

## BAB II

### DASAR TEORI

#### 2.1 KAJIAN PUSTAKA

Penelitian [7] meneliti tentang perbandingan hasil kinerja *multi carrier* GFDM dengan menggunakan modulasi QAM dibandingkan dengan modulasi OQAM terhadap *Bit Error Rate*. Pada perhitungan BER ini dilakukan untuk sistem GFDM dengan modulasi OQAM dan modulasi QAM yang melewati kanal *Additive White Gaussian Noise* (AWGN) dan kanal frekuensi *Rayleigh Fading*. Perhitungan BER ini juga dilakukan dengan membandingkan *bit* yang dikirim dengan *bit* hasil deteksi dari sistem. Data diambil dengan melakukan percobaan masing-masing titik pada grafik sebanyak 25 dan 15 kali untuk setiap nilai SNR. Selanjutnya data hasil simulasi diolah dalam bentuk grafik-grafik SNR terhadap besarnya BER. Metode yang dipakai untuk menentukan BER adalah metode Monte Carlo, yang mana data *input* dibandingkan dengan data *output*.

Pada penelitian ini penggunaan *roll-off factor* berpengaruh pada kinerja sistem GFDM-QAM. Semakin naik penggunaan *roll-off factor* ( $\alpha$ ), maka nilai BER semakin meningkat pula. Hal ini dibuktikan ketika nilai SNR 25 dB, sistem GFDM-QAM dengan  $\alpha=0,3$  memiliki nilai BER  $7 \times 10^{-3}$ , untuk  $\alpha=0,5$  memiliki nilai BER  $13 \times 10^{-3}$ , sedangkan untuk  $\alpha=1$  memiliki nilai BER  $62 \times 10^{-3}$ . Sedangkan untuk hasil yang didapatkan pada GFDM-OQAM ketika nilai SNR 15 dB, sistem GFDM-OQAM dengan  $\alpha=0,3$ ;  $\alpha=0,5$  maupun  $\alpha=1$  memiliki nilai BER 0. Sehingga penggunaan *roll-off factor* dengan *pulse nonrectangular* pada GFDM dengan modulasi OQAM dapat memberikan kinerja sistem yang baik.

Kinerja sistem GFDM-OQAM pada kanal AWGN lebih baik dibandingkan dengan sistem GFDM/QAM. Hal ini dapat diketahui pada nilai SNR 15 dB, sistem GFDM pada modulasi OQAM dengan  $\alpha=0,3$  memiliki nilai BER sebesar  $1 \times 10^{-5}$ , sedangkan untuk sistem GFDM pada modulasi QAM memiliki nilai BER  $1,3 \times 10^{-2}$ .

Selanjutnya penelitian [10] meneliti tentang kinerja sistem GFDM melalui simulasi *Out-Of-Band* (OOB), *Bit Error Rate* (BER) dan *Peak-To-Average Power Ratio* (PAPR). Pada penelitian ini performansi GFDM dibandingkan dengan sistem OFDM. Penelitian ini menggunakan modulasi 16-QAM dengan kanal AWGN dan

*Rayleigh fading*. Didapatkan hasil bahwa BER dari GFDM mengalami sedikit penurunan dibandingkan dengan sistem OFDM untuk *Matched Filters* dan penerima *Zero Forcing*. Hasil penurunan BER ini dikarenakan hilangnya ortogonalitas antara *subcarrier* karena pembangkitan pulsa yang digunakan pada ujung pemancar. Namun, dalam hal mengurangi radiasi OOB dan PAPR, GFDM lebih unggul dibandingkan dengan OFDM.

Selanjutnya penelitian [4] membahas tentang pemodelan kanal *Vehicle to Vehicle* dengan asumsi skenario propagasi dimana *scatterer* lokal bergerak dengan kecepatan acak dan arah acak. Komunikasi pada V2V mempunyai kecepatan yang tinggi sedangkan *mobile to mobile* mempunyai kecepatan yang rendah. Pada penelitian ini V2V mempunyai tiga parameter yaitu pergerakan di sisi *Transmit* (Tx), pergerakan di sisi *Receiver* (Rx) dan Pergerakan di sisi *Scatterer*. Dari ketiga pergerakan tersebut timbul yang namanya efek *Doppler* yang mengakibatkan antara pengirim dan penerima tidak dapat berkomunikasi. Pada penelitian ini menggunakan *Autocorrelation Function* (ACF) sebagai fungsi validasinya.

Penelitian [11] membahas metode penanggulangan *Inter Carrier Interference* (ICI) menggunakan estimasi matriks kanal dan ekualisasi *Zero Forcing* (ZF). Kanal yang digunakan pada penelitian ini adalah kanal AWGN. Estimasi matriks kanal dilakukan dengan estimasi nilai *Carrier Frequency Offset* (CFO) setelah dibuat invers matriks kanal yang akan menjadi respon *equalizer*. Proses ekualisasi dapat mengembalikan penempatan simbol modulasi yang tersebar akibat ICI. Ekualisasi dilakukan dengan mengkalikan respon kanal dan simbol *output Fast Fourier Transform* (FFT). Dari hasil penelitian tersebut, dapat diketahui bahwa ICI berpengaruh besar dalam performansi OFDM, tetapi dengan penambahan *Zero Forcing Equalizer*, ICI dapat diatasi yang dibuktikan dengan peningkatan performansi sebesar 2 dB.

## **2.2 DASAR TEORI**

### **2.2.1 Vehicular Ad-hoc Networks (VANETs)**

Munculnya *Vehicular Ad-hoc Networks* (VANET) merupakan bagian dari pengembangan teknologi *Intelligent Transportation System* (ITS) yang diharapkan menjadi metode lanjutan dalam memecahkan masalah pada sistem transportasi.



Pada Gambar 2.1 ditunjukkan sebuah arsitektur dan kerangka kerja WAVE yang didukung oleh beberapa jenis protokol yang saling terkait yaitu meliputi: IEEE 802.11p, IEEE 1609.1, IEEE 1609.2, IEEE 1609.3, dan IEEE 1609 [12].

Protokol IEEE 802.11p merupakan standar untuk pengoperasian lapisan fisik (PHY) dan sebagian lapisan *datalink* (MAC). Sedangkan untuk protokol IEEE 1609.1 merupakan standar yang dirancang untuk pengoperasian berbagai jenis aplikasi di lokasi *remote* sehingga dapat memungkinkan terjadinya komunikasi antar perangkat OBU (*Onboard Unit*) yang diinstal pada kendaraan melalui perangkat *Road Side Unit* (RSU) yang terinstal pada infrastruktur sepanjang jalan. Protokol IEEE 1609.2 merupakan standar untuk layanan keamanan, protokol IEEE 1609.3 merupakan standar yang mengatur penggunaan kanal. Sedangkan protokol IEEE 1609.4 merupakan standar yang mengatur pengoperasian jenis pertukaran paket data [12].

### **2.2.2 Modulasi Digital**

Modulasi digital adalah proses mengubah beberapa parameter gelombang pembawa seperti amplitudo, fase atau frekuensi sebagai sinyal informasi. Pada modulasi digital, secara sederhana memetakan digit biner “0” menjadi sinyal gelombang  $s_0(t)$  dan digit biner “1” menjadi  $s_1(t)$ . Modulasi digital memiliki 3 teknik modulasi yang paling mendasar antara lain sinyal pembawa disebut *Amplitude Shift Keying* (ASK), modulasi digital dengan mengubah frekuensi sinyal pembawa disebut *Frequency Shift Keying* (FSK), dan modulasi digital dengan mengubah fasa sinyal pembawa yang disebut dengan *Phase Shift Keying* (PSK). Adapun bentuk variasi modulasi digital lainnya yang merupakan pengembangan ASK dan PSK, adalah *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM) yaitu bentuk modulasi yang mengubah amplitudo dan fase gelombang pembawa [13].

#### **2.2.2.1 Modulasi QAM**

Teknik modulasi QAM, yang merupakan pengembangan ASK (*Amplitude Shift Keying*) dan PSK (*Phase Shift Keying*), adalah suatu bentuk dari modulasi digital dimana sinyal informasi digital diubah amplitudo dan fasenya ke dalam fungsi gelombang pembawa. Modulasi QAM membagi sinyal yang ditransmisikan

menjadi dua bagian atau *bit stream*, yaitu *Inphase* dan *Quadrature phase*. Kedua bagian ini berbeda fase 90 derajat, karena *bit stream in-phase* dikalikan dengan sinyal cosinus, sedangkan bagian *quadrature* dikalikan dengan sinyal sinus. Dalam pentransmisian data, kedua bagian tersebut digabungkan menjadi persamaan berikut [7]:

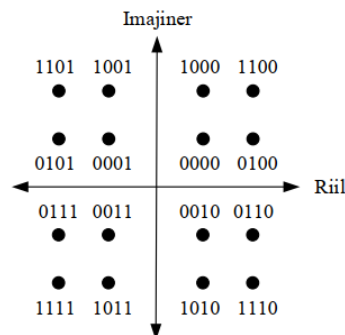
$$S(t) = I(t) \cos(2\pi f_o t) - Q(t) \sin(2\pi f_o t) \quad (2.1)$$

Modulasi QAM memiliki keuntungan kecepatan dalam transmisi data, kesalahan simbol lebih kecil, dan efisien dalam penggunaan *bandwidth*. Hal tersebut disebabkan karena banyaknya bit informasi yang diwakilkan oleh satu simbol, dimana semakin tinggi orde modulasi maka akan semakin cepat transmisi datanya, namun justru semakin sensitif terhadap *noise* [7].

