

BAB II

DASAR TEORI

2.1 KAJIAN PUSTAKA

Penelitian [11] menjelaskan mengenai unjuk kerja teknologi DVB-T di sistem *High Altitude Platform System* (HAPS) dengan menambahkan estimasi kanal *Least Square* (LS). Penelitian dilakukan dengan membandingkan nilai BER dan nilai energi per *noise* (E_b/N_0) yang diperoleh. Penggunaan estimasi kanal terbukti dapat meningkatkan performansi. Pada simulasi menggunakan modulasi QPSK, setidaknya dibutuhkan E_b/N_0 sebesar 19 dB untuk nilai BER 10^{-7} . Sedangkan pada modulasi yang sama yang ditambahkan sistem estimasi kanal, nilai BER 10^{-7} dapat diperoleh hanya dengan E_b/N_0 sekitar 14 dB. Fokus penelitian pada laporan ini mengacu pada teknologi dan mitigasi yang sama, namun dengan jenis kanal dan metode estimasi kanal yang berbeda, yaitu kanal V2V dengan estimasi kanal MMSE.

Penelitian [12] membahas tentang optimasi pada kinerja sistem 4G yang beroperasi di sistem DVB-T baik di sisi pengirim maupun di sisi penerima. Optimasi dilakukan dengan menambahkan teknik MMSE. Penelitian dilakukan dengan membuat kurva rata-rata kesalahan estimasi terhadap *Signal-to-Noise Ratio* (SNR). Dengan menggunakan teknik MMSE, rata-rata kesalahan estimasi dapat diturunkan. Penelitian pada laporan ini, sistem dibuat dengan menggabungkan konsep DVB-T dan estimasi kanal MMSE, namun sistem akan diuji pada kanal V2V.

Penelitian [13] menjelaskan mengenai pengaruh efek *Doppler* pada teknologi *Vehicular Ad Hoc Network* (VANET) yang disimulasikan pada pengguna berkecepatan tinggi. Pengguna yang bergerak dalam kecepatan tinggi menyebabkan efek *Doppler* yang dapat merusak OFDM sehingga menyebabkan ICI. *Multipath delay* juga terjadi karena adanya *scatterer* diantara kendaraan. Adanya *Doppler shift* dan *multipath delay* menyebabkan amplitudo yang bervariasi. Penelitian pada laporan ini berfokus pada hal yang sama yaitu pengaruh ICI pada komunikasi pengguna bergerak, namun ditambahkan sistem DVB-T sebagai teknologi pengujiannya.

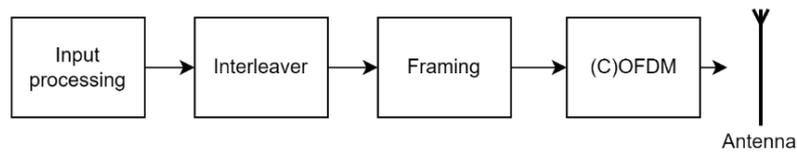
Penelitian [14] menjelaskan tentang mitigasi efek *Doppler* pada kanal V2V dengan *moving scatterer*. Mitigasi dilakukan dengan menggunakan *Spectral Temporal Average (STA) Estimation*. Kecepatan kendaraan menyebabkan efek *Doppler* pada saluran V2V yang kompleks, menghasilkan variasi magnitudo dan pergeseran fasa yang lebih besar dalam rentang waktu pengamatan. Hasil penelitian menunjukkan penggunaan metode STA pada rentang kecepatan 0-60 m/s, diperoleh perbaikan kesalahan pada rentang kecepatan 10-28 m/s dan 30-50 m/s. Penelitian pada laporan ini menggunakan konsep pengujian yang sama, namun menggunakan metode estimasi kanal yang berbeda yaitu MMSE. Selain itu ditambahkan teknologi DVB-T sebagai teknologi pengujinya.

Penelitian [15] mengajukan metode estimasi kanal yang digunakan pada skenario komunikasi V2V. Estimasi kanal yang diajukan dibuat berdasarkan estimasi kanal *constructed data-pilots (CDP)*, *Spectral Temporal Average (STA)*, dan mempertimbangkan batas SNR yang ditentukan berdasarkan kinerja *Minimum Square Error (MSE)*. Skenario V2V dibuat dengan menggunakan kecepatan 32 – 104 km/jam dengan variasi frekuensi *Doppler* dari 300 – 1200 Hz. Hasil penelitian menunjukkan bahwa metode yang diajukan memiliki kinerja yang lebih baik disbanding estimasi STA pada SNR rendah, dan kinerja yang hampir sama dengan estimasi CDP pada SNR tinggi. Penelitian pada laporan ini menggunakan Skenario komunikasi yang sama yaitu V2V, namun dengan fokus metode estimasi kanal yang berbeda yaitu MMSE. Selain itu, penelitian dibangun dengan skenario komunikasi pada teknologi DVB-T.

2.2 DASAR TEORI

2.2.1 Digital Video Broadcasting – Terrestrial

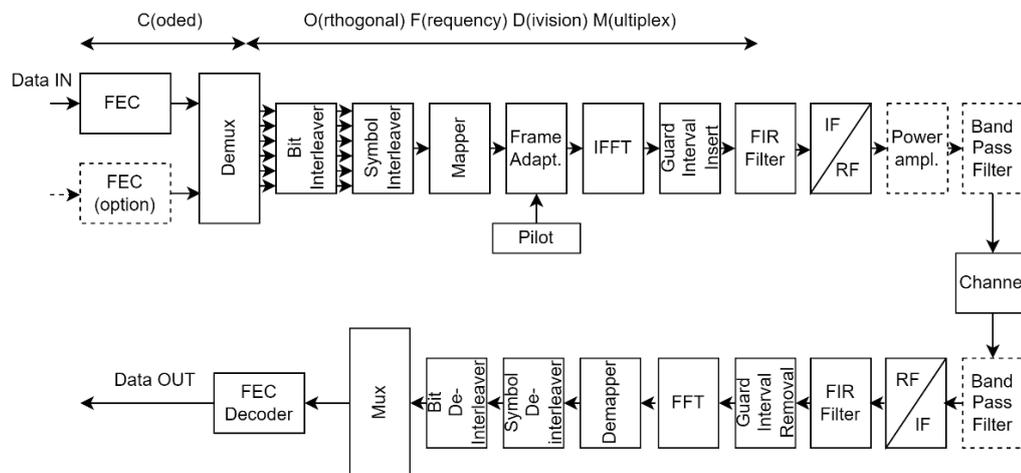
Digital Video Broadcasting – Terrestrial (DVB-T) adalah standar transmisi untuk penyiaran *digital terrestrial* yang memungkinkan pengiriman beberapa program TV digital pada satu saluran TV analog. Standar ini pertama kali diterbitkan pada tahun 1997 dan pertama kali diimplementasikan di Inggris pada tahun 1998. Standar ini diadopsi oleh *International Telecommunication Union (ITU)* dan *European Telecommunications Standards Institute (ETSI)* [16].



Gambar 2.1 Proses sistem DVB-T [17]

DVB-T menggunakan sistem *multicarrier* yang didasarkan pada teknologi *Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing (C-OFDM)* untuk transmisi. Pendekatan ini menawarkan peningkatan efisiensi dan keandalan, khususnya di lingkungan yang menantang. DVB-T dapat secara efektif mendukung penerimaan tetap (*fix*) dan bergerak (*mobile*) di lingkungan yang kompleks dengan tetap mempertahankan efisiensi spektral dan daya. Gambar 2.1 menjelaskan proses sinyal DVB-T secara sederhana. Input berupa bit atau simbol dari pemrosesan sebelumnya akan masuk ke proses *interleaver*. Proses ini berfungsi untuk mengacak bit dan simbol informasi untuk mengamankan sinyal. Setelah itu, sinyal akan dibungkus dalam frame yang berisi beberapa informasi. Selanjutnya sinyal akan dimodulasikan dengan menggunakan *multicarrier (C) OFDM* sebelum akhirnya ditransmisikan ke antena pemancar. DVB-T sangat cocok untuk diimplementasikan pada jaringan frekuensi tunggal, yang memungkinkan jangkauan tanpa batas di area yang luas dengan menggunakan transmisi tersinkronisasi dari beberapa pemancar [16]. Kelebihan DVB-T membuat teknologi ini menjadi terkenal dan banyak digunakan sebagai sistem televisi di Indonesia.

2.2.1.1 Blok Diagram DVB-T



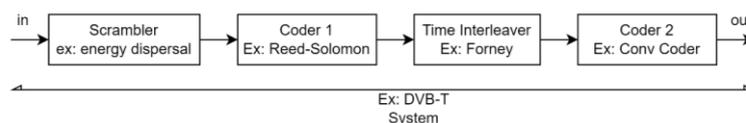
Gambar 2.2 Diagram Blok DVB-T [17]

Dalam konteks DVB-T, yang mengacu pada transmisi terestrial sinyal TV digital berdasarkan standar *Digital Video Broadcasting (DVB)*, telah ditentukan bahwa metode modulasi yang paling sesuai untuk mengatasi masalah ini adalah COFDM, seperti yang telah dijelaskan pada *sub-bab* sebelumnya. Gambar 2.2 menyajikan diagram blok modulator DVB-T, yang berpusat di sekitar modulator COFDM yang menampilkan blok IFFT, diikuti oleh modulator I/Q, yang dapat berupa digital atau analog. Penjelasan masing-masing proses diagram diatas dijelaskan sebagai berikut:

1) Forward Error Correction: *Reed Solomon*

Forward Error Correction (FEC) adalah *channel coding* yang digunakan pada sistem DVB-T. Sebelum informasi dikirimkan, proses pengkodean dilakukan untuk mengubah informasi ke dalam format yang dapat dikirimkan. Setelah tahap pengkodean, lapisan *error correction* diterapkan sebelum data dikirimkan melalui saluran transmisi. Proses ini masuk pada *channel coding*, yang bertujuan untuk memastikan integritas dan ketahanan informasi terhadap kesalahan selama transmisi.

Konsep FEC adalah dengan menambahkan bit *redundant* ke dalam data yang akan dikirimkan, sehingga penerima dapat mendeteksi dan memperbaiki kesalahan yang mungkin terjadi selama transmisi. Pengkodean yang paling umum digunakan pada DVB-T adalah kode *Reed-Solomon (RS)*, yang diaplikasikan dalam berbagai bidang [17]. Pengkodean *Reed-Solomon* menambahkan sejumlah simbol *redundant* (paritas) ke data asli untuk membentuk kode *Reed-Solomon*. Simbol paritas ini dihasilkan sedemikian rupa sehingga dapat mendeteksi dan memperbaiki kesalahan. Jika n adalah panjang total kode *Reed-Solomon* (data + paritas), maka $n - k$ adalah jumlah simbol paritas yang ditambahkan [18].



Gambar 2.3 Konsep *channel coding* FEC [17]

Gambar 2.3 menunjukkan contoh proses FEC pada sistem DVB-T dengan metode *Reed Solomon*. Setelah data diacak menggunakan *scrambler energy*

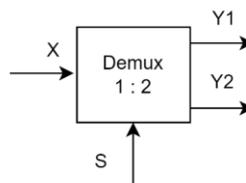
dispersal, data masuk ke FEC pertama. Aliran data kemudian didistribusikan dalam waktu dengan menggunakan *time interleaving*. Setelah itu aliran data diteruskan ke FEC kedua yaitu pengkodean konvolusional [17].

2) Demultiplexer

Demultiplexer (Demux) adalah proses memisahkan sinyal menjadi saluran individual. Sinyal ini berupa sinyal informasi yang telah melalui proses koreksi *error* FEC sebelumnya. Seperti pada Gambar 2.4 di bawah ini yang menunjukkan gambaran saat terdapat 1 sinyal masukan yang akan dipisahkan menjadi 2 sinyal keluaran. X merupakan sinyal input, Y1 dan Y2 merupakan sinyal *output*, dan S merupakan input pilihan. Tabel 2.1 menunjukkan hasil lengkap operasinya.

