

BAB II

DASAR TEORI

2.1 Kajian Pustaka

Penelitian [15] menganalisis nilai *Bit Error Rate* (BER) terhadap *Bit Energy per Noise* (E_b/N_o) pada sistem *multi-carrier Generalized Frequency Division Multiplexing with Offset Quadrature Amplitude Modulation* (GFDM-OQAM). Nilai BER di analisis karena perubahan kecepatan pergerakan *scatterer* dan jumlah *scatterer* pada kanal V2V. Penelitian [15] memitigasi efek *Doppler* yang terjadi dengan menggunakan teknik ekualisasi *Zero Forcing* (ZF). Pada E_b/N_o 0 dB dengan kecepatan 17 m/s nilai BER menggunakan ZF sebesar $1,734 \times 10^{-1}$ dan tanpa ZF nilai BER sebesar $1,909 \times 10^{-1}$. Pada kecepatan 22 m/s nilai BER menggunakan ZF sebesar $1,806 \times 10^{-1}$ dan tanpa ZF nilai BER $1,954 \times 10^{-1}$. Pada kecepatan 30 m/s nilai BER menggunakan ZF sebesar $1,879 \times 10^{-1}$ dan tanpa ZF nilai BER $2,006 \times 10^{-1}$. Hasil penelitian [15] menunjukkan bahwa nilai BER yang menggunakan ekualisasi ZF lebih baik dari pada tanpa ekualisasi ZF. Persamaan penelitian [15] dengan penelitian ini adalah pengujian yang dilakukan menggunakan kanal V2V dalam kondisi bergerak. Selain itu, persamaan lainnya adalah melakukan validasi hasil integrasi berdasarkan parameter *bit error rate* (BER). Hal yang membedakan pada penelitian ini dengan penelitian [15] adalah penelitian ini menggunakan *multi-carrier Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) dengan modulasi 16-QAM, sedangkan penelitian [15] menggunakan *multi-carrier* GFDM dengan modulasi 16-QAM. Pada penelitian ini, tidak ada menggunakan ekualisasi, sedangkan penelitian [15] menggunakan ekualisasi *zero forcing*. Penelitian ini menggunakan teknologi *Cellular Vehicle-to-Everything* (C-V2X), sedangkan pada penelitian [15] menggunakan teknologi *Vehicular Ad Hoc Network* (VANET).

Penelitian [16] memodelkan *Doppler spectrum* dengan menggunakan metode transformasi *Fourier* dari fungsi autokorelasi *complex envelope* pada model kanal *correlated double ring*. Penelitian ini mengamati kinerja sistem menggunakan proses validasi distribusi *Rayleigh* dan *Rician*, serta melakukan proses validasi fungsi

autokorelasi. Hasil yang didapatkan yaitu nilai rata-rata koefisien adalah = 1, pada kecepatan 20 m/s, 60 m/s dan 100 m/s. Hasil *Doppler spectrum* dari transformasi *Fourier* fungsi autokorelasi *channel gain*, menghasilkan *Doppler spread* deteksi yang sesuai dengan *Doppler spread* aktual. Nilai tingkat akurasi dalam penelitian [16] pada komunikasi *vehicle-to-vehicle Rician fading channel* adalah sebesar 99,77%. Hal yang sama antara penelitian ini dengan penelitian [16] adalah melakukan pengukuran kanal V2V saat bergerak. Hal yang membedakan antara penelitian ini dengan penelitian [16] adalah penelitian ini menggunakan kanal V2V dengan model kanal yang ada secara *real* dengan parameter yang dianalisis adalah SNR dan BER. Sedangkan, penelitian [16] menggunakan model kanal *correlated double ring* dengan parameter yang di analisis adalah sinyal *complex envelope*, autokorelasi, dan *Doppler spectrum*. Selain itu, hal yang membedakan adalah penelitian ini menggunakan teknologi seluler atau C-V2X dengan frekuensi 900 MHz, sedangkan penelitian [16] menggunakan teknologi VANET dengan frekuensi 5,8 GHz.

Penelitian [13] membahas transmisi sinyal audio melalui kanal V2V dengan *moving scatterer*, yaitu untuk menentukan model mitigasi terhadap efek *Doppler*. Penelitian [13] menggunakan sinyal audio *Waveform Audio File Format (WAV)* sebagai *input* dan ditransmisikan melalui kanal V2V yang memperhitungkan kecepatan kendaraan sebagai pemancar, penerima, dan *scatterer*. Selain itu, efek dari jumlah *scatterer* terhadap kualitas sinyal yang diterima juga digunakan untuk menganalisis BER dan SNR. Hasil penelitian [13] menyatakan bahwa modulasi *Binary Phase Shift Keying (BPSK)* memiliki kinerja yang lebih unggul dibandingkan modulasi yang lain. Dengan menggunakan SNR 20 dB, umumnya setiap modulasi metode ini menghasilkan nilai BER yang lebih baik. Namun, ketika 8 *scatterer* digunakan dengan kecepatan 150 m/s menghasilkan BER sekitar 0,35 dan *file* audio yang diterima bercampur dengan tingkat *noise* yang tinggi.

Persamaan antara penelitian [13] dengan penelitian ini adalah proses analisa BER dan SNR pada simulasi V2V. Kedua penelitian ini menggunakan *multi-carrier OFDM* yang merupakan standar untuk V2V. Perbedaan antara penelitian [13] dan penelitian ini adalah penelitian ini menggunakan teknologi C-V2X, namun penelitian

[13] menggunakan teknologi *Dedicated Short Range Communications* (DSRC). Penelitian ini melakukan pengujian dengan mentransmisikan gambar dari kendaraan satu dengan kendaraan yang lain, tetapi penelitian [13] melakukan pengujian dengan mentransmisikan audio dari kendaraan satu dengan kendaraan lain. Pengujian yang dilakukan pada penelitian ini hanya menganalisis nilai BER dan SNR, sedangkan penelitian [13] juga membandingkan beberapa modulasi yang disimulasikan. Frekuensi yang digunakan pada penelitian ini adalah 900 MHz, sedangkan penelitian [13] menggunakan frekuensi 5,8 GHz.

Penelitian [17] menyajikan informasi yang signifikan terkait aplikasi peringatan tabrakan dengan komunikasi V2V berbasis DSRC menggunakan standar IEEE 802.11p. Metode penelitian kualitas komunikasi V2V dilakukan melalui pengukuran lapangan dan simulasi komputer dengan mengirimkan data pada MATLAB. Penelitian ini diuji langsung dengan mentransmisikan secara *unicast* dan *multicast* antara kendaraan yang dipilih di area urban dengan kecepatan 30 km/h, 60 km/h, 90 km/h, dan 120 km/h. Hasil penelitian [17] menyatakan transmisi data secara *unicast* kurang memuaskan karena maksimum yang dapat ditransmisikan *10 kilo byte* dan secara *multicast* data sebesar *1 kilo byte* tidak dapat dikirim. Solusi yang ditawarkan pada penelitian [17] yaitu *multi-antenna* seperti *antenna multiple input multiple output* (MIMO) yang dapat membuat pengiriman peringatan tabrakan semakin meningkat. Persamaan penelitian ini diuji dengan simulasi dan secara langsung dengan model kanal yang digunakan secara *real*. Perbedaan penelitian [17] dengan penelitian ini adalah penelitian [17] menggunakan teknologi DSRC untuk mentransmisikan data secara *real* dengan *unicast* dan *multicast*, tetapi pada penelitian ini menggunakan teknologi C-V2X dengan mentransmisikan data secara *unicast* saja. Penelitian [17] menggunakan parameter jumlah data yang dapat ditransmisikan saat melakukan pengujian, tetapi pada penelitian ini parameter yang digunakan yaitu BER dan SNR pada saat melakukan pengujian.

Penelitian [18] membahas kelangkaan spektrum untuk komunikasi V2V yang dapat ditangani dengan menggunakan konsep *Cognitive Radio* (CR) ke dalamnya. Penelitian [18] menggunakan metode *underlay*, dengan menganalisis efek interferensi *Primary User* (PU) terhadap pengguna V2V. Simulasi yang digunakan menggunakan

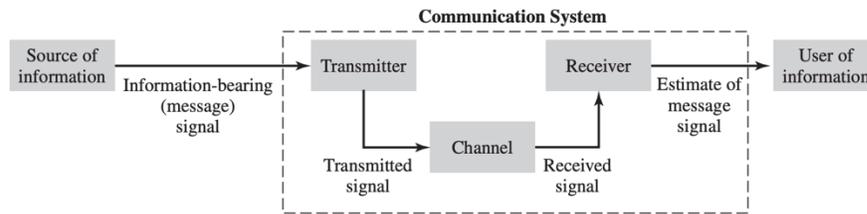
MATLAB untuk pengguna *Two-active* pada *transmission scheme-1* (TS-1). Modulasi yang digunakan menggunakan 4-QAM, model kanal GBSM 3-D dengan *spreading code* yang digunakan 18 bit *walsh-hadamard code* karena sifatnya yang baik dalam *cross-correlation*, dan frekuensi pembawa yang dipilih adalah 15 GHz. Hasil penelitian dalam simulasi menunjukkan bahwa dengan interferensi lebih dari 6 persen dari PU, pengguna V2V gagal mencapai persyaratan standar BER, yaitu 10^{-3} jika tidak ada pengkodean kanal yang digunakan. Sistem ini menggunakan *cooperative and code diversities*.

Persamaan penelitian [18] dengan penelitian ini adalah menggunakan teknologi seluler atau C-V2X dengan mempertimbangkan SNR dan juga BER pada pengujiannya. Hal yang membedakan penelitian ini dengan penelitian [18] adalah penelitian ini menggunakan model kanal real dengan modulasi 16-QAM. Sedangkan, penelitian [18] menggunakan model kanal *geometry-based stochastic model* (GBSM) dengan modulasi 4-QAM. Pada penelitian ini, melakukan pengujian langsung di lapangan. Sedangkan, penelitian [18] hanya melakukan pengujian pada simulasi dengan *software* Matlab.

2.2 Dasar Teori

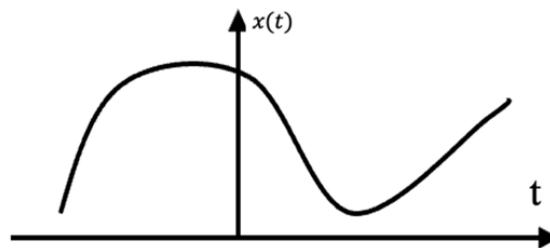
2.2.1 Sistem Komunikasi

Sistem komunikasi adalah penyampaian informasi dari pengirim (*transmitter*) di satu titik ke penerima (*receiver*) di titik lainnya. Tujuan utama dari sistem komunikasi adalah untuk memungkinkan pertukaran informasi antara pihak-pihak yang terlibat. Informasi yang disampaikan dapat berupa suara, data, gambar, atau pun video. Secara umum elemen-elemen sistem komunikasi mulai dari sumber informasi menuju pemancar atau *transmitter* oleh pembawa informasi berupa sinyal pesan. Selanjutnya sinyal pesan akan disampaikan ke penerima atau *receiver* melalui kanal atau *channel*. Kemudian dari penerima memperkirakan sinyal pesan untuk disampaikan ke pengguna informasi. Informasi yang didapatkan dalam *receiver* akan sesuai dengan yang dikirimkan oleh *transmitter*. Penjelasan mengenai proses dalam sistem komunikasi dapat direpresentasikan dalam Gambar 2.1 [19].



Gambar 2. 1 Elemen Dari Sistem Komunikasi [19].

Sistem komunikasi terbagi menjadi dua yaitu sistem komunikasi dengan sinyal analog (*kontinyu*) dan sistem komunikasi sinyal digital (*diskret*). Sinyal analog adalah sinyal yang amplitudonya dapat bernilai berapa pun dalam kisaran waktu *kontinyu*. Hal ini berarti nilai amplitudo sinyal analog dapat mempunyai nilai tak terbatas. Sinyal analog $x(t)$ memiliki fungsi waktu terus menerus atau *kontinyu*. Sinyal $x(t)$ terdapat pada sembarang waktu (t). Sinyal analog dapat direpresentasikan seperti Gambar 2.2 dan sinyal *kontinyu* dapat direpresentasikan dengan persamaan (2.1) berikut :



Gambar 2. 2 Sinyal Kontinyu [19].

$$x(t) = A \cos(2\pi ft + \phi) \quad (2.1)$$

Keterangan

$x(t)$ = Sinyal *kontinyu*.

A = Amplitudo sinyal (m).

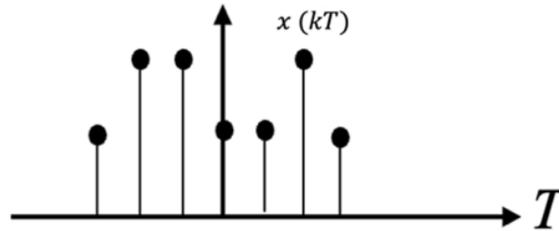
f = Frekuensi sinyal (Hz).

t = Waktu (s).

ϕ = Fase sinyal (rad/derajat).

Sinyal digital adalah sinyal yang amplitudonya dapat bernilai dalam jumlah terbatas. Sinyal *diskret* $x(kT)$ adalah sinyal yang hanya ada pada waktu *diskret*, k adalah bilangan bulat dan T adalah interval waktu tetap. Sinyal *diskret* berbentuk pulsa

dan mempunyai besaran 0 dan 1. Sinyal digital dapat direpresentasikan seperti Gambar 2.3 dan sinyal diskrit dapat direpresentasikan dengan persamaan (2.2) berikut [19]:



Gambar 2. 3 Sinyal Diskret [19].

$$x(kT) = A \cos(2\pi kF + \phi) \quad (2.2)$$

Keterangan

$x(kT)$ = Sinyal diskrit.

A = Amplitudo sinyal (m).

F = Frekuensi sampling (Hz).

k = Bilangan bulat.

T = Interval waktu sampling (s).

ϕ = Fase sinyal (rad/derajat).