Modulasi QAM mempunyai beberapa jenis modulasi, yaitu 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM dan 256-QAM. Dalam modulasi 16-QAM untuk merepresentasikan satu simbol diperlukan 4 *bit* sinyal digital, yaitu 0000, 0001, 0010, 0011, 0100, 0101, 0110, 0111, 1000, 1001, 1010, 1011, 1100, 1101, 1110, 1111. Modulasi digital 16 QAM digambarkan dalam sebuah diagram konstelasi seperti Gambar 2.2. Pada diagram konstelasi 16 QAM, masing-masing titik mewakili 4 *bit* simbol yang dibentuk melalui sinyal I dan Q dengan cara pemetaan (*mapping*). Untuk dapat melakukan pemetaan 16 QAM dapat menggunakan persamaan berikut ini [7]:

$$X = \frac{1}{\sqrt{10}} \left\{ \begin{array}{l} (1-2b(i)) [2 - (1-2b(i+2))] + j(1-2b(i+1)) \\ [2 - (1-2b(i+3))] \end{array} \right\} \quad (2.2)$$

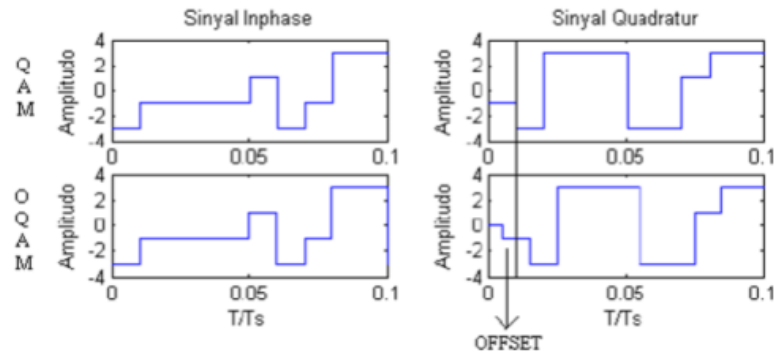
Dengan  $b(i)$  = bit pertama,  $b(i+1)$  = bit kedua,  $b(i+2)$  = bit ketiga,  $b(i+3)$  = bit keempat.



Gambar 2.2 Diagram Konstelasi 16 QAM [14]

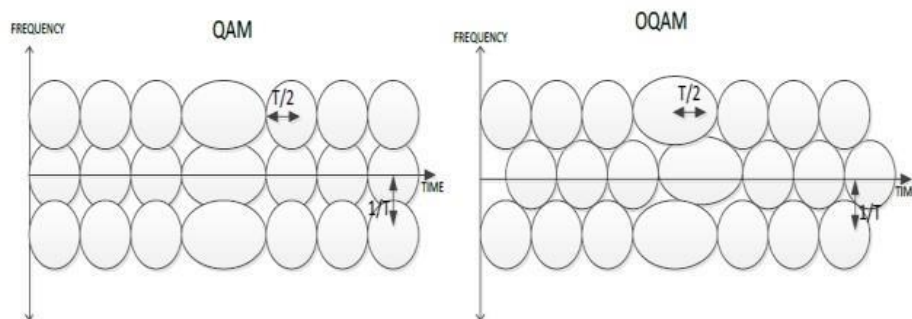
### 2.2.2.2 Modulasi *Offset-QAM*

Modulasi *Offset-QAM* memiliki perubahan kecil tetapi sangat penting jika dibandingkan dengan modulasi QAM. Dalam *offset-QAM*, saluran Q digeser setengah *symbol rate*. Pada Gambar 2.3 menunjukkan adanya perbedaan, bit-bit pada posisi *inphase* tetap pada posisi semula sedangkan terjadi *offset* atau pergeseran bit pada sisi *quadrature*.



Gambar 2.3 Sinyal Modulasi pada QAM dan OQAM[7]

Dengan menggunakan skema OQAM, spektrum yang saling berdekatan mengalami *overlap* tanpa mengakibatkan *crosstalk* antar *subcarrier* dikarenakan penundaan setengah simbol waktu antara komponen *inphase* dan *quadrature* pada setiap *subcarrier*. *Crosstalk* digeser ke bagian sampel genap pada saat simbol kompleks ditransmisikan dari sampel ganjil, yang akan mengurangi efek dari ICI (*Intercarrier Interference*) karena terjadi pengurangan jarak kanal yang berdekatan pada *subcarrier* [7]. Perbedaan *Time-Frequency* QAM dan OQAM seperti pada Gambar 2.4.



Gambar 2.4 *Time-Frequency* Bagian Real dari Single Pulse pada QAM dan pada OQAM[7]

Pada modulasi *Offset QAM*, terjadi pergeseran fase dibatasi sampai  $0^\circ$  dan  $\pm 90^\circ$  setiap  $T$  detik, tidak seperti pada QAM yang terjadi lompatan fase hingga mencapai  $180^\circ$ . Modulasi OQAM, kanal I dan Q tidak mengalami transisi pada waktu yang sama. Hal ini menunjukkan bahwa transisi OQAM tidak pernah melebihi dari  $90^\circ$  [15].

*Output* dari *modulator* adalah sebagai berikut [16]:

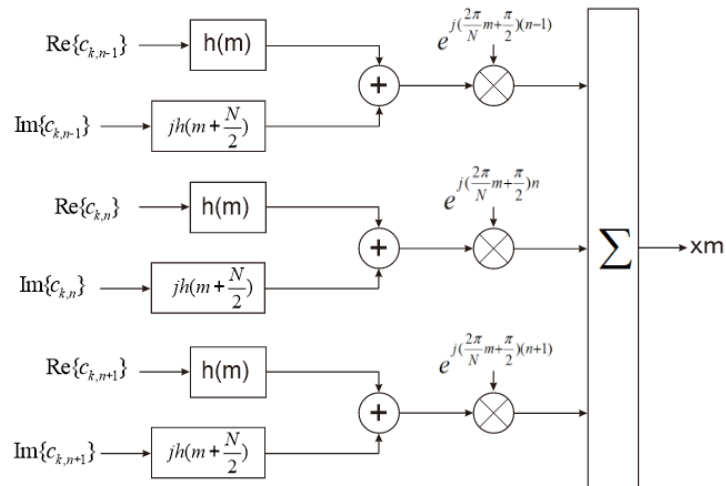
$$x(m) = \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} \left[ a_{k,n} h(m - kN) + jb_{k,n} h(m - kN + \frac{N}{2}) \right] e^{j(\frac{2\pi}{N}m + \frac{\pi}{2})n} \quad (2.3)$$

Dari persamaan di atas didapatkan [16]:

$$c_{k,n} = a_{k,n} + jb_{k,n} \quad (2.4)$$

Dengan  $n$  merupakan jumlah *sample per symbol* interval dan merupakan jumlah *channel*.

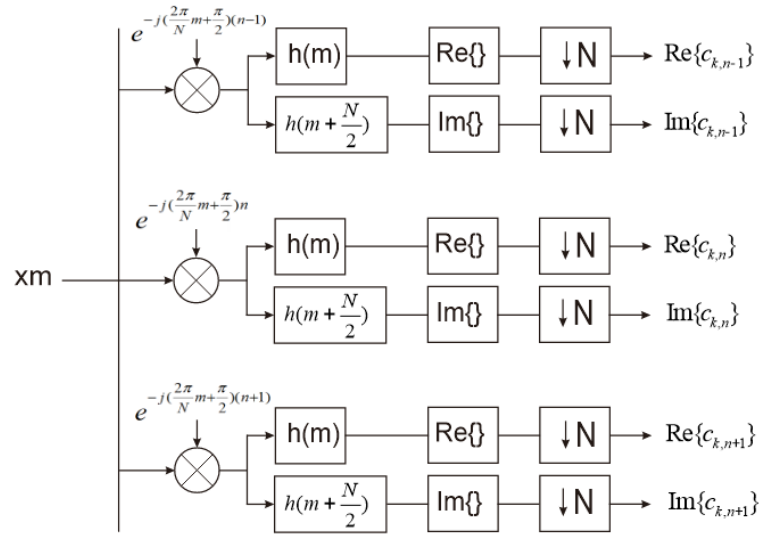
Gambar 2.5 merupakan blok diagram dari modulator OQAM menggunakan *pulse shaping*. Setiap *channel* bagian *real* dan imajiner disimbolkan dengan  $c_{k,n}$ , lalu difilter dengan *pulse shaping*  $h(m)$  dan  $h(m + \frac{N}{2})$ . Kedua bagian tersebut dijumlahkan dan digeser pada frekuensi yang telah ditentukan dengan menggunakan modulasi *baseband*.



Gambar 2.5 Diagram Blok *Modulator* OQAM Menggunakan *Pulse Shaping* [7]

Pada Gambar 2.6 merupakan blok diagram dari *demodulator* OQAM dengan *pulse shaping*. Setiap *channel*, sinyal yang diterima akan digeser kembali pada kondisi awal dengan modulasi *baseband*. Kemudian difilter ulang untuk

memisahkan bagian real dan imajiner, sehingga didapatkan 1 *sample per symbol*. Gambar 2.6 merupakan blok diagram *demodulator* OQAM [7]:



Gambar 2.6 Blok Diagram *Demodulator* OQAM dengan *Pulse Shaping* [7]

Sinyal bagian *real* dapat dituliskan sebagai berikut [7]:

$$a_{k,n} = \text{Re} \left\{ \sum_m h(m) x(kN - m) e^{j \left( \frac{2\pi}{N} m - \frac{\pi}{2} \right) n} \right\} \quad (2.5)$$

Sedangkan sinyal bagian imajiner dapat dituliskan sebagai berikut [7]:

$$b_{k,n} = \text{Im} \left\{ \sum_m h \left( m - \frac{N}{2} \right) x(kN - m) e^{j \left( \frac{2\pi}{N} m - \frac{\pi}{2} \right) n} \right\} \quad (2.6)$$

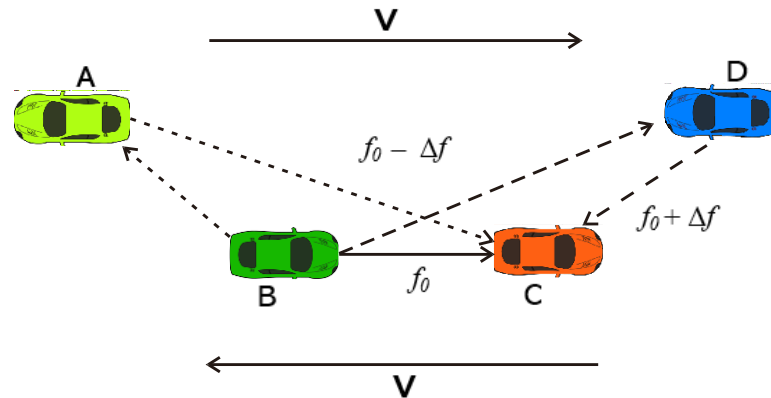
## 2.2.3 Efek Doppler

### 2.2.3.1 Doppler Shift

Kondisi kanal pada komunikasi *vehicular* bersifat dinamis atau *time varying*. Pada sistem yang diusulkan dapat mengalami *Doppler shift* yang dapat menurunkan kinerja sistem. Besar dari *Doppler shift* tergantung dari pergerakan relatif di antara *transmitter*, *receiver*, dan kecepatan kendaraan. Pada saat pemancar dan penerima berkomunikasi serta saling bergerak, maka frekuensi transmisi (pengiriman) berubah karena pergerakan keduanya. Jika pemancar dan penerima bergerak saling menjauh maka frekuensi pemancar menjadi lebih kecil. Sebaliknya, jika pemancar



dan penerima bergerak saling mendekati, maka perubahan frekuensi menjadi lebih besar. Berikut contoh gambar kondisi ketika terjadi *Doppler Effect* [17]:



Gambar 2.7 *Doppler Shift*[17]

Pada Gambar 2.7 menunjukkan bahwa jika kendaraan B dan kendaraan C bergerak searah ke kiri dengan kecepatan ( $V$ ) yang sama maka tidak terjadi efek Doppler ( $f_0$ ) atau tidak ada frekuensi *Doppler*. Pada kendaraan A dan penerima C yang bergerak saling berlawanan dan menjauhi dengan  $V$  yang berbeda maka menghasilkan *Doppler shift* dengan perpindahan frekuensi  $f_0 - \Delta f$ . Sedangkan pada kendaraan C dan kendaraan D yang bergerak saling mendekati maka perpindahan frekuensi menjadi  $f_0 + \Delta f$ . *Doppler Shift* menandakan pergeseran frekuensi dari satu sisi (domain) karena pergerakan penerima atau efek *Doppler*. *Doppler Shift* meningkatkan bandwidth sinyal yang ditransmisikan. maka dapat dituliskan dengan persamaan sebagai berikut [17]:

$$\Delta f = f_d = \pm f_c \frac{v}{c} \cos \beta \quad (2.7)$$

Keterangan:

$f_d$  = *Doppler Shift* (GHz)

$f_c$  = Frekuensi *Carrier* (5,8 GHz)

$v$  = Kecepatan kendaraan (m/s)

$c$  = Kecepatan gelombang elektromagnetik ( $3 \times 10^8$  m/s)

$\beta$  = Sudut gerakan antara pemancar dan penerima

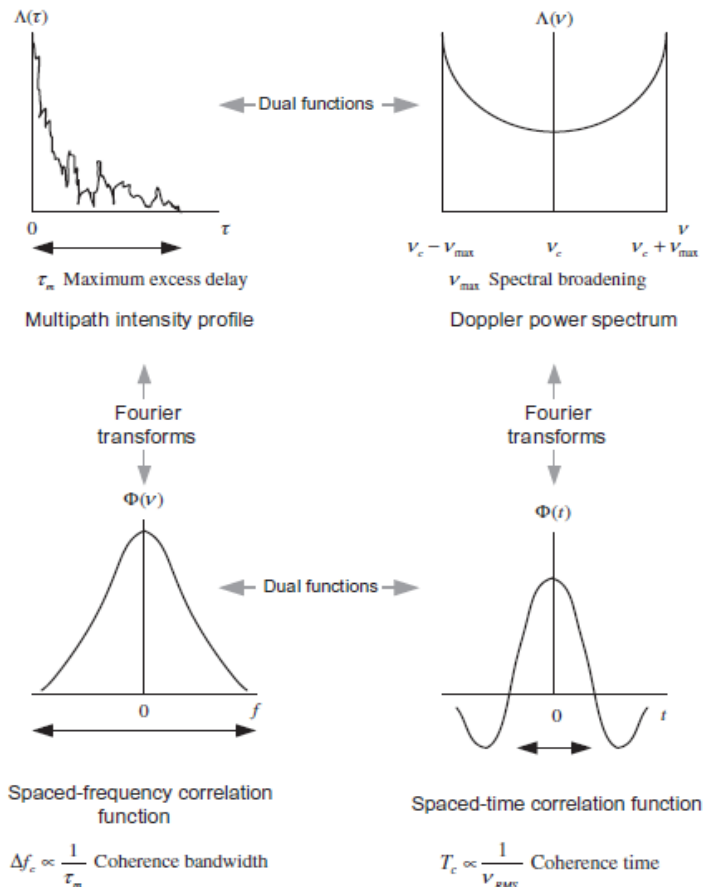
Persamaan tersebut menjelaskan bahwa untuk nilai  $\Delta f$  bernilai maksimum pada saat nilai  $\beta = 0$ .

### 2.2.3.2 Doppler Spread

Pada Gambar 2.8 menunjukkan fungsi lain  $\Phi(t)$  yang dikenal sebagai fungsi korelasi spasi-waktu, yang merupakan fungsi autokorelasi dari respons saluran terhadap sinusoid. Fungsi ini menentukan sejauh mana ada korelasi antara respons saluran terhadap sinusoid yang dikirim pada waktu  $t_1$  dan respons terhadap sinusoid serupa yang dikirim pada waktu  $t_2$ , di mana  $\Delta t = t_2 - t_1$ . Waktu koherensi adalah ukuran durasi waktu yang diharapkan di mana respons saluran pada dasarnya tidak berubah. Untuk memperkirakan  $\Phi(t)$ , sinyal sinusoidal ditransmisikan melalui saluran dan fungsi autokorelasi dari keluaran saluran dihitung. Fungsi  $\Phi(t)$  dan waktu koherensi  $T_c$  memberikan informasi tentang laju variasi kanal *fading*. Perhatikan bahwa untuk saluran waktu-invarian yang ideal, respons saluran akan sangat berkorelasi untuk semua nilai  $\Delta t$  dan  $\Phi(t)$  akan menjadi fungsi konstan. Jika secara ideal diasumsikan *scattering* terdistribusi merata di sekitar *mobile station* dengan antena terpolarisasi linier, spektrum daya *Doppler* (yaitu, transformasi *Fourier* terbalik dari fungsi korelasi spasi-waktu  $\Lambda(v)$ ) memiliki distribusi berbentuk U seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.8. Dalam saluran *fading* yang *time-varying*, respons saluran terhadap *tone* sinusoidal murni menyebar pada rentang frekuensi terbatas  $v_c - v_{\max} < v < v_c + v_{\max}$ , di mana  $v_c$  dan  $v_{\max}$  masing-masing menunjukkan frekuensi *tone* sinusoidal dan *Doppler spread* maksimum. *Bandwidth* RMS dari  $\Lambda(v)$  disebut sebagai *Doppler spread* dan dilambangkan dengan  $v_{RMS}$  yang dapat diperkirakan sebagai berikut[18]:

$$v_{RMS} = \sqrt{\frac{\int_{v_c - v_{\max}}^{v_c + v_{\max}} (v - \bar{v})^2 \Lambda(v) dv}{\int_{v_c - v_{\max}}^{v_c + v_{\max}} \Lambda(v) dv}} \quad \bar{v} = \frac{\int_{v_c - v_{\max}}^{v_c + v_{\max}} v \Lambda(v) dv}{\int_{v_c - v_{\max}}^{v_c + v_{\max}} \Lambda(v) dv} \quad (2.8)$$

Waktu koherensi biasanya didefinisikan sebagai jeda waktu di mana koefisien autokorelasi sinyal berkurang menjadi 0,7. Waktu koherensi berbanding terbalik dengan *Doppler spread*  $T_c \approx 1/v_{RMS}$ . Perkiraan umum untuk nilai waktu koherensi sebagai fungsi *Doppler spread* adalah  $T_c = 0,423/v_{RMS}$ . Dapat diamati bahwa fungsi pada ruas kanan Gambar 2.8 adalah fungsi ganda dari fungsi ruas kiri (prinsip dualitas).



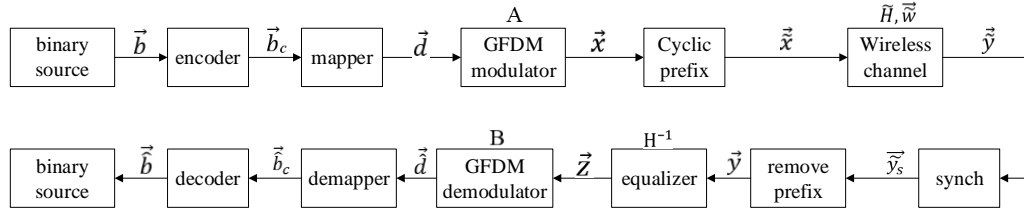
Gambar 2.8 Ilustrasi Prinsip Dualitas Dalam Domain Waktu Dan Frekuensi [18]

### 2.2.4 Generalized Frequency Division Multiplexing (GFDM)

Generalized Frequency Division Multiplexing (GFDM) adalah modulasi *multi-carrier* yang berkaitan dengan *pulse shaping* yang fleksibel. GFDM merupakan kandidat *waveform* 5G yang mengadopsi prinsip OFDM di mana sinyal GFDM dikonstruksi dari penjumlahan *tones*, yaitu beberapa sinyal yang membawa simbol data tertentu pada *timeslot* dan *subcarrier* tertentu. GFDM didasarkan pada modulasi blok independen, di mana setiap blok terdiri dari sejumlah *subcarrier* dan *subsymbols*. *Subcarriers* difilter dengan prototipe filter yang bergeser *circular* dalam domain waktu dan domain frekuensi. Metode ini dapat mengurangi emisi *Out of Band* (OOB), membuat spektrum efisien dan mengurangi *Inter-Carrier Interference* (ICI) dan *inter-symbol interference* (ISI) [19]. Kelebihan GFDM adalah [6]:

- a) Mengatasi kekurangan dari OFDM yaitu radiasi *Out of Band* (OOB) yang dikendalikan oleh filter *pulse shaping* yang diaplikasi ke setiap *subcarrier*.

- b) GFDM juga menggunakan *cyclic prefix* (CP) untuk mengatasi *Interference Inter Symbol* (ISI) pada kanal *multipath*.
- c) Struktur GFDM yang sederhana membuat sinkronisasi lebih mudah, sehingga mengurangi pemakaian energi.



