-3,-3) & (-1,-3) & (1,-3) & (3,-3) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$



Gambar 2. 8 Mapping Titik Konstelasi 16-QAM dan Kode Gray Bit Data [14].

Pada Gambar 2.8 dapat dilihat *scatter plot* sinyal dari 16-QAM dan dalam modulasi sinyal 16-QAM terdapat 16 simbol yang masing-masing berbeda dan terdiri atas 4 bit per simbolnya. Dalam pemetaan 16-QAM terdapat persamaan 2.15 yang ada sebagai berikut ini [14]:

$$X = \frac{1}{\sqrt{10}} \{ (1 - 2b(i)) [2 - (1 - 2b(i + 2))] + j(1 - 2b(i + 1)) [2 - (1 - 2b(i + 3))] \} \quad (2.15)$$

di mana $b(i)$ merupakan bit yang pertama, $b(i + 1)$ merupakan bit yang kedua, $b(i + 2)$ adalah bit yang ketiga dan $b(i + 3)$ merupakan bit yang keempat [8]. Modulasi QAM dapat melakukan modulasi fase yang sama dengan modulasi QPSK. Namun, selain fase amplitudo juga digunakan dalam modulasi QAM untuk *bandwidth* yang diperlukan pada tingkat perubahan fase per detik dengan persamaan 2.16 [6].

$$BW_{16QAM} = \left(\frac{R_b}{4} \right) (1 + \alpha) \quad (2.16)$$

di mana untuk R_b adalah kecepatan tranmisi yang digunakan dalam bit per sekon, dan untuk α adalah nilai *roll-off factor* yang menyatakan unjuk kerja dari sebuah modulator. Sedangkan untuk mengetahui nilai BER dari modulasi 16-QAM dapat melihat dari persamaan 2.17 berikut [6]:

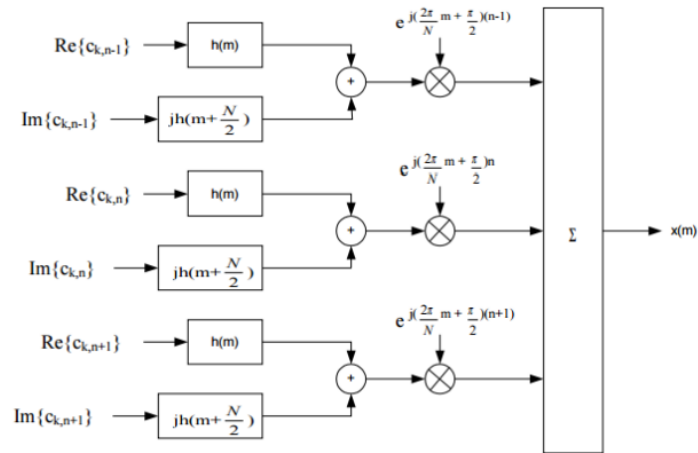
$$P_b(e) = \left(\frac{3}{4} \right) Q \left[\sqrt{\frac{4E_b}{5N_o}} \right] \quad (2.17)$$

di mana E_b merupakan energi yang digunakan dalam per bit (W/bit) dan untuk N_o adalah rapat daya dari derau sistem (W/Hz) [6].

2.2.4 Offset Quadrature Amplitude Modulation (OQAM)

Metode modulasi yang dikenal sebagai *Offset Quadrature Amplitude Modulation* (OQAM) yang dibuat dari modulasi QAM digunakan dengan pulsa *non-rectangular*. Fase komponen *quadrature* QAM dari $T_s/2$ diimbangi atau digeser untuk membuat pengembangan, di mana T_s merupakan periode simbol QAM. Komponen *inphase* dari sinyal QAM dibiarkan tetap tanpa ada perubahan dan pergeseran. Modulator OQAM dapat dilihat dari diagram blok pada Gambar

2.9. Pergeseran bagian *quadrature* yang digeser oleh $T_s/2$ ditunjukkan dengan simbol $N/2$ pada Gambar 2.9 modulator OQAM [16].



Gambar 2. 9 Diagram Blok Modulator OQAM [16].

Menurut diagram blok pada Gambar 2.9 tujuan menerapkan pergeseran fase ke komponen kuadratur sinyal merupakan upaya dalam mempertahankan ortogonalitas sinyal menggunakan pulsa *non-rectangular* dalam situasi di mana spektrum saluran (bagian riil dan imajiner) yang berdekatan (tumpang tindih) tanpa mengganggu satu sama lain. Transisi OQAM tidak terjadi secara serentak pada *inphase* dan *quadrature*, hal ini disebabkan karena adanya perubahan yang terjadi di bagian *quadrature*. Manfaat dari adanya transisi yang tidak serempak adalah berkurangnya dampak *Inter Carrier Interference* (ICI) di antara *subcarrier* yang digunakan.

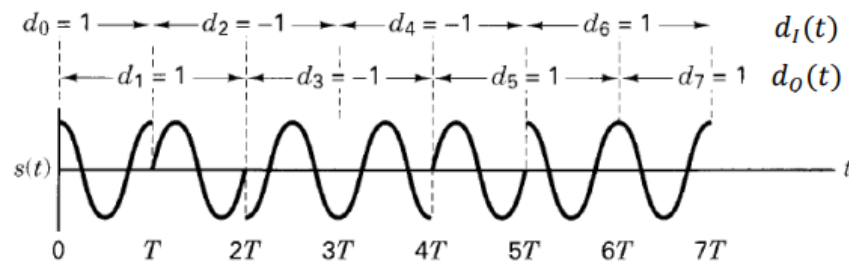
Lompatan fase di sisi lain QAM mencapai 180° jika menganalisis berdasarkan lompatan fase [16]. Pada Gambar 2.9 untuk bagian imajiner dan riil dapat disimbolkan dengan $C_{k,n}$ yang selanjutnya difilter dengan menggunakan *pulse shaping* yang disimbolkan dengan $h(m)$ dan $h\left(m + \frac{N}{2}\right)$. Dari kedua bagian tersebut kemudian dijumlahkan dan digeserkan ke frekuensi yang sudah ditentukan melalui modulasi *baseband*, kemudian untuk *output* dari modulator sendiri didapatkan dari persamaan 2.18 [18]:

$$x(m) = \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} \left[a_{k,n} h(m - kN) + j b_{k,n} h\left(m - kN + \frac{N}{2}\right) \right] e^{j\left(\frac{2\pi}{N}m + \frac{\pi}{2}\right)n} \quad (2.18)$$