2.2.2 Sistem Komunikasi Kendaraan

Sistem komunikasi berkembang di berbagai sektor termaksud dalam sistem komunikasi kendaraan. Sistem komunikasi kendaraan adalah komunikasi yang melibatkan kendaraan untuk dapat saling berkomunikasi dengan kendaraan lain atau dengan infrastruktur komunikasi lainnya. Komunikasi kendaraan membantu mengurangi kecelakaan dengan memberikan informasi berkala tentang status terkini seperti posisi, kecepatan, arah dan akselerasi kepada kendaraan lain. Teknologi dalam sistem komunikasi kendaraan terbagi menjadi dua yaitu *Dedicated Short Range Communication* (DSRC) dan *Cellular-Vehicle-to-Everything* (C-V2X).

A. *Dedicated Short Range Communication* (DSRC)

DSRC mewakili sistem komunikasi antar kendaraan yang jaraknya pendek. Aplikasi dari teknologi DSRC ini salah satunya adalah sistem komunikasi antar

kendaraan yang dikenal dengan *vehicular ad-hoc network* (VANET) yang menggunakan standarisasi *Wireless Access Vehicular Environment (WAVE)*. Model komunikasi ini memiliki dua mode yaitu *vehicle-to-vehicle* (V2V) seperti Gambar 2.4 dan *vehicle-to-infrastructure* (V2I). Kedua mode komunikasi ini dapat berjalan pada saat yang bersamaan pada kendaraan yang bergerak. Beberapa standar DSRC berdasarkan IEE 802.11p dapat dilihat pada Tabel 2.1 seperti berikut.



Gambar 2. 4 Komunikasi V2V Dengan Menggunakan Teknologi DSRC [9].

Tabel 2. 1 Standarisasi DSRC Based IEE 802.11p [13] [7].

<i>Features</i>	DSRC Based IEEE 802.11p
<i>Frequency band</i>	5.86 – 5.92 GHz
<i>Modulation Type</i>	BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM
<i>Coding Rate</i>	1/2, 1/3, 3/4
<i>Number of Subcarrier</i>	52 (48+4)
<i>OFDM Symbol Duration</i>	8 μ s
<i>Guard Time</i>	1.6 μ s
<i>FFT Periode</i>	6.4 μ s
<i>Preamble Duration</i>	32 μ s
<i>Bandwidth</i>	10 MHz
<i>Subcarrier Frequency Spacing</i>	0,156 MHz
<i>Supported Relative Speed</i>	252 kmph
<i>Channel Coding</i>	BCC
<i>Broadcast/multi-cast support</i>	<i>Native Broadcast</i>

B. *Cellular-Vehicle-to-Everything (C-V2X)*

C-V2X adalah teknologi yang memungkinkan kendaraan berinteraksi dengan lingkungan sekitarnya dengan jarak yang lebih luas seperti kendaraan lain, pengendara

sepeda, pejalan kaki dan infrastruktur jalan, melalui koneksi seluler. C-V2X diimplementasikan dapat melalui jaringan seluler LTE yang dikenal LTE-V2X dan jaringan 5G yang dikenal 5G-V2X atau NR-V2X. Ketika dilengkapi dengan konektivitas jaringan seluler, pertukaran data dapat membantu menjadikan sistem transportasi lebih efisien dan perjalanan lebih nyaman. Beberapa standar LTE-V2X dan NR-V2X berdasarkan 3GPP dapat dilihat pada Tabel 2.1 seperti berikut.

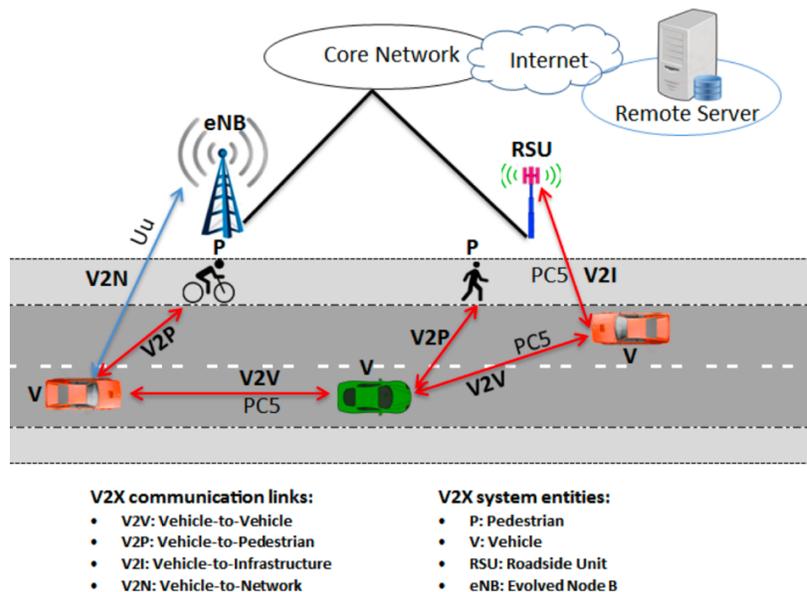
Tabel 2. 2 Standarisasi LTE-V2X dan NR-V2X Based 3GPP [7].

<i>Features</i>	LTE-V2X	NR-V2X
<i>Communication types</i>	<i>Broadcast</i>	<i>Broadcast, Groupcast, Unicast</i>
<i>Modulation and Coding Scheme</i>	Rel. 14: QPSK, 16-QAM. Rel. 15: 64-QAM	QPSK, 16-QAM, 64-QAM
<i>Waveform</i>	SC-FDMA	OFDM
<i>Re-transmissions</i>	<i>Blind</i>	HARQ
<i>Feedback Channel</i>	<i>Not Available</i>	PSFCH
<i>Control & data multiplexing</i>	FDM	TDM
<i>Demodulation Reference Signal</i>	<i>Four/sub-frame</i>	<i>Flexible</i>
<i>Sub-carrier spacing</i>	15 kHz	Sub-6 GHz: 15, 30, 60 kHz mmWave: 60, 120 kHz
<i>Scheduling interval</i>	<i>One sub-frame</i>	<i>Slot, mini-slot or multi-slot</i>
<i>Sidelink modes</i>	Modes 3&4	Modes 1&2
<i>Sidelink sub-modes</i>	N/A	Modes 2(a), 2(d)

Layanan teknologi komunikasi kendaraan berbasis seluler lebih lengkap dari pada teknologi DSRC karena teknologi tersebut hanya mendukung layanan V2V dan

V2I saja, sementara C-V2X berkembang pesat dengan mendukung banyak layanan selain V2V dan V2I. C-V2X dapat terkoneksi dalam ekosistem transportasi yang lebih luas, C-V2X menggunakan dua transmisi yang saling melengkapi, yaitu pertama *Direct Communications Interface (PC5)*, bekerja secara *independent* dari jaringan seluler dan memungkinkan kendaraan berkomunikasi dengan pengguna jalan kaki. Kedua *Network Communications/Air Interface (Uu)*, memanfaatkan jaringan seluler konvensional untuk memungkinkan kendaraan menarik informasi *real-time* tentang kondisi jalan dan lalu lintas di sekitar.

Dengan menghubungkan kendaraan individu dan memungkinkan pengembangan sistem transportasi cerdas kooperatif yang mengurangi kemacetan dan polusi. C-V2X memberikan satu solusi terpadu untuk mengoperasikan V2V, V2I, V2P, dengan V2N dengan memanfaatkan infrastruktur jaringan seluler seperti *core network*, *internet* dan *remote server* dalam pengimplementasi C-V2X yang ada pada Gambar 2.5.



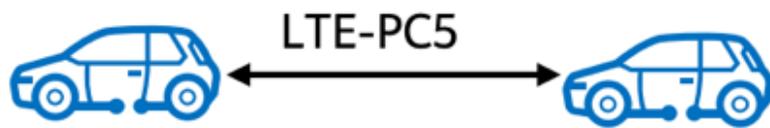
Gambar 2. 5 Deskripsi Entitas C-V2X [7].

Masing-masing fungsi pada Gambar 2.5 dapat dijelaskan sebagai berikut :

A. *Vehicle-to-Vehicle (V2V) communication*

V2V adalah komunikasi yang terjadi melalui pertukaran informasi secara langsung antara kendaraan-kendaraan yang berdekatan. Komunikasi langsung ini

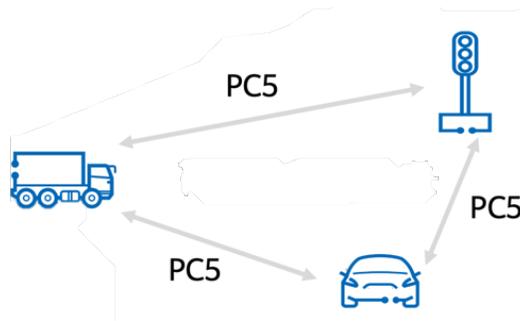
memungkinkan pertukaran informasi yang berkaitan dengan lapisan aplikasi seperti lokasi, kecepatan, percepatan, perlambatan, jenis kendaraan, dan arah pergerakan, dengan kendaraan di sekitarnya melalui transmisi *broadcast, multicast, atau unicast*. Ketika mobil berada diluar cakupan seluler, infrastruktur seluler (seperti eNB dalam kasus LTE atau gNB dalam kasus teknologi 5G) akan mendukung komunikasi V2X dengan *interface* PC5 seperti Gambar 2.6. Jika didalam cakupan, maka setiap kendaraan mendukung komunikasi dengan *interface* Uu untuk saling berkomunikasi seperti Gambar 2.5.



Gambar 2. 6 Mode Komunikasi V2V Dengan *Interfacing* PC5 [9].

B. *Vehicle-to-Infrastructure (V2I) communication*

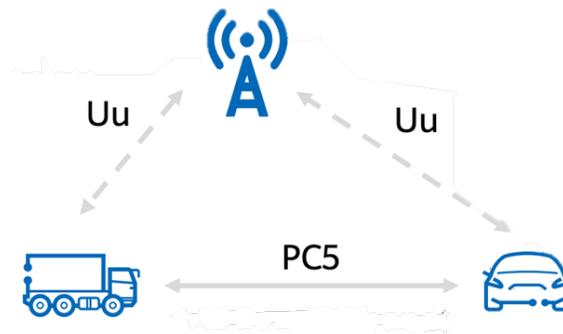
V2I memungkinkan pertukaran informasi nirkabel antara kendaraan dan infrastruktur seperti lampu lalu lintas dan *Roadside Unit (RSU)*. V2I dapat berkomunikasi dengan infrastruktur menggunakan PC5 jika berada di luar *base transceiver station (BTS)*. PC5 merupakan jenis *interfacing* yang memungkinkan *User Equipment (UE)* untuk berkomunikasi dengan UE lain tanpa kontribusi dari BTS seperti pada Gambar 2.7. *Intelligent transportation system (ITS)* menggunakan komunikasi V2I sebagai peringatan lingkungan untuk memungkinkan penerapan keselamatan di berbagai masalah jalan seperti kemacetan lalu lintas, tikungan jalan, tempat parkir, dan batas kecepatan. Dalam komunikasi C-V2X, V2I mendukung manajemen sumber daya radio komunikasi V2V.



Gambar 2. 7 Mode Komunikasi V2I Untuk Infrastruktur Jalan Raya [9].

C. *Vehicle-to-Network (V2N) communication*

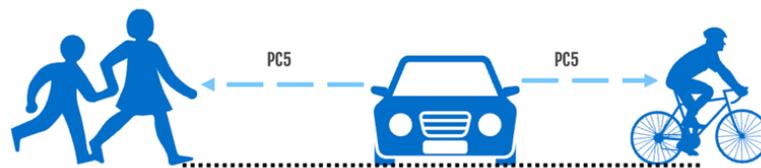
V2N adalah komunikasi nirkabel antara kendaraan dengan infrastruktur jaringan seluler. V2N memungkinkan pertukaran data seperti informasi terkait *update* lalu lintas, kondisi jalan, dan media *streaming*. V2N memungkinkan komunikasi di dalam jangkauan stasiun pangkalan dengan menggunakan *interface* Uu. *Interface* Uu merupakan istilah untuk menggambarkan lingkungan kanal dari kendaraan menuju infrastruktur komunikasi seluler seperti eNodeB atau NR. V2N tidak akan terjadi jika berada di luar jangkauan BTS. Selanjutnya pada kondisi tersebut komunikasi akan menggunakan *interface* PC5 untuk saling berkomunikasi seperti dalam Gambar 2.8.



Gambar 2. 8 Mode Komunikasi V2N [9].

D. *Vehicle-to-Pedestrian (V2P) communication*

V2P merupakan komunikasi yang dilakukan antara kendaraan dan pejalan kaki. Pejalan kaki di V2P mewakili pengguna di trotoar. V2P dapat memprediksi kecelakaan berdasarkan kecepatan, posisi, akselerasi dan perlambatan kendaraan yang berhubungan langsung dengan pejalan kaki. Oleh karena itu, komunikasi V2P akan memperingatkan pejalan kaki dan pengemudi agar kendaraan mendekat pada situasi dan waktu yang tepat. V2P jika di luar jangkauan BTS maka menggunakan *interface* PC5 yang direpresentasikan seperti Gambar 2.9 [7].

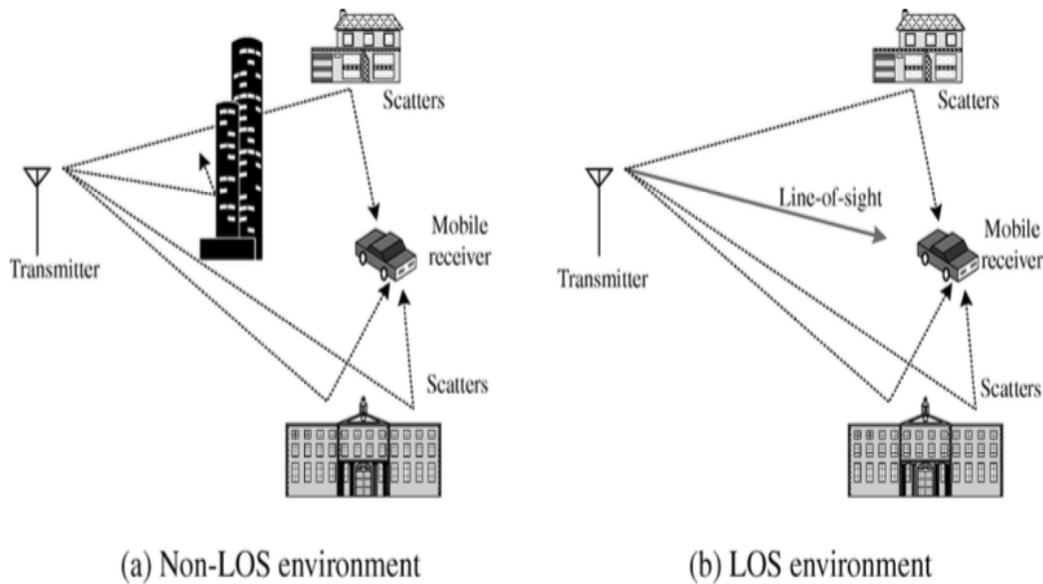


Gambar 2. 9 Mode Komunikasi V2P [20].