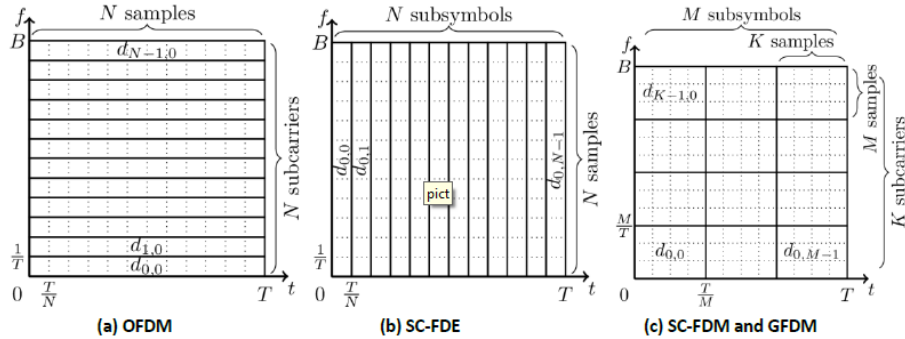
Gambar 2.9 Blok Diagram *Tranceiver* GFDM[6]

#### Keterangan

- $\vec{b}$  = Informasi awal yang dikirimkan berupa bit
- $\vec{b}_c$  = *Inputan* bit ke *mapper*
- $\vec{d}$  = Bit keluaran dari *mapper* (hasil konversi dari bit ke simbol)
- $\vec{x}$  = Simbol yang dikirimkan
- $\vec{\tilde{x}}$  = Simbol yang dikirimkan setelah ditambahkan CP
- $\tilde{H}$  = Kanal yang berada di alam (*Multipath/Singlepath*)
- $\vec{\tilde{y}}_s$  = Simbol yang diterima pada sisi *receive* namun masih terdapat CP
- $\vec{y}$  = Simbol yang diterima pada sisi *receive* setelah *remove* CP
- $\vec{z}$  = Simbol yang diterima pada sisi *receive* setelah proses ekualisasi
- $\vec{\tilde{d}}$  = *Output* vektor dari keluaran *mapper* (Modulasi)
- $\vec{\tilde{b}}_c$  = *Bit* keluaran dari *demapper* (hasil konversi dari *symbol* ke *bit*)

Pada Gambar 2.9 tentang blok diagram GFDM, deretan data biner  $\vec{b}$  konversi sinyal analog ke digital dihasilkan oleh sumber data yang dikodekan menjadi  $\vec{b}_c$ . Data yang telah dikodekan menjadi sinyal biner selanjutnya akan dipetakan menjadi deretan simbol dalam blok *mapper* yang ditentukan. Hasil dari blok *mapper* ialah vektor  $\vec{d}$ , yang secara matematis dapat ditulis sebagai  $\vec{d} = d_0, d_1, \dots, d_{N-1}$  di mana N merupakan jumlah seluruh simbol. Vektor lalu diubah menjadi data dengan kecepatan laju rendah (serial/paralel) dan dekomposisi menjadi blok GFDM berukuran  $K \times M$  di dalam blok GFDM modulator, dimana K dan M berturut-turut

merupakan jumlah *subcarrier* dan *subsymbol*. Vektor hasil dekomposisi dituliskan  $\vec{d} = d_{0,0}, d_{1,0}, \dots, d_{K-1,M-1}$  [6].



Gambar 2.10 Pembagian Slot Waktu dan Frekuensi antara OFDM, SC-FDE, SC-FDM, dan GFDM[6]

Gambar 2.10 menunjukkan perbedaan pembagian slot waktu dan frekuensi antara OFDM, SC-FDE, SC-FDM dan GFDM. Gambar tersebut menjelaskan bahwa sinyal OFDM merupakan penjumlahan dari beberapa *subcarrier* dengan interval  $1/T$  yang membawa beberapa simbol yang telah dibedakan *time slot*-nya. Sedangkan sinyal GFDM merupakan penjumlahan dari blok-blok berukuran  $K \times M$  yang terpisah dengan interval  $M/T$  yang berisi beberapa *subsymbol* dengan *time slot* dan *subcarrier* yang berbeda. Berdasarkan hal tersebut maka GFDM dapat membawa deretan simbol yang lebih banyak dibandingkan dengan OFDM dalam sekali transmisi data [6].

### 2.2.5.1 Transmitter

*Transmitter* berawal dari konsep umum transmisi *multi-carrier* dengan pembentukan pulsa cara sederhana untuk mengekspresikan generasi sinyal transmisi telah ditemukan. Pada Gambar 2.11 menggambarkan pada *baseband* yang mendistribusikan data *symbol* bernilai kompleks  $d_k[m]$  pada  $K$  *subcarriers* dan  $M$  *subsymbols*. Setiap *subcarrier* berbentuk pulsa dengan sebuah *filter* transmisi  $g_{Tx}[n]$  dan dimodulasikan dengan sebuah *subcarrier* frekuensi pusat  $e^{-j2\pi\frac{kn}{N}}$ . Untuk memenuhi kriteria *Nyquist*, setiap simbol di *up-sampling* sebanyak  $N$  kali untuk mengubah menjadi sinyal impuls, yang mengarah ke  $MN$  sampel per

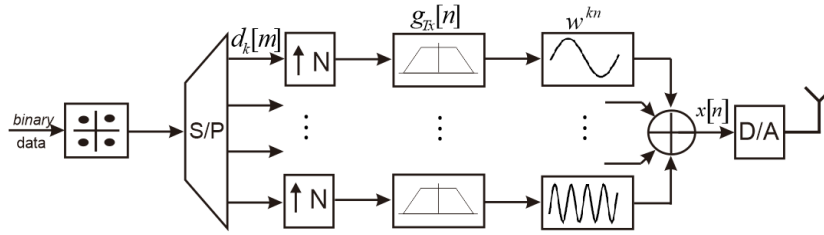
*subcarrier* [6]. Berikut merupakan persamaan yang menunjukkan proses matematis mengubah *subsymbol* menjadi sinyal *impuls* [7]:

$$S_k(n) = \sum_{m=0}^{M-1} d_k(m)\delta(n - mN), n = 0, \dots, NM - 1 \quad (2.9)$$

Keterangan

$S_k(n)$  = Sinyal *impuls* hasil *up-sampling*

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



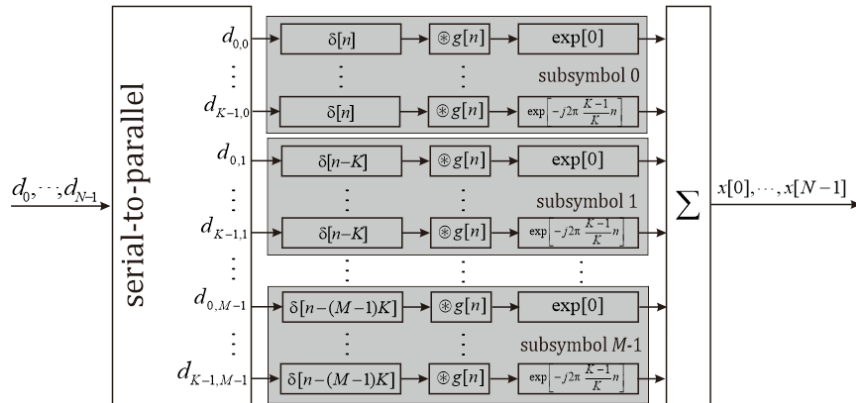
Gambar 2.11 Model GFDM Baseband Transmitter[19]

Selanjutnya *output* blok *up-sampling* dikonvolusi secara sirkular menggunakan filter *prototype*  $g_{k,m}(n)$  lalu digeser dengan  $K/N$  pada frekuensi dengan interval *subcarrier*  $1/N$

Persamaan berikut menunjukkan operasi konvolusi sirkular [20]:

$$g_{k,m}(n) = g[(n - mK) \bmod N] e^{-j2\pi \frac{k}{K} n} \quad (2.10)$$

di mana  $[(n - mK) \bmod N]$  = penggeseran di domain waktu sebagai pembeda *subsymbol* berdasarkan *timeslot* dan  $e^{-j2\pi \frac{k}{K} n}$  merupakan bilangan eksponensial kompleks yang berfungsi sebagai penggeseran di domain frekuensi. Pada Gambar 2.12 merupakan blok diagram dari modulator GFDM:



Gambar 2.12 Blok Diagram Pada Modulator GFDM[7]

Sinyal yang ditransmisikan dituliskan seperti persamaan berikut [7]:

$$x[n] = \sum_{k=0}^{K-1} [S_k(n) \otimes g[(n-mK) \bmod N]] e^{-j2\pi \frac{kn}{N}}$$

$$= \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} d_k(m) g_{k,m}(n), \text{ dengan } n=0,1,\dots,N-1 \quad (2.11)$$

dengan:

- $x[n]$  = sinyal yang dikirimkan
- $d_k(m)$  = data yang dikirimkan pada *subcarrier* dan *subsymbol*
- $g_{k,m}(n)$  = filter *prototype*

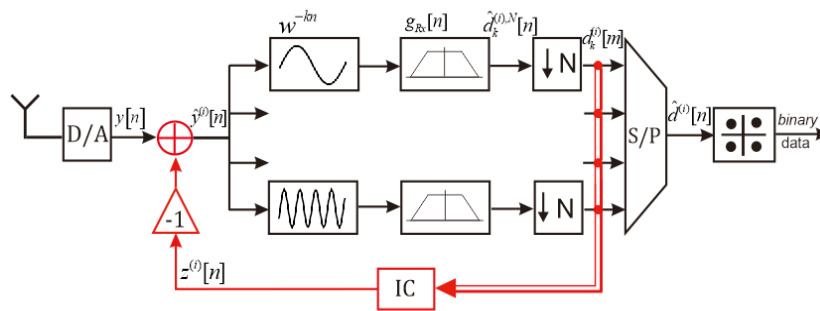
Proses *pulse shaping*, *subcarrier upconversion* serta proses superposisi dapat dipresentasikan oleh operasi matriks dengan model persamaan berikut [7]:

$$x = Ad \quad (2.12)$$

di mana  $x$  merupakan sampel waktu *transmit*  $x[n]$  dan  $A$  adalah  $KM \times KM$  modulasi matriks. Sedangkan  $d$  merupakan sebuah vektor data ukuran  $KM \times 1$  berisi tumpukan semua elemen dari unit pemetaan.

### 2.2.5.2 Receiver

Berikut adalah penjelasan mengenai model GFDM di bagian *receiver*, yang digambarkan pada Gambar 2.13.