Dari persamaan 2.18 dapat diambil untuk setiap *channel* bagian imajiner dan riil dengan persamaan 2.19 [18]:

$$c_{k,n} = a_{k,n} + jb_{k,n} \quad (2.19)$$

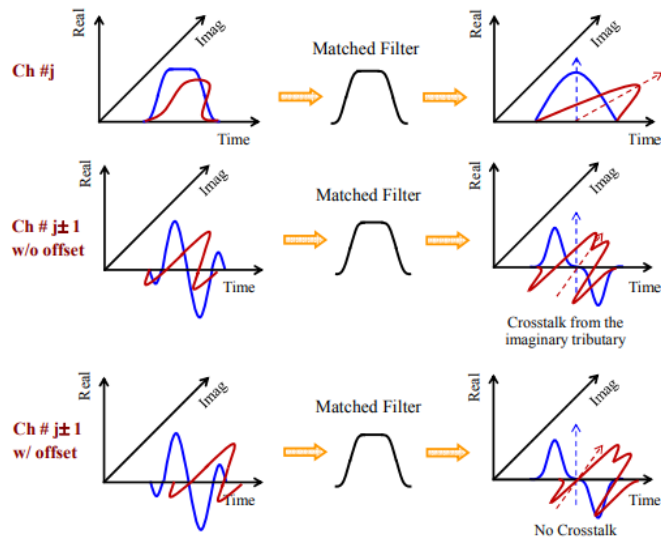
Modulasi OQAM mengalami pergeseran fase yang dibatasi sampai 0° dan bertambah atau berkurang $\pm 90^\circ$ di setiap T detiknya. Pada OQAM berbeda dengan QAM yang mengalami lompatan fase hingga mencapai 180° . Saluran I dan Q OQAM tidak menjalani transisi secara bersamaan berbeda dengan modulasi QAM. Ini yang ditunjukkan pada Gambar 2.10 bahwa transisi tidak pernah lebih dari 90° [14].



Gambar 2. 10 Bentuk dari Gelombang Sinyal OQAM [14].

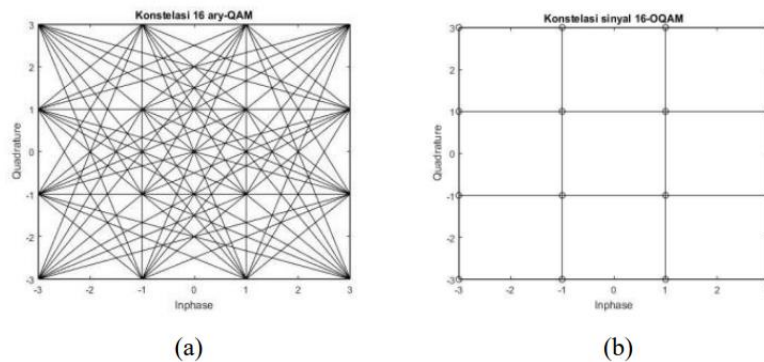
Pada Gambar 2.10 dijelaskan bahwa sebelum modulasi pada pemancar dalam teknik *Offset-QAM* sinyal *quadrature* ditunda oleh $T/2$ sehubungan dengan sinyal fase di mana T adalah periode simbol. Penggunaan QAM *offset* dalam skenario saluran tunggal mencegah fluktuasi amplitudo yang disebabkan oleh pergeseran fase.

Offset-QAM dapat sangat meringankan kondisi yang diperlukan untuk mendekati operasi bebas *crosstalk* saat digunakan dalam sistem *multicarrier*. Gambar 2.11 menunjukkan *residual crosstalk* yang disebabkan oleh menggunakan sinyal yang ditingkatkan *cosine* dari saluran J ke saluran tetangga $J \pm 1$. Saluran tengah menampilkan nilai maksimum di bawah filter pencocokan pada titik pengambilan sampel. Diagram secara tegas menunjukkan bahwa ada *crosstalk* yang persisten dari anak sungai fiktif dari saluran $J \pm 1$ tanpa *offset*. Namun, jika saluran imajiner ditunda oleh $T/2$ *crosstalk* dapat sepenuhnya dihapus [20].

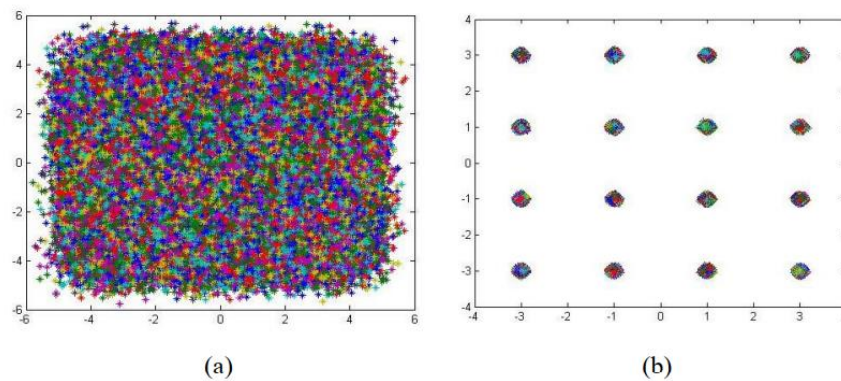


Gambar 2. 11 Contoh Ilustrasi Crosstalk Menggunakan Pulse Shaping Raised Cosine Pulse [20].