2.2.3 Model Kanal C-V2X

2.2.3.1 Kanal Komunikasi Nirkabel Secara Umum

Sinyal komunikasi yang dikirimkan dari pemancar akan mengalami penurunan kualitas saat diterima oleh penerima. Hal ini disebabkan oleh ketidaklinieran kanal komunikasi. Ketidaklinieran ini terjadi karena pengaruh *multipath* pada lingkungan luar ruangan maupun dalam ruangan, serta pergerakan pengguna. Pergerakan pengguna, khususnya pada komunikasi kendaraan bergerak, dapat menyebabkan pergeseran frekuensi (*Doppler shift*) dan pelebaran frekuensi (*Doppler spread*). Propagasi gelombang elektromagnetik dalam komunikasi nirkabel dapat terjadi melalui ruang bebas dan dibagi menjadi dua skenario, yaitu tanpa halangan atau *line of sight* (LOS) serta terpengaruh oleh *multipath* atau *non-line of sight* (NLOS), seperti yang terjadi pada peristiwa *scattering* dalam komunikasi menuju penerima atau *mobile receiver*, sebagaimana tergambar pada Gambar 2.10.



Gambar 2. 10 Lingkungan Propagasi NLOS dan LOS [21].

Pada kondisi LOS, parameter utama yang menjadi perhatian adalah adanya redaman ruang bebas yang dikenal dengan istilah *Free Space Loss* (FSL). FSL hanya dipengaruhi oleh besarnya frekuensi *carrier* yang digunakan dan jarak antara pengirim dan penerima. Besaran FSL dapat hitung dari persamaan sebagai berikut [9]:

$$FSL = \left(\frac{4\pi df}{c} \right)^2 \quad (2.3)$$

Keterangan

f = Frekuensi *carrier* (Hz).

c = Cepat rambat gelombang elektromagnetik (3×10^8 m/s).

d = Jarak antara pengirim dan penerima (m).

FSL = *Free Space Loss* (dB).

Selanjutnya, dalam lingkungan LOS, dapat ditentukan pula besarnya daya yang diterima di sisi penerima berdasarkan model propagasi *Friss* sebagai berikut [9]:

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad (2.4)$$

Keterangan

P_r = Daya yang diterima (W).

P_t = Daya yang dikirim (W).

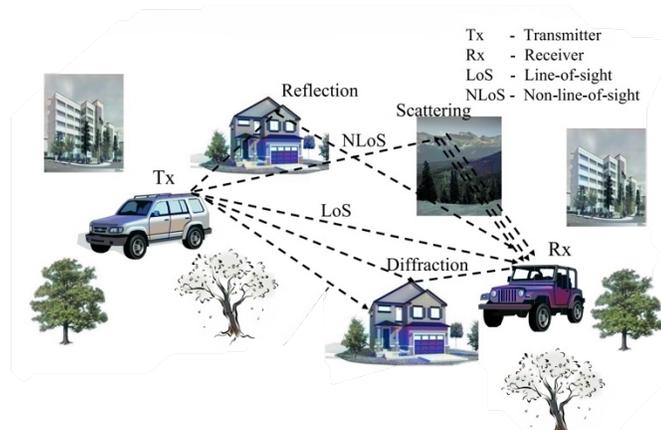
G_t = Penguatan (*gain*) antena pengirim (dB).

G_r = Penguatan (*gain*) antena penerima (dB).

λ = Panjang gelombang (m).

L = Rugi-rugi (*loss*) sistem (dB).

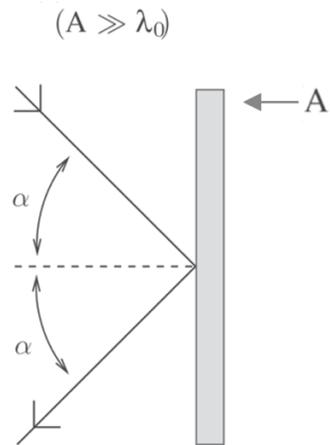
Dalam fenomena *multipath* pada sistem komunikasi nirkabel, maka *multipath* dapat dikategorikan dalam beberapa bagian yaitu refleksi, difraksi, dan *scattering* seperti Gambar 2.11.



Gambar 2. 11 Fenomena *Multipath* [22].

A. Refleksi

Refleksi terjadi ketika gelombang rambat yang menabrak sebuah objek dengan ukuran A seperti Gambar 2.12 yang jauh lebih besar dibandingkan dengan panjang gelombang λ_0 ($A \gg \lambda_0$). Contohnya seperti ketika cahaya mengenai cermin. Menurut hukum refleksi, arah gelombang bidang datang dan arah gelombang bidang yang dipantulkan memiliki sudut yang sama dengan α terhadap garis normal permukaan seperti Gambar 2.12.



Gambar 2. 12 Perambatan Refleksi [23].

Dari fenomena ini, jumlah energi yang dipantulkan dan ditransmisikan bergantung pada koefisien refleksi, yang dikenal dengan notasi R yang dihitung berdasarkan sifat material dari 2 medium yang *permitivitas relatif* (ϵ_r), permeabilitas (μ_1), sudut datang (θ_1), dan frekuensi sinyal (f) atau panjang gelombang (λ). Oleh karena itu didapatkan persamaan refleksi baik itu vertikal maupun horisontal, berikut persamaannya [9].

$$R_{\parallel} = \frac{-\epsilon_r \sin\theta_1 + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2\theta_1}}{\epsilon_r \sin\theta_1 + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2\theta_1}} \quad (2.5)$$

$$R_{\perp} = \frac{\sin\theta_1 - \sqrt{\epsilon_r - \sin^2\theta_1}}{\sin\theta_1 + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2\theta_1}} \quad (2.6)$$

Keterangan

R_{\parallel} = Koefisien refleksi untuk gelombang sejajar/Vertikal.

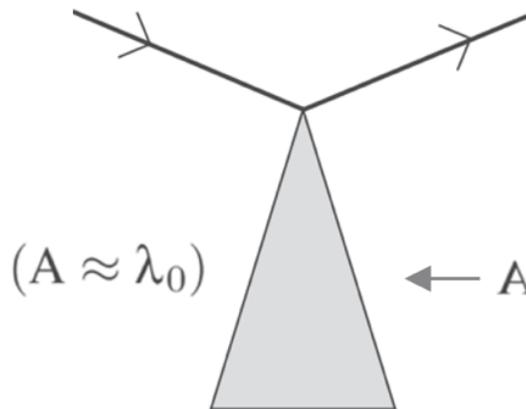
R_{\perp} = Koefisien refleksi untuk gelombang tegak lurus/Horisontal.

ϵ_r = Permittivitas relatif.

θ_1 = Sudut insiden dari gelombang (derajat).

B. Difraksi

Difraksi terjadi ketika gelombang rambat menabrak sebuah objek dengan ukuran A seperti Gambar 2.13 yang kira-kira sama dengan panjang gelombang λ_0 ($A \approx \lambda_0$). Contohnya seperti ketika cahaya mengenai celah kecil. Menurut prinsip *Huygens*, interaksi antara gelombang bidang dengan objek yang berdifraksi menghasilkan gelombang sekunder di belakang objek. Gelombang sekunder ini kemudian menghasilkan pola difraksi. Fenomena difraksi menjelaskan bagaimana gelombang elektromagnetik terurai dan merambat di sekitar objek yang menghalangi jalur sinyal antara pemancar dan penerima. Fenomena difraksi dapat direpresentasikan seperti Gambar 2.13.



Gambar 2. 13 Perambatan Difraksi [23].

Rugi-rugi difraksi dapat dihitung dengan membandingkan propagasi sinyal langsung (LOS) dengan propagasi sinyal yang mengalami difraksi sebagai gelombang sekunder. Perbedaan ini disebut dengan *fresnel zone*, yang merupakan area dimana lintasan gelombang sekunder lebih besar dari lintasan LOS. Sinyal difraksi yang terkait dengan hambatan di *fresnel zone* pertama mempengaruhi medan listrik yang diterima oleh antenna penerima. Gambar 2.14 menunjukkan dua bekas lintasan propagasi gelombang radio dari pemancar (T_x) ke penerima (R_x), yaitu bekas lintasan langsung

(*direct ray*) dan berkas lintasan pantulan (*reflected ray*), yang mempunyai radius F_1 dari garis lintasan langsung dengan jari-jari F_1 di ukur dari permukaan bumi dengan d_1 (jarak pemancar dengan halangan) dan d_2 (jarak penerima dengan halangan). Jika berkas lintasan pantulan mempunyai panjang setengah kali lebih panjang dari berkas lintasan langsung dan dianggap bumi merupakan pemantul yang sempurna (koefisien pantul = -1, artinya gelombang datang dan gelombang pantul berbeda fasa 180 derajat), maka pada saat tiba di penerima akan mempunyai fasa yang sama dengan gelombang langsung. Akibatnya akan terjadi intensitas kedua gelombang pada saat mencari antena penerima akan saling menguatkan.

Berdasarkan Gambar 2.14 F_1 disebut sebagai daerah *fresnel* pertama, persamaannya sebagai berikut.

$$F_1 = 17,3 \sqrt{\frac{d_1 \times d_2}{f \times D}} \text{ or } F_1 = 17,3 \sqrt{\frac{d}{4(f)}} \quad (2.7)$$

Dimana :

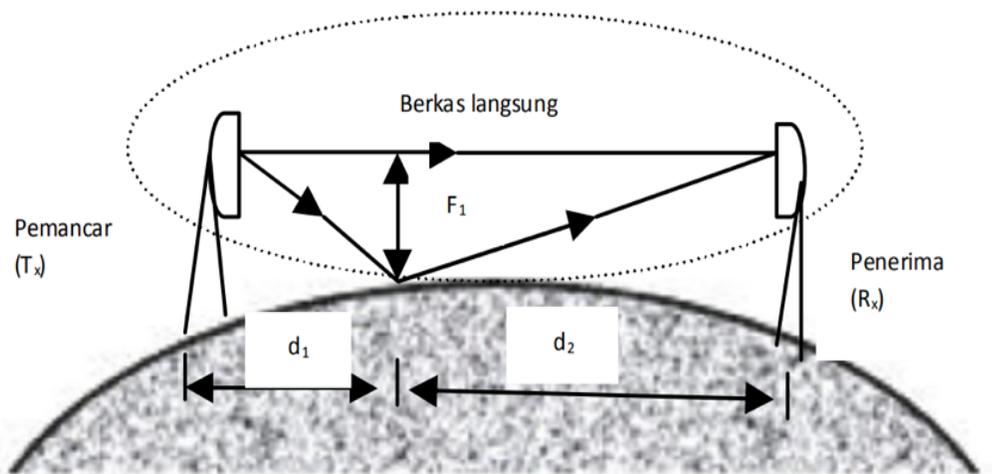
F_1 = Daerah fresnel pertama (m).

f = Frekuensi kerja (GHz).

d_1 = Jarak antara dengan halangan (km).

d_2 = Jarak antara dengan halangan (km).

$D = d_1 + d_2$ = Jarak antara dan (km).



Gambar 2. 14 Daerah *Fresnel* Pertama di Sekitar Lintasan Langsung [24].

Jika 55% dari *fresnel zone* pertama tidak terhalang, maka *fresnel zone* selanjutnya tidak secara signifikan memengaruhi rugi-rugi difraksi. Rugi-rugi sinyal yang disebabkan oleh difraksi dengan model *knife-edge* dapat dihitung sebagai berikut [9]:

$$\frac{E_d}{E_0} = F(v) = \frac{1+j}{2} \int_v^{\infty} \exp((-j\pi^2 t)) dt \quad (2.8)$$

Keterangan

E_d = *Electric fiel strength* dari gelombang yang terdifraksi (V/m).

E_0 = *Free space field* (V/m).

v = Parameter *fresnell-krichoff*.

exp = Eksponensial.

Di mana nilai E_d merupakan *electric fiel strength* dari gelombang yang terdifraksi. E_0 merupakan *free space field* dan v merupakan parameter difraksi *Fresnell-Kirchoff* yang nilainya adalah [9]:

$$v = h \sqrt{\frac{2d}{\lambda(d - d_{obs})d_{obs}}} \quad (2.9)$$

Keterangan

h = Tinggi dari objek penghalang (m).

d = *Free space field* (m).

d_{obs} = Jarak pemancar ke objek penghalang (m).

v = Parameter *Fresnell-Krichoff*.

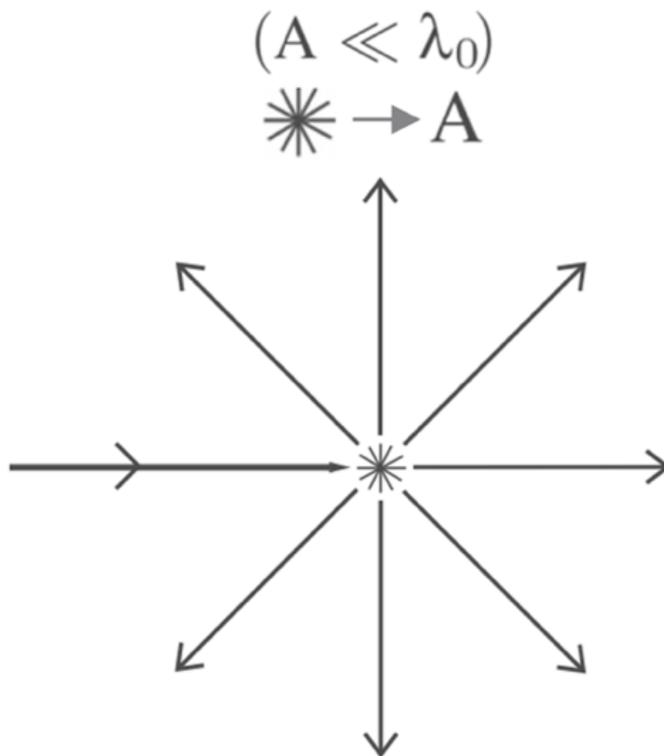
λ = Panjang gelombang (m).