Gambar 2.13 GFDM Matched Filter Receiver Model (baseband) [19]

Cara pertama untuk menerima sinyal GFDM adalah dengan membentuk dengan sebuah matriks  $A^+$ , dimana  $A^+A = I$ , dan  $I$  adalah identitas matriks ukuran yang terkait. Tergantung pada  $A$ , dapat dihitung seperti  $A^+ = (A^H A)^{-1}$  atau  $A^+ = A^H (A A^H)^{-1}$ . Sehingga didapatkan persamaan pada *Zero Forcing (ZF) receiver* sebagai berikut [19]:

$$d_{ZF} = A^+ y \quad (2.13)$$

Cara kedua untuk memproses sinyal GFDM adalah menerapkan sebuah *matched filter* (MF)  $A^H$  pada *receiver*. Persamaannya dapat dituliskan sebagai berikut [19]:

$$d_{MF} = A^H y \quad (2.14)$$

Metode ketiga diberikan dengan linear *Minimum Mean Square Error* (MMSE) *receiver*. Dimana dapat dituliskan seperti persamaan (2.15) [19]:

$$d_{MMSE} = A^+ y \text{ dengan } A^+ = \left( \frac{\sigma_n^2}{\sigma_d^2} I + A^H A \right)^{-1} A^H \quad (2.15)$$

MMSE dimaksudkan untuk mengatasi penguatan *noise* dari penerima ZF dengan menyeimbangkan varians dari *noise*  $\sigma_n^2$  sampel dan data simbol  $\sigma_d^2$ . Dengan tidak adanya *noise*, penerima ZF dapat membalikkan *crosstalk* antara simbol dan saluran yang berbeda dan dengan demikian dapat memperbaiki data simbol asli, sedangkan MF tidak dapat. Interferensi yang dibuat sendiri dapat diamati pada diagonal sekunder, yang menunjukkan kontribusi dari *subcarrier* yang bersebelahan dan slot waktu untuk simbol data tertentu pada diagonal utama. MMSE menunjukkan hal yang serupa, sedangkan respon gabungan dari penerima ZF yang memiliki unsur-unsur *non-zero* hanya terdapat pada diagonal utama [19].

### 2.2.5.3 Prinsip dari GFDM-OQAM

GFDM dengan modulasi OQAM menggunakan komponen yang sama seperti GFDM namun memiliki dua perbedaan utama. Perbedaan pertama yaitu menggunakan pemetaan QAM yang diikuti dengan penerapan pergeseran sampel  $K/2$  dalam domain waktu antara komponen *in-phase* dan *quadrature* dari data QAM kompleks. Pemetaan OQAM yang dihasilkan memungkinkan pengurangan efisien ICI maupun ISI ketika filter yang dirancang dengan baik diterapkan. Kedua, ortogonalitas bentuk pulsa dapat dicapai tanpa memerlukan *cyclic prefix* yang pada gilirannya meningkatkan efisiensi spektral.

Sistem GFDM-OQAM menggunakan *pulse shaping root raised cosine*, ortogonalitas suatu *waveform* dapat diperoleh dengan mentransmisikan  $d_{k,m}^{[i]}$  dan  $d_{k,m}^{[q]}$  secara berurutan menunjukkan bagian riil dan imajiner dari  $d_{k,m}$



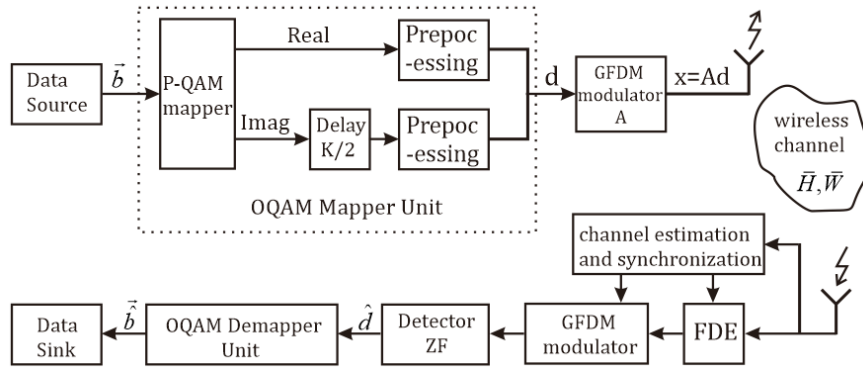
menggunakan nilai riil, filter  $g_{k,m}[n]$  dengan *offset*  $M/2$ , rotasi *phase*  $\pi/2$  rad antar *subcarrier* dan subsimbol. Secara matematis sinyal yang dikirim oleh sistem GFDM menggunakan OQAM dapat dituliskan menjadi persamaan berikut [21]:

$$x[n] = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} d_{k,m}^{(i)} g_{k,m}^{(i)}[n] + \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} d_{k,m}^{(q)} g_{k,m}^{(q)}[n] \quad (2.16)$$

Sinyal GFDM yang ditransmisikan pada persamaan (2.11) dapat ditulis Kembali pada persamaan berikut ini [21]:

$$x = A^{(i)} d^{(i)} + A^{(q)} d^{(q)} \quad (2.17)$$

Berdasarkan persamaan tersebut, kolom matriks  $A^{(i)}$  dan  $A^{(q)}$  secara berurutan membawa  $g_{k,m}^{[i]}$  dan  $g_{k,m}^{[q]}$  [16]. Gambar 2.14 adalah blok diagram *transceiver* pada GFDM-OQAM.



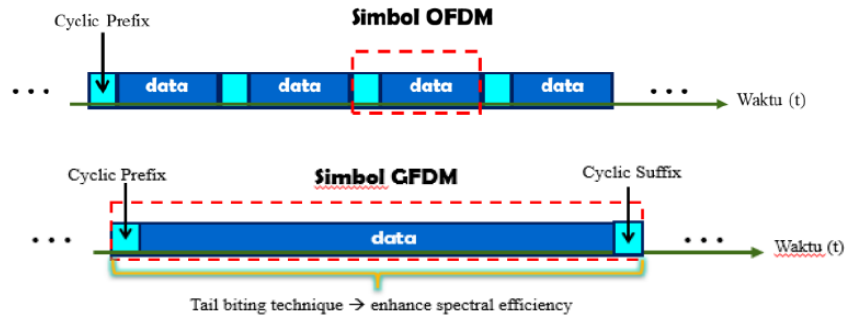
Gambar 2.14 Blok Diagram *Transceiver* GFDM-OQAM [20]

#### 2.2.5.4 *Cyclic Prefix (CP)*

Untuk mengatasi interferensi antar simbol (ISI), maka *cyclic prefix* disisipkan pada bagian awal pada setiap blok dari simbol GFDM untuk mengatasi terjadinya penambahan *noise* berlebih yang disebabkan oleh *pulse shaping*, sehingga *noise* dapat dikurangi. *Cyclic prefix* digunakan juga sebagai *guard interval* yang memastikan semua simbol GFDM terkirim secara lengkap dalam interval FFT dengan waktu tunda yang sama. *Cyclic prefix* ditambahkan pada awal tiap simbol OFDM hasil keluaran dari IFFT dengan cara menyalin bagian belakang dari simbol.

Pada GFDM, prinsip penempatan *cyclic prefix* GFDM tidak sama dengan penempatan di dalam sinyal OFDM. Pada OFDM CP disisipkan pada setiap simbol, sedangkan pada sistem GFDM disisipkan hanya satu CP pada setiap blok dari M

simbol [6]. Proses ini disebut dengan teknik *tail biting*. Proses *cyclic prefix* dapat dilihat pada Gambar 2.15.



Gambar 2.15 Perbedaan *Cyclic Prefix* pada OFDM dan GFDM [6]

### 2.2.5.5 Pulse Shaping Filter

*Inter Symbol Interference* (ISI) terjadi ketika sinyal informasi ditransmisikan melalui kanal *fading*. Pengaruh ISI dapat dikurangi dengan membatasi saluran kanal. *Pulse shaping filter* digital digunakan untuk mencapai kanal *band* yang terbatas. Bentuk simbol yang akan ditransmisikan dibentuk menggunakan *pulse shaping filter* [22]. Dalam proses *pulse shaping*, filter yang digunakan harus memenuhi kriteria *Nyquist* agar dapat menghilangkan ISI. Kriteria *Nyquist* menyatakan bahwa filter yang dapat menghilangkan ISI mempunyai respons *impulse* [23]:

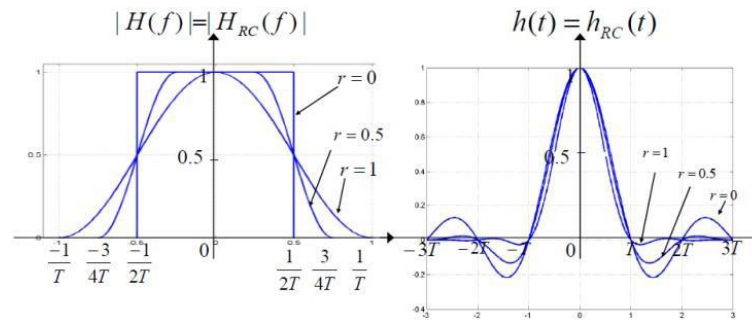
$$h_{\text{eff}}(t) = \frac{\sin(\pi t / T_s)}{\pi t} \cdot z(t) \quad (2.18)$$

Filter yang dapat memenuhi kriteria *Nyquist* disebut dengan filter *Nyquist*. Diasumsikan bahwa distorsi di kanal transmisi dapat dihilangkan dengan *equalizer* yang mempunyai fungsi transfer yang sama dengan inverse dari respon kanal, maka fungsi transfer  $H_{\text{eff}}(f)$  dapat dipilih sebagai hasil perkalian fungsi transfer filter di sisi *transmitter* dan *receiver*. Fungsi transfer  $H_{\text{eff}}(f)$  dapat diperoleh dengan menempatkan nilai fungsi transfer  $\sqrt{H_{\text{eff}}(f)}$  pada masing-masing filter di *transmitter* dan *receiver*. Sehingga akan menyebabkan respon *matched filter* untuk sistem yang dapat meminimalkan *bandwidth* dan ISI [23].

Sebelum ditransmisikan sinyal mengalami proses *pulse shaping filter root raised cosine* dengan cara menkonvolusikan simbol dengan *response impulse* filter. Di bawah ini adalah persamaan *response impulse* dari filter *root raised cosine* [23].

$$h(t) = \frac{\sin\left(\pi \frac{t}{T}(1-\alpha)\right) + 4\alpha \frac{t}{T} \cos\left(\pi \frac{t}{T}(1-\alpha)\right)}{\pi \frac{t}{T} \left(1 - \left(4\alpha \frac{t}{T}\right)^2\right)} \quad (2.19)$$

*Roll-off factor* ( $\alpha$ ) mempunyai rentang nilai 0 sampai 1 dan mengendalikan jumlah sinyal yang *out of band* (OOB). Dengan nilai  $\alpha=0$ , filter merupakan filter ideal yang menekan semua sinyal yang *out of band*. Dalam domain waktu, *side lobes* dari *response impulse filter* meningkat ketika nilai *roll-off factor* diturunkan, hal ini menyebabkan peningkatan dari daya puncak dari sinyal yang ditransmisikan setelah melakukan *pulse shaping* [23].