Energi simbol dalam 16-QAM tersebar pada 15 titik simbol berbeda, namun untuk 16-OQAM penyebaran energi simbol terjadi hanya ke dua titik simbol terdekat atau dengan kata lain, pergeseran fase pada *offset* QAM dibatasi menjadi 90° [19]. Keterlambatan setengah simbol antara komponen *inphase* dan sinyal *quadratur* di setiap *subcarrier*, menyebabkan spektrum kanal yang berdekatan tumpang tindih dengan menggunakan skema OQAM, tanpa membuat *crosstalk* antara *subcarrier*. Bahkan ketika simbol kompleks dikirim dari sampel yang tidak teratur, *crosstalk* dipindahkan atau ditransfer ke sampel. Sebagai hasil dari kedekatan kanal tetangga dengan *subcarrier* yang menjadi lebih dekat, ini mengurangi dampak *Inter Carrier Interference* (ICI). Perbedaan penyebaran titik simbol dalam 16-QAM dan 16-OQAM ini dapat dilihat pada Gambar 2.12 [13].

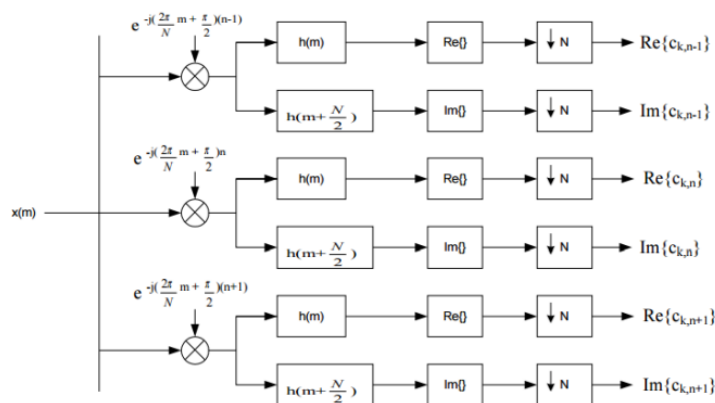


Gambar 2. 12 (a) Penyebaran Energi Simbol dari QAM, (b) Penyebaran Energi Simbol dari OQAM [18].



Gambar 2. 13 (a) Hasil Scatter Plot 16-QAM Tanpa Offset, (b) Hasil Scatter Plot 16-QAM dengan Offset [16].

Dari Gambar 2.12 (a) dibuktikan bahwa hasil simulasi yang dilakukan dengan menghasilkan *scatter plot* untuk penyebaran energi simbol yang dilakukan pada QAM dan Gambar 2.12 (b) merupakan penyebaran energi simbol dari QAM dengan menggunakan *offset* yang hasilnya lebih tertata, tidak menyebar ke berbagai arah. Hasil *scatter plot* ditunjukkan pada Gambar 2.13, di mana Gambar 2.13 (a) dapat ditunjukkan bahwa *scatter plot* untuk 16-QAM tanpa *offset* menghasilkan gambar bulatan yang sangat banyak dan berkumpul menjadi satu. Namun Gambar 2.13 (b), untuk 16-QAM dengan menggunakan *offset* bulatan terjadi pembagian dan diplot secara rapih dan membentuk 16 titik. Selanjutnya terdapat sebuah diagram yang merupakan diagram dari demodulator OQAM [16].



Gambar 2. 14 Diagram Blok dari Demodulator OQAM [17].

Pada Gambar 2.14 terlihat bahwa dalam blok diagram dari demodulator sinyal yang diterima dan kemudian digeser kembali ke kondisi awal dengan menggunakan modulasi *baseband* yang kemudian di filter ulang untuk dapat

memisahkan bagian imajiner dan riil yang mendapatkan 1 sampel per simbol. Untuk sinyal pada bagian riil dapat ditulis dengan persamaan 2.20 [14]:

$$a_{k,n} = Re \left\{ \sum_m h(m) x(kN - m) e^{j \left(\frac{2\pi}{N} m - \frac{\pi}{2} \right) n} \right\} \quad (2.20)$$

Untuk sinyal pada bagian imajiner sendiri dituliskan dengan persamaan 2.21 [14]:

$$b_{k,n} = Im \left\{ \sum_m h \left(m - \frac{N}{2} \right) x(kN - m) e^{j \left(\frac{2\pi}{N} m - \frac{\pi}{2} \right) n} \right\} \quad (2.21)$$

Dalam matriks simulasi penelitian ini digunakan untuk fungsi *circshif* sinyal yang dihasilkan dan dimodelkan dengan persamaan 2.22 [11]:

$$x = A^{(i)} d^{(i)} + A^{(q)} d^{(q)} \quad (2.22)$$

Berikut ini merupakan persamaan 2.23 dan 2.24 yang digunakan dalam *pulse shaping* yang terjadi jika menggunakan OQAM di mana proses ini diberi nama *circular convolution* dengan menggunakan fungsi dari *circshift* [8].