Model perhitungan rugi-rugi sinyal akibat difraksi dengan *single knife-edge model* hanya dapat digunakan untuk satu objek penghalang saja. Jika ditemukan banyak objek penghalang maka digunakan *extended multiple knife-edge model* untuk menghitung rugi-rugi sinyal yang disampaikan ke penerima [9].

C. *Scattering*

Scattering atau hamburan terjadi ketika gelombang bidang menabrak objek dengan ukuran A seperti Gambar 2.15 yang jauh lebih kecil dari panjang gelombang

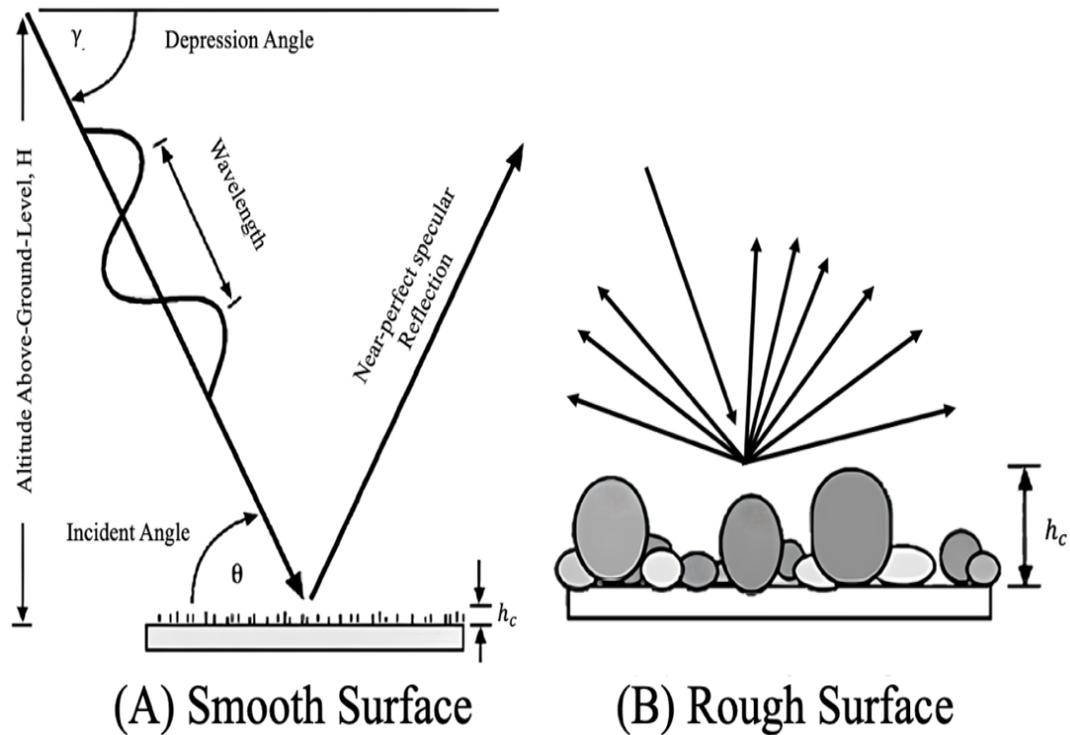
λ_0 ($A \ll \lambda_0$), misalnya ketika cahaya mengenai partikel asap. Objek yang mengalami hamburan mengarahkan kembali energi gelombang bidang yang datang ke berbagai arah seperti Gambar 2.15. Energi pantul juga dapat menyebar melalui permukaan objek seperti pohon, dedaunan, tumbuh-tumbuhan, rambu jalan, tiang lampu dan memberikan energi sinyal dengan sifat tambahan (sekunder) pada penerima. Kekasaran permukaan biasanya dihitung secara relatif terhadap ketinggian kritis (h_c), yang dihitung menggunakan kriteria pemodelan *Rayleigh*. Ketinggian kritis adalah parameter yang digunakan untuk menentukan apakah suatu permukaan di anggap halus atau kasar dalam kaitannya dengan propagasi gelombang radio.



Gambar 2. 15 Perambatan *Scattering* [23].

Pada Gambar 2.16 menunjukkan antara *smooth surface* dan *rough surface* dengan beberapa bagian. *Altitude above ground level* yang merupakan ketinggian pemancar di atas permukaan tanah. *Depression angel* yang merupakan sudut depresi yang dibentuk antara arah datang gelombang sinyal dan garis normal terhadap

permukaan. *Wavelength* yaitu merupakan panjang gelombang sinyal. *Incident angle* yang merupakan sudut datang sinyal. *Specular reflection* yang merupakan jenis pantulan gelombang di mana gelombang datang dipantulkan secara teratur dari permukaan yang halus.



Gambar 2. 16 Smooth Surface and Rough Surface [25].

Perbandingan antara gambar *smooth surface* dan *rough surface* berkaitan tentang mekanisme *scattering* dan menunjukkan hubungan antara ketinggian kritis, panjang gelombang dan sudut datang. Jika nilai rugi-rugi minimum hingga maksimumnya kurang dari h_c , permukaan di anggap halus seperti bagian (A) yang menyebabkan terjadinya *near-perfect specular reflection*. Jika nilainya sebaliknya, permukaan dianggap kasar. Panjang gelombang sinyal (λ) dan sudut datang (θ_i) menunjukkan ketinggian kritis. Nilai ketinggian kritis (h_c) dihitung dengan cara berikut [9]:

$$h_c = \frac{\lambda}{8 \sin \theta_i} \quad (2.10)$$

Keterangan

λ = Panjang gelombang sinyal (m).

h_c = Nilai ketinggian kritis (m).

θ_i = Sudut datang (derajat).

Untuk permukaan yang kasar, intensitas medan listrik dan gelombang yang terkena *scattering* seperti gambar bagian (B) dapat dihitung dengan formula sebagai berikut [9]:

$$R_{rough} = \rho s R \quad (2.11)$$

Keterangan

R_{rough} = Reflektansi dari permukaan yang kasar.

ρs = Faktor reflektansi permukaan kasar.

R = Reflektansi dari permukaan yang rata.

Kemudian nilai ρs adalah

$$\rho s = \exp \left[-8 \left(\frac{\pi \sigma_h \sin \theta_i}{\lambda} \right)^2 \right] I_0 \left[8 \left(\frac{\pi \sigma_h \sin \theta_i}{\lambda} \right)^2 \right] \quad (2.12)$$

Keterangan

ρs = Faktor reflektansi permukaan kasar.

\exp = Eksponensial.

I_0 = Fungsi *Bessel* tingkat pertama, orde ke nol.

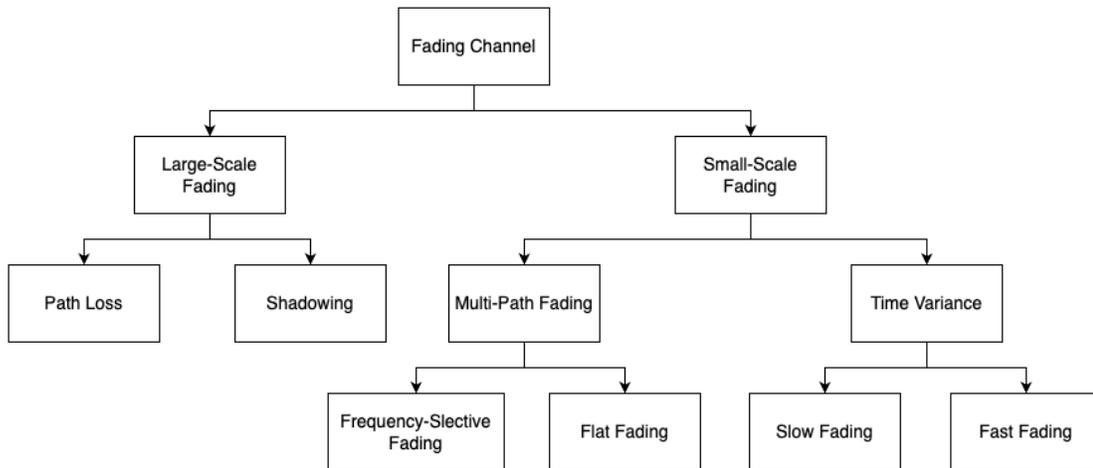
σ_h = Standar deviasi dari tinggi permukaan.

θ_i = Sudut datang (derajat).

λ = Panjang gelombang (m).

2.2.4 *Fading*

Secara umum, *fading* merupakan fenomena fluktuasi daya sinyal terima akibat adanya proses propagasi dari gelombang radio. Propagasi gelombang radio yang terjadi meliputi refraksi, refleksi, difraksi, hamburan atau *scattering* dan *ducting* dari gelombang radio. *Fading* disebut sebagai variasi daya sinyal yang diterima dari waktu ke waktu atau setiap saat sebagai fungsi dari fasa, polarisasi dan atau level sinyal yang diterima [26].



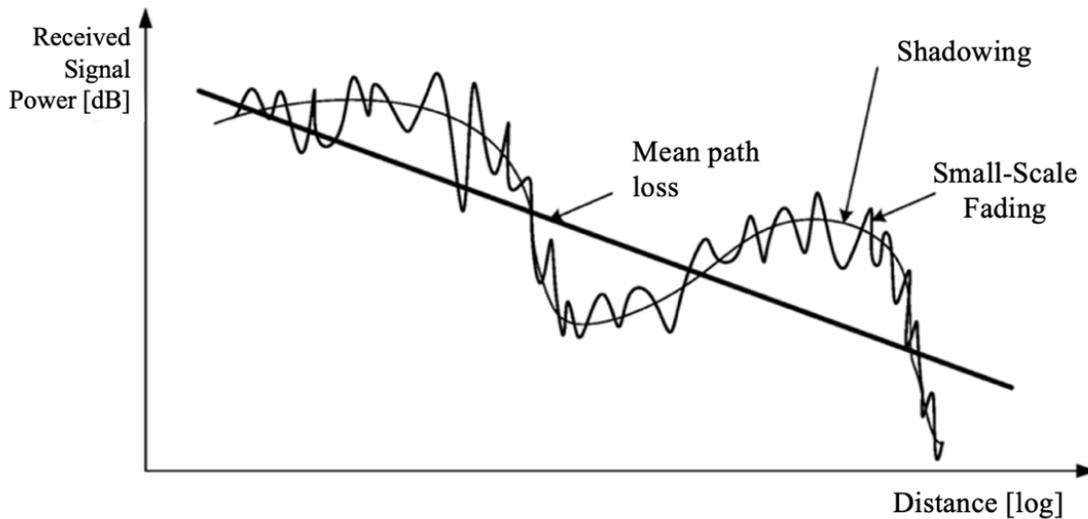
Gambar 2. 17 Klasifikasi *Fading* [21].

Pengaruh *fading* terhadap sinyal terima dapat memperkuat ataupun memperlambat, tergantung besar fasa dari resultan sinyal langsung dan sinyal tidak langsung atau dari sinyal resultan masing-masing *path*. Selanjutnya, *fading* sering dimodelkan sebagai *random* proses atau proses acak. Kanal *fading* adalah kanal komunikasi yang mengalami *fading*. Pada Gambar 2.17 menunjukkan bahwa dalam sistem komunikasi bergerak, *fading* di klasifikasikan menjadi dua macam yaitu *large-scale fading* dan *small-scale fading*. *Large-scale fading* terbagi menjadi *pathloss* dan *shadowing*. *Small scale fading* terbagi menjadi *multipath fading* dan *time variance*. Pada *multipath fading* terbagi menjadi *frequency selective fading* dan *flat fading*. Pada *time variance* juga terbagi menjadi *fast fading* dan *slow fading* [26].

Pada Gambar 2.18 terdapat berbagai bagian-bagian yang mempresentasikan hubungan antara *large-scale fading* dan *small-scale fading*. Panah keatas direpresentasikan sebagai *receiver signal power*, panah kearah kanan direpresentasikan sebagai jarak atau *distance*, garis lurus dari *receiver* ke *distance* direpresentasikan sebagai *mean path loss*, garis melengkung direpresentasikan sebagai *shadowing* dan garis yang memiliki banyak lengkungan bervariasi direpresentasikan sebagai *small-scale fading*.

Large-scale fading diwujudkan dengan *mean path loss* yang menurun seiring dengan jarak dan *shadowing* yang bervariasi sepanjang *mean path loss*. Kekuatan

sinyal yang diterima mungkin berbeda meskipun pada jarak yang sama dari pemancar, karena *shadowing* yang disebabkan oleh hambatan di jalurnya. Selain itu, komponen *scattering* menyebabkan pemudaran dalam *small-scale fading*, yang pada akhirnya menghasilkan *short-term variation* dari sinyal yang telah mengalami *shadowing* seperti Gambar 2.18.



Gambar 2. 18 Large-Scale Fading and Small-Scale Fading [21].

2.2.5 Pemodelan Kanal Komunikasi Nirkabel

Semua fenomena yang terjadi saat propagasi sinyal dari sisi pengirim dan penerima secara umum tidak akan dapat dipastikan model kanal komunikasi yang tepat sama persis dengan lingkungan yang ada. Model kanal tersebut hanya dapat mendekati estimasi nilai sinyal yang diterima dan juga nilai redaman pada masing-masing fenomena yang dihadapi. Meskipun tidak mungkin untuk secara tepat memperkirakan redaman sinyal yang disebabkan oleh semua proses seperti propagasi ruang bebas, refleksi, difraksi, hamburan dan rugi penetrasi sinyal. Sejumlah model telah diperkenalkan yang dapat memprediksi nilai sinyal yang terima. Model-model ini dapat diklasifikasikan menjadi tiga jenis utama tergantung pada penyebab redaman sinyal, yaitu (1) model untuk memperkirakan rugi-rugi sinyal rata-rata karena jarak propagasi, (2) model untuk memperkirakan rugi-rugi dalam variasi skala yang nilainya besar (*large scale*) dan disebabkan oleh lingkungan dan propagasi, dan (3) model untuk

memperkirakan fluktuasi rugi-rugi yang nilainya skalanya kecil (*small scale*) selama periode waktu atau jarak yang pendek. Model-model biasanya dalam bentuk pendekatan teoritis yang disesuaikan dan divalidasi secara ekstensif dengan pengukuran empiris.