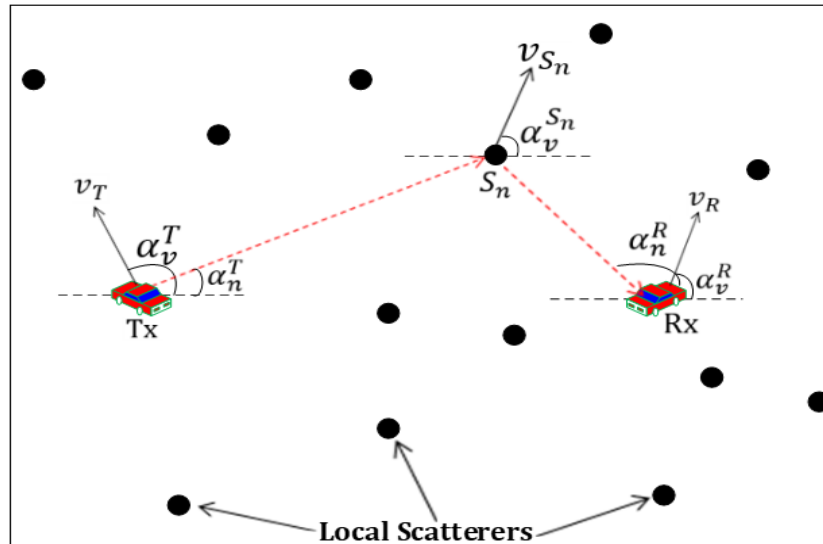
Gambar 2.16(a) *Raised Cosine* pada domain frekuensi dan (b) domain waktu [16]

Pada Gambar 2.16 terlihat bahwa *bandwidth* yang diduduki oleh sebuah sinyal digital yang memiliki karakteristik *raised cosine* berkisar mulai dari minimum  $fb=1/(2T_s)$  Hz ( $\alpha=0$ ) hingga maksimum  $fb=1/(T_s)$  Hz ( $\alpha=1$ ). Pada domain frekuensi, untuk keadaan  $\alpha=0$ , spektrum yang dihasilkan akan berbentuk *rectangular* yang identik dengan bentuk filter ideal. Sedangkan pada domain waktu berupa sinyal *sinc* yang memiliki *zero crossing* pada  $t=T, 2T, \dots, nT$  [16].

### 2.2.5 Pemodelan Kanal *Vehicle to Vehicle*

Kanal *vehicle to vehicle* merupakan sebuah pemodelan kanal yang ditentukan dengan model geometri. Pengirim (Tx) dan Penerima (Rx) bergerak dengan kecepatan konstan dan dikelilingi oleh *scatterer*. Diasumsikan bahwa pengirim dan penerima bergerak beserta *scatterer* bergerak yang mempunyai kecepatan acak.

Pada kanal V2V arah propagasi dibedakan menjadi dua yaitu sinyal dikirim tanpa halangan LOS dan sinyal yang terkena *scatterer* bergerak. Jumlah *scatterer* pada sisi pengirim dan penerima adalah berbeda. Jika sinyal dari sisi Tx terkena *scatterer*, maka *scatterer* akan memantulkan sinyal tersebut ke sisi penerima.



Gambar 2.17 Propagasi Tx dan Rx Bergerak Sebagai Efek Hamburan Terhadap *Scatterer* Bergerak [4]

Pada Gambar 2.17 menunjukkan bahwa sistem komunikasi V2V *transmitter* (pemancar) dan *receiver* (penerima) dikelilingi oleh *scatterer* lokal yang dilambangkan dengan  $N$ , diasumsikan bahwa pemancar dan penerima bergerak dengan kecepatan konstan ( $V_t$ ) dan ( $V_r$ ) di arah yang ditentukan oleh sudut tetapnya. Masing-masing *scatterer* lokal bergerak dengan kecepatan acak  $V_{S_n}$  dalam arah acak yang ditentukan oleh  $\alpha_v^{S_n}$ . Karena *path loss* yang tinggi, kontribusi dari *scatterer remote* diabaikan dan menganggap bahwa gelombang yang dipancarkan dari kendaraan pemancar pada sudut keberangkatan (AoD)  $\alpha_n^T$  sampai ke kendaraan penerima pada sudut kedatangan (AoA)  $\alpha_n^R$  setelah satu pantulan oleh  $S_n$  yang bergerak ke- $n$  di dalam area propagasi [4].

Skenario propagasi yang dijelaskan oleh [24] adalah versi yang diperluas dari skenario *Fixed-to-Mobile* dengan tipikal hamburan tetap. Ditunjukkan oleh [24] bahwa penguatan saluran kompleks dari saluran *Fixed-to-Vehicle* (F2V) frekuensi-nonselaktif dapat dimodelkan oleh [4]:

$$u(t) = \sum_{n=1}^N c_n e^{j(2\pi f_n t + \theta_n)} \quad (2.20)$$

*Gain* ini adalah proses stokastik kompleks yang merepresentasikan jumlah semua komponen yang tersebar, di mana  $c_n$  menunjukkan faktor atenuasi yang disebabkan oleh interaksi gelombang yang dipancarkan dengan *scatterer* ke- $n$ , dan  $f_n$  merepresentasikan frekuensi *Doppler* yang disebabkan oleh pergerakan penerima. Selain itu, variabel acak  $\theta_n$  menunjukkan pergeseran fase dari jalur ke- $n$ , yang biasanya diasumsikan terdistribusi secara seragam antara 0 dan  $2\pi$  [24]. Respons impuls saluran yang dijelaskan oleh [24] tidak dapat langsung digunakan untuk memodelkan skenario propagasi pada Gambar 2.18. Untuk membuatnya kompatibel, efek dari pemancar yang bergerak dan penerima yang bergerak harus dipertimbangkan. Perbedaan utama antara saluran V2V yang diusulkan dengan adanya *scatterer* yang bergerak dan model yang disajikan dalam [24], adalah pergeseran *Doppler* tambahan yang disebabkan oleh pemancar bergerak dan *scatterer* yang bergerak. Untuk menangkap efek Doppler keseluruhan yang disebabkan oleh kendaraan yang bergerak dan *scatterers* yang bergerak, harus mengganti  $f_n$  pada persamaan (2.20) dengan [4]:

$$f_n = f_n^T + f_n^{TS} + f_n^{SR} + f_n^R \quad (2.21)$$

Pada persamaan di atas, pergeseran frekuensi pertama  $f_n^T$  disebabkan oleh pergerakan *transmitter*. Pergeseran kedua  $f_n^{TS}$  disebabkan oleh fakta bahwa sinyal yang ditransmisikan mengenai *scatterer* bergerak ke- $n$ . Pergeseran frekuensi ketiga  $f_n^{SR}$  adalah kontribusi yang muncul ketika *scatterer* bergerak mengalihkan sinyal ke penerima. Akhirnya, pergeseran *Doppler* terakhir  $f_n^R$  disebabkan oleh pergerakan penerima. Empat komponen *Doppler* pada persamaan (2.21) dapat ditulis secara eksplisit sebagai berikut [4]:

$$f_n^T = f_0 \frac{v_T}{c_0} \cos(\alpha_v^T - \alpha_n^T) \quad (2.22)$$

$$\begin{aligned} f_n^{TS} &= \left( f_0 + f_n^T \right) \frac{v_{S_n}}{c_0} \cos(\pi + \alpha_n^T - \alpha_v^{S_n}) \\ &\approx -f_0 \frac{v_{S_n}}{c_0} \cos(\pi + \alpha_n^T - \alpha_v^{S_n}) \end{aligned} \quad (2.23)$$

$$\begin{aligned}
f_n^{SR} &= \left(f_0 + f_n^{TS}\right) \frac{v_{S_n}}{c_0} \cos\left(\pi + \alpha_v^{S_n} - \alpha_n^R\right) \\
&\approx -f_0 \frac{v_{S_n}}{c_0} \cos\left(\alpha_v^{S_n} - \alpha_n^R\right)
\end{aligned} \tag{2.24}$$

$$\begin{aligned}
f_n^R &= \left(f_0 + f_n^{SR}\right) \frac{v_R}{c_0} \cos\left(\alpha_v^R - \alpha_n^R\right) \\
&\approx -f_0 \frac{v_R}{c_0} \cos\left(\alpha_v^R - \alpha_n^R\right)
\end{aligned} \tag{2.25}$$

di mana perkiraan berasal dari fakta bahwa pergeseran *Doppler*  $f_n^{(\cdot)}$  dapat diabaikan dibandingkan dengan frekuensi pembawa  $f_0$ . Tidak ada perubahan pada jalur yang memperoleh  $c_n$  dan pergeseran fase  $\theta_n$  perlu dilakukan. Dengan demikian, dengan adanya *scatterer* yang bergerak, penguatan saluran kompleks dari saluran V2V yang dipertimbangkan dapat dimodelkan dengan persamaan (2.20), di mana  $f_n$  diganti dengan [4]:

$$f_n = \frac{k_0}{2\pi} \left[ \begin{aligned} &v_T \cos\left(\alpha_v^T - \alpha_n^T\right) - v_{S_n} \left( \cos\left(\alpha_n^T - \alpha_v^{S_n}\right) + \cos\left(\alpha_v^{S_n} - \alpha_n^R\right) \right) \\ &+ v_R \cos\left(\alpha_v^R - \alpha_n^R\right) \end{aligned} \right] \tag{2.26}$$

di mana  $k_0 = 2\pi f_0/c_0$  menunjukkan bilangan gelombang ruang-bebas.

Jika jumlah jalur  $N$  cenderung tak terhingga, maka teorema batas pusat dapat digunakan, yang menyatakan bahwa penguatan saluran kompleks  $\mu(t)$  dalam persamaan (2.20) sama dengan proses *Gaussian* bernilai kompleks dengan *mean* nol dan varian  $2\sigma_0^2 = \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{n=1}^N E\{c_n^2\}$  [4].