Tabel 2.1 Operasi Demultiplexer 1:2

S	X	Y1	Y2
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	0	0
1	1	0	1



Gambar 2.4 Gambaran pemisahan sinyal *de-multiplexer*

Dari tabel di atas, *output* Y1 aktif ketika kombinasi jalur input pilihan dan jalur input masing-masing aktif rendah dan tinggi, seperti, S X = 0 1. Maka, *demultiplexer* dapat dinyatakan dalam persamaan:

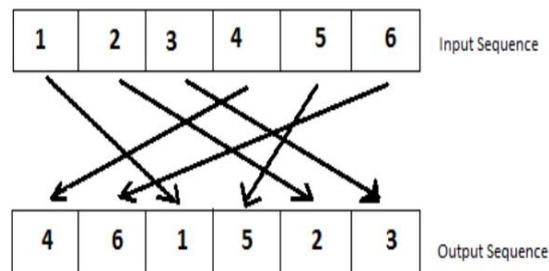
$$Y1 = \bar{S}X \quad (2.1)$$

$$Y2 = SX \quad (2.2)$$

3) Interleaver

Interleaver adalah teknik dalam sistem komunikasi yang mengacak urutan simbol untuk mengatasi kesalahan transmisi [19]. Setelah pemisahan sinyal, masing-masing bit data akan di acak untuk mengurangi dampak dari hilangnya

data berurutan selama transmisi. Proses pengacakan ini biasa disebut *interleaver*. Gambar 2.5 menunjukkan gambaran sederhana proses *interleaver*. Misalkan terdapat simbol terkirim $S = 1,2,3\dots,6$, proses *interleaver* akan mengubah urutan data simbol menjadi $S' = 4,6,1,5,2,3$. Pengacakan urutan bit membantu menghindari situasi di mana beberapa bit yang berdekatan hilang secara bersamaan selama transmisi. *Bit interleaver* mengambil serangkaian bit dari setiap aliran data dan mengacak urutannya. Pengacakan ini dapat dilakukan dengan berbagai metode, seperti mengubah urutan bit dalam setiap blok data atau menggunakan algoritma pengacakan tertentu.



Gambar 2.5 Simple Interleaver [18]

Setelah *bit interleaver*, blok data diubah menjadi simbol-simbol yang sesuai dengan konstelasi modulasi yang digunakan (seperti QPSK atau 16-QAM). *Symbol interleaver* kemudian mengacak urutan simbol-simbol ini. Sama seperti proses sebelumnya, proses ini dilakukan untuk mengurangi dampak dari hilangnya simbol berurutan selama transmisi [17].

4) Mapper

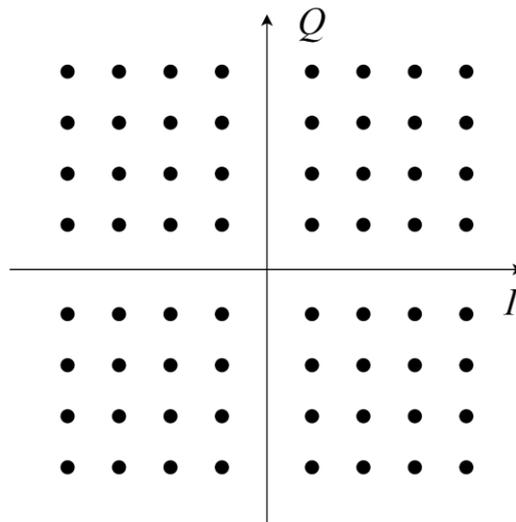
Mapper bertugas mengkonversi simbol-simbol yang dihasilkan dari proses *interleaving* ke dalam bentuk yang sesuai dengan konstelasi modulasi yang digunakan dalam sistem. Setiap simbol direpresentasikan sebagai titik dalam konstelasi. Konstelasi modulasi adalah himpunan titik-titik dalam ruang kompleks, di mana masing-masing titik mewakili simbol modulasi tertentu. Salah satu modulasi yang sering digunakan adalah *M-ary Quadrature Amplitude Modulation* (QAM), yaitu modulasi di mana simbolnya diwakili oleh fase dan amplitudo yang berbeda dari *sinusoidal carrier* [20]. *M-ary QAM* adalah bentuk sinyal dua dimensi di mana bentuk gelombangnya dapat ditulis sebagai [20]:

$$s_i(t) = s_{i1} \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t) + s_{i2} \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t), \begin{cases} 0 \leq t < T, 0 \text{ elsewhere} \\ i = 1, 2, 3, \dots, M \end{cases} \quad (2.3)$$

di mana s_{i1} dan s_{i2} adalah komponen dari sinyal dengan f_c adalah frekuensi *carrier* dan M adalah jumlah bit. Banyak bit pada setiap simbol (k) modulasi M -ary QAM dapat dicari menggunakan persamaan [21]:

$$k = \log_2(M) \quad (2.4)$$

Gambar 2.6 menunjukkan bentuk konstelasi modulasi M -ary $M=64$ QAM (64 QAM) dengan jumlah simbol (*dot*) sebanyak 64. Sesuai dengan persamaan (2.3), modulasi 64-QAM memiliki $k = \log_2(M) = \log_2(64) = 6$ bit per simbol. Setiap simbol direpresentasikan sebagai koordinat di bidang I-Q. I atau *In-Phase* merupakan bidang untuk fase, dan Q atau *quadrature* merupakan komponen berfasa 90 derajat atau tegak lurus dengan sumbu horizontal dalam diagram I-Q.

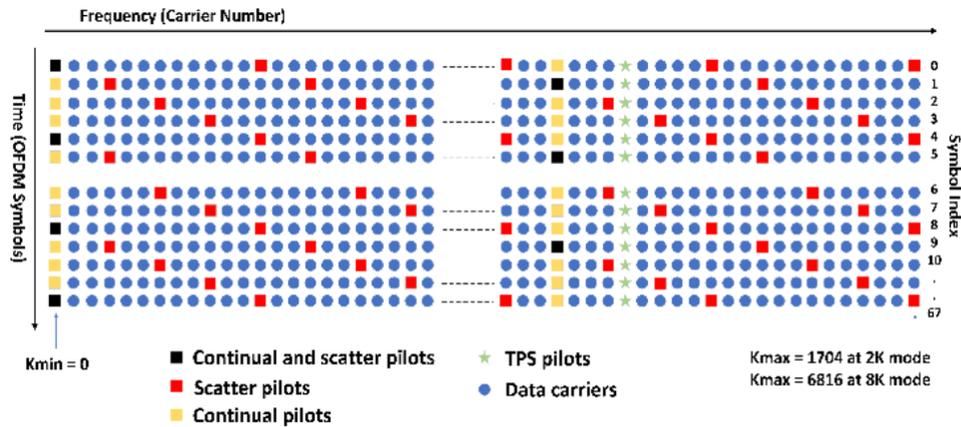


Gambar 2.6 Konstelasi 64-QAM [18]

5) *Frame Adaptation*

Proses ini merujuk pada proses yang bertanggung jawab untuk menyesuaikan atau mengubah format dari suatu frame data sesuai dengan kebutuhan sistem atau standar yang berlaku. *Frame* dalam konteks DVB-T adalah serangkaian bit yang membawa informasi audio, video, dan data lainnya dalam bentuk paket-paket yang diatur. Gambar 2.7 menunjukkan bentuk *framing* data-data video DVB-T yang ditambahkan dengan beberapa data pilot

sesuai dengan kegunaannya pada sistem yang digunakan. Pada proses *framing*, sistem akan menambahkan beberapa jenis simbol dengan tugas masing-masing.



Gambar 2.7 Struktur *Frame DVB-T OFDM Pilot Sub carrier* [22]

Simbol *pilot* adalah simbol *training* yang digunakan untuk memitigasi kendala yang dialami sinyal pada saat transmisi. *Continual pilots* adalah simbol pilot yang ditempatkan pada setiap sub-carrier pada periode yang sama. *Scatter pilots* adalah simbol pilot yang diletakkan secara acak, namun pada Gambar 2.7 ditunjukkan dengan simulasi penempatan simbol di setiap sub-carrier dan waktu yang berbeda. *Continual and Scatter pilots* adalah simbol *Continual pilots* dan *Scatterer pilots* yang saling bertumpuk. *Transmission Parameter Signalling* (TPS) adalah simbol pilot yang digunakan untuk mengirimkan informasi yang berkaitan dengan parameter transmisi, seperti mode transmisi, besar kode, dan informasi lainnya yang diperlukan untuk melakukan proses *decoding* sinyal dengan benar. *Data carriers* merupakan data informasi yang dibawa oleh sinyal.

6) *Fast Fourier Transform*

Transformasi *Fourier* adalah operasi yang mengubah fungsi yang dapat diintegrasikan pada R (sinyal) menjadi fungsi lain yang menggambarkan spektrum frekuensi R . Jika s adalah fungsi yang dapat diintegrasikan pada R , maka besar transformasi *Fourier* merupakan fungsi $F(s) = \hat{s}$ yang diberikan dari persamaan [6]:

$$F(s) = \alpha \rightarrow \hat{s}(\alpha) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(x)e^{-i\alpha x} dx \quad (2.5)$$

Persamaan lain yang sering digunakan [6]:

$$F(s) = f \rightarrow \hat{s}(vf) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t)e^{-i2\pi ft} dt \quad (2.6)$$

dengan t dalam satuan detik dan frekuensi f dalam satuan Hz.

Ketika pemrosesan sinyal terjadi, t ditulis sebagai pengganti x dan ω atau $2\pi f$ sebagai pengganti α dan ini menjadi variabel waktu dan frekuensi. Sehingga s dapat dinyatakan berada dalam domain waktu dan \hat{s} berada dalam domain frekuensi [6].

Transformasi *Fast Fourier* dapat dihitung dengan:

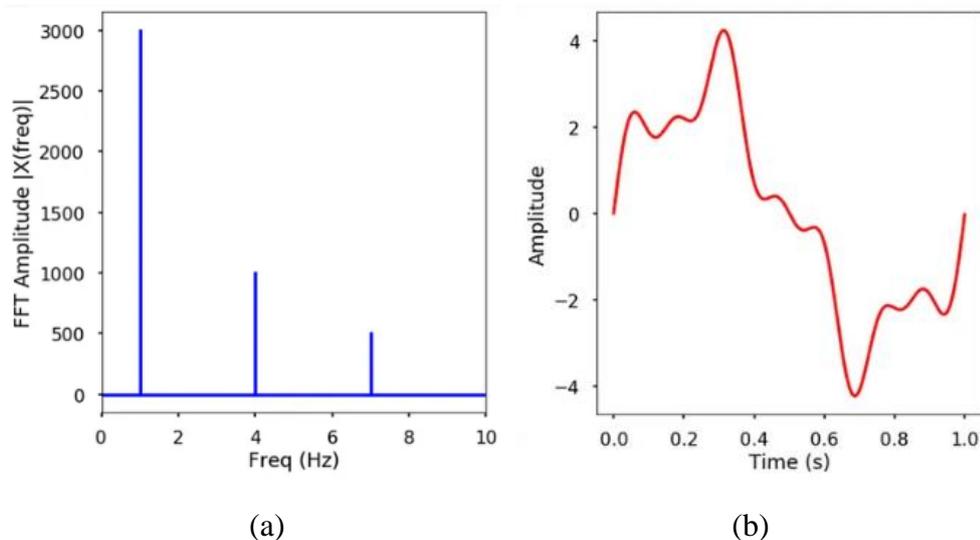
$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot e^{-\frac{2\pi i}{N}kn}, k = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (2.7)$$

di mana $X(k)$ adalah koefisien spektrum frekuensi ke- k , $x(n)$ adalah sampel data pada indeks waktu ke- n , dan N adalah total sampel data.

7) *Inverse Fast Fourier Transform*

Inverse Fast Fourier Transform (IFFT) berfungsi mengubah sinyal dari domain frekuensi ke domain waktu. IFFT berasal dari transformasi *Fourier Inverse* (terbalik). Transformasi *Inverse Fast Fourier* dapat dihitung dengan [23]:

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \cdot e^{\frac{2\pi i}{N}kn}, n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (2.8)$$

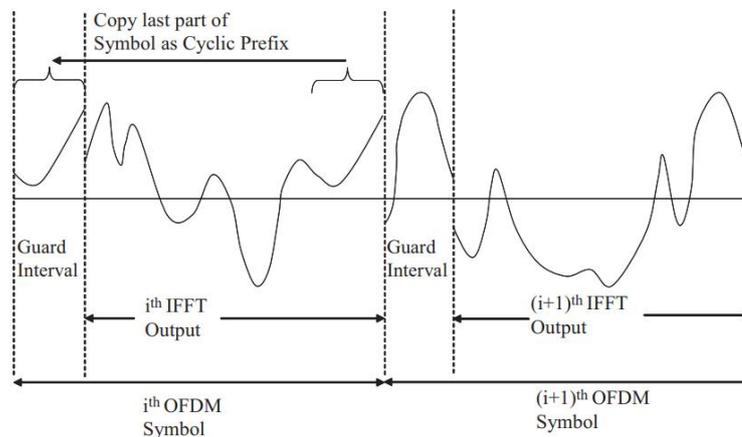


Gambar 2.8 Sinyal dalam (a) domain Frekuensi (b) domain Waktu

Gambar 2.8 memperlihatkan perbedaan sinyal dalam domain frekuensi dan waktu. Sinyal (a) dalam domain frekuensi sering direpresentasikan sebagai spektrum frekuensi, yang menunjukkan seberapa banyak energi terkonsentrasi pada berbagai frekuensi dalam sinyal. Sinyal (b) dalam domain waktu direpresentasikan sebagai grafik amplitudo terhadap sumbu waktu. Grafik ini menunjukkan bagaimana amplitudo sinyal berubah seiring berjalannya waktu.