$$g_{k,m}[n] = j^k g_{k,m}[n], (untuk inphase) \quad (2.23)$$

dan

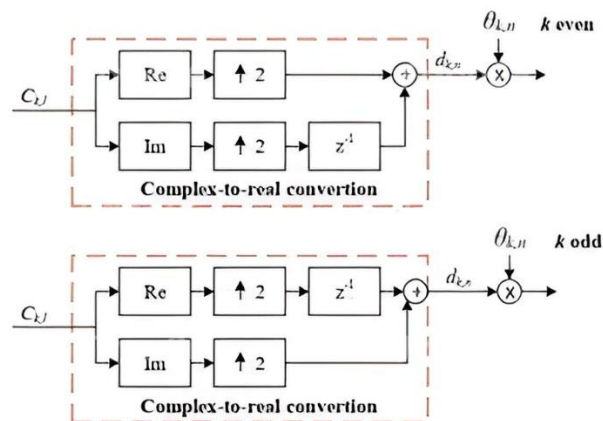
$$g_{k,m}[n] = j^{k+1} g_{k,m+\frac{1}{2}}[n], (untuk quadrature) \quad (2.24)$$

Membentuk matriks *inphase* (A_i) dan *quadrature* (A_q) yang berasal dari *subcarrier* dengan menggunakan persamaan 2.25 [8]:

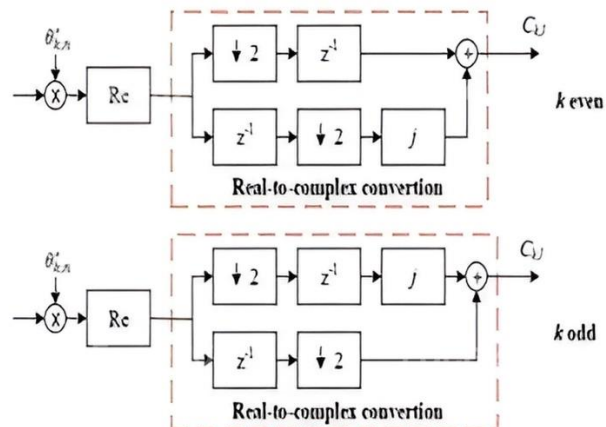
$$x[n] = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} d_{k,m}^{(i)} \otimes g_{k,m}^{(i)}[(n - mK) \bmod N] \cdot w^{kn} + \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} d_{k,m}^{(q)} \otimes g_{k,m}^{(q)}[(n - mK) \bmod N] \cdot w^{kn} \quad (2.25)$$

Dalam proses ini juga terdapat pergeseran *subcarrier* yang terjadi pada domain frekuensi dengan menggunakan operasi *circular convolution*. Berikutnya merupakan prosedur dari pembentukan OQAM yaitu proses pra pemrosesan dan pasca pemrosesan. Teknologi modulasi 16-QAM digunakan dalam data input audio pada penelitian ini untuk membuat bilangan kompleks. Proses pemetaan adalah nama lain untuk prosedur ini. Prosedur pra pemrosesan OQAM kemudian menggunakan bilangan bulat kompleks ini sebagai input seperti yang terlihat pada Gambar 2.15. *Pra processing* melakukan pengiriman berdasarkan simbol ganjil dan

simbol genap sesuai dengan urutan pemetaan dan akan membedakan bilangan riil dan imajiner. Simbol akan diubah menjadi bilangan kompleks dan dibagi menjadi simbol genap dan ganjil selama pra pemrosesan OQAM. Setiap simbol mengalami faktor perkalian dua kali lipat (*upsampling*). Bilangan imajiner mengalami jeda (z^{-1}) pada sisi genap simbolnya, sedangkan bilangan riil mengalami jeda (z^{-1}) pada sisi ganjil simbol tersebut. Tujuan dari penggunaan *delay* ini adalah untuk menghindari gangguan simbol pada saat pengiriman [19].



Gambar 2. 15 Pra Pemrosesan Offset QAM [10].

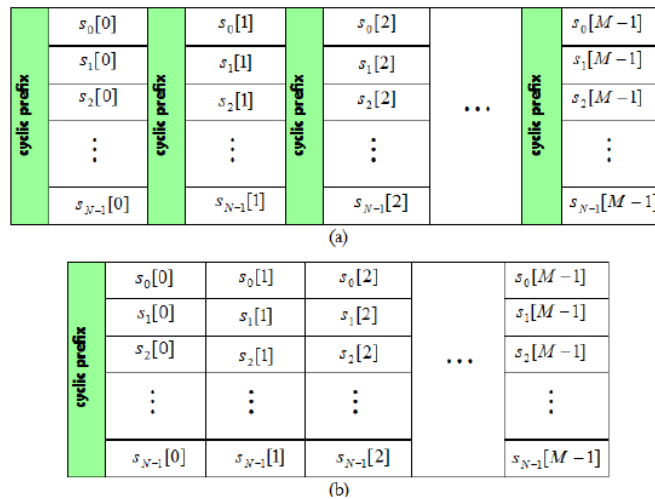


Gambar 2. 16 Pasca Pemrosesan Offset QAM [21].

Metode pasca pemrosesan OQAM adalah prosedur kedua yang ditunjukkan pada Gambar 2.16. Pra pemrosesan adalah gambaran kebalikan dari pasca pemrosesan. Setiap simbol memiliki bilangan aktual yang dikalikan dua (*down sampling*). Ini dilakukan untuk selanjutnya dikalikan dengan simbol j dalam mengubah bilangan kompleks [21].

2.2.5 Cyclic Prefix (CP)

Dalam komunikasi yang berkaitan dengan orthogonal pada jalur komunikasinya kadang antara *subcarrier* dengan orthogonal tidak dapat dipertahankan yang akhirnya menjadi sebab interferensi antar simbol (*intersymbol interference*, ISI). Agar dapat mengatasi keluhan tersebut digunakanlah *Cyclic Prefix* (CP). CP mempunyai tujuan untuk dapat mengatasi penambahan *noise* yang berlebih akibat *pulse shaping*, sehingga mengurangi *noise* seminimal mungkin. CP juga mempunyai fungsi sebagai *guard interval* di mana CP harus memastikan semua simbol terkirim dengan lengkap pada *interval* FFT dalam jeda waktu yang sama [14].