### 2.2.6 Derau AWGN

*Additive White Gaussian Noise* (AWGN) merupakan derau yang sering terjadi pada sistem komunikasi. AWGN juga disebut derau putih karena spektrum frekuensinya tersebar secara merata pada tiap-tiap nilai frekuensi (seperti cahaya putih) [25].

Jika dilihat secara harfiah menurut bahasa yang membentuk, AWGN memiliki makna tersendiri, yang pertama memiliki sifat *additive* yang berarti *noise* dijumlahkan dengan sinyal, kedua yaitu sifat *white* pada *noise* artinya yaitu tidak

tergantung pada frekuensi operasi sistem dan memiliki rapat daya yang konstan, ketiga yaitu *Gaussian* artinya besarnya tegangan *noise* memiliki probabilitas atau nilai peluang yang terdistribusi secara *Gaussian* [12].

Jadi jika disimulasikan dalam MATLAB *noise* ini dimodelkan sebagai *noise* AWGN. *Noise* didiskripsikan sebagai proses acak yang terdistribusi *Gaussian* dengan rata-rata (*mean*) sama dengan nol. Proses acak *Gaussian*  $n(t)$  merupakan fungsi acak dengan harga  $n$  pada saat  $t$ , dan dikarakteristikan secara statistik dengan fungsi probabilitas atau *Probability Density Function* (PDF) yang dinyatakan sebagai berikut [12]:

$$P(n) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{n-m}{\sigma}\right)^2\right] \quad (2.27)$$

di mana:

- $P(n)$  = Probabilitas kemunculan *noise*
- $\sigma$  = Standar deviasi
- $m$  = Rata-rata (*mean*)
- $\pi$  = Konstanta dengan nilai 3,14
- $n$  = Variabel (bisa tegangan atau daya sinyal)
- $\sigma^2$  = Varian dari  $n(t)$

Karakteristik dari *White Gaussian Noise* adalah nilai PSD yang sama untuk semua nilai frekuensi pada sistem komunikasi atau biasa disebut dengan terdistribusi *uniform* (seragam) [12].

### 2.2.7 Ekualisasi Linier

*Equalizer Maximum Likelihood Sequence Estimation* (MLSE) memberikan performa paling optimal di antara semua kategori *equalizer*. Untuk respons saluran yang panjang, *equalizer* MLSE menjadi terlalu rumit dan karenanya, dari sudut pandang implementasi praktis, filter suboptimal lainnya lebih disukai. *Equalizer* paling suboptimal adalah *equalizer* linier yang menawarkan kompleksitas lebih rendah. *Equalizer* linier sangat efektif untuk saluran di mana ISI tidak parah. Umumnya, *Equalizer* diimplementasikan sebagai struktur filter digital yang memiliki sejumlah tap dengan koefisien tap yang kompleks (juga disebut sebagai bobot tap) [26].

a) Pemilihan Adaptasi Bobot Tap *Equalizer*

Berdasarkan adaptasi koefisien tap, *equalizer* linier dapat diklasifikasikan menjadi dua jenis, yaitu:

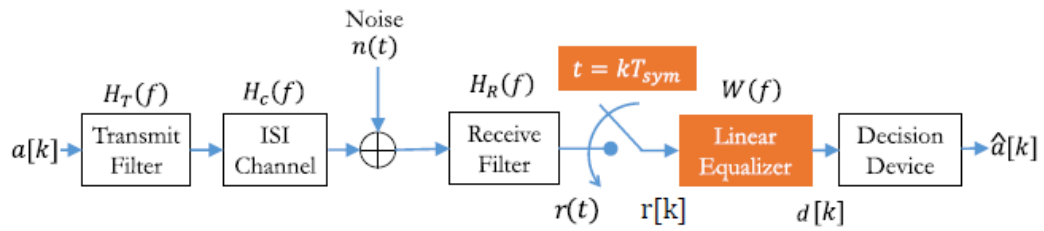
- *Equalizer* Prasetel: jika saluran dianggap sebagai *time-invariant* selama interval transmisi data, bobot *equalizer* dihitung selama awal sesi transmisi dan ditetapkan selama sisa sesi transmisi.
- *Equalizer* Adaptif: untuk saluran *time-variant*, koefisien dihitung menggunakan algoritma adaptif untuk beradaptasi dengan perubahan kondisi saluran. Ada banyak pilihan algoritma untuk menghitung dan memperbarui bobot adaptif di antaranya adalah *Least Mean Squares, Recursive Lattice Square, Conventional Kalman, Square-Root Kalman And Fast Kalman*.

b) Pemilihan Waktu Pengambilan Sampel

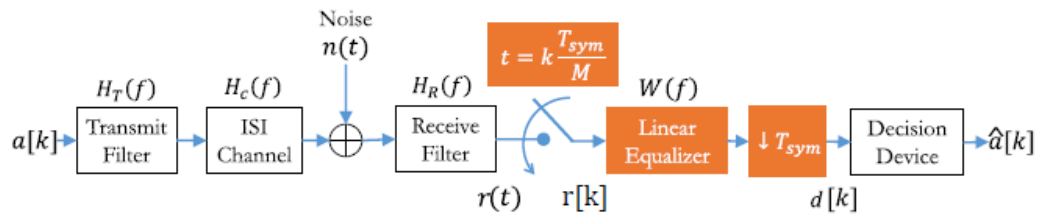
Pemilihan waktu pengambilan sampel sehubungan dengan periode waktu simbol, mempengaruhi desain dan kinerja *equalizer*. Akibatnya, ada dua jenis teknik ekualisasi, yaitu:

- *Equalizer* linier dengan spasi simbol: Ditunjukkan pada Gambar 2.18, di mana, *downsampler* di depan *equalizer*, beroperasi pada 1 sampel per waktu simbol ( $T_{sym}$ ). *Equalizer* ini sangat sensitif terhadap waktu pengambilan sampel, berpotensi menimbulkan efek aliasing yang merusak dan oleh karena itu kinerjanya mungkin tidak optimal.
- *Equalizer* linier dengan jarak fraksional: Idennya adalah untuk mengurangi jarak antara tap *equalizer* yang berdekatan menjadi sebagian kecil dari interval simbol. Secara ekuivalen, *downsampler* yang mendahului *equalizer* beroperasi pada laju yang lebih tinggi daripada laju simbol (katakanlah spasi dalam waktu  $kT_{sym}=M$  untuk beberapa bilangan bulat  $k$  dan  $M$ ). Akhirnya, *output equalizer* di *downsampling* oleh waktu simbol, sebelum mengirimkan simbol *output* ke detektor. Hal ini diilustrasikan pada Gambar 2.19. Meskipun membutuhkan lebih banyak komputasi, *equalizer* dengan spasi fraksional menyederhanakan sisa desain demodulator dan mampu mengkompensasi fase waktu pengambilan sampel yang berubah-ubah.





Gambar 2.18 Model Saluran Waktu Kontinu Dengan *Equalizer* Linier Spasi Simbol [26]



Gambar 2.19 Model Saluran Waktu Kontinu Dengan *Equalizer* Linier Berspasi Fraksional [26]

### c) Pemilihan Kriteria Untuk Pengoptimalan Pengaruh Tap

Bobot tap *equalizer* biasanya dipilih berdasarkan beberapa kriteria optimal yang dua di antaranya adalah:

- Kriteria distorsi puncak: Bertujuan untuk meminimalkan distorsi maksimum yang mungkin dari sinyal, yang disebabkan oleh ISI, pada *output equalizer*. Ini juga setara dengan kriteria *Zero Forcing*. Ini dasar pembentukan *Zero Forcing Equalizer*.
- Kriteria *Mean Square Error* (MSE): Upaya untuk meminimalkan nilai kuadrat rata-rata dari istilah kesalahan yang dihitung dari perbedaan antara *output equalizer* dan simbol informasi yang dikirimkan. Ini dasar pembentukan untuk *Equalizer Linear Minimum Mean Square Error* (LMMSE) dan algoritma *Least Mean Square* (LMS)

#### 2.2.7.1 Model Saluran *Equalizer* Linier Spasi Simbol

Pertimbangkan model saluran waktu kontinu pada Gambar 2.18. Dalam representasi umum, filter pembentuk pulsa pancar dan filter penerima masing-masing diwakili oleh filter  $H_T(f)$  dan  $H_R(f)$ . Filter pengirim filter *Square-Root Raised Cosine*. Namun, diasumsikan bahwa filter penerima adalah filter *Square-*

*Root Raised Cosine*. Oleh karena itu, derau sampel  $n[k] = h_R(t) * n(t) | t = kT_{sym}$  adalah *Gaussian White*.

Secara umum, respons magnitudo saluran  $|H_c(f)|$  tidak konstan pada rentang saluran frekuensi, yaitu saluran respons impuls  $h_c(t)$  tidak ideal. Oleh karena itu, distorsi linier menjadi tidak dapat dihindari.

Ditetapkan efek gabungan dari filter transmisi, saluran, dan filter penerima sebagai saluran keseluruhan. Respon impuls keseluruhan  $h(t)$  diberikan oleh [26]:

$$h(t) = h_T * h_c(t) * h_R(t) \quad (2.28)$$

sinyal yang diterima setelah *sampler symbol rate* diberikan oleh [26]:

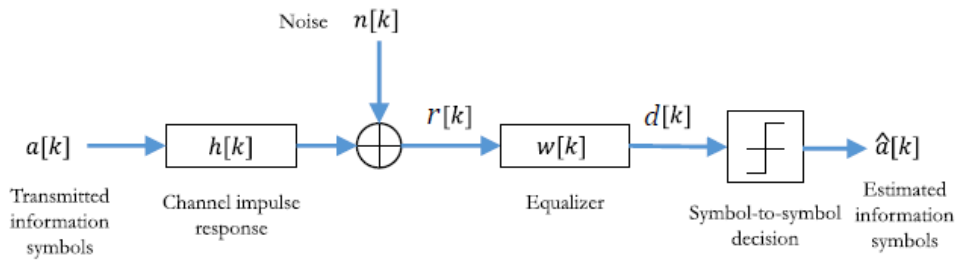
$$r[k] = \sum_{i=-\infty}^{\infty} h[i]a[k-i] + z[k] \quad (2.29)$$

hasil model saluran waktu-diskrit yang disederhanakan diberikan pada Gambar 2.20 di mana  $a[k]$  mewakili simbol informasi yang ditransmisikan melalui saluran yang memiliki respons impuls *arbitrer*  $h[k]$ ,  $r[k]$  adalah simbol yang diterima di penerima dan  $n[k]$  adalah derau *White Gaussian*.