8) *Guard Interval*

Guard Interval adalah suatu periode (waktu t) tambahan yang disisipkan antara simbol-simbol dalam sistem komunikasi digital seperti DVB-T. Tujuannya adalah untuk mengatasi masalah dispersi daya (*power dispersion*) dan efek *multipath fading* yang dapat terjadi selama transmisi nirkabel.



Gambar 2.9 Simbol OFDM [24]

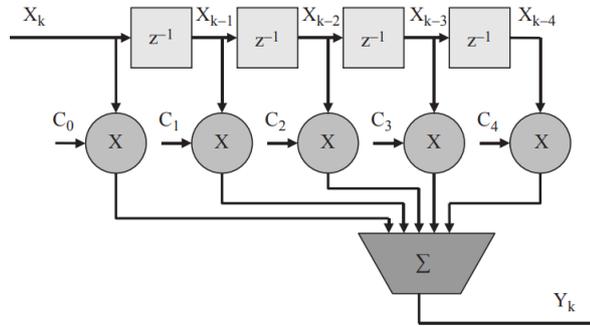
Karena teknologi DVB-T menggunakan teknik OFDM, penambahan *guard interval* diberikan pada setiap simbol OFDM. Gambar 2.9 menunjukkan bagian terakhir dari simbol OFDM ke- i disalin dan disisipkan pada awalan simbol. Hasil salinan ini merupakan *Cyclic Prefix* (CP). Sedangkan rentang waktu CP merupakan *guard interval* itu sendiri. Proses yang mana terjadi pada simbol OFDM ke- $(i+1)$.

9) *Filter Impulse Respons*

Filter Impulse Respons (FIR) adalah filter yang dibuat dari pengganda dan penambah. Filter ini dapat diimplementasikan dalam perangkat keras atau perangkat lunak, dan dijalankan secara serial, paralel, atau kombinasi. Filter FIR dapat menghasilkan satu *output* setiap siklus *clock*, dan filter FIR serial akan membutuhkan N siklus *clock* untuk menghasilkan setiap *output*, di mana

N adalah jumlah *tap* (keran) filter. Gambar 2.10 menunjukkan contoh filter FIR parallel 5-tap. Asumsikan input, *output*, dan koefisien filter C_m adalah bilangan real. Data input dinotasikan sebagai x_k dan data *output* sebagai y_k . Elemen k menunjukkan urutan dari data. Dalam bentuk formula, filter tersebut dapat dituliskan sebagai [24]:

$$y_k = C_0 \cdot x_k + C_1 \cdot x_{k-1} + C_2 \cdot x_{k-2} + C_3 \cdot x_{k-3} + C_4 \cdot x_{k-4} \quad (2.9)$$



Gambar 2.10 Struktur Filter FIR [24]

Secara lebih sederhana, misalkan sebuah respon impuls dari filter digital adalah [25]:

$$h_n, |n| \leq N, \quad (2.10)$$

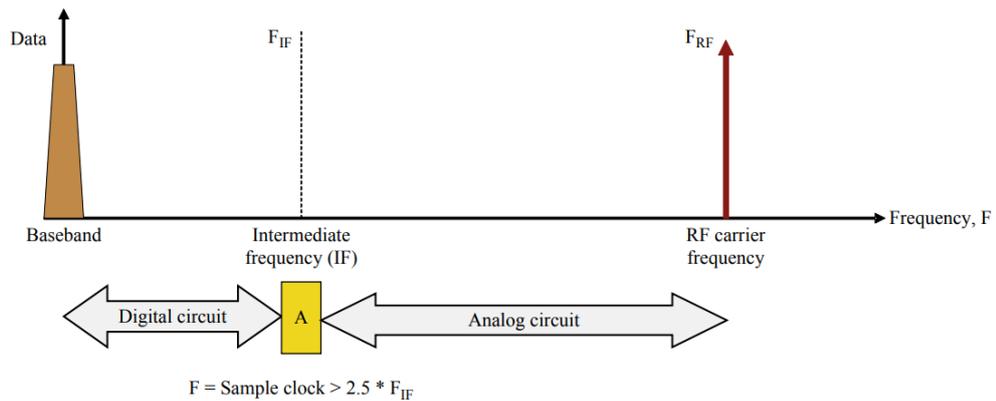
dan nol untuk semua n di luar rentang ini [25]. Dengan memanfaatkan prinsip superposisi, mudah untuk melihat bahwa respon, y_n , dari filter terhadap sinyal umum x_n adalah [25]:

$$y_n = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k h_{n-k} \quad (2.11)$$

$$y_n = x_{n-N}h_N + x_{n-(N-1)}h_{N-1} + \dots + x_n h_0 + \dots + h_{-N}x_{n+N}$$

10) IF/RF

IF/RF adalah proses konversi *Intermediate Frequency* (IF) menjadi *Radio Frequency* (RF) yang nantinya akan ditransmisikan secara nirkabel. Proses konversi frekuensi dari IF ke RF atau sebaliknya melibatkan penggunaan *mixer* atau *oscillator* untuk memodulasi atau demodulasi sinyal sesuai kebutuhan sistem. Gambar 2.11 menunjukkan batas pengiriman frekuensi IF dan RF, di mana IF mencakup zona digital yaitu proses pengolahan sinyal dan RF mencakup zona analog yaitu proses pengiriman gelombang radio [24].



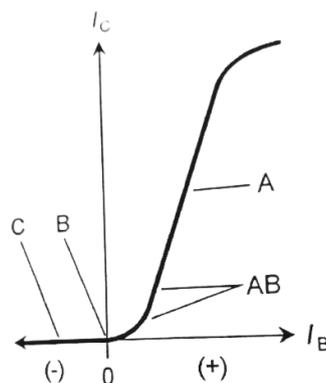
Gambar 2.11 Zona frekuensi IF dan RF [24]

11) *Power Amplifier*

Proses panjang yang dilalui sinyal informasi membuat kekuatan sinyal tersebut menurun. Sebelum ditransmisikan secara nirkabel, diperlukan *Power Amplifier* untuk menguatkan kembali sinyal sebelum ditransmisikan [25]. Amplifier adalah sebuah alat elektronik yang dirancang untuk meningkatkan amplitudo (tegangan atau arus) dari sinyal listrik yang melewatinya. *Amplifier* dibagi menjadi empat kelas yaitu kelas A, B, AB, dan C [26].

a) Kelas A

Jenis penguat ini bersifat linier, yang berarti bahwa gelombang keluaran memiliki bentuk yang sama dengan bentuk gelombang masukan meskipun memiliki besar *amplitude* yang berbeda. Gambar 2.12 menunjukkan *amplifier* kelas A dengan transistor bipolar. Pada penguat kelas A, penyetelan bias harus dilakukan sedemikian rupa sehingga ketika tidak ada sinyal input, perangkat berada di dekat bagian tengah dari bagian garis lurus kurva I_C (arus kolektor) versus I_B (arus basis) [27].



Gambar 2.12 Kelas *amplifier* untuk transistor bipolar NPN [27]

Pada penguat kelas A, penting untuk memastikan bahwa sinyal input tidak terlalu kuat. Sinyal yang terlalu kuat dapat menyebabkan perangkat keluar dari jalur karakteristik lurusnya selama sebagian siklus. Ketika situasi ini terjadi, bentuk gelombang *output* tidak akan mencerminkan dengan tepat bentuk gelombang input, sehingga penguat menjadi *non-linear*. Penguat Kelas A harus beroperasi secara linier sepanjang waktu [27].

b) Kelas AB

Operasi kelas A dianggap tidak efisien karena transistor menarik arus terlepas dari adanya sinyal input atau tidak. Seperti yang ditunjukkan dalam Gambar 2.12, aliran arus kecil pada kolektor atau saluran terjadi saat tidak ada input, tetapi lebih rendah daripada arus tanpa sinyal yang mengalir pada amplifier kelas A. Ini disebut operasi kelas AB, yang lebih efisien daripada kelas A, meskipun penguatan dan sensitivitasnya tidak sebesar kelas A. Terdapat dua mode amplifikasi kelas AB. Pada amplifier kelas AB, bentuk gelombang sinyal *output* tidak identik dengan gelombang sinyal input. Namun, jika gelombang sinyal dimodulasi, seperti pada pemancar radio suara, bentuk gelombang sinyal modulasi keluar tanpa distorsi. Oleh karena itu, operasi kelas AB bermanfaat dalam *power amplifier RF* [27].

c) Kelas B

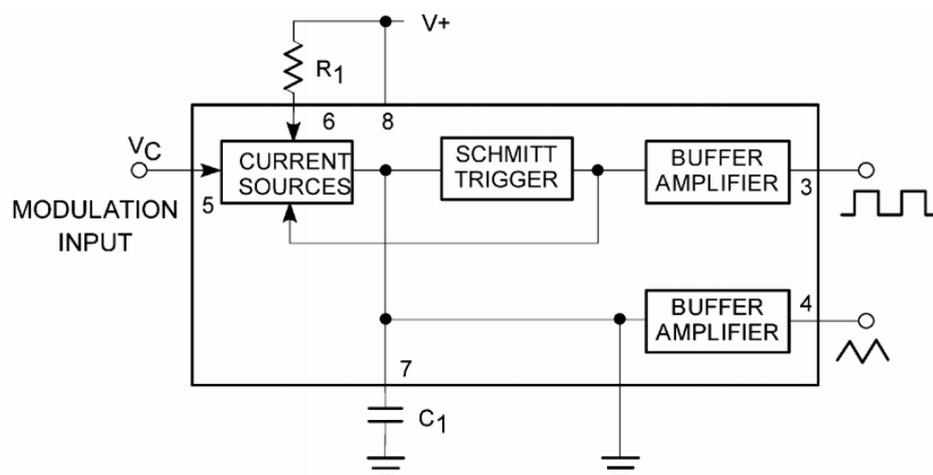
Ketika sebuah transistor bipolar dibiaskan tepat pada *cut-off*, maka penguat bekerja dalam kelas B. Posisi operasional ini ditunjukkan dalam kurva pada Gambar 2.12. Skema kelas B sangat cocok untuk penguatan daya *Radio Frequency*. Dalam operasi kelas B, tidak ada arus kolektor atau arus pembuangan ketika tidak ada sinyal. Ini berarti bahwa energi dapat dihemat karena rangkaian tidak mengonsumsi daya kecuali jika ada sinyal yang masuk. Sebaliknya, pada operasi kelas AB, daya tetap dikonsumsi bahkan tanpa sinyal input, karena arus mengalir dalam perangkat selama setengah siklus. Bentuk gelombang sinyal *output* sangat berbeda dari

bentuk gelombang input pada amplifler kelas B. Bentuk gelombang *output* pada kelas B adalah setengah gelombang yang diperbaiki [27].

d) Kelas C

Sebuah transistor bipolar dapat dibiaskan melewati *cutoff*, dan masih dapat berfungsi sebagai penguat daya, asalkan sinyal penggeraknya cukup untuk mengatasi bias selama sebagian siklus. Ini dikenal sebagai operasi kelas C. Titik-titik bias untuk kelas C ditunjukkan pada Gambar 2.12. Penguat kelas C bersifat *non*-linier, bahkan untuk gelombang amplitudo modulasi. Oleh karena itu, sirkuit kelas C berguna hanya untuk sinyal yang entah sepenuhnya aktif atau sepenuhnya *non*-aktif. Penguat kelas C memerlukan daya pendorong yang cukup besar dengan gain yang rendah. Sebagai contoh, mungkin diperlukan 300 W daya pendorong sinyal untuk mendapatkan 1 kW daya keluaran sinyal. Namun, efisiensinya lebih baik daripada penguat kelas A, AB, atau B [27].

Terdapat sebuah perangkat yang digunakan untuk menghasilkan dan mengelola sinyal dalam amplifler. Perangkat tersebut adalah *Voltage-Controlled Oscillator* (VCO). VCO menghasilkan sinyal gelombang dengan frekuensi yang bisa diubah-ubah oleh tegangan kontrol. Sebelumnya, pembuatan alat ini dikenal cukup rumit dan mahal, namun saat ini VCO dijual dengan harga yang cukup murah. Gambar 2.13 menunjukkan salah satu VCO yaitu Philips Semiconductors NE/SE566 [28].