2.2.5.1 Path Loss

Pathloss adalah ukuran rata-rata redaman sinyal radio frekuensi (RF) saat gelombang elektromagnetik bergerak dari pemancar ke penerima dan biasanya dinyatakan didalam skala dB. *Pathloss* dihitung dengan menggunakan persamaan (2.13) seperti berikut [9].

$$PL(dB) = 10 \log \frac{P_t}{P_r} \quad (2.13)$$

Keterangan

$PL(dB)$ = *Path loss* dalam *decibel* (dB).

P_r = Daya transmisi/*Transmit power* (dB).

P_t = Daya penerima/*Received power* (dB).

Di mana P_t dan P_r , masing-masing adalah daya sinyal yang ditransmisikan dan diterima. Selanjutnya, redaman ruang bebas *friis* memberikan informasi perkiraan nilai redaman akibat jarak ketika sinyal merambat di ruang bebas. Nilai hasil pengukuran dan studi teoritis telah menunjukkan bahwa pada aplikasi sistem komunikasi nirkabel bergerak, daya yang diterima rata-rata tidak selalu mengikuti formulas *friis*. Sebaliknya, daya yang diterima menurun secara logaritmik sesuai dengan jarak pemisahannya. Dari fenomena ini, dapat diturunkan model *log-distance*, yang membuat *path loss* rata-rata untuk jarak pisah tertentu yaitu $\overline{PL}(d)$ dalam dB, dapat dinyatakan formulanya sebagai berikut [9]:

$$\overline{PL}(d) = \overline{PL}(d_0) + 10n \log \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (2.14)$$

Keterangan

$\overline{PL}(d)$ = *Pathloss* rata-rata pada jarak d (dB).

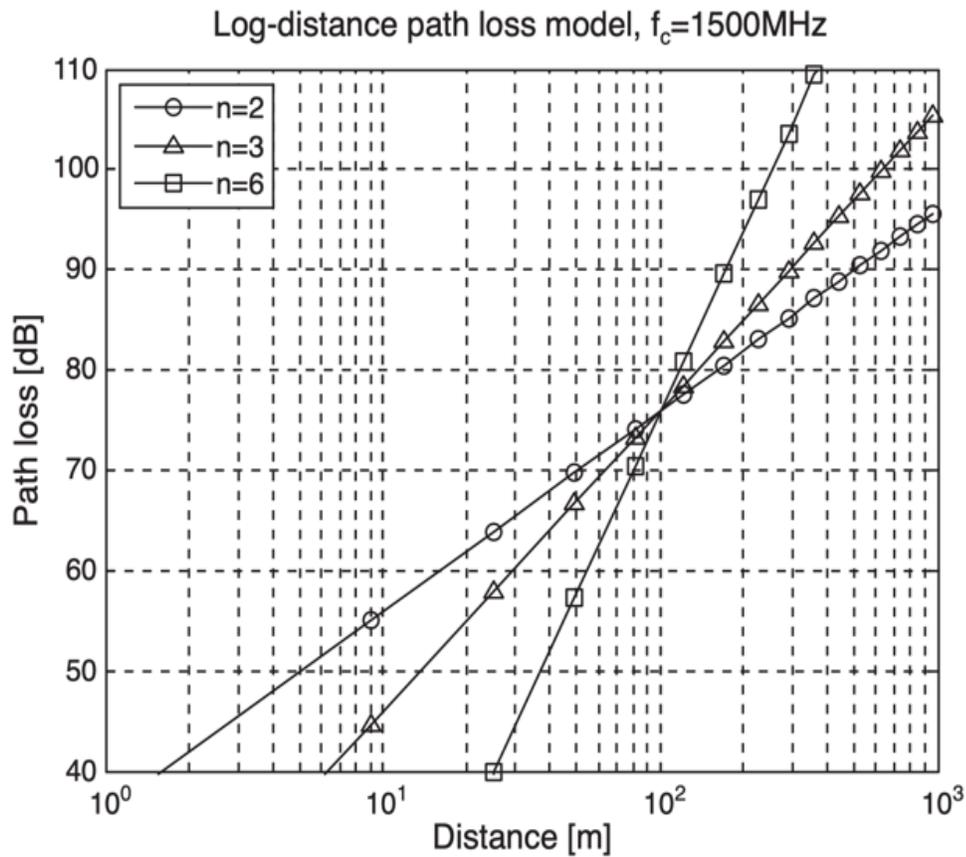
$\overline{PL}(d_0)$ = *Pathloss* rata-rata jarak referensi d_0 (dB).

n = Komponen *path loss exponent*.

d = Jarak tertentu (m).

d_0 = Jarak referensi (m).

Di mana nilai $\overline{PL}(d_0)$ merupakan nilai rata-rata *pathloss* dalam dB dengan referensi jarak d_0 dan nilai n merupakan komponen *pathloss exponent* yang nilainya diantara 2-6 tergantung dari lingkungan di sekitarnya.



Gambar 2. 19 Log-Distance Path Loss Model [21].

Ketika terjadinya *pathloss* maka yang diharapkan nilainya semakin kecil, karena menghasilkan kekuatan sinyal yang lebih besar pada jarak yang lebih jauh. Pada Gambar 2.19 mempresentasikan *log-distance path loss* dengan persamaan (2.14) pada frekuensi pembawa $f_c = 1,5$ GHz dengan 3 komponen *pathloss exponent* (n). Nilai n pertama direpresentasikan dengan bentuk bulat dengan nilai 2, Nilai n kedua direpresentasikan dengan bentuk segitiga dengan nilai 3 dan Nilai n ketiga

direpresentasikan dengan bentuk persegi dengan nilai 6. Pada Gambar 2.19 menunjukkan hubungan antara *pathloss*, jarak dan komponen *pathloss exponent*. Pada nilai $n = 2$ menggambarkan bahwa *pathloss* yang rendah, pada nilai $n = 3$ menggambarkan bahwa *pathloss* yang lebih tinggi dibandingkan dengan $n = 2$, pada nilai $n = 6$ menggambarkan bahwa *pathloss* yang sangat tinggi dari nilai n sebelumnya. Kesimpulannya dalam persamaan *pathloss log-distance* mempengaruhi karakteristik penyebaran sinyal dalam sistem komunikasi nirkabel seperti hasil nilai n pada Gambar 2.19, nilai n yang lebih rendah akan menghasilkan *pathloss* yang lebih rendah pada jarak yang sama, sedangkan nilai n yang lebih tinggi cenderung menghasilkan *pathloss* yang lebih tinggi dengan jarak yang sama.

2.2.5.2 Shadowing

Model *path loss* merupakan salah satu model propagasi yang banyak digunakan dibandingkan model propagasi lainnya. Namun, model *path loss* saja tidak cukup untuk memprediksi level sinyal yang diterima secara *real time*. *Path loss* tidak memperhitungkan perubahan kanal yang cepat dalam proses propagasi yang terjadi pada sistem seluler akibat dari *shadowing*, difraksi, dan *scattering* yang dihasilkan oleh lingkungan antara pengirim dan penerima [9].

Hasil pengukuran dapat menunjukkan bahwa rata-rata daya yang diterima pada antenna penerima dapat berbeda secara signifikan bila di ukur pada lokasi yang berbeda meskipun memiliki jarak pisah yang sama. Hal ini dikarenakan adanya fenomena yang disebut sebagai *shadowing*. Model kanal yang biasa digunakan untuk memprediksi redaman sinyal akibat efek *shadowing* secara stokastik adalah model *shadowing* yang dikenal dengan istilah *log-normal*. Model ini didasarkan pada pengukuran empiris yang menunjukkan bahwa *path loss* di lokasi tertentu adalah acak dan terdistribusi *log-normal*. Total *path loss* dikarena efek *shadowing* persamaannya seperti berikut:

$$\overline{PL}(d) = \overline{PL}(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad (2.15)$$

Keterangan

$\overline{PL}(d)$ = *Path loss* rata-rata pada jarak d (dB).

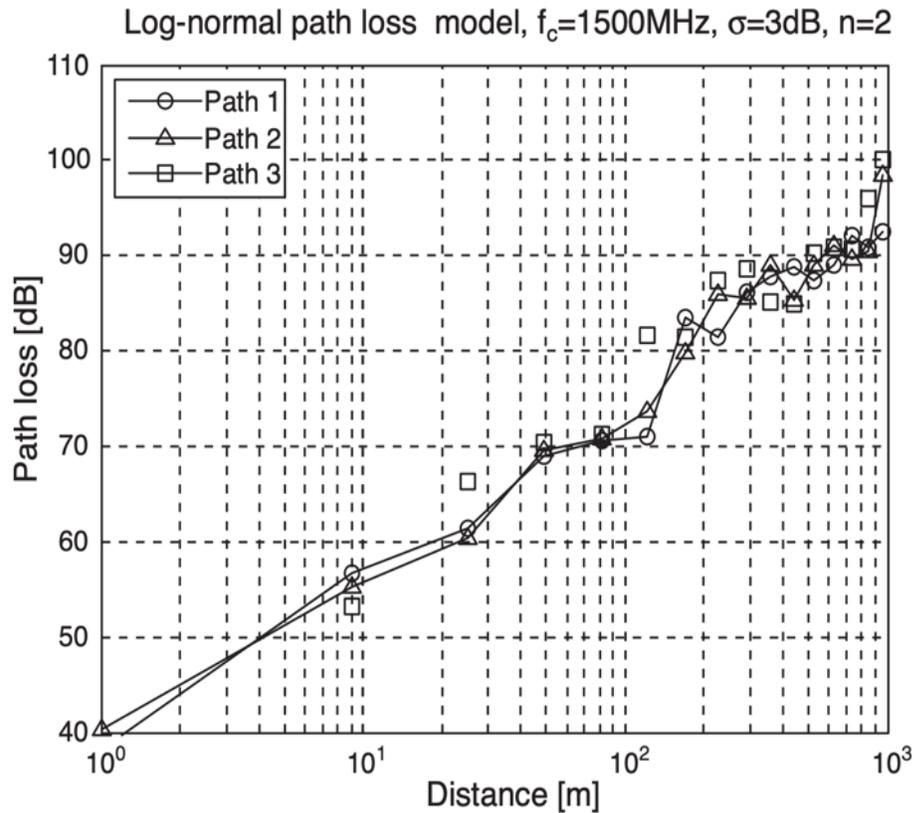
$\overline{PL}(d_0)$ = Path loss rata-rata jarak referensi d_0 (dB).

n = Komponen *path loss exponent*.

d = Jarak tertentu (m).

d_0 = Jarak referensi (m).

X_σ = Mean variable distribusi *Gaussian* secara acak dengan nilai deviasi sebesar σ .



Gambar 2. 20 Log-Normal Shadowing Path Loss Model [21].

Pada persamaan *path loss* (2.14) perbedaan terletak pada variabel X_σ , yang merupakan *mean variable* dari distribusi *gaussian* yang dihasilkan secara acak dengan standar deviasi σ . Gambar 2.20 menampilkan *log-normal shadowing* dengan persamaan (2.15) pada frekuensi pembawa $f_c = 1,5 \text{ GHz}$, $\sigma = 3 \text{ dB}$ dan $n = 2$. Gambar 2.20 terdapat 3 bagian kurva, yaitu *path 1* direpresentasikan dengan bentuk bulat, *path 2* direpresentasikan dengan bentuk segitiga dan *path 3* yang direpresentasikan dengan bentuk persegi. Langkah-langkah untuk menjelaskan Gambar 2.20 melibatkan

penghitungan rata-rata *pathloss* seperti yang ada pada persamaan (2.14), diikuti dengan pembangkit nilai X_σ dari distribusi *gaussian* dengan *mean* nol ($\mu = 0$) dan deviasi standar $\sigma = 3$ dB. Selanjutnya melibatkan penghasil nilai acak dari distribusi *gaussian* dengan deviasi standar 3 dB. Untuk mencerminkan distribusi *gaussian* dengan deviasi standar 3 dB, terdapat tiga nilai acak seperti jumlah *path* yang ada pada gambar 2.20, yang masing-masing merepresentasikan *path 3* dengan *path loss* tinggi, *path 2* dengan *path loss* sedang dan *path 1* dengan rendah. Ini dapat disimpulkan bahwa nilai X_σ sangat tinggi untuk *path 3*, tidak terlalu tinggi untuk *path 2* dan rendah untuk *path 1*. Pada sistem komunikasi berbasis kendaraan, dimana pemancar dan penerima dapat bergerak dengan cepat dan bebas. Efek *shadowing* dapat lebih parah terjadi dan sifatnya lebih dinamis dibandingkan dengan hampir semua sistem komunikasi lain yang lebih lambat pergerakannya. Hal ini banyak menghasilkan penelitian yang fokus pada upaya untuk menghitung fenomena *shadowing* secara *deterministic*, berbasis informasi tentang objek disekitar pemancar dan penerima [9].