$$r[k] = \sum_{i=-\infty}^{\infty} h[i]a[k-i] + n[k] \quad (2.30)$$

Biasanya, dalam praktiknya, respons impuls saluran dapat dipotong menjadi beberapa panjang terbatas  $L$ . Berdasarkan asumsi kausalitas filter pengirim, saluran dan filter penerima, dapat dinyatakan bahwa  $h[i] = 0$  untuk  $i < 0$ . Jika  $L$  cukup besar,  $h[i] \approx 0$  berlaku untuk  $i \geq L$ . Oleh karena itu sinyal yang diterima dapat ditulis ulang sebagai [26]:

$$r[k] = \sum_{i=0}^{L-1} h[i]a[k-i] + n[k] \quad (2.31)$$



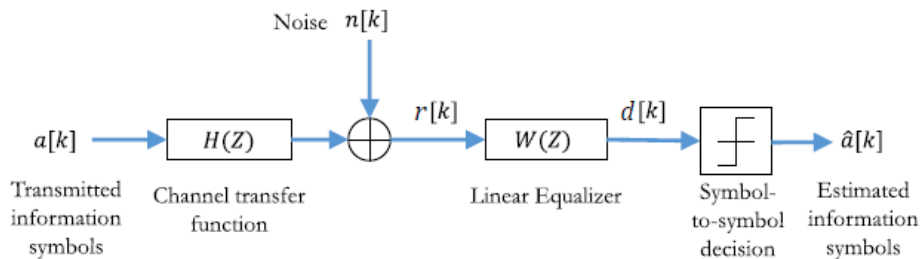
Gambar 2.20 Model Saluran Waktu-Diskrit Untuk Ekualisasi Linier Spasi-Symbol [26]

Koefisien *equalizer* diwakili oleh  $w[k]$ . Keputusan *symbol-by-symbol* dibuat pada *output equalizer*  $d[k]$  dan simbol informasi yang ditransmisikan diperkirakan sebagai  $\hat{a}[k]$ .

Gambar 2.21 menunjukkan representasi domain frekuensi ekuivalen dari model saluran, di mana respons frekuensi dapat dihitung menggunakan transformasi-Z sebagai berikut [26]:

$$W(z) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} w[k]z^{-k} \quad (2.32)$$

*Equalizer* linier adalah jenis *equalizer* paling sederhana, yang mencoba membalikkan fungsi transfer saluran  $H(z)$  dan memfilter simbol yang diterima dengan respons terbalik. Selanjutnya, menggunakan ketetapan perlengkapan *symbol-by-symbol*, *output equalizer* disaring digunakan untuk memperkirakan simbol informasi. Struktur *equalizer* linier dapat berupa tipe *Finite Response* (FIR) atau *Infinite Impulse Response* (IIR). Bobot tap *equalizer* dihitung berdasarkan kriteria pengoptimalan [26].



Gambar 2.21 Model Saluran Ekuivalen Dalam Domain Frekuensi Dengan *Equalizer* Linier [26]

### 2.2.7.2 Ekualisasi Zero Forcing

Sebuah *equalizer Zero Forcing* (ZF) dinamakan demikian karena memaksa sisa ISI dalam *output equalizer*  $d[k]$  menjadi nol. *Equalizer Zero Forcing* yang optimal mencapai pemerataan sempurna dengan memaksa sisa ISI pada saat pengambilan sampel  $kT$  kecuali  $k=0$ . Tujuan ini dapat dicapai jika kita mengizinkan penyeimbang dengan struktur *Infinite Impulse Response* (IIR). Dalam sebagian besar aplikasi praktis, fungsi transfer saluran  $H(z)$  dapat didekati dengan filter *Finite Impulse Response* (FIR) dan oleh karena itu, pasangan penyamaannya yang sempurna  $W(z)$  akan menjadi filter IIR [26].

$$W(z) = \frac{1}{H(z)} \quad (2.33)$$

akibatnya, fungsi transfer keseluruhan yang dihasilkan, dilambangkan dengan  $Q(z)$ , diberikan oleh [26]:

$$Q(z) = H(z)W(z) = 1 \quad (2.34)$$

sebaliknya, dalam domain waktu, solusi *zero-forcing* memaksa respons keseluruhan menjadi nol di semua posisi kecuali untuk posisi di  $k_0$  di mana nilainya sama dengan fungsi *delta Dirac* [26].

$$q[k] = h[k] * w[k] = \delta[k - k_0] = \begin{cases} 1, & \text{untuk } k = k_0 \\ 0, & \text{untuk } k \neq k_0 \end{cases} \quad (2.35)$$

Untuk implementasi praktis, karena stabilitas yang melekat dan ketahanan yang lebih baik terhadap efek *length word* yang terbatas, Filter FIR lebih disukai daripada filter IIR. Menerapkan *equalizer Zero Forcing* sebagai filter FIR berarti memaksakan kausalitas dan batasan panjang pada filter *equalizer* yang fungsi transfernya berbentuk [26]:

$$W(z) = \sum_{k=0}^{N-1} w[k] z^{-k} \quad (2.36)$$

Mengingat kanal respons impuls dengan panjang  $L$  dan filter *equalizer* dengan panjang  $N$ , solusi *Zero Forcing* dalam persamaan (2.35), dapat dinyatakan sebagai berikut [26]:

$$q[k] = h[k] * w[k] = \sum_{i=-\infty}^{\infty} h[i] w[k-i] = \delta[k - k_0], \quad k = 0, \dots, L + N - 2 \quad (2.37)$$

secara sederhana, dengan solusi *zero-forcing*, respons impuls keseluruhan mengambil bentuk berikut [26]:

$$q[k] = h[k] * w[k] = \delta[k - k_0] = [0, 0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0, 0] \quad (2.38)$$

di mana,  $q[k] = 1$  pada posisi  $k_0$ . Jumlah konvolusi dari barisan panjang berhingga  $h$  dari panjang  $L$  dan urutan panjang berhingga kausal  $w$  dengan panjang  $N$  dapat dinyatakan dalam bentuk matriks sebagai [26]:

$$\begin{pmatrix} q[0] \\ q[1] \\ q[2] \\ \vdots \\ q[L+N-2] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h[0] & h[-1] & \dots & h[-(N-1)] \\ h[1] & h[0] & \dots & h[-(N-2)] \\ h[2] & h[1] & \dots & h[-(N-3)] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h[L+N-2] & h[L+N-3] & \dots & h[L-1] \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} w[0] \\ w[1] \\ w[2] \\ \vdots \\ w[N-1] \end{pmatrix} \quad (2.39)$$

maka, solusi *Zero Forcing* dalam persamaan (2.35) dapat dinyatakan dalam bentuk matriks sebagai [26]:

$$\begin{pmatrix} h[0] & h[-1] & \dots & h[-(N-1)] \\ h[1] & h[0] & \dots & h[-(N-2)] \\ h[2] & h[1] & \dots & h[-(N-3)] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h[L+N-2] & h[L+N-3] & \dots & h[L-1] \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} w[0] \\ w[1] \\ w[2] \\ \vdots \\ w[N-1] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.40)$$

$$H \cdot w = \delta_{k_0}$$

Jika diasumsikan kausalitas dari respon impuls saluran,  $h[k] = 0$  untuk  $k < 0$  dan jika  $L$  dipilih cukup besar  $h[k] \approx 0$  berlaku untuk  $k \geq L$ . Maka, solusi *zero-forcing* dapat disederhanakan sebagai [26]:

$$\begin{pmatrix} h[0] & 0 & \dots & 0 & 0 \\ h[1] & h[0] & \dots & 0 & 0 \\ h[2] & h[1] & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \ddots & h[L-1] & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & h[L-1] \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} w[0] \\ w[1] \\ w[2] \\ \vdots \\ w[N-2] \\ w[N-1] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.41)$$

yang dapat dinyatakan dalam matriks Toeplitz,  $H = T(h)$

$$T(h).w = \delta_{k_0} \quad (2.42)$$

$$H.w = \delta_{k_0}$$

Jika *equalizer Zero Forcing* diasumsikan secara sempurna mengkompensasi respon impuls saluran, *output* dari *equalizer* akan menjadi fungsi delta *Dirac* yang tertunda oleh simbol-simbol tertentu karena penundaan *equalizer* ( $k_0$ ). Dalam bentuk matriks, kondisi ini direpresentasikan sebagai [26]:

$$H.w = \delta_{k_0} \quad (2.43)$$

di mana H adalah matriks saluran persegi panjang seperti yang didefinisikan dalam persamaan (2.40) dan (2.42), w adalah vektor kolom yang berisi bobot tap *equalizer* dan  $\delta_{k_0}$  adalah vektor kolom yang mewakili fungsi delta *Dirac*, dengan semua elemen sama dengan nol kecuali untuk elemen kesatuan di posisi ( $k_0$ ). Posisi elemen kesatuan dalam matriks  $\delta_{k_0}$  menentukan delay *equalizer* ( $k_0$ ). Penundaan *equalizer* memungkinkan penundaan sistem ujung ke ujung. Tanpa penundaan *equalizer*, sulit untuk mengkompensasi penundaan saluran efektif menggunakan *equalizer* FIR kausal [26].

### 2.2.8 Bit Error Rate (BER) Probability

Probabilitas kesalahan bit merupakan nilai ukur kualitas sinyal yang diterima untuk sistem transmisi data digital atau dapat juga diartikan sebagai perbandingan jumlah bit yang salah terhadap total bit yang dikirimkan. *Bit Error Probability* atau yang biasa disebut dengan BER memiliki rumus yang berbeda-beda tergantung dari jenis kanal serta modulasi yang digunakan [12].

Untuk menghitung probabilitas *Bit Error Rate* pada modulasi M-QAM melalui kanal AWGN menggunakan persamaan sebagai berikut [14]:

$$P_B = \frac{4}{n} \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) Q \left( \sqrt{\frac{3n}{M-1} \cdot \frac{E_b}{N_o}} \right) \quad (2.44)$$

atau

$$P_B = \frac{2}{\log_2(M)} \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{3 \log_2(M)}{2(M-1)} \cdot \frac{E_b}{N_o}} \right) \quad (2.45)$$

di mana

$E_b$  = energi per bit

$N_o$  = *noise power spectral density*

$n$  =  $\log_2(M) = \log_2(M)$  = jumlah bit per simbol

$M$  =  $2^n$  = jumlah simbol modulasi yang berbeda, ukuran konstelasi modulasi