Gambar 2. 17 (a) Penggunaan CP pada Waveform OFDM, (b) Penggunaan CP pada Waveform GFDM [18].

CP merupakan salinan ulang pada bagian akhir bit-bit dari sebuah simbol dan ditempatkan di awal simbol menjadi sebuah deretan bit. Perbedaan yang mendasar antara OFDM dan GFDM terletak pada penggunaan CP pada setiap simbolnya di mana pada OFDM hanya menggunakan satu CP saja pada setiap simbol, hal ini ditunjukkan pada Gambar 2.17 (a) dan untuk GFDM menggunakan CP pada setiap bloknya yang ditunjukkan Gambar 2.17 (b). CP yang digunakan pada GFDM terdiri atas beberapa subsimbol yang menjadikan pada GFDM terdapat pengurangan *latency* dan terjadi peningkatan efisiensi *spectral*. Pada Gambar 2.17 merupakan perbedaan dari penggunaan CP pada sistem OFDM dan GFDM [18].

2.2.6 Kanal Additive White Gaussian Noise (AWGN)

Additive White Gaussian Noise (AWGN) channel merupakan kanal yang diintroduksi sebelum sinyal informasi diterima oleh penerima dalam pemodelan sistem komunikasi. Untuk memastikan bahwa saluran belum mencapai tingkat derau maksimumnya derau *Gaussian* diperkenalkan tepat sebelum sinyal diterima. Derau *Gaussian* terkadang disebut sebagai derau termal karena merupakan derau yang dihasilkan dari hasil panas perangkat. Seperti yang disarankan oleh kata aditif, derau AWGN adalah derau yang menghalangi sinyal dengan menggabungkannya dengan aliran informasi. Sinyal yang diterima yang telah diinterferensi oleh *noise Gaussian* dinyatakan sebagai berikut dalam bentuk persamaan 2.26 [16]:

$$y(t) = x(t) + n(t) \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.26)$$

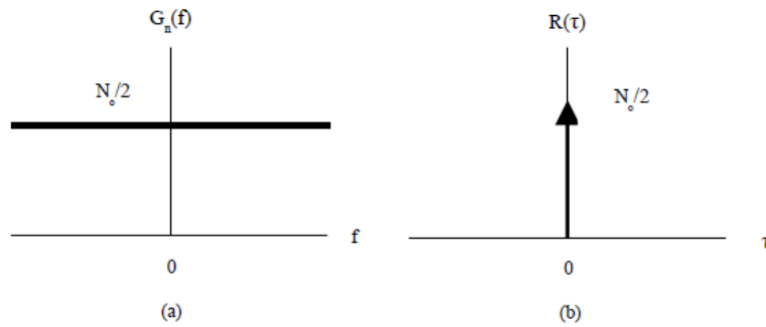
di mana $x(t)$ adalah sinyal yang dikirim dan $n(t)$ menunjukkan *noise Gaussian*, dan $y(t)$ menunjukkan sinyal yang diterima oleh penerima. Selain bersifat aditif, derau AWGN memiliki karakteristik spektrum yang terdistribusi secara merata pada spektrum frekuensi, dan derau yang memiliki karakteristik spektrum tersebut disebut sebagai derau putih. Akibatnya, *Power Spectral Density (PSD)* saluran AWGN konstan untuk semua frekuensi, atau dapat dinyatakan secara matematis pada persamaan 2.27 [16]:

$$G_n(f) = \frac{N_o}{2} [\text{watt/Hz}] \quad (2.27)$$

Adanya dua konstanta pada persamaan (2.27) menunjukkan bahwa spektrum padat *noise AWGN* bersifat bimodal. Fungsi autokorelasi *noise AWGN* dapat dihitung menggunakan persamaan 2.28 yang diturunkan sebagai berikut [18]:

$$R_x = F^{-1}[G_n(f)] = \frac{N_o}{2} \delta(\tau) \quad (2.28)$$

Fungsi autokorelasi dari *Gaussian noise* dan PSD dapat dijelaskan dengan menggunakan persamaan 2.27 dan 2.28, jika digambarkan masing-masing berbentuk grafik garis seperti berikut ini:



Gambar 2. 18 (a) Gaussian Noise PSD dan (b) Gaussian Noise Fungsi Autokorelasi [16].

Pada Gambar 2.18 (a) dapat dilihat karena sinyal *noise* $n(t)$ tidak berkorelasi dengan pergeseran waktu $\tau > 0$ untuk *noise*, fungsi delta dalam fungsi autokorelasi *white noise* yang ditunjukkan pada Gambar 2.8 (b). Metode deteksi saluran dengan AWGN memiliki konsekuensi bahwa derau berdampak pada setiap simbol yang ditransmisikan secara individual karena derau menjadi independen akibat sampel yang tidak berkorelasi. Saluran aditif adalah saluran yang menambahkan derau ke sinyal yang ditransmisikan, sedangkan saluran tanpa memori adalah saluran yang tidak. *Noise* atau derau yang nantinya dihasilkan dan digunakan pada AWGN harus bersifat saling bebas dan juga berdistribusi *Gaussian* seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.8, serta sumber yang dihasilkan dari derau yang kompleks selanjutnya didefinisikan dengan persamaan 2.29 [8]:

$$n(t) = n_I(t) + jn_Q(t) \quad (2.29)$$

dengan n_I dan n_Q adalah independen dari *Gaussian* random variabel dengan variasi σ^2 dan *mean zero* μ^2 . *Noise* AWGN di sisi lain dapat ditunjukkan dari distribusinya memiliki distribusi normal, sering dikenal sebagai distribusi *Gaussian*, dan *Probability Density Function* (PDF) yang mengikuti persamaan 2.30 [16]:

$$f_x(x) = \frac{1}{\sigma_x \sqrt{2\pi}} \exp \left[\frac{-(x-\mu_x)^2}{2\sigma_x^2} \right] \quad (2.30)$$

di mana σ_x^2 adalah varians dan σ_x adalah standar deviasi dari x . Dengan bilangan acak terdistribusi teratur yang memiliki nilai rata-rata nol dan nilai standar deviasi satu, saluran AWGN dibentuk di Matlab. Namun, nilai standar deviasi dapat dimodifikasi dan angka acak yang dihasilkan dikalikan dengan nilai tertentu jika ingin menyesuaikan nilai energi *noise* dengan jumlah tersebut [14].

2.2.7 Ekualisasi

Dalam menemukan respon dan membersihkan saluran, digunakan teknik pemerataan. Matriks respon saluran yang diperoleh adalah hasil dari prosedur estimasi saluran. Dalam sistem komunikasi klasik, *equalizer* sering digunakan baik dalam domain waktu maupun domain frekuensi. Tak perlu dikatakan bahwa pemerataan terutama dalam domain waktu sangat penting untuk sistem FDM konvensional karena karakteristik saluran diseimbangkan oleh efek *equalizer*. Untuk memperhitungkan ISI yang bervariasi waktu dari saluran multi jalur di ujung penerima, pemerataan menghasilkan karakteristik saluran yang berlawanan. Namun, *equalizer* domain frekuensi adalah alat penting untuk menurunkan ICI dalam perkiraan saluran. Hal ini disebabkan oleh dampak sisa frekuensi *offset* serta efek *Doppler*, khususnya pada saluran dengan perubahan saluran yang cepat [10].

2.2.7.1 Zero Forcing (ZF)

Equalizer Zero Forcing (ZF) merujuk pada bentuk algoritma pemerataan linier yang digunakan dalam sistem komunikasi untuk mengurangi dampak *Inter Symbol Interference* (ISI) dengan menerapkan kebalikan dari respons frekuensi saluran ke sinyal yang diterima. Tujuan dari *Equalizer Zero Forcing* (ZF) ini adalah untuk memulihkan sinyal asli setelah melewati saluran komunikasi. Nama “*Zero Forcing*” berasal dari upayanya untuk menghilangkan sepenuhnya ISI dalam kondisi tanpa gangguan *noise*. Teknik pemerataan ini terbukti sangat berharga dalam situasi di mana ISI memiliki dampak yang signifikan dibandingkan dengan kehadiran *noise* [21].

Teknik pemerataan atau deteksi simbol paling sederhana disebut *Zero Forcing* (ZF). Dengan H sebagai matriks saluran dan W sebagai matriks yang menggambarkan proses *linier* pada penerima, penerapan teknik ini relatif sederhana, sehingga ZF harus memenuhi kriteria dalam persamaan 2.31 [10]:

$$WH = 1 \quad (2.31)$$

Sangat penting untuk memiliki metode “memaksa” *interferensi* ke nol agar setiap elemen yang diinginkan dari simbol data dapat diidentifikasi. Persamaan

2.32 dan 2.33 berikut mengilustrasikan bagaimana matriks W adalah matriks *invers* atau *invers* semu (*pseudo invers*, PI) dari matriks saluran H [8]:

$$W_{ZF} = H^{-1} \quad (2.32)$$

dan

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

2.2.7.2 *Minimum Mean Square Error* (MMSE)

Minimum Square Square Error (MMSE) adalah metode estimasi yang mengurangi *mean square error* dan digunakan untuk proses estimasi kualitas. Sementara derau dan komponen ISI dalam keluaran dikurangi atau diminimalkan, ISI tidak sepenuhnya dihilangkan dengan pendekatan ini. Koefisien M yang mengurangi kriteria ditemukan melalui MMSE [10].

$$E \{ [M_y - x][M_y - x]^H \} \quad (2.34)$$

Berdasarkan kriteria persamaan 2.34 didapatkan persamaan M menjadi [22]:

$$M = [H^H H + N_0 I]^{-1} H^H \quad (2.35)$$

Berdasarkan nilai $N_0 I$, terlihat jelas dari persamaan 2.35 bahwa persamaan tersebut berbeda dengan persamaan *Zero Forcing* (ZF) *equalizer*. *Equalizer Minimum Square Square Error* (MMSE) dapat beralih ke *equalizer Zero Forcing* (ZF) jika persamaan diberi nilai $= 0$ [22]. Manfaat menggunakan *equalizer Minimum Square Square Error* (MMSE) adalah biaya komputasi berkurang jika dibandingkan dengan *equalizer* lain namun, kondisi ini hanya berlaku ketika panjang filter *equalizer Minimum Square Square Error* (MMSE) lebih kecil dari panjang respon impuls saluran. Untuk panjang blok besar dengan SNR tinggi, *Minimum Square Square Error* (MMSE) melakukan yang terbaik dalam hal BER [10].

Istilah “pemerataan MMSE” mengacu pada metode pengurangan nilai *Mean Square Error* (MSE), matrik yang banyak digunakan untuk mengevaluasi kualitas suatu produk. Karakteristik mendasar dari *equalizer Minimum Square Square Error* (MMSE) adalah mengurangi daya derau keseluruhan *output* dan komponen ISI tetapi tidak sepenuhnya menghilangkan ISI. Karena menekan ISI

sekaligus mengurangi daya *noise*, *Minimum Square Square Error* (MMSE) *Equalizer* bekerja lebih baik daripada *Zero Forcing* (ZF). Metode penerima *Minimum Square Square Error* (MMSE) ditunjukkan pada persamaan 2.36 [6]:

$$d_{MMSE} = (((R_w)^2 + A^H H^H H A)^{-1} A^H H^H)_z \quad (2.36)$$

di mana $(R_w)^2$ yang menunjukkan matriks kovarians dari suatu *noise*. Jadi dengan H^H adalah matriks *transpos* konjugasi H [6].