2.2.5.3 Rayleigh dan Ricean Fading

Distribusi *Rayleigh* digunakan ketika tidak ada komponen sinyal LOS yang dominan dan banyak gelombang *multipath* acak yang diterima. Kondisi propagasi Non-LOS dalam *Rayleigh* memiliki sifat statistik yang bervariasi dari sinyal *envelope* yang diterima dari sinyal *flat fading* atau sinyal *envelope* dari komponen individu *multipath fading*. Nilai *Probability Density Function* (PDF) dari distribusi *Rayleigh* direpresentasikan seperti Gambar 2.21 dan diwakili oleh formula seperti berikut :

$$p_\zeta(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma_0^2}, e^{-\frac{x^2}{2\sigma_0^2}}, & 0 \leq x \leq \infty \\ 0 & \end{cases} \quad (2.16)$$

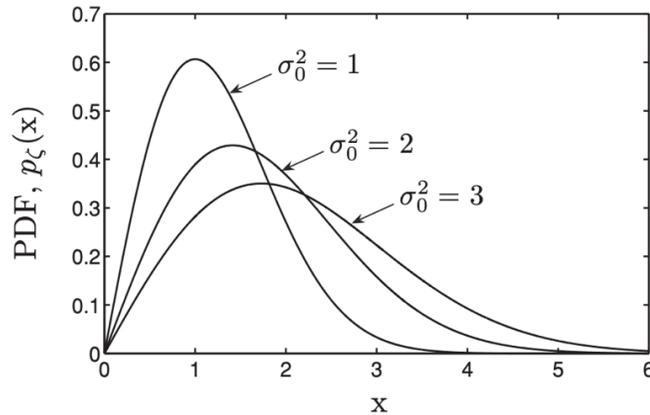
Keterangan

$p_\zeta(x)$ = Nilai PDF dari distribusi normal.

x = Variabel acak yang berkisaran dari 0 ke tak terbatas ($0 \leq r \leq \infty$).

σ_0^2 = Power atau daya waktu rata-rata dari sinyal yang diterima.

e = Eksponensial.



Gambar 2. 21 PDF Rayleigh Distribution [23].

Pada Gambar 2.21 menunjukkan PDF *Rayleigh distribution* menggunakan persamaan (2.16) dengan tiga nilai berbeda untuk σ_0^2 , yaitu bernilai 1, 2 dan 3. Pada Gambar 2.21 ketika nilai $\sigma_0^2 = 1$ mendapatkan nilai $p_z(x) = 0,6$, ketika nilai $\sigma_0^2 = 2$ mendapatkan nilai $p_z(x) = 0,4$ dan ketika nilai $\sigma_0^2 = 3$ mendapatkan nilai $p_z(x) = 0,3$. Dari Gambar 2.21 dan hasil dari $p_z(x)$ yang didapatkan maka dapat disimpulkan, jika nilai σ_0^2 semakin tinggi maka grafiknya akan semakin pendek dan nilai variable acak nya akan semakin lebar.

Distribusi *Rayleigh* tidak mengandung parameter LOS, jika distribusi *Rayleigh* diberikan nilai LOS maka distribusi tersebut akan berubah menjadi nilai distribusi *ricean*. Sebaliknya jika distribusi *ricean* tidak ada parameter LOS nya, maka distribusi tersebut akan berubah menjadi nilai distribusi *Rayleigh*. Hal tersebut dapat dibuktikan ketika melihat Gambar 2.21 PDF *Rayleigh distribution* dengan nilai $\sigma_0^2 = 1$ dan Gambar 2.22 PDF *Ricean distribution* dengan nilai $\sigma_0^2 = 1$ dan nilai $\rho = 0$ maka grafiknya akan sama. Nilai *probability density function* (PDF) dari distribusi *Ricean* diwakili :

$$p_\xi(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma_0^2} e^{-\frac{x^2+\rho^2}{2\sigma_0^2}} I_0\left(\frac{x\rho}{\sigma_0^2}\right), & 0 \leq r \leq \infty \\ 0 & \end{cases} \quad (2.17)$$

Keterangan

$p_\xi(x)$ = Nilai PDF dari distribusi normal.

x = Variabel acak yang berkisaran dari 0 ke tak terbatas ($0 \leq r \leq \infty$).

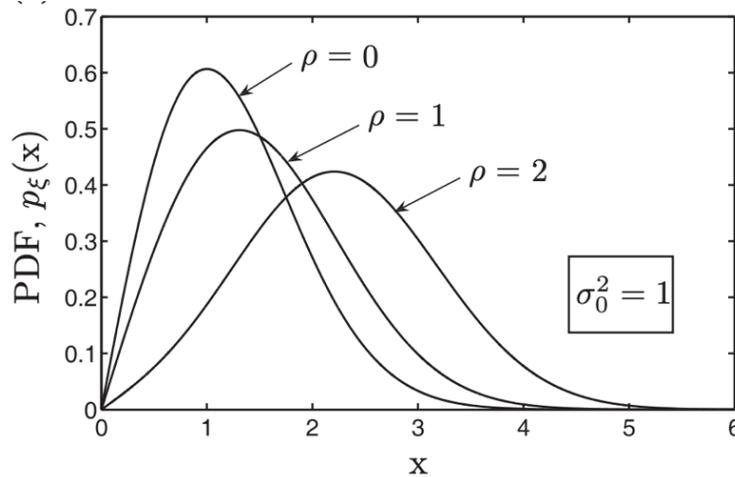
σ_0^2 = Power atau daya waktu rata-rata dari sinyal yang diterima.

ρ = Amplitudo puncak dari sinyal yang dominan (meter).

e = Eksponensial.

I_0 = Fungsi *Bessel* tingkat pertama.

Pada Gambar 2.22 menunjukkan gambar PDF *Ricean distribution* menggunakan persamaan (2.17) dengan tiga nilai berbeda untuk nilai ρ , yaitu bernilai 0, 1 dan 2. Pada Gambar 2.22 ketika nilai $\rho = 0$ mendapat nilai $p_\xi(x) = 0,6$, nilai $\rho = 1$ mendapatkan nilai $p_\xi(x) = 0,5$ dan nilai $\rho = 2$ mendapatkan nilai $p_\xi(x) = 0,4$. Dari Gambar 2.22 dan hasil dari $p_\xi(x)$ yang didapatkan maka dapat disimpulkan, jika nilai ρ semakin tinggi maka grafiknya akan semakin pendek dan nilai *variable* acak nya akan semakin lebar juga.



Gambar 2. 22 PDF *Ricean Distribution* [23].

2.2.6 Parameter Pergerekan Kendaraan

2.2.6.1 Doppler Shift

Dalam komunikasi seluler, lokasi BTS tetap, namun *user* bersifat dinamis. Mobilitas pemancar dan penerima dapat menyebabkan efek *Doppler* (yaitu frekuensi sinyal yang diterima tidak akan sama dengan frekuensi sinyal yang ditransmisikan.). Pergeseran frekuensi sangat bervariasi seiring perubahan arah dan kecepatan *user*. Ketika jarak sumber dan penerima berkurang, frekuensi sinyal yang diterima menjadi

lebih tinggi daripada frekuensi sumber, dan ketika jarak bertambah, frekuensi menjadi lebih rendah. Dampak *Doppler shift* adalah sebagai berikut [27]:

$$f_r = f_t - f_d = f_t - \frac{f_t}{c}(v \cos \theta) \quad (2.18)$$

f_r = Recived frequency.

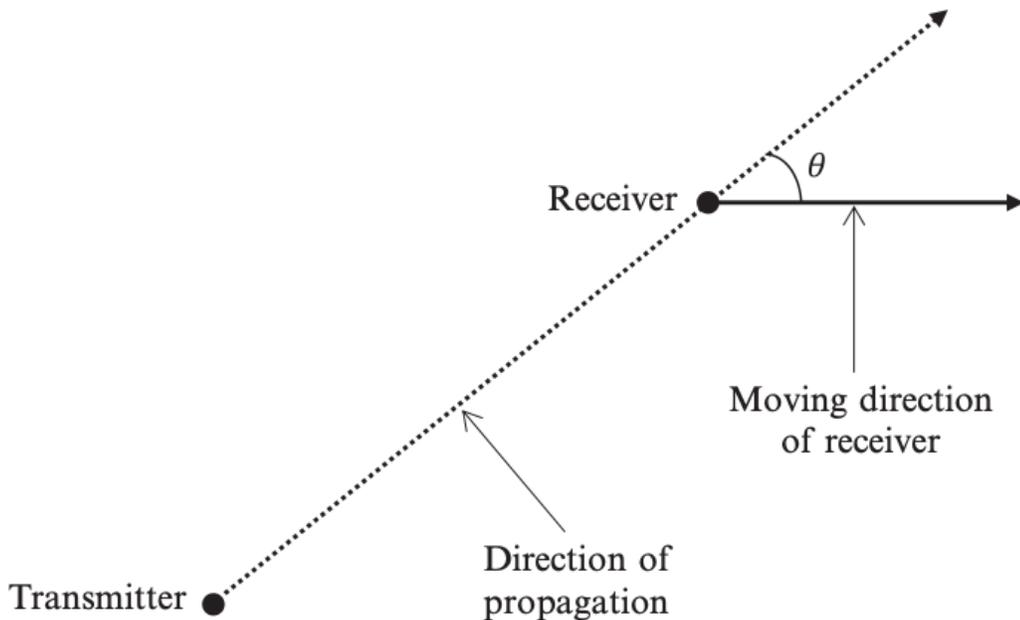
f_t = Transmitted frequency.

f_d = Doppler frequency shift.

c = Kecepatan gelombang elektromagnetik.

v = Kecepatan relatif antara pemancara dan penerima.

Dimana f_r adalah frekuensi yang diterima, f_t adalah frekuensi sinyal yang ditransmisikan, f_d adalah frekuensi *Doppler* atau pergeseran *Doppler*, c adalah kecepatan cahaya, v adalah kecepatan bergerak, dan $v \cos \theta$ mewakili pergerakan dalam arah propagasi gelombang (yaitu, komponen kecepatan penerima dalam arah pemancar), di mana θ mewakili sudut antara arah propagasi dan arah pergerakan, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.23 [27].



Gambar 2. 23 Skema *Doppler Shift* [27].

Penting untuk dicatat bahwa ketika pemancar atau penerima bergerak langsung menuju satu sama lain (yaitu, $\theta = 180^\circ$), menggunakan formula berikut :

$$f_r = f_t \left(1 + \frac{v}{c}\right) \quad (2.19)$$

f_r = *Recived frequency*.

f_t = *Transmitted frequency*.

c = Kecepatan gelombang elektromagnetik.

v = Kecepatan relatif antara pemancara dan penerima.

Dan ketika satu bergerak langsung menjauh sama lain (yaitu, $\theta = 0^\circ$) menggunakan formula berikut:

$$f_r = f_t \left(1 - \frac{v}{c}\right) \quad (2.20)$$

f_r = *Recived frequency*.

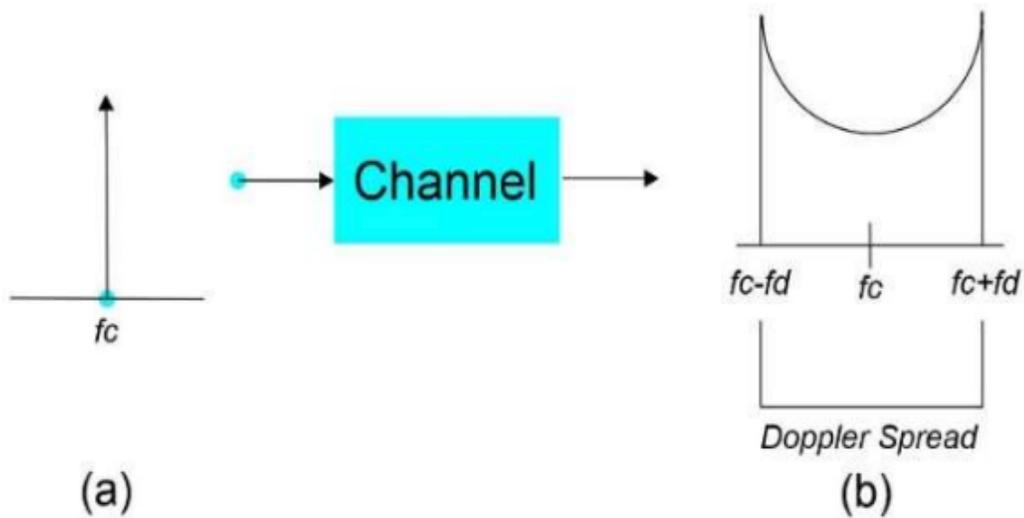
f_t = *Transmitted frequency*.

c = Kecepatan gelombang elektromagnetik.

v = Kecepatan relatif antara pemancara dan penerima.

2.2.6.2 *Doppler Spread*

Doppler spread merupakan fenomena pelebaran spektrum sinyal yang diakibatkan oleh pengaruh *multipath fading* dan pergerakan pengguna sehingga menimbulkan *Doppler shift*. Pada domain waktu, jika nilai *delay spread* yang diakibatkan oleh *multipath fading* ini melebihi durasi simbol OFDM maka akan mengakibatkan interferensi antar simbol (ISI). *Range* spektrum frekuensi pada sinyal yang diterima akan menghasilkan spektrum *Doppler* nilainya tidak sama dengan nol. Jika nilai lebar bidang dari sinyal yang ditransmisikan lebih besar dari nilai *Doppler spread* maka efek *Doppler spread* ini dapat diabaikan pada sisi penerima. Gambar 2.24 menunjukkan kondisi sebuah sistem komunikasi yang mempunyai sistem kerja dalam rentang frekuensi f_c tertentu (a). Frekuensi *carrier* f_c kemudian bergerak masuk kedalam kanal. Pergerakan tersebut terjadi pelebaran spektrum frekuensi (*Doppler shift*) disebabkan oleh adanya pengaruh dari efek *Doppler* dan diperburuk dengan adanya efek *multipath*. Pengaruh efek *Doppler* yang muncul pada pemodelan kanal menghasilkan seperti pada sisi (b). Nilai *Doppler shift* dua kali nilai *Spread*. Nilai *Doppler spread* ini dapat diformulasikan dengan [9]:



Gambar 2. 24 Doppler Spread [9].

$$B_d = \frac{1}{T_c} \quad (2.21)$$

Keterangan

B_d = Bandwidth data (Hz).

T_c = Coherence time (s).

2.2.6.3 Coherence Time

Coherence time merupakan durasi waktu pengukuran yang bersifat statistik di mana nilai respon impuls kanal tidak berubah terhadap waktu. Dalam satu durasi T_c ini, dua sinyal yang diterima akan memiliki nilai korelasi amplitudo. Jika nilai lebar bidang dari sinyal *base band* lebih besar dari durasi T_c kanal maka kanal akan berubah sewaktu proses pengiriman informasi melalui kanal sehingga menghasilkan distorsi pada sisi penerima. Nilai T_c diformulasikan dengan [9]:

$$T_c = \frac{9}{16\pi f_d} = \frac{9_c}{16\pi v f_c} \quad (2.22)$$

Keterangan

T_c = Coherence time (s).

f_d = Frekuensi deviasi (Hz).

f_c = Frekuensi *carrier* (Hz).

v = Lebar spektrum/*spread spectrum bandwidth* (Hz).