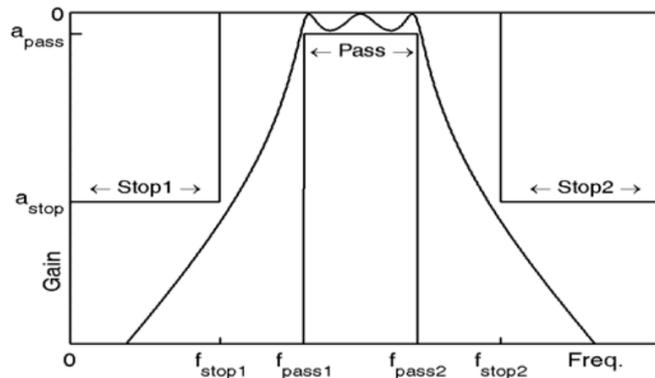


Gambar 2.13 Rangkaian skematik VCO NE/SE566 [29]

Rangkaian di ujung spesifikasi bisa digunakan untuk membuat sinyal FM yang bagus. Hasilnya bisa berupa gelombang segitiga atau gelombang kotak. Untuk mengambil sinyal FM dapat menggunakan pin 4 untuk gelombang segitiga atau pin 3 untuk gelombang kotak [28].

12) Band Pass Filter

Band Pass Filter (BPF) adalah jenis filter yang hanya melewatkan frekuensi pada rentang tertentu yang telah disesuaikan sebelumnya. Pada DVB-T, filter ini bertujuan untuk memastikan bahwa sinyal yang akan ditransmisikan melalui antena sesuai dengan band frekuensi yang diatur untuk sistem DVB-T [25]. Gambar 2.14 menunjukkan cara kerja filter *Bandpass*. Frekuensi yang dilewatkan berada di antara batas bawah frekuensi f_{pass1} dan batas atas frekuensi f_{pass2} . *Bandpass* Filter memiliki 2 *stopban*, yaitu *Stopband* bawah dan *Stopband* atas. *Stopband* bawah berada di rentang 0 ke f_{stop1} , sedangkan *Stopband* atas berada di rentang f_{stop2} ke tak hingga [30].



Gambar 2.14 Bandpass Filter [30]

2.2.1.2 Frekuensi *sampling* DVB-T

Parameter sistem dasar dalam DVB-T adalah frekuensi pengambilan sampel IFFT dari kanal 8-MHz dengan 64 *sub-carrier* yang didefinisikan sebagai [17]:

$$f_{sample\ IFFT\ 8MHz} = 64/7\ MHz = 9,142857143\ MHz \quad (2.12)$$

Dari parameter dasar ini, semua parameter sistem lainnya dapat diturunkan untuk kanal 8/7 MHz dan 6 MHz. Frekuensi *sampling* IFFT mewakili laju *sampling* simbol COFDM, atau lebih tepatnya, *bandwidth* yang dapat mengakomodasi semua *sub-carrier* 2K (= 2048) dan 8K (= 8192). Namun, sejumlah besar *sub-carrier* ini,

baik 2048 atau 8192, disetel ke nol. Oleh karena itu, lebar pita sinyal DVB-T harus lebih sempit daripada lebar kanal 8, 7, atau 6 MHz yang sebenarnya.

Dalam kasus kanal 8 MHz, misalnya, lebar pita sinyal sekitar 7,6 MHz. Hal ini menyisakan jarak sekitar 200 kHz antara bagian atas dan bawah kanal ini dan kanal yang berdekatan. Dalam *bandwidth* 7,6 MHz, total 6817 atau 1705 *carrier* sebenarnya digunakan. Untuk kanal 7 MHz atau 6 MHz, frekuensi pengambilan sampel IFFT untuk kanal ini dapat ditentukan dengan mengalikan frekuensi pengambilan sampel IFFT dari kanal 6 MHz dengan 7/8 atau 6/8 [17].

$$f_{sample\ IFFT\ 7MHz} = 64/7MHz \cdot 7/8 = 8MHz; \quad (2.13)$$

$$f_{sample\ IFFT\ 6MHz} = \frac{64}{7MHz} \cdot \frac{6}{8} = \frac{48}{7MHz} = 6,857142857\ MHz; \quad (2.14)$$

Semua 2048 atau 8192 *carrier* IFFT dalam kanal 8/7 MHz dan 6 MHz terkandung dalam *bandwidth* IFFT masing-masing. Jarak *sub-carrier* setiap kanal dapat dihitung dengan membagi *bandwidth* IFFT (*sample* IFFT) dengan jumlah *sub-carrier* IFFT.

$$\Delta f = f_{sample\ IFFT} / N_{total\ carriers} \quad (2.15.1)$$

$$\Delta f_{2k} = f_{sample\ IFFT} / 2048 \quad (2.15.2)$$

$$\Delta f_{8k} = f_{sample\ IFFT} / 8192 \quad (2.15.3)$$

Dari jarak *sub-carrier*, panjang simbol Δt_{symbol} dapat ditentukan secara langsung. Karena kondisi ortogonalitas, perhitungan menjadi [17]:

$$\Delta t_{symbol} = 1/\Delta f \quad (2.16)$$

Bandwidth sinyal DVB-T diperoleh dari jarak *sub-carrier* Δf masing-masing kanal (8, 7, 6 MHz) dan jumlah *carrier* yang sebenarnya digunakan dalam mode 2K dan 8K (1705 dan 6817).

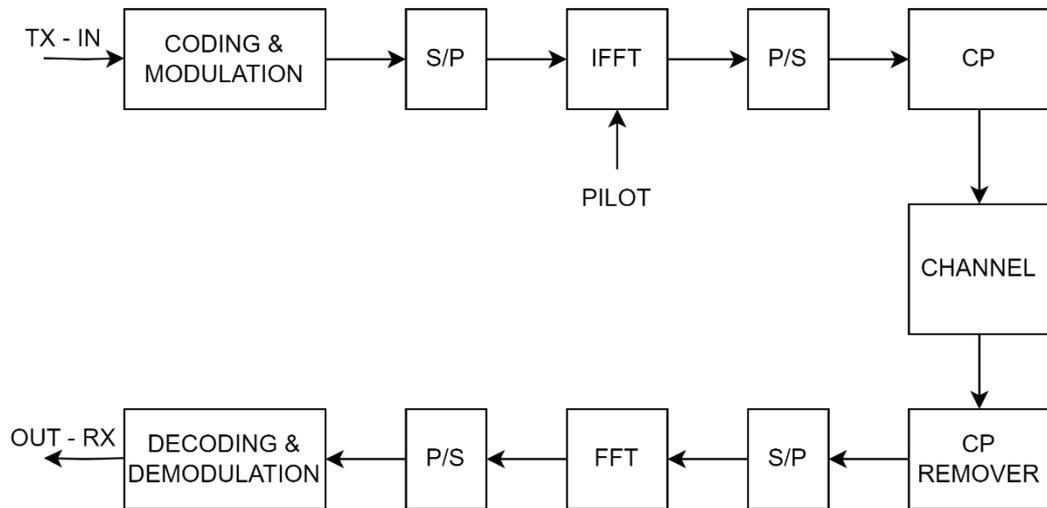
$$f_{signal\ DVB-T} = N_{used\ carriers} \cdot \Delta f \quad (2.17)$$

2.2.2 Multicarrier

2.2.2.1 Orthogonal Frequency Division Multiplexing

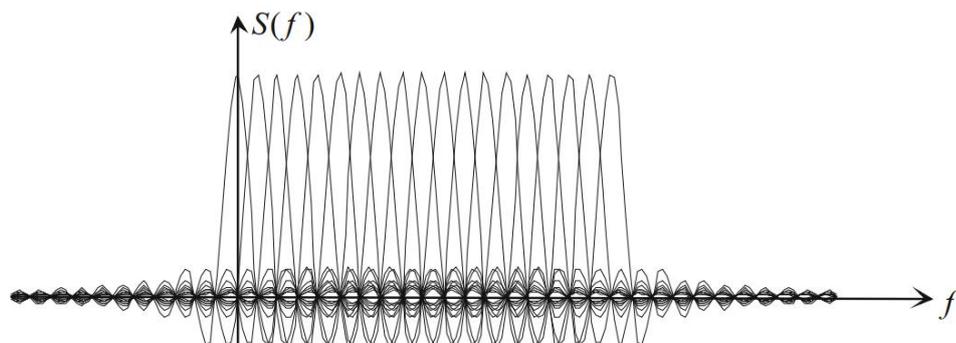
Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) adalah teknik modulasi yang menggunakan beberapa *carrier* untuk mengirimkan data. Tidak seperti modulasi single *carrier*, yang menggunakan pembawa tunggal dalam domain waktu, OFDM membagi data menjadi bagian-bagian yang lebih kecil dan menetapkannya ke *sub-carrier* yang berbeda dalam domain frekuensi. *Sub-carrier*

ini saling ortogonal satu sama lain dalam interval simbol, yang memberikan nama OFDM.

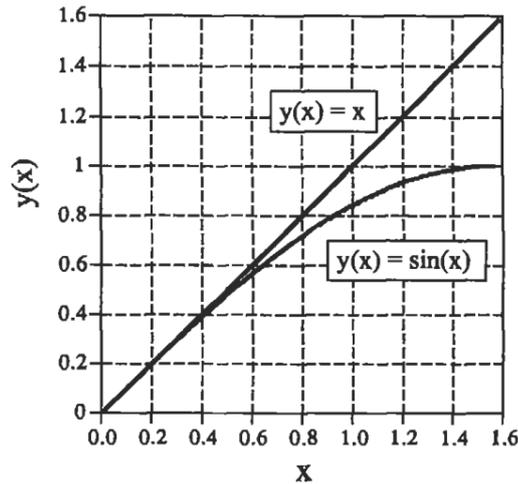


Gambar 2.15 Blok Diagram OFDM

Gambar 2.15 menunjukkan blok diagram sederhana dari sistem OFDM. Salah satu keunggulan OFDM adalah kemampuannya untuk mengatasi distorsi sinyal yang disebabkan oleh kanal *multipath*. Hal ini dicapai dengan menyisipkan *guard interval*, yang dikenal sebagai *cyclic prefix* (CP), di antara simbol-simbol untuk menjaga ortogonalitas *sub-carrier*. Hal ini memungkinkan untuk menghilangkan interferensi *multipath* yang lebih mudah dalam domain frekuensi. Namun, OFDM juga memiliki kekurangan. Salah satu kekurangannya adalah *Peak-To-Average Power Ratio* (PAPR), di mana daya puncak bisa jauh lebih tinggi daripada daya rata-rata. Hal ini dapat mengakibatkan pemotongan dan distorsi sinyal, sehingga mengurangi efisiensi penguat daya.



Gambar 2.16 Gelombang sinc OFDM [31]



Gambar 2.17 Grafik fungsi sinc [32]

Tipikal gelombang OFDM yang ditunjukkan pada Gambar 2.16 terdiri dari n fungsi *sinc* yang berdekatan, yang digeser sebesar Δf pada arah frekuensi [31]. Gambar 2.17 menunjukkan pasangan transformasi yang umum: pulsa *rectangular* dan fungsi *sinc*. Fungsi *sinc* dapat didefinisikan dengan [32]:

$$\text{sinc}(\alpha) = \sin(\pi\alpha) / (\pi\alpha). \quad (2.18)$$

Namun, seringkali fungsi *sinc* dinyatakan sebagai [32]:

$$\text{sinc} = \frac{\sin(x)}{x} \quad (2.19)$$

Sehingga, fungsi *sinc* dapat diumpamakan sebagai gelombang sinus yang menurun dalam amplitude sebagai $\frac{1}{x}$ [32].

Dalam bentuk gelombang *multicarrier* seperti OFDM, setiap *carrier* dimodulasi menggunakan k bit, dengan setiap bit mewakili salah satu dari $M = 2k$ tingkat. Bentuk gelombang ini dikarakterisasi oleh invers transformasi *Fourier* diskrit seperti yang dijelaskan dalam persamaan berikut [33]:

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi nk/N} \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.20)$$

Variabel k mewakili indeks frekuensi, n mewakili indeks waktu, dan X_k mewakili komponen frekuensi ke- k . Dalam proses modulasi, amplitudo, fase, atau frekuensi X_k disesuaikan, yang berarti bahwa seluruh proses terjadi dalam domain frekuensi, bukan domain waktu seperti yang terlihat pada gelombang pembawa tunggal.