2.2.8 Parameter Pengujian

Dalam penelitian ini, *Bit Error Rate* (BER), *Signal to Noise Ratio* (SNR), dan *Symbol Error Rate* (SER) digunakan sebagai parameter pengujian kinerja sistem komunikasi GFDM.

2.2.8.1 *Signal to Noise Ratio* (SNR)

Signal to Noise Ratio (SNR) adalah rasio daya dalam sinyal terhadap daya yang dikandung oleh *noise* yang muncul pada titik tertentu pada saat pengukuran. Semakin besar SNR maka semakin baik kualitas yang dihasilkan. Nilai *noise* yang kecil menyebabkan SNR yang besar, begitu pula sebaliknya [8]. SNR juga merupakan rasio kekuatan sinyal terhadap kekuatan yang dimiliki *noise* saat ditransmisikan pada waktu tertentu. Persamaan 2.37 berikut ini menggambarkan hubungan antara kekuatan sinyal dan *noise* [19]:

$$SNR = 10 \log_{10}(S/N) \quad (2.37)$$

Dalam persamaan (2.37), S berarti daya sinyal rata-rata (diukur dalam Watt) dan N untuk daya derau [19]. Saat mentransmisikan data secara digital, rasio energi per bit terhadap *noise* merupakan faktor penting. Perbandingan dalam energi bit yang dapat dideteksi dengan energi derau yang mengikutinya disebut dengan E_b/N_o , di mana E_b/N_o ini sama dengan SNR dibagi dengan efisiensi tautan spektral "kotor" dalam (bit/detik) / Hz, di mana bit dipahami merujuk pada bit data yang ditransmisikan yang mungkin menyertakan kode koreksi kesalahan dan redudansi protokol lainnya. Jumlah derau spektral sebenarnya, dimensi energi, atau satuan

joule, atau *joule* per siklus juga dapat dianggap memiliki *Watt/Hertz* yang sering direpresentasikan sebagai satuan pengukuran [18].

$$\frac{Eb}{No} = \frac{S}{N} \chi \frac{W}{R} \quad (2.38)$$

di mana Eb/No adalah energi dari bit (Eb) yang dibagi dengan energi dari derau (No) dengan satuan yang digunakan adalah dB. Nilai S yang merupakan nilai dari energi sinyal kirim yang dibagi dengan nilai derau (N), di mana N merupakan energi dari derau dengan satuan S dan N adalah Watt. Untuk S/N ini merupakan SNR yang dikalikan dengan kecepatan dari pengiriman data dalam satuan bit/detik yang dibagi dengan nilai *bandwidth* dalam satuan Hz. Dari Persamaan 2.38 dapat disimpulkan bahwa Eb/No sama dengan SNR [18].

Penggunaan Eb/No yang paling umum adalah dengan pengodean dan modulasi yang dibatasi *noise*. Persamaan 2.39 dan 2.40 ini menggambarkan pentingnya nilai Eb/No dalam menentukan efektivitas sistem komunikasi digital [18].

$$\frac{Eb}{No} = \frac{C}{kT} \text{ (bit rate)} \quad (2.39)$$

dan

$$\frac{Eb}{No} = \frac{\text{Energi sinyal}}{\text{Energi noise}} \quad (2.40)$$

di mana, C merupakan level sinyal terima, T menggambarkan temperatur *noise* efektif pada penerima dan Eb/No dihasilkan dari $C \text{ dBW} - 10 \log(\text{bit rate}) - (-228,6 \text{ dBW}) - 10 \log T$ [8].

2.2.8.2 Bit Error Rate (BER)

Bit Error Rate (BER) adalah salah satu pengukuran dalam sistem komunikasi yang digunakan untuk menilai kualitas transmisi. Kemungkinan menerima bit yang salah dikenal sebagai BER. Berbagai metode dapat digunakan untuk memperkirakan nilai BER, termasuk simulasi Monte Carlo, pengambilan sampel penting, ekstrapolasi ekor, estimasi kuasi-analisis, dan estimasi BER berdasarkan rasio kemungkinan *log*. Namun dari semua metode estimasi BER, metode simulasi Monte Carlo adalah yang paling sering digunakan. Dalam metode

simulasi Monte Carlo, BER dihitung dengan membagi jumlah bit yang dikirim dengan jumlah bit yang tidak akurat yang diterima dengan persamaan 2.41 [14]:

$$BER = \frac{\text{Jumlah bit error}}{\text{Total bit dikirim}} \quad (2.41)$$

Pendekatan simulasi Monte Carlo memiliki keuntungan karena sangat mudah, tetapi juga memiliki kelemahan yaitu membutuhkan banyak komputasi untuk mencapai nilai BER rendah yang dibutuhkan [16]. Perhitungan BER berfungsi untuk mengatur kualitas sinyal dengan cara membandingkan total data input yang dikirim dengan jumlah data *output* yang rusak. Semakin kecil kesalahan yang disebabkan oleh sistem, menjadikan semakin baik sistem atau kualitas informasi yang dikirimkan [8]. BER dihitung dengan membagi jumlah bit digital bernilai tinggi yang dikirim melalui jaringan yang dianggap sebagai status rendah, atau sebaliknya, dengan jumlah total bit yang dikirim atau diproses selama periode waktu tertentu. Jumlah kesalahan bit dalam transmisi digital adalah jumlah bit aliran data yang telah diubah sebagai akibat dari derau, distorsi, atau kesalahan sinkronisasi bit yang diterima melalui saluran komunikasi [17].