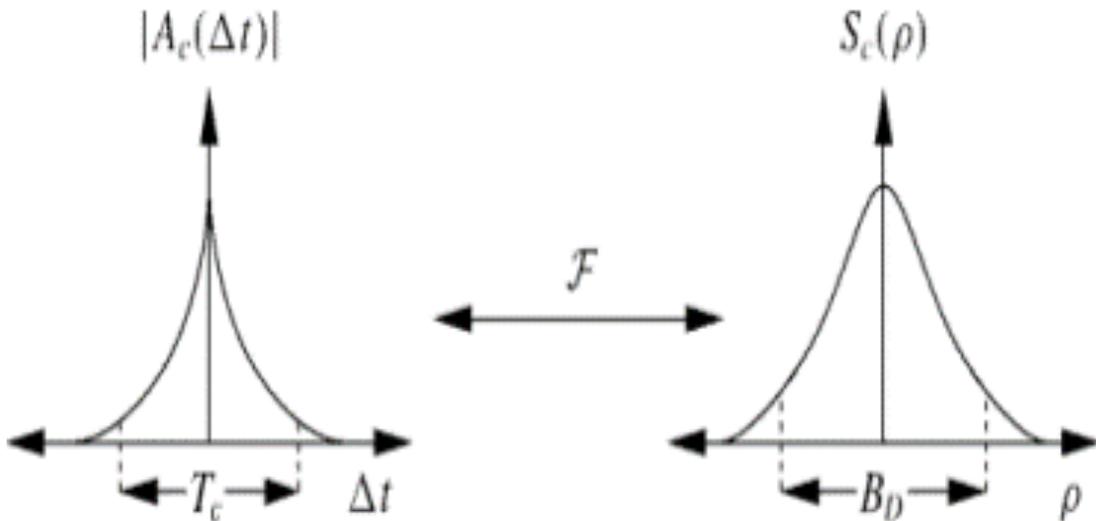
Jika selubung kanal kompleks pada model kanal komunikasi berbasis kendaraan merupakan sebuah distribusi *Gaussian* dengan proses *random*, maka parameter *coherence time* adalah rentan nilai Δt pada fungsi $A_c(\Delta t)$ yang tidak bernilai 0. Selanjutnya, untuk mengilustrasikan *Doppler spectrum* dan parameter *coherence time* sebagai dua parameter yang saling berhubungan satu sama lain dengan transformasi *Fourier* dari otokorelasi selubung kanal kompleks kanal komunikasi nirkabel, dapat ditunjukkan pada Gambar 2.25. Fungsi $S_c(\rho)$ dinamakan dengan *Doppler spectrum* yang dihasilkan dari transformasi *Fourier* fungsi otokorelasi selubung kanal komunikasi yang digunakan. Nilai maksimum dari ρ dimana nilai $|S_c(\rho)|$ bernilai > 0 dikenal dengan istilah *Doppler spread* yang dinotasikan dengan B_D . Dari relasi hubungan antara $S_c(\rho)$ dengan $A_c(\Delta t)$ melalui transformasi *Fourier* dapat diperoleh hubungan bahwa [9].

$$B_D \approx \frac{1}{T_c} \quad (2.23)$$

Keterangan

B_D = *Doppler spread* (Hz).

T_c = *Coherence time* (s).



Gambar 2. 25 Hubungan Parameter *Doppler Spread* & *Coherence Time* [9].

2.2.6.4 Delay Spread

Pada lingkungan sistem komunikasi yang terkena efek propagasi *multipath* akan menghasilkan sinyal yang diterima dan tersebar dalam waktu yang tertunda (*delay*). Setiap sinyal yang diterima memiliki level *delay* masing-masing dan nilai dispersi waktu mengakibatkan fenomena *Intersymbol interference* (ISI). *Delay spread* adalah ukuran profil *multipath* dari kanal komunikasi yang terkena banyak pantulan objek seperti Gambar 2.26. *Delay spread* juga dapat diartikan sebagai selisih antara waktu kendaraan komponen paling awal (misalnya, jika ada gelombang LOS) dan waktu kedatangan komponen *multipath* terakhir. Wujud *delay spread* adalah berupa variabel acak dengan parameter standar deviasi untuk mengukurnya. Nilai parameter ini dikenal dengan *Root Mean Square* (RMS) *delay spread* atau dilambangkan dengan σ_τ . Fenomena *delay spread* dapat dilihat pada Gambar 2.26 [9].

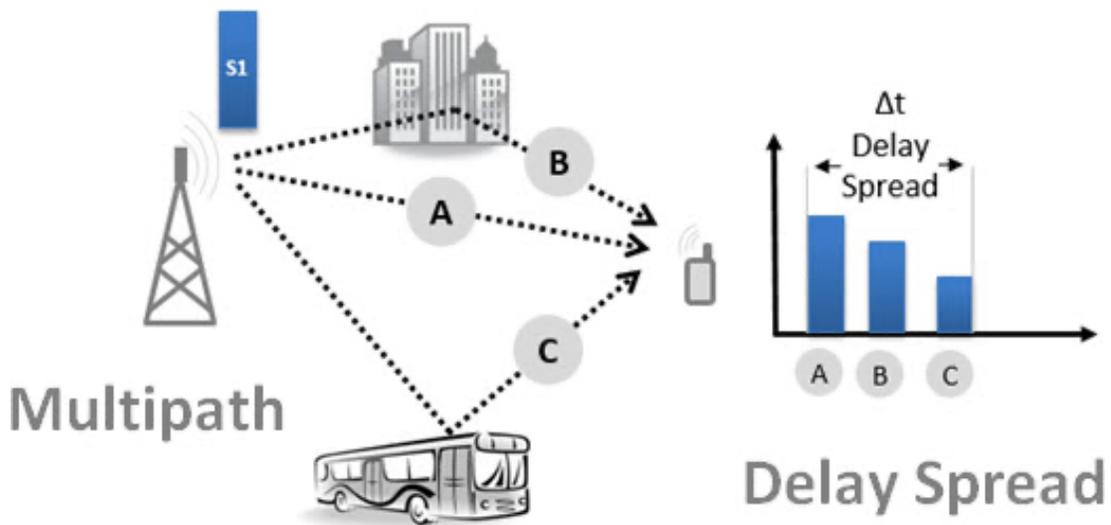
$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2}$$

Dimana

σ_τ = *Root mean square* (RMS) *delay spread*.

$\overline{\tau^2}$ = rata-rata kuadrat dari waktu kedatangan.

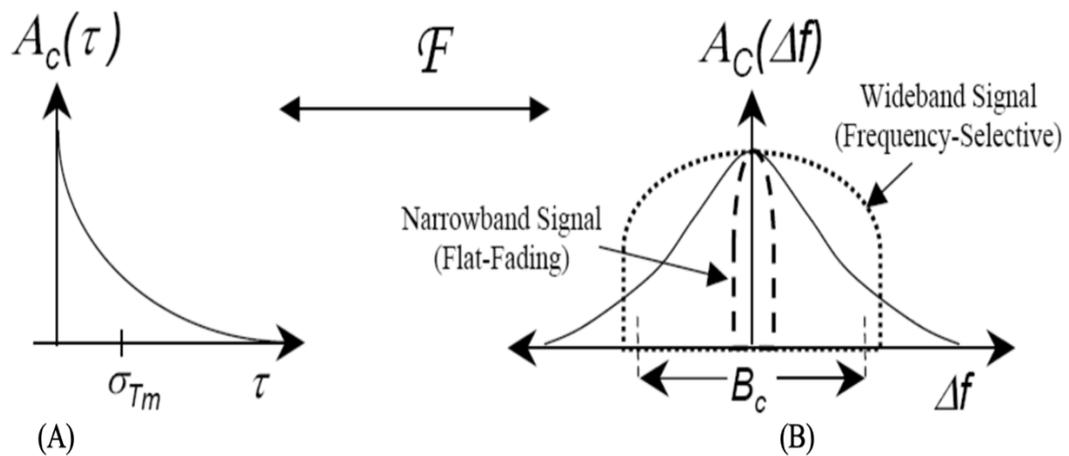
$\bar{\tau}$ = rata-rata waktu kedatangan.



Gambar 2. 26 Fenomena *Delay Spread* Akibat *Multipath* [9].

2.2.6.5 Coherence Bandwidth

Coherence bandwidth (B_c) adalah parameter statistik dari rentang frekuensi di mana kanal komunikasi dapat di anggap tidak berubah. Hal ini dapat terjadi karena sinyal yang masuk ke kanal komunikasi dianggap melewati semua komponen spektral dengan *gain* dan fase linier yang sama. Pada gambar 2.27 $A_c(\tau)$ yang merupakan *the power delay profile*. $A_c(\Delta f)$ yang merupakan *Fourier transform* dari *power delay profile*. F adalah transformasi *Fourier*. Δf adalah perubahan frekuensi dalam sinyal. σ_τ adalah *RMS delay spread*. B_c adalah *coherence bandwidth*.



Gambar 2. 27 Power Delay Profile, RMS Delay Spread and Coherence Bandwidth [9].

Gambar 2.27 menjelaskan hubungan antara *power delay profile*, *RMS delay spread* dan *coherence bandwidth*. Bagian A menunjukkan grafik pada *power delay profile* domain waktu yang berkaitan dengan *delay* karena *multipath* dan *RMS delay spread*. *RSM delay spread* adalah ukuran statistik yang menggambar rata-rata penyebaran waktu antara berbagai komponen sinyal yang tiba ke penerima dalam kanal nirkabel. Hal ini mengukur seberapa luas penyebaran waktu dari awal hingga akhir sinyal yang diterima oleh penerima. Semakin besar nilai σ_t , semakin luas pula penyebaran waktu dari berbagai komponen sinyal. Dalam konteks *Power Delay Profile* (PDP), σ_t mencerminkan seberapa berat atau besar penyebaran tersebut di sepanjang

sumbu waktu. Jika σ_t besar, berarti sinyal-sinyal yang tiba di penerima tersebar luas dalam waktu, yang menghasilkan PDP yang lebih besar.

Bagian B menunjukkan *power delay profile* dari transformasi *Fourier* sehingga mendapatkan hasil seperti kurva $A_c(\Delta f)$ dalam domain frekuensi. Dari kurva bagian B, *coherence bandwidth* (B_c) dapat diperoleh berdasarkan kurva dari PDP yang ditentukan oleh *RMS delay spread*. Jika nilai *RMS delay spread* semakin besar maka *coherence bandwidth* akan semakin kecil dan sebaliknya, jika nilai *RMS delay spread* kecil maka *coherence bandwidth* akan semakin besar ini berhubungan dengan persamaan (2.22). Pada $A_c(\Delta f)$ semua komponen frekuensi dari sinyal yang ditransmisikan dalam *coherence bandwidth* akan mengalami *fading* secara bersamaan yang direpresentasikan pada Gambar 2.27. *Coherence bandwidth* yang diformulasikan sebagai berikut [9]:

$$B_c = \frac{1}{\sigma_t} \quad (2.22)$$

Keterangan

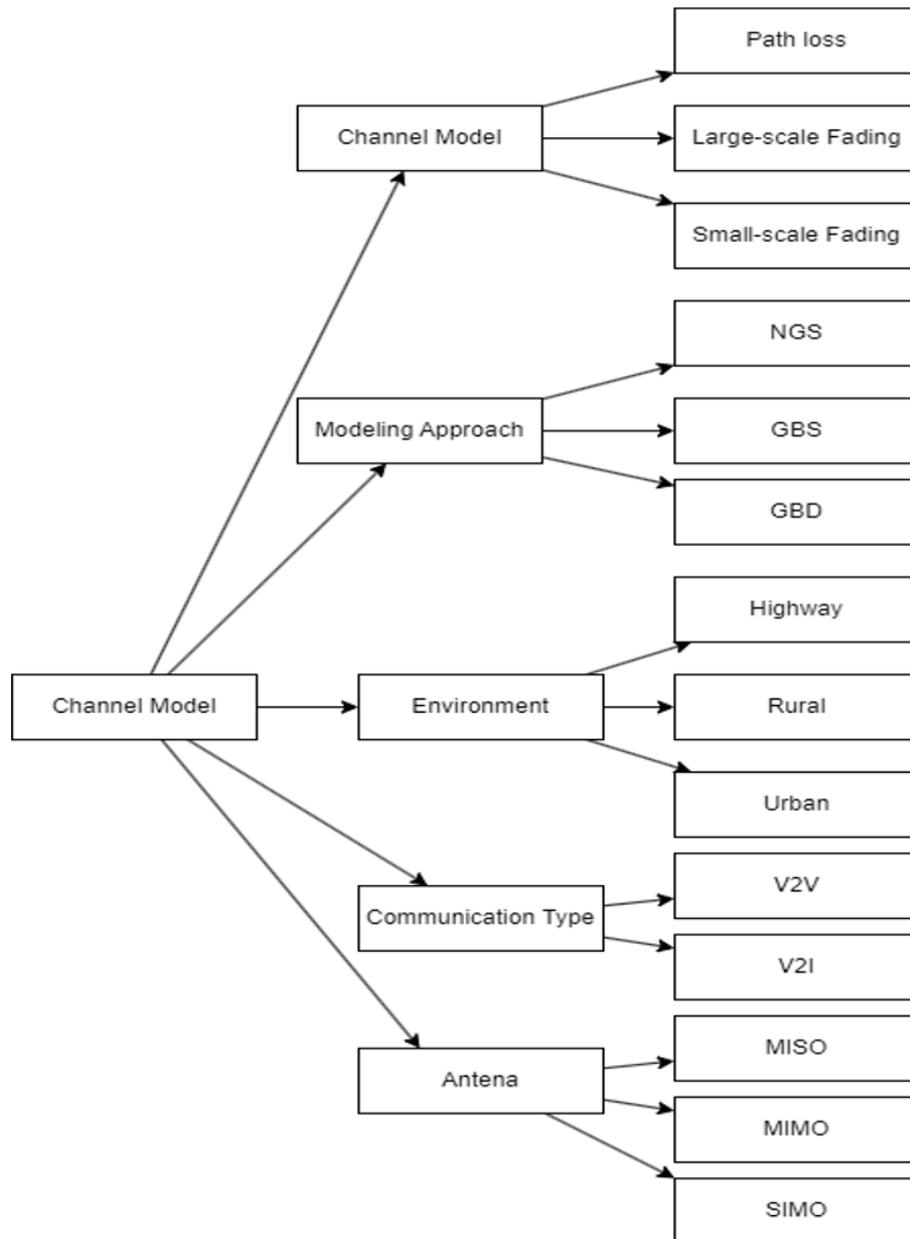
B_c = *Coherence bandwidth* (Hz)

σ_t = *Root mean square (RMS) delay spread* (s).