Untuk pemahaman lebih lanjut mengenai *multicarrier*, berikut adalah pembahasan mengenai perhitungannya. Tentukan radian ke-k komponen frekuensi yang diberikan di sini [33]:

$$w_k = \frac{2\pi k}{N} \quad (2.21)$$

Dengan melakukan operasi substitusi persamaan (2.13) ke (2.12), didapatkan [33]:

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{jn w_k} \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.22)$$

Secara umum, X_k adalah bilangan kompleks dan dapat ditulis sebagai [33]:

$$X_k = A_k e^{j\Psi_k} \quad (2.23)$$

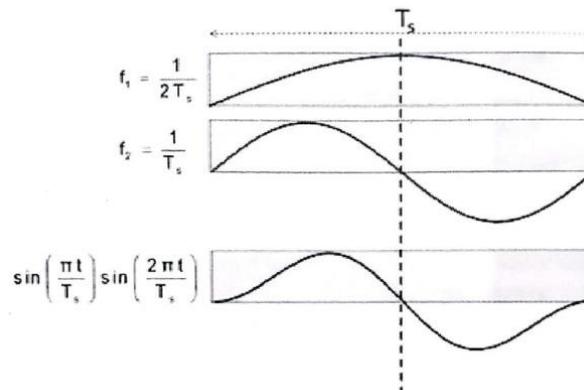
Dengan melakukan operasi substitusi persamaan (2.15) ke (2.14), didapatkan [33]:

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} A_k e^{j(nw_k + \Psi_k)} \quad (2.24)$$

Dari persamaan (2.16), dapat dilihat bahwa N adalah *sub-carrier* dan setiap *sub-carrier* memiliki Amplitudo (A_k), fase (Ψ_k), dan frekuensi radian (w_k).

2.2.2.2 Ortogonalitas

Dalam konteks ortogonalitas, saat dua *sub carrier* memiliki beda fasa sebesar 90° , maka kedua *sub carrier* tersebut akan bersifat tegak lurus (ortogonal). Sudut 90° antara dua vektor atau fungsi sinus dan kosinus dianggap sebagai "ortogonal sempurna." Ortogonal sempurna berarti bahwa hasil perkalian titik (*inner product*) antara dua vektor atau fungsi bernilai nol, yang menunjukkan bahwa keduanya saling tegak lurus. Dalam konsep OFDM, setiap 2 *sub-carrier* bersifat ortogonal [33].



Gambar 2.18 Sinyal sinus yang saling Ortogonal [34]

Untuk menunjukkan hal tersebut, asumsikan 2 *sub-carrier* pada gelombang cosinus yaitu $\cos(2\pi m f_0 t)$ dan $\cos(2\pi n f_0 t)$ di mana parameter m dan n adalah bilangan integer yang mewakili kedua sinyal tersebut. Sinyal yang orthogonal artinya saat digabungkan, sinyal ini bisa saling berdampingan tanpa harus mengganggu satu sama lain. Saat dua sinyal dapat berhimpit dan tidak mengganggu satu sama lain, maka penggunaan *bandwidth* dapat jauh lebih hemat. Dalam waktu t , orthogonalitas dapat dituliskan sebagai [34]:

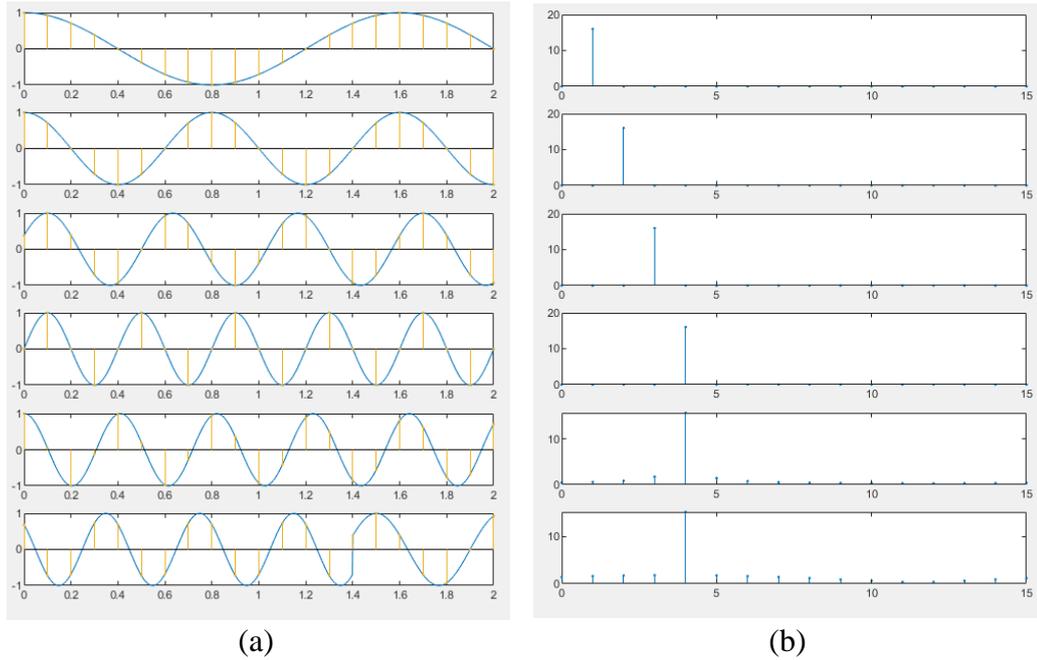
$$\int_0^T \cos(2\pi m f_0 t) \cdot \cos(2\pi n f_0 t) dt = 0, \text{ selama } m \neq n \quad (2.25)$$

Dengan $T = \frac{1}{f_0}$ sebagai periode sinyal. Gambar 2.18 menunjukkan sinyal f_1 dan f_2 pada sinyal sinus yang saling orthogonal selama periode simbol T_s . Berikut adalah pembuktian sifat orthogonalitas kedua sinyal tersebut dari persamaan (2.25) yang dimodifikasi terhadap trigonometri sinus [34]:

$$\int_0^{T_s} \sin\left(\frac{\pi t}{T_s}\right) \sin\left(\frac{2\pi t}{T_s}\right) dt = \int_0^{T_s} \cos\left(\frac{\pi t}{T_s}\right) dt - \int_0^{T_s} \cos\left(\frac{3\pi t}{T_s}\right) dt \quad (2.26)$$

$$\int_0^{T_s} \cos\left(\frac{\pi t}{T_s}\right) dt - \int_0^{T_s} \cos\left(\frac{3\pi t}{T_s}\right) dt = \left[\frac{\sin\left(\frac{\pi t}{T_s}\right)}{\frac{\pi t}{T_s}} - \frac{\sin\left(\frac{3\pi t}{T_s}\right)}{\frac{3\pi t}{T_s}} \right]_0^{T_s} = 0 \quad (2.27)$$

Pembuktian orthogonalitas juga dapat dilakukan dengan menggunakan acuan matriks identitas. Jika sinyal-sinyal dalam X orthogonal satu sama lain, perkalian produk dari setiap sinyal yang berbeda akan menghasilkan nol (0), dan perkalian produk dalam dengan sinyal itu sendiri akan bernilai konstan (misalnya 1). Dengan kata lain matriks produk dalam XX^H akan menjadi matriks identitas $XX^H = I$. Gambar 2.19 (a) menunjukkan sinyal-sinyal yang saling orthogonal satu sama lain. Terdapat 6 sinyal pada gambar yaitu $f_1 = \frac{1}{T}$, $f_2 = \frac{2}{T}$, $f_3 = \frac{3}{T}$, $f_4 = \frac{4}{T}$, $f_5 = \frac{3.9}{T}$, dan $f_6 = \frac{4}{T}$ dengan $T = 1,6$. Sinyal-sinyal ini dikalikan secara produk satu sama lain. Hasil dari operasi ditunjukkan pada Gambar 2.20 yang menunjukkan matriks identitas yang membuktikan orthogonalitas dari sinyal-sinyal yang diuji.



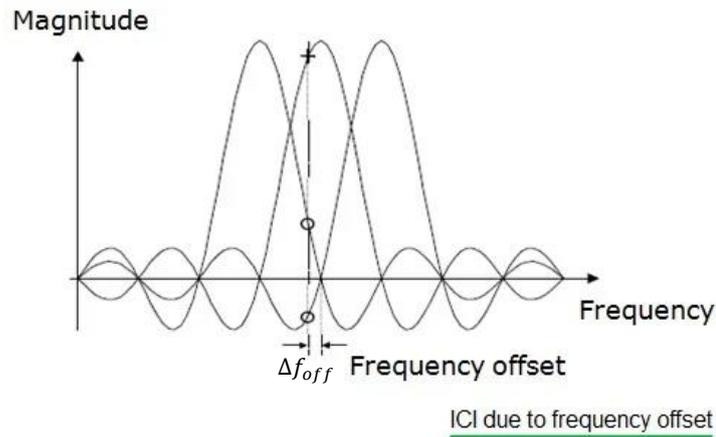
Gambar 2.19 Visualisasi Orthogonalitas Sinyal Sinusoidal

```
ans =
    1.0000 + 0.00001i  -0.0000 + 0.00001i  0.0000 - 0.00001i  0.0000 + 0.00001i  -0.0227 - 0.02771i  0.0551 - 0.08461i
   -0.0000 - 0.00001i  1.0000 + 0.00001i  -0.0000 - 0.00001i  0.0000 - 0.00001i  -0.0410 - 0.03361i  -0.0061 - 0.10891i
    0.0000 + 0.00001i  -0.0000 + 0.00001i  1.0000 + 0.00001i  0.0000 - 0.00001i  -0.0849 + 0.06971i  -0.1085 + 0.03251i
    0.0000 - 0.00001i  0.0000 + 0.00001i  0.0000 + 0.00001i  1.0000 + 0.00001i  0.2856 - 0.94131i  -0.7581 - 0.57511i
   -0.0227 + 0.02771i  -0.0410 + 0.03361i  -0.0849 - 0.06971i  0.2856 + 0.94131i  1.0000 + 0.00001i  0.3280 - 0.84751i
    0.0551 + 0.08461i  -0.0061 + 0.10891i  -0.1085 - 0.03251i  -0.7581 + 0.57511i  0.3280 + 0.84751i  1.0000 + 0.00001i
```

Gambar 2.20 Matriks Hasil Operasi IFFT

2.2.3 Inter-Carrier Intereference

Pada OFDM, frekuensi *sub-carrier* saling tumpang tindih tetapi tetap ortogonal satu sama lain. Pada puncak spektrum masing-masing *sub-carrier*, semua spektrum *sub-carrier* lainnya adalah nol. Penerima mengambil sampel dan mendemodulasi simbol data pada setiap sub-pembawa tanpa gangguan dari *sub-carrier* lainnya. Namun, interferensi dapat terjadi karena simbol data pada *sub-carrier* yang berdekatan, yang disebut sebagai *inter-carrier interference* (ICI) [6]. ICI membuat sinyal yang sebelumnya saling tegak lurus pada simbol-simbol OFDM menjadi bergeser. Pergeseran ini membuat sinyal mengalami interferensi dan merusak sinyal yang ada. Semakin besar pergeserannya, maka semakin besar ICI yang dihasilkan. Semakin besar ICI yang dihasilkan, maka semakin rusak sinyal yang dikirimkan. Perbaikan sinyal yang rusak ini dapat dilakukan baik di sisi modulasi OFDM maupun setelah sinyal melewati kanal komunikasi .