Simulasi estimasi BER menggunakan pendekatan Monte Carlo cukup mudah, namun perlu waktu untuk melakukannya. Persamaan 2.42 berikut dapat digunakan untuk menentukan kondisi terkirim jika probabilitas bersyarat bahwa bit ditransmisikan secara tidak benar dan probabilitas bersyarat bahwa bit dinyatakan salah sama-sama "nol" [14]:

$$P(\text{error}) = P_0 \int_{V_T}^{\sim} f_0(v) d(v) \quad (2.42)$$

di mana V_T adalah tegangan ambang yang digunakan dalam proses pengambilan keputusan dan $f_0(v)$ adalah PDF dari tegangan input pada saat pengambilan sampel, jika bit yang dikirimkan adalah nol [14]. Dalam mengukur sebuah kualitas sinyal di mana salah satunya dengan melihat hasil perumusan pada setiap kesalahan bit (*bit error*) yang terjadi di saat proses pentransmisian informasi dari sisi pengirim kepada penerima dengan menggunakan cara perbandingan data keluaran dan data asli (data masukan). *Probability Bit Error Rate* dapat dirumuskan dengan persamaan 2.43 berikut [18]:

$$P_B = \frac{4}{n} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q \left(\sqrt{\frac{3n}{M-1} \cdot \frac{E_B}{N_0}} \right) \quad (2.43)$$

di mana, untuk E_B merupakan energi yang dikeluarkan per bitnya, N_0 adalah *noise power spectral density*, S adalah jumlah bit per simbol dan $M = 2^n$ merupakan jumlah dari simbol modulasi yang berbeda serta ukuran konstelasi modulasi. Persamaan umum yang dimiliki oleh BER dari simulasi Monte Carlo dapat dihasilkan persamaan 2.44 berikut [14]:

$$\gamma = \frac{x_e}{x} \quad (2.44)$$

di mana *Bit Error Rate* disini dilambangkan dengan γ , untuk jumlah *bit error* dituliskan dengan x_e dan x merupakan total bit yang dikirim [6]. Parameter BER yang dapat dikatakan baik terlihat dari BER yang dihasilkan dengan nilai yang kecil atau diartikan dengan jumlah bit yang salah sedikit. Sistem 16-QAM yang digunakan dalam simulasi mempunyai $M=16$ dan $k=4$. Perhitungan BER 16-QAM pada kanal AWGN yang ditunjukkan dengan persamaan 2.45 berikut ini [10]:

$$BER_{AWGN} \left(\frac{E_b}{N_0} \right) = \frac{3}{B} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{2}{5}} E_b N_0 \right) - \frac{9}{64} \operatorname{erfc}^2 \left(\sqrt{\frac{2}{5}} E_b N_0 \right) \quad (2.45)$$

di mana E_b adalah energi bit yang didapatkan dari data yang dikirimkan dan N_0 adalah energi derau yang terjadi pada saat proses pengiriman data (transmisi data) [19]. Ide dasar di balik perhitungan BER adalah harus ada ketidaksetaraan antara dua bit jika hasil pertidaksamaan adalah 1, jadi ada satu bit yang salah. Semua bit yang dihasilkan pada sisi pengirim hingga semua bit yang diterima pada sisi penerima dimasukkan dalam perhitungan nilai BER [10].

2.2.8.3 *Symbol Error Rate (SER)*

Symbol Error Rate (SER) didefinisikan sebagai jumlah simbol yang mengalami kesalahan saat simbol ditransmisikan melalui saluran [9]. Membandingkan jumlah simbol yang salah dengan jumlah total simbol yang dikirimkan adalah bagaimana parameter yang dihitung oleh SER. Seperti yang terlihat berikut ini, nilai SER ditentukan dengan menggunakan persamaan 2.46 berikut [19]:

$$SER = \frac{\text{Jumlah simbol salah}}{\text{Jumlah simbol kirim}} \quad (2.46)$$

Simbol keluaran dari *mapper* 16-QAM yang disediakan dibandingkan dengan simbol 16-QAM yang diterima di ujung penerima untuk menentukan SER. Secara umum nilai BER sebanding dengan nilai SER, artinya semakin tinggi nilai BER, nilai pada SER juga semakin tinggi. Nilai level modulasi sistem *M-ary* yang digunakan mempengaruhi koneksi antara SER dan BER. Dalam sistem *M-ary* QAM dengan $M = 16$, menjadikan strategi perbandingan antara SER dan BER berdasarkan persamaan 2.47; 2.48 dan 2.49 sebagai berikut [10]:

$$\frac{1}{M} \leq \frac{P_B}{P_S} \leq \frac{M/2}{M-1} \quad (2.47)$$

dan

$$\frac{P_B}{P_S} \leq \frac{16/2}{16-1} \leq \frac{8}{15} \quad (2.48)$$

dan

$$P_S \leq \frac{15}{8} P_B \quad (2.49)$$

Nilai P_S atau SER jauh lebih tinggi dari P_B atau BER seperti yang ditunjukkan pada persamaan 2.47; 2.48 dan 2.49. Ini terjadi agar setiap bit dalam simbol yang salah tidak membuat kesalahan. Misalnya, dalam sistem 16-QAM, setiap simbol mewakili 4-bit, tetapi tidak pasti bahwa 4-bit juga terjadi kesalahan, jika hanya ada satu simbol yang salah. Dapat disimpulkan bahwa hasil kesalahan bit dengan nilai kurang dari 100% jika kesalahan simbol mendekati 100% [10].