Gambar 2.21 ICI disebabkan oleh *frequency offset* [35]

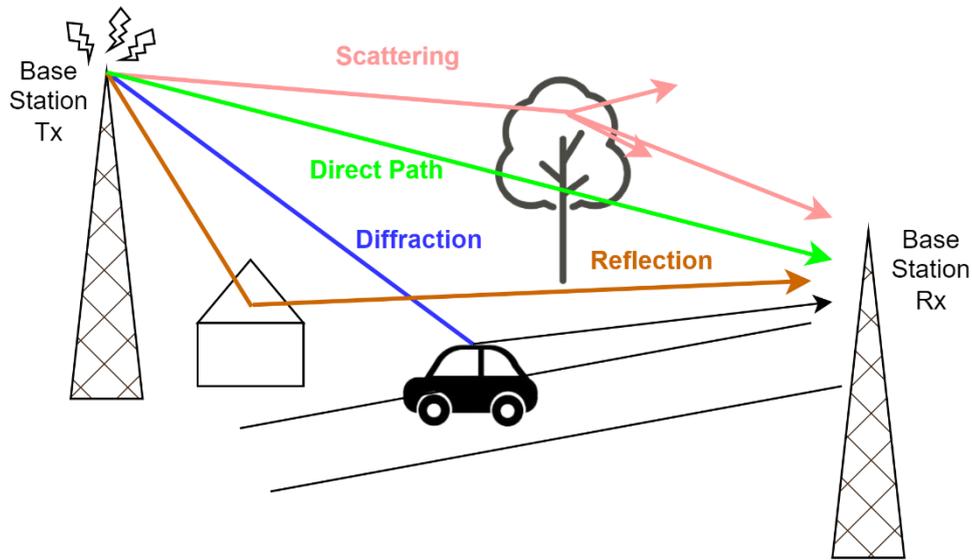
Gambar 2.21 menunjukkan saat ICI terjadi ketika ada variasi dalam kanal *multicarrier* yang menyebabkan *frequency offset* selama durasi simbol OFDM. Variasi ini terjadi karena terdapat jarak Δf_{off} yang menyebabkan hilangnya ortogonalitas di antara keduanya. Dalam domain waktu, ini berarti bahwa jumlah siklus yang konsisten untuk setiap sub-pembawa dalam interval FFT simbol saat ini tidak lagi dipertahankan karena transisi fase yang disebabkan oleh simbol sebelumnya. Singkatnya, setiap pergeseran frekuensi antara *sub-carrier* dan penerima mengakibatkan adanya ICI dalam simbol OFDM. ICI yang disebabkan oleh pergeseran *Doppler* dituliskan sebagai:

$$\varphi_{cc}(0) = \frac{E_{av}}{T} - \frac{E_{av}}{TN^2} \left(N + 2 \sum_{i=1}^{N-1} (N-i) J_0(2\pi v_{max} T i) \right) \quad (2.28)$$

di mana E_{av} adalah rata-rata *symbol energy*, T adalah *symbol period*, J_0 adalah fungsi Bessel jenis pertama orde nol, dan v_{max} adalah frekuensi *Doppler* maksimum.

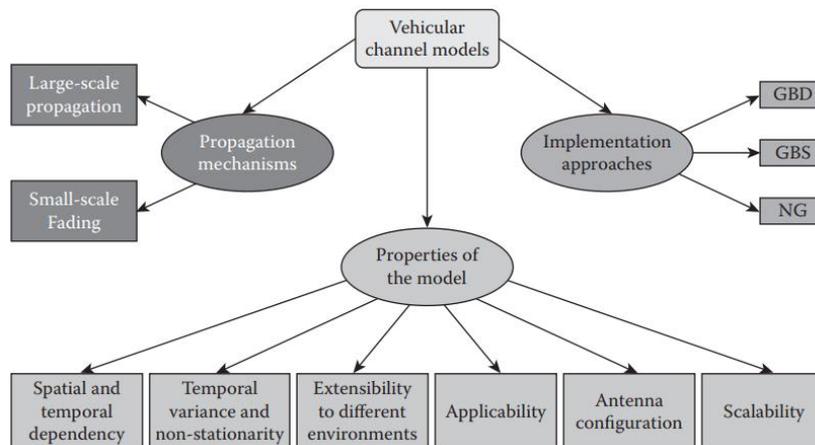
2.2.4 Pemodelan Kanal

Kombinasi lingkungan atau saluran propagasi nirkabel dan antenna yang digunakan untuk memancarkan dan menerima sinyal elektromagnetik disebut sebagai kanal radio. Selama gelombang elektromagnetik bergerak di antara dua antenna, gelombang ini akan bertemu dengan lingkungan atau saluran tertentu yang terdiri dari media propagasi (seperti udara, air, troposfer, tanah, dan lain-lain) dan elemen-elemen yang ada di dalam saluran tersebut. Proses ini dikenal sebagai propagasi radio nirkabel [3].



Gambar 2.22 Fenomena *Multipath* [18]

Ketika transmisi melalui saluran atau lingkungan propagasi, sinyal dapat mengalami fenomena *Multipath*, yaitu di mana sinyal mencapai penerima melalui banyak jalur seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.22. *Reflection* terjadi ketika gelombang radio mencapai suatu medium yang memiliki sifat listrik yang berbeda dan dimensinya besar dibandingkan dengan panjang gelombang yang merambat. *Diffraction* terjadi ketika jalur perambatan sinyal antara pemancar dan penerima terhalang oleh objek. Sedangkan, *scattering* terjadi ketika gelombang yang ditransmisikan berinteraksi dengan objek yang memiliki permukaan kasar atau dimensi yang lebih kecil dibandingkan dengan panjang gelombang dari gelombang yang merambat [34].

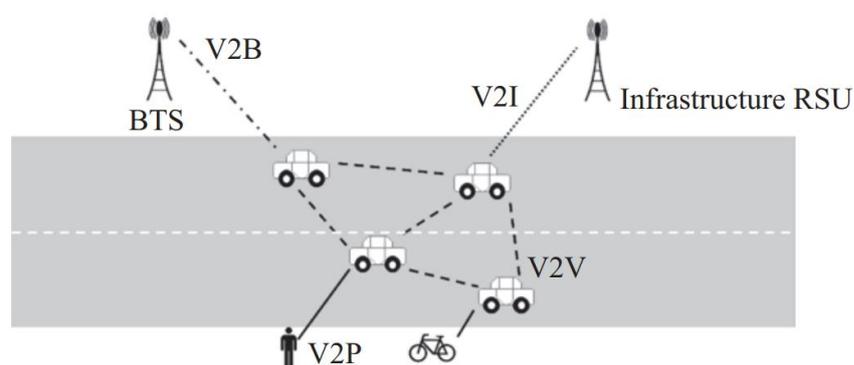


Gambar 2.23 Klasifikasi model kanal *vehicular* [36]

Model dalam kriteria pendekatan implementasi terbagi menjadi dua yaitu deterministik berbasis geometri (*Geometry Based Deterministic*, GBD), stokastik berbasis geometri (*Geometry Based Stochastic*, GBS), dan *non-geometry* (NG). Kanal GBD didasarkan pada informasi geometris tentang lingkungan transmisi, yang memungkinkan perhitungan deterministik terhadap propagasi gelombang radio. Kanal GBS juga menggunakan informasi geometris, tetapi dengan adanya unsur ketidakpastian atau variasi stokastik. Ini berarti, meskipun informasi geometris diketahui, ada faktor ketidakpastian atau keacakannya dalam propagasi gelombang radio. Sedangkan kanal NG merujuk pada saluran yang tidak sepenuhnya dijelaskan atau dipahami melalui informasi geometris [36].

2.2.4.1 Vehicle To Infrastructure

Vehicle-to-Infrastructure (V2I) mengacu pada hubungan komunikasi yang dibuat antara kendaraan dan infrastruktur komunikasi stasioner, yang biasanya terletak di pinggir jalan. Dalam sistem V2I, peralatan khusus yang disebut *roadside units* (RSU) digunakan untuk memfasilitasi komunikasi antara *on-board units* (OBU) kendaraan dan infrastruktur statis. Komunikasi ini memungkinkan kendaraan untuk bertukar informasi dengan infrastruktur, seperti kondisi lalu lintas, rambu-rambu jalan, atau pembaruan *real time* [3]. Pada Gambar 2.22 ditunjukkan arsitektur dari V2I yaitu kondisi di mana Pengguna berada dalam kendaraan bergerak yang tersambung dengan infrastruktur dari RSU.



Gambar 2.24 Infrastruktur V2I terhadap V2X [3]

Pemodelan kanal V2I didasarkan pada model *free space loss*. Model ini dapat digunakan untuk menguji skenario di daerah perkotaan (urban) di luar gedung bertingkat tinggi, wilayah di mana struktur ketinggiannya hampir seragam. Model path loss untuk lingkungan ini dapat dituliskan sebagai berikut [37]:

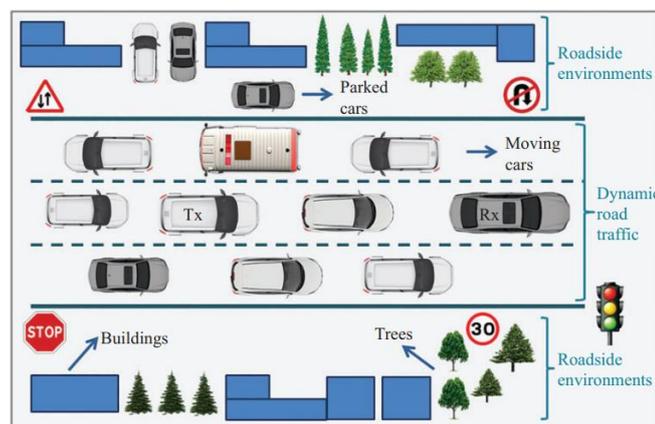
$$PL = 40(1 - 4 \times 10^{-3} h_b) \log_{10} d - \log_{10} h_b + 21 \log_{10} f + 80 \quad (2.29)$$

di mana d adalah jarak transmitter BS ke *receiver* (kendaraan bergerak), f adalah frekuensi *carrier*, dan h_b adalah tinggi antenna *base station* [37].

2.2.4.2 Vehicle To Vehicle

Vehicle-to-Vehicle (V2V) mengacu pada komunikasi langsung yang terjalin antar kendaraan, memungkinkan pertukaran informasi yang cepat di antara subset kendaraan yang berbeda untuk berbagai aplikasi. Komunikasi langsung ini memungkinkan fungsi-fungsi seperti peringatan bahaya, kontrol kecepatan adaptif, kontrol peleton, dan manajemen jalur. Di dalam setiap kendaraan, komunikasi difasilitasi oleh *transceiver* tertanam yang dikenal sebagai *onboard unit* (OBU).

Model kanal GBD digunakan untuk mengkarakterisasi parameter kanal fisik dalam komunikasi V2V. Model-model ini mereplikasi mekanisme propagasi radio yang sebenarnya dalam lingkungan tertentu, dengan mempertimbangkan lalu lintas jalan dan elemen-elemen di sekitarnya. GBD menghasilkan jalur sinyal antara pemancar dan penerima berdasarkan aturan optik geometris. Model pelacakan sinar, dalam 2D atau 3D, memerlukan deskripsi rinci tentang lingkungan untuk menghitung statistik saluran secara akurat. Simulasi respons impuls kompleks yang diperoleh dari GBD memberikan informasi saluran [3].



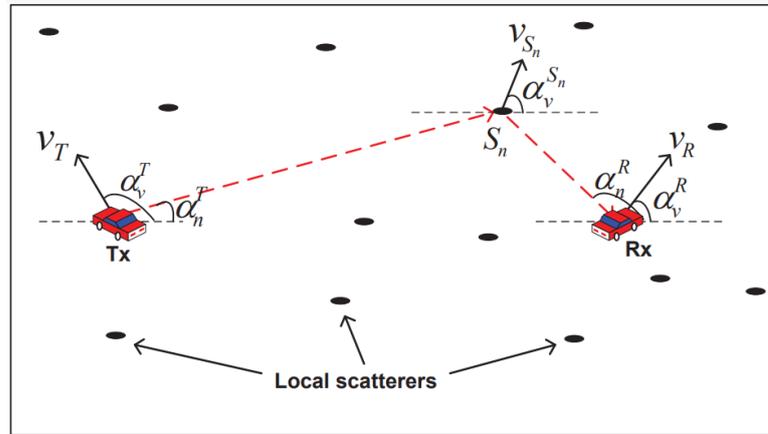
Gambar 2.25 Pemodelan kanal dengan konsep GBD [3]

Gambar 2.25 menggambarkan konsep pemodelan GBD, di mana model propagasi sinyal yang akurat dicapai dengan menghasilkan semua jalur sinyal atau sinar yang mungkin antara pemancar dan penerima berdasarkan aturan optik geometris. Model pelacakan sinar biasanya digunakan dalam GBD untuk

pemodelan saluran kendaraan, dengan metode 2D atau 3D yang lazim digunakan. Model-model ini memerlukan penjelasan rinci tentang lingkungan propagasi untuk secara akurat mereplikasi mekanisme propagasi fisik dan menghitung statistik saluran [3].

2.2.4.3 V2V Moving Scatterer

Konsep V2V adalah komunikasi antar dua pengguna dalam keadaan yang saling bergerak di jalan raya. Hal ini membuat pemancar atau *scatterer* tidak terhindarkan, seperti pejalan kaki, kendaraan yang melintas, dan lain-lain. Model *scattering geometrical* pada Gambar 2.26 menunjukkan scenario propagasi di daerah urban, di mana pemancar dan penerima dikelilingi oleh N *scatterer* yang dilambangkan dengan $S_n (n = 1, 2, \dots, N)$ [38].



Gambar 2.26 Skenario propagasi V2V dengan *moving scatterer* [38]

Pada gambar tersebut, diasumsikan bahwa pemancar dan penerima bergerak dalam kecepatan konstan v_t dan v_r pada arah yang ditentukan dengan sudut *fixed* α_v^T dan α_v^R . Masing-masing scatterer $S_n (n = 1, 2, \dots, N)$ bergerak dalam kecepatan acak v_{S_n} dan arah acak $\alpha_v^{S_n}$. Penguatan channel kompleks dari channel F2V *frequency-nonselective* dapat dimodelkan dengan [38] :

$$\mu(t) = \sum_{n=1}^N c_n e^{j(2\pi f_n t + \theta_n)} \quad (2.30)$$

di mana c_n menunjukkan faktor redaman yang disebabkan oleh interaksi gelombang yang dipancarkan dengan *scatterer* S_n ke- n , f_n merupakan frekuensi *Doppler*, dan θ_n merupakan *random variable* yang biasanya diasumsikan dari rentang 0 sampai 2π . Untuk menangkap efek *Doppler* secara keseluruhan yang

disebabkan oleh kendaraan bergerak dan *moving scatterer*, f_n pada persamaan (2.30) perlu diganti dengan [38]:

$$f_n = f_n^T + f_n^{TS} + f_n^{SR} + f_n^R \quad (2.31)$$

Pada perhitungan (2.23) *frequency shift* pertama f_n^T disebabkan oleh pergerakan dari transmitter. *Frequency Shift* kedua f_n^{TS} disebabkan oleh fakta bahwa sinyal yang ditransmisikan bertabrakan dengan *scatterer* ke-n yang bergerak. *Frequency Shift* ketiga f_n^{SR} adalah pergeseran yang muncul ketika transmitter bergerak mengalihkan sinyal ke penerima. *Frequency shift* keempat f_n^R disebabkan oleh pergerakan dari penerima. Keempat frekuensi *Doppler* pada perhitungan (2.31) dapat dijabarkan sebagai berikut [38]:

$$f_n^T = f_0 \frac{v_T}{c_0} \cos(\alpha_v^T - \alpha_n^T) \quad (2.32)$$

$$f_n^{TS} = (f_0 + f_n^T) \frac{v_{S_n}}{c_0} \cos(\pi + \alpha_n^T - \alpha_v^{S_n}) \approx -f_0 \frac{v_{S_n}}{c_0} \cos(\alpha_n^T - \alpha_v^{S_n}) \quad (2.33)$$

$$f_n^{SR} = (f_0 + f_n^{TS}) \frac{v_{S_n}}{c_0} \cos(\pi + \alpha_v^{S_n} - \alpha_n^R) \approx -f_0 \frac{v_{S_n}}{c_0} \cos(\alpha_v^{S_n} - \alpha_n^R) \quad (2.34)$$

$$f_n^R = (f_0 + f_n^{SR}) \frac{v_R}{c_0} \cos(\alpha_v^R - \alpha_n^R) \approx f_0 \frac{v_R}{c_0} \cos(\alpha_v^R - \alpha_n^R) \quad (2.35)$$

dengan asumsi f_n^x atau frekuensi *Doppler* sebelumnya diabaikan.

Pada sistem, nilai c_0 dan f_0 selalu sama, sehingga $f_0 \frac{v_n}{c_0}$ dapat dinyatakan pula dengan $v_n \frac{f_0}{c_0}$. Dengan mengeluarkan semua nilai $\frac{f_0}{c_0}$ dari persamaan (2.32) hingga (2.35), maka persamaan f_n dapat ditulis sebagai:

$$f_n = \frac{f_0}{c_0} [v_T \cos(\alpha_v^T - \alpha_n^T) - v_{S_n} \cos(\alpha_n^T - \alpha_v^{S_n}) - v_{S_n} \cos(\alpha_v^{S_n} - \alpha_n^R) + v_R \cos(\alpha_v^R - \alpha_n^R)] \quad (2.35)$$

dengan melakukan substitusi pada $v_{S_n} \cos(\alpha_n^T - \alpha_v^{S_n})$ dan $v_{S_n} \cos(\alpha_v^{S_n} - \alpha_n^R) +$, maka dengan adanya *moving scatterer*, penguatan *channel* kompleks dari *channel* V2V dimodelkan dengan mengganti f_n pada perhitungan (2.30) sebagai berikut [38]:

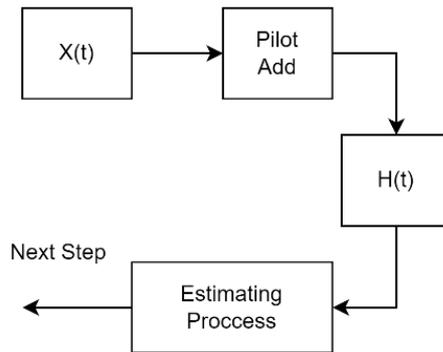
$$f_n = \frac{k_0}{2\pi} [v_T \cos(\alpha_v^T - \alpha_n^T) - v_{S_n} (\cos(\alpha_n^T - \alpha_v^{S_n}) + \cos(\alpha_v^{S_n} - \alpha_n^R)) + v_R \cos(\alpha_v^R - \alpha_n^R)] \quad (2.36)$$

di mana $k_0 = \frac{2\pi f_0}{c_0}$ menunjukkan bilangan gelombang *free space* [38].

2.2.5 Estimasi Kanal

2.2.5.1 Estimasi Kanal Linier

Estimasi kanal adalah proses untuk mengestimasi karakteristik kanal komunikasi yang digunakan untuk mentransmisikan sinyal. Hal ini melibatkan penentuan sifat-sifat kanal, seperti respons impuls atau respons frekuensi, untuk melakukan kompensasi terhadap efek kanal tersebut. Proses estimasi kanal secara sederhana dijelaskan pada Gambar 2.25. Sebelum melalui kanal, $X(t)$ yang merupakan sinyal input, terlebih dahulu ditambahkan simbol Pilot. Simbol Pilot merupakan simbol kosong yang telah diketahui jumlahnya sejak awal oleh penerima. Simbol ini digunakan untuk menghitung proses estimasi kanal. Setelah melewati kanal $H(t)$, sinyal akan diestimasi dengan menggunakan informasi simbol pilot awal dan informasi simbol pilot setelah diterima.



Gambar 2.27 Proses sederhana estimasi kanal

Estimasi kanal linier berarti proses untuk mengestimasi respons impuls atau respons frekuensi kanal komunikasi secara linier. Dalam estimasi kanal linier, asumsi dasar yang digunakan adalah bahwa kanal komunikasi dapat dianggap sebagai sistem linier yang mengubah sinyal yang dikirimkan. Metode estimasi kanal linear bertujuan untuk mendapatkan perkiraan yang akurat tentang respons kanal tersebut [39]. Salah satu metode estimasi kanal yang populer adalah *Maximum-likelihood (ML)*. Asumsikan pemodelan kanal *frequency selective* sebagai berikut [39]:

$$r(m) = \sum_k h(k)s(m-k) + n(m) \quad (2.37)$$

di mana $r(m)$ adalah vektor yang diperoleh dengan menumpuk p sampel yang diterima secara berurutan dalam durasi simbol ke- m , $w(m)$ adalah vektor *Additive White Gaussian Noise* (AWGN) dimensi- p yang sesuai pada penerima, dan $s(m - k)$ adalah input pada waktu $m - k$ [39].

2.2.5.2 Estimasi Kanal berbasis LS

Least Square (LS) merupakan salah satu metode estimasi kanal yang sederhana dan sering digunakan secara luas karena sifatnya yang tidak terlalu kompleks. Untuk memahami cara kerja metode LS, asumsikan kanal h dengan $\mathbf{h} = [h_0, \dots, h_{L-1}, h_L, \dots, h_{N-1}]^T$ sebagai vektor kanal, di mana h_l adalah elemen ke- l dari vektor tersebut dan setiap elemennya diasumsikan sebagai variabel *Gaussian* dan independen terhadap satu sama lain. Jika terdapat L jalur kanal, maka $h_L = \dots = h_{N-1} = 0$. Respon energi kanal dinormalisasikan dalam satu kesatuan sebagai $\sum_{l=0}^{N-1} E\{h_l^2\} = 1$ yang artinya jumlah kuadrat dari setiap elemen vektor kanal setara dengan 1. Pada beberapa sistem seperti *Single Input-Single Output* (SISO), vektor sinyal yang diterima $\mathbf{y}(i) = [y(0, i), y(1, i), \dots, y(N - 1, i)]^T$ dapat dituliskan sebagai [40]:

$$\mathbf{y}(i) = \mathbf{X}(i)\mathbf{H} + \mathbf{z}(i) \quad (2.38)$$

di mana $\mathbf{X}(i) = \text{diag}\{[x(0, i), x(1, i), \dots, x(N - 1, i)]^T\}$ adalah traingin matriks diagonal $N \times N$, $\mathbf{y}(i)$ adalah vektor sinyal yang diterima pada blok ke- i , $\mathbf{H} = \sqrt{N}\mathbf{F}\mathbf{h}$ adalah vektor respon frekuensi kanal pada N *sub-carrier*, dan $\mathbf{z}(i)$ adalah vektor AWGN. Asumsikan jumlah total blok N_s sebagai data *training*, estimasi kanal LS $\hat{\mathbf{H}}_{LS}$ dapat dituliskan sebagai [40]:

$$\hat{\mathbf{H}}_{LS} = \frac{1}{N_s} \sum_{i=0}^{N_s-1} \mathbf{X}^{-1}(i)\mathbf{y}(i) \quad (2.39)$$

Dengan melakukan proses substitusi persamaan 2.30 ke dalam persamaan 2.31, didapatkan [40]:

$$\hat{\mathbf{H}}_{LS} = \frac{1}{N_s} \sum_{i=0}^{N_s-1} [\mathbf{H} + \mathbf{X}^{-1}(i)\mathbf{z}(i)]^T \quad (2.40)$$

Persamaan ini memberikan formula untuk menghitung estimasi kanal menggunakan metode LS dengan memanfaatkan sinyal yang diterima dan data *training*.

2.2.5.3 Estimasi Kanal berbasis MMSE

Minimum Mean Square Error (MMSE) adalah metode estimasi kanal yang bertujuan untuk meminimalkan galat kuadrat rata-rata antara sinyal yang diestimasi dan sinyal yang sebenarnya. Metode ini mempertimbangkan statistik sinyal dan *noise* untuk menghasilkan perkiraan kanal yang akurat. MMSE dapat menekan peningkatan *noise* untuk karakteristik saluran yang diketahui. Estimasi saluran berbasis MMSE $\hat{\mathbf{H}}_{MMSE}$ dilakukan dengan meminimalkan MSE berikut [40]:

$$\min E \left\{ \|\hat{\mathbf{H}}_{MMSE} - \mathbf{H}\|^2 \right\} \quad (2.41)$$

di mana E adalah parameter ekspektasi. Dengan menggunakan estimasi kanal berbasis LS, metode estimasi kanal berbasis MMSE dapat diperoleh [40]:

$$\hat{\mathbf{H}}_{MMSE} = \mathbf{R}_{HH}(\mathbf{R}_{HH} + \sigma_z^2 \mathbf{I}_N)^{-1} \hat{\mathbf{H}}_{LS} \quad (2.42)$$

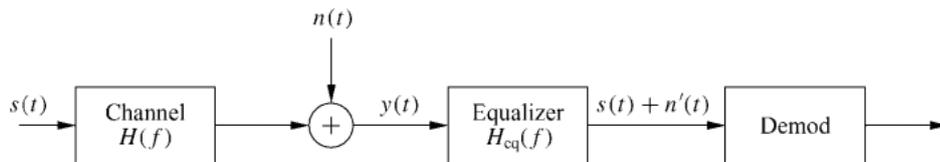
dengan $\mathbf{R}_{HH} = E\{\mathbf{H}\mathbf{H}^H\}$ adalah *auto-correlation* dari respon frekuensi kanal, di mana [40]:

$$\hat{\mathbf{H}}_{LS} = \frac{1}{N_s} \sum_{i=0}^{N_s-1} [\mathbf{H} + \mathbf{X}^{-1}(i)\mathbf{z}(i)] \quad (2.43)$$

dengan $\mathbf{X}(i)$ adalah $N \times N$ diagonal matrix, \mathbf{H} adalah vektor respons frekuensi kanal pada N *sub-carrier*, dan $\mathbf{z}(i)$ adalah vektor AWGN.

2.2.5.4 Ekualisasi

Ekualisasi adalah proses untuk mengkompensasi respons kanal yang tidak ideal dalam komunikasi. Tujuannya adalah memulihkan sinyal yang diterima dengan lebih baik dengan mengurangi distorsi dan gangguan. Metode ekualisasi melibatkan pemodelan dan penggunaan teknik pemrosesan sinyal untuk menyelaraskan sinyal dengan respons kanal yang diharapkan. Ekualisasi analog sederhana ditunjukkan pada Gambar 2.26 yang mengilustrasikan penambahan ekualisasi untuk penghapusan nilai *noise* [18].



Gambar 2.28 Ekualisasi Analog [18]

Sinyal $s(t)$ dilewatkan melalui sebuah kanal dengan frekuensi respons $H(f)$. Pada bagian depan penerima, diberikan tambahan *white Gaussian noise* $n(t)$ ke dalam sinyal, sehingga sinyal masukan ke penerima adalah $Y(f) = S(f)H(f) + N(f)$, di mana $N(f)$ adalah *white noise* dengan *power spectral density* (PSD) $\frac{N_0}{2}$. Jika *bandwidth* $s(t)$ adalah B , maka *noise* pada *bandwidth* adalah N_0B . Untuk menyamakan sinyal yang diterima agar dapat sepenuhnya menghilangkan *Inter-Symbol Interference* (ISI) yang muncul akibat perjalanan melalui kanal dapat dengan mudah dilakukan dengan memasukkan *equalizer* analog di penerima yang didefinisikan dengan [18]:

$$H_{eq}(f) = 1/H(f) \quad (2.44)$$

Setelah melewati proses ekualisasi, sinyal yang diterima $Y(f)$ menjadi [18]:

$$[S(f)H(f) + N(f)]H_{eq}(f) = S(f) + N'(f) \quad (2.45)$$

Tujuan metode ekualisasi berbasis MMSE adalah untuk mengoptimalkan MSE yang ditunjukkan pada perhitungan berikut [40]:

$$\mathbf{G}_{MMSE}(\mathbf{n}) = \mathbf{arg\ min}_{\mathbf{G}(\mathbf{n})} E\{\|\hat{\mathbf{s}}(\mathbf{n}, \mathbf{i}) - \mathbf{s}(\mathbf{n}, \mathbf{i})\|^2\} \quad (2.46)$$

di mana $\mathbf{G}(\mathbf{n})$ adalah matrix pembobotan, $\mathbf{s}(\mathbf{n}, \mathbf{i})$ adalah sinyal yang diterima pada waktu ke- n pada *sub-carrier* ke- i , dan $\hat{\mathbf{s}}(\mathbf{n}, \mathbf{i})$ adalah bentuk estimasi sinyal $\mathbf{s}(\mathbf{n}, \mathbf{i})$. Bentuk sederhana persamaan (2.46) dari hubungan $\mathbf{G}(\mathbf{n})$ menghasilkan ekualisasi MMSE sebagai [40]:

$$\mathbf{G}_{MMSE}(\mathbf{n}) = \mathbf{H}^H(\mathbf{n})[\mathbf{H}(\mathbf{n})\mathbf{H}^H(\mathbf{n}) + \sigma_z^2\mathbf{I}_M]^{-1} \quad (2.47)$$

Simbol sumber memiliki unit varians dan tidak berkorelasi secara spasial sebagai $\mathbf{R}_{ss} = E_i\{\mathbf{s}(\mathbf{n}, \mathbf{i})\mathbf{s}^H(\mathbf{n}, \mathbf{i})\} = \mathbf{I}_M$, dan *noise* tidak berkorelasi secara spasial dengan varians σ_z^2 sebagai $\mathbf{R}_{nn} = E_i\{\mathbf{z}(\mathbf{n}, \mathbf{i})\mathbf{z}^H(\mathbf{n}, \mathbf{i})\} = \sigma_z^2\mathbf{I}_M$. Ekualisasi MMSE pada dasarnya berusaha untuk menghilangkan efek kanal dan *noise* yang terjadi selama transmisi untuk memperbaiki kualitas sinyal yang diterima setelah proses estimasi.

2.2.6 Parameter Pengujian

2.2.6.1 Bit Error Rate

Dalam konteks transfer data melalui kanal komunikasi, keberadaan *noise*, gangguan, dan fenomena fisik lainnya dapat menyebabkan kerusakan pada bit-bit yang dikirimkan. Dampak dari kerusakan ini adalah potensi miskomunikasi di

pihak penerima, di mana sinyal yang diterima dapat diartikan sebagai nilai logika yang berbeda dari nilai yang sebenarnya dikirimkan. *Bit Error Rate* (BER), yang umumnya disingkat sebagai BER, menjadi ukuran yang umum digunakan untuk menggambarkan seberapa sering terjadi kerusakan bit. BER didefinisikan sebagai rasio antara jumlah bit yang mengalami kerusakan selama proses transfer dibandingkan dengan jumlah total bit yang ditransmisikan dalam periode waktu yang sama [41]. BER dapat dihitung dengan formula berikut:

$$BER = \frac{\text{Bit Error}}{\text{Jumlah Bit yang dikirim}} \quad (2.48)$$

Satuan BER biasanya karena kesalahan terjadi secara acak, nilai rata-rata BER sering menjadi indikator yang signifikan dalam menganalisis kualitas transmisi data. Untuk konstelasi QAM M -ary persegi, probabilitas kesalahan simbol yang dikondisikan adalah:

$$P(\text{error}|a(m)) = 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q \left(|a(m)| \sqrt{\frac{3}{M-1} \frac{E_s}{N_0}} \right) - 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)^2 Q^2 \left(|a(m)| \sqrt{\frac{3}{M-1} \frac{E_s}{N_0}} \right) \quad (2.49)$$

di mana Q adalah fungsi kumulatif dari distribusi normal, dan $\frac{E_s}{N_0}$ adalah SNR. Untuk kondisi kanal Rayleigh, probabilitas kesalahan simbol pada $a(m)$, yang selanjutnya disebut P_M , dapat dituliskan sebagai berikut:

$$P_M = \int_0^{\infty} P_M(u) 2u e^{-u^2} du \quad (2.50)$$

Integral ini dapat dievaluasi dalam bentuk tertutup yang mengarah ke hasil:

$$P_M = 1 - \frac{1}{M} - 2\rho \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \times \left[\frac{1}{\sqrt{M}} + \frac{2}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \tan^{-1} \rho \right] \quad (2.51)$$

di mana ρ adalah rata-rata SNR ($\frac{E_s}{N_0}$), yang dituangkan dalam:

$$\rho = \sqrt{\frac{E_s}{\frac{2}{3}(M-1)N_0 + E_s}} \quad (2.52)$$

2.2.6.2 Signal to Noise Ratio

Signal-to-Noise Ratio (SNR) adalah rasio antara kekuatan sinyal (*signal power*) dengan kekuatan *noise* (*noise power*) dalam suatu sistem komunikasi atau pengukuran. SNR digunakan untuk mengukur seberapa baik sinyal dapat dibedakan dari *noise* di lingkungan yang mungkin mempengaruhinya. SNR dapat diformulasikan dengan persamaan [42]:

$$SNR = \frac{P_{Rx}}{P_n} \quad (2.53)$$

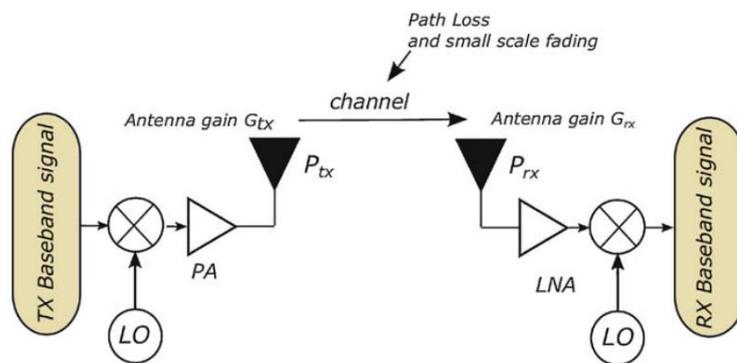
di mana P_{Rx} adalah daya pada antenna penerima dan P_n adalah *power* diterima yang telah tercampur dengan *noise*. Gambar 2.27 Menunjukkan gambaran sistem komunikasi dan beberapa komponen link budgetnya. P_{Rx} dalam satuan decibel (dB) dapat dituliskan sebagai [42]:

$$P_{Rx} = P_{Tx} - PL + G_{Tx} + G_{Rx} \quad (2.54)$$

di mana P_{Tx} merupakan power antenna pengirim, PL merupakan *path loss* pada kanal, G_{Tx} dan G_{Rx} merupakan gain (penguatan) pada antenna *transmitter* (pengirim) dan *receiver* (penerima). Adapun P_n dapat dicari dengan [42]:

$$P_n = P_{Tn} + 10 \log_{10} B + 10NF + 10 \log_{10} G_{Rx} \quad (2.55)$$

di mana P_{Tn} merupakan *thermal noise* (-174 dBm untuk $T = 17C$), B merupakan *bandwidth* sistem, dan NF merupakan nilai *noise figure*.



Gambar 2.29 Path Loss pada kanal [42]

Namun, persamaan SNR umumnya dinyatakan dalam desibel (dB) dan dapat dihitung dengan menggunakan persamaan:

$$SNR (dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{Signal Power}{Noise Power} \right) \quad (2.56)$$

Signal Power adalah kekuatan sinyal (dalam satuan Watt), dan *Noise Power* adalah kekuatan *noise* (juga dalam satuan Watt). Logaritma basis 10 dari rasio *Signal Power* terhadap *Noise Power* kemudian dikalikan dengan 10 untuk mendapatkan nilai dalam decibel

2.2.6.3 Distribusi Normal

Distribusi normal adalah salah satu keluarga distribusi yang memiliki rata-rata hitung yang berbeda (μ) dan standar deviasi yang berbeda (σ). Distribusi normal dapat dijumlahkan tak terbatas dan memiliki sifat simetri. Oleh sebab itu, tidak mungkin secara fisik memberikan suatu tabel probabilitas untuk setiap kombinasi dari μ dan σ . Untuk mengatasi masalah ini, digunakan distribusi normal baku. Distribusi normal baku memiliki rata-rata hitung sebesar 0 dan standar deviasi sebesar 1. Dengan kata lain, setiap nilai dalam distribusi normal dapat dinyatakan sebagai nilai standar (z) [43].

Nilai standar (z) menunjukkan jarak antara suatu nilai (X) dengan rata-rata hitung (μ) dalam satuan standar deviasi (σ). Persamaan untuk menghitung nilai z adalah sebagai berikut:

$$z = \frac{X - \mu}{\sigma} \quad (2.57)$$

dengan X adalah nilai dari suatu pengamatan atau pengukuran tertentu, μ adalah rata-rata hitung dari distribusi, dan σ adalah standar deviasi dari distribusi. Dengan menggunakan persamaan di atas, nilai z dapat dihitung dan digunakan untuk menentukan probabilitas yang terletak dalam kurva normal [43].

2.2.6.4 Fungsi Autokorelasi

Fungsi autokorelasi dari suatu proses acak $x(t)$ mengukur sejauh mana nilai-nilai dari proses tersebut pada dua waktu yang berbeda berkorelasi satu sama lain. Fungsi autokorelasi digunakan untuk menganalisis komponen *in-phase* ($r_I(t)$) dan *quadrature* ($r_Q(t)$) dari sinyal yang diterima. Berdasarkan independensi dari α_n dan $\phi_n(t)$, serta distribusi seragam dari $\phi_n(t)$, fungsi autokorelasi dari $r_I(t)$ pada waktu t dan $t + \tau$ adalah [18]:

$$A_{r_I}(t, t + \tau) = E[r_I(t)r_I(t + \tau)] = \sum_n E[\alpha_n^2] E[\cos \phi_n(t) \cos \phi_n(t + \tau)] \quad (2.58)$$

Keterangan:

α_n = Amplitudo dari komponen multipath n

$\phi_n(t)$ = Fase dari komponen multipath n pada waktu t

Fungsi autokorelasi digunakan dalam berbagai bidang seperti analisis sinyal, statistik, ekonomi, dan komunikasi. Dalam analisis sinyal, fungsi ini digunakan untuk mengidentifikasi pola, mendeteksi periodisitas, dan menganalisis karakteristik sinyal. Di bidang statistik dan ekonomi, fungsi autokorelasi digunakan untuk analisis deret waktu dan model prediksi. Dalam telekomunikasi, fungsi ini penting untuk mengoptimalkan pengiriman sinyal, validasi kanal, dan mendeteksi gangguan [18].