2.2.7 Klasifikasi Model Kanal Kendaraan Bergerak

Secara umum pemodelan kanal pada sistem komunikasi berbasis kendaraan didasari dari konsep pemodelan kanal yang ada pada sistem komunikasi nirkabel. Beberapa aspek yang membedakan kanal sistem komunikasi berbasis kendaraan dari sistem komunikasi nirkabel adalah faktor lingkungan di mana komunikasi berlangsung, tipe komunikasi yang ada pada sistem komunikasi berbasis kendaraan yaitu V2V dan V2I, serta objek kendaraan yang dapat kondisi statis ataupun bergerak. Klasifikasi pemodelan kanal pada komunikasi kendaraan bergerak dapat memperhatikan beberapa parameter penting diantaranya adalah skala propagasi (*propagation scale*), pendekatan model, lingkungan komunikasi, tipe komunikasi dan jenis antena. Masing-masing parameter tersebut akan melahirkan sub-sub parameter baru yang sangat berpengaruh

pada model kanal komunikasi yang dipilih. Klasifikasi model kanal tersebut dapat ditunjukkan seperti pada Gambar 2.28 [9].



Gambar 2. 28 Klasifikasi Model Kanal Komunikasi Kendaraan Bergerak [9].

Jenis dan klasifikasi model kanal komunikasi kendaraan bergerak, khususnya pada tipe komunikasi V2V dapat dibagi menjadi 2 jenis yaitu *statistical based* dan *geometry based*. Beberapa pemodelan kanal akan jelaskan sebagai berikut.

2.2.7.1 *Geometry-Based Deterministic Model (GBDM)*

Model *Geometry-Based Deterministic Model* (GBDM) menggabungkan objek relevan dalam area simulasi dengan menggunakan geometri. Model ini menghitung statistik kanal komunikasi secara deterministik atau pasti. Sebagai salah satu implementasi GBDM, metode *Ray Tracing* membutuhkan deskripsi lingkungan propagasi yang detail untuk mendekati kondisi *real*. Metode ini melibatkan penerapan prinsip propagasi elektromagnetik, mengestimasi daya terima aktual, dan memantau jalur propagasi gelombang.

2.2.7.2 *Geometry-Based Stochastic Model (GBSM)*

Pendekatan pemodelan stokastik berbasis geometri merupakan salah satu pendekatan pemodelan yang penting dan populer karena fleksibilitasnya. Pendekatan ini dapat menjadi sangat sederhana dan berguna untuk penyelidikan teoretis kanal atau relatif kompleks dan berguna untuk mensimulasikan kanal nyata. Penyelidikan teoritis sederhana terhadap kanal atau reproduksi lengkap kanal nyata pada pendekatan ini, berurusan dengan *scatterer* dan oleh karena itu dapat menangkap inti dari kanal tersebut. GBSM dapat diklasifikasikan lebih lanjut sebagai *regular-shaped geometry-based stochastic model* (RS-GBSM) atau *irregular-shaped geometry-based stochastic model* (IS-GBSM) tergantung pada apakah *scatterer* efektif ditempatkan pada bentuk reguler (misalnya satu/dua lingkaran, elips dan sebagainya) atau tidak beraturan (secara acak).

Prosedur pemodelan stokastik terdiri dari langkah-langkah berikut [28]:

1. Pengaturan dasar lingkungan komunikasi: ini mencakup posisi dan atau arah dan kecepatan pemancar/penerima, serta klasifikasi *scatterers* efektif, seperti *scatterers* bergerak dan *static scatterers*.
2. Penempatan *scatterer*: tempatkan *scatterer* di wilayah *scattering* yang telah ditentukan berdasarkan PDF. Pendekatan ini dapat dikategorikan sebagai berbentuk reguler atau tidak beraturan tergantung pada distribusi *scatterers* di wilayah reguler (misalnya, satu/dua lingkaran, elips, dan sebagainya) atau tidak beraturan (acak).

3. Parameterisasi: dalam langkah ini, terdapat dua cara untuk memparameterisasi *scatterers*. Pertama, mempertimbangkan jumlah *scatterer* yang terbatas dan memberikan sifat *fading* kepada masing-masing berdasarkan data pengukuran. Kedua, mengasumsikan jumlah *scatterer* yang tak terbatas, sehingga karakteristik kanal hanya dapat ditentukan oleh PDF. Dalam hal ini, model kanal yang diperoleh tidak dapat diimplementasikan secara praktis dan disebut sebagai model referensi. Ini berguna untuk analisis teoretis karakteristik kanal.
4. Penambahan kontribusi semua *scatterer*: jumlahkan di sisi penerima semua kontribusi *scatterer* untuk mendapatkan respons impuls kanal. Perlu dicatat bahwa karena model referensi memiliki jumlah *scatterer* yang tak terbatas, model simulasi yang sesuai memiliki jumlah *scatterer* yang terbatas dan oleh karena itu dapat diimplementasikan secara praktis, harus diperoleh terlebih dahulu dalam langkah ini [28].

2.2.7.3 Non-Geometrical Stochastic (NGS) Model

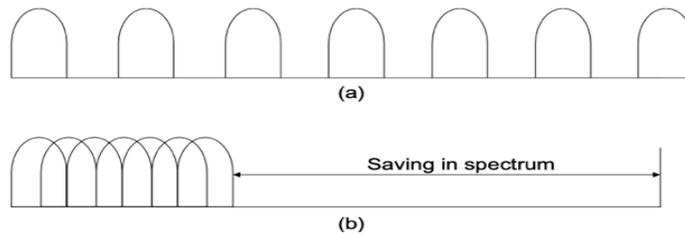
NGS menentukan parameter fisik kanal V2V secara sepenuhnya stokastik tanpa mengasumsikan geometri yang mendasari. Sebagian besar model NGS dilakukan dengan karakteristik berikut, yaitu mengukur karakteristik kanal di lingkungan tertentu dan menyesuaikan parameter *path loss*, *shadowing*, dan model *small scale*, *two ray ground reflection*, *rayleigh/ricean/nakagami fading*. Hasil pengukuran tersebut menghasilkan parameter pengukuran kanal komunikasi kendaraan bergerak berupa *path loss*, *coherence time*, *Doppler spectrum*, *Doppler spread* yang dapat dijadikan referensi untuk menentukan parameter yang sama pada lingkungan kota yang mirip [9].

2.2.8 Multi-Carrier

2.2.8.1 Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

OFDM merupakan hasil dari peningkatan *Frequency Division Multiplexing* (FDM). Ketika menggunakan *multicarrier* FDM pembagian frekuensi menjadi subkanal yang terpisah, di mana setiap subkanal diberikan pita frekuensi yang berbeda. Dalam hal ini, FDM memiliki kekurangan pada pengefisiensian dalam penggunaan

spektrum karena setiap subkanal harus memiliki jarak tertentu untuk menghindari interferensi. Dari kekurangan FDM tersebut dibuat modulasi untuk mengatasi hal tersebut yaitu OFDM. OFDM membagi kanal frekuensi menjadi subkanal yang tumpang tindih secara *orthogonal*, dimana setiap subkanal menggunakan frekuensi yang berdekatan dan tumpang tindih. Perbandingan dari FDM ke OFDM dapat menghemat lebih dari 50% *spectrum* atau *bandwidth* yang dapat direpresentasikan dalam Gambar 2.29.



Gambar 2. 29 Perbandingan FDM (a) & OFDM (b) [29].

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) adalah teknik modulasi *multicarrier* yang menggunakan metode pengortogonalan *sub-carrier* pembawa data pada ranah frekuensi agar masing-masing *sub-carrier* yang bersebelahan dapat saling beririsan kecuali pada frekuensi tengahnya, sehingga secara keseluruhan (dalam satu simbol) dapat digunakan lebar pita sekecil mungkin. Dengan teknik OFDM, penggunaan spektrum daya transmisi dapat lebih efisien penggunaannya. Istilah *orthogonal* mengandung makna hubungan matematis antara frekuensi-frekuensi yang digunakan. Hubungan tersebut dapat ditulis dengan persamaan [30]:

$$\int_a^b \varphi_p(t)\varphi_q(t)dt = 0 \quad (2.25)$$

Keterangan

a = Batas bawah integral.

b = Batas atas integral.

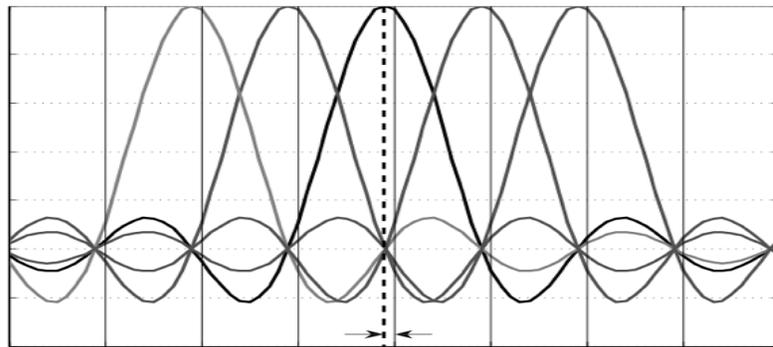
$\varphi_p(t)$ = Fungsi waktu yang mewakili gelombang pada frekuensi p. ($p \neq q$ dengan interval $a < t < b$).

$\varphi_q(t)$ = Fungsi waktu yang mewakili gelombang pada frekuensi q.

t = Variabel waktu.

dt = Diferensial terhadap variabel t .

Suatu sinyal *orthogonal* meskipun saling *overlapping*, tetapi tidak terjadi interferensi. Mengacu Gambar 2.30, jika ditarik suatu garis lurus maka nilai puncak dari suatu *sub-carrier* akan terhubung dengan nilai minimum dari 1 *sub-carrier* yang ada di sebelahnya. Dapat disimpulkan bahwa energi pada tiap-tiap *sub-carrier* tidak berkorelasi dengan energi pada *sub-carrier* yang ada di dekatnya. Dikarenakan oleh hal seperti itu, meskipun *sub-carrier* saling *overlapping* tidak akan terjadi interferensi.



Gambar 2. 30 Spektrum Sinyal OFDM [29].

Implementasi OFDM dari modulasi *multicarrier* OFDM ditunjukkan dalam Gambar 2.31. Proses ini melibatkan modulasi aliran data masukan menggunakan modulasi *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM), yang menghasilkan serangkaian simbol kompleks $X[0], X[1], \dots, X[N - 1]$. Semua simbol ini kemudian diubah dari serial menjadi paralel melalui *serial-to-parallel converter*, menciptakan serangkaian N simbol QAM paralel $X[0], \dots, X[N - 1]$ yang masing-masing sesuai dengan simbol yang ditransmisikan melalui *subcarrier* yang berbeda. simbol-simbol N yang dihasilkan dari konverter serial ke paralel adalah komponen frekuensi diskrit dari sinyal OFDM dalam domain waktu, yang direpresentasikan sebagai $s(t)$ oleh modulator OFDM. Komponen frekuensi dikonversi menjadi sampel waktu dengan menggunakan *invers Discrete Fourier Transform* (DFT) pada N simbol, yang diimplementasikan secara efisien menggunakan algoritma IFFT [31]. Proses *Invers Fast Fourier Transform* (IFFT) menghasilkan simbol yang terdiri dari urutan $X[0], X[1], \dots, X[N - 1]$ dengan panjang N , di mana menggunakan persamaan seperti berikut.

$$x[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} X[i] e^{j2\pi ni/N}, \quad 0 \leq n \leq N - 1 \quad (2.26)$$

Keterangan

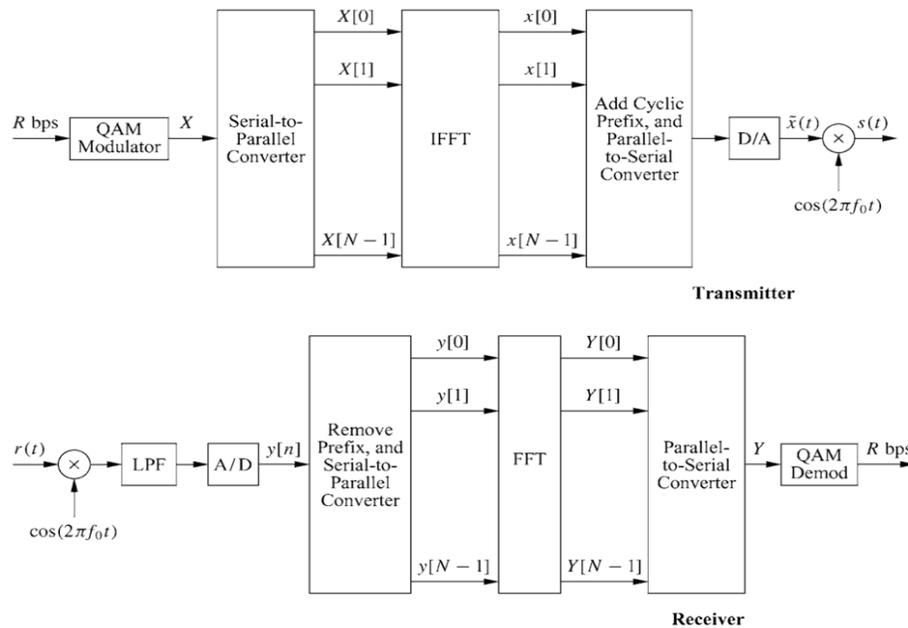
$x[n]$ = Sinyal domain waktu (*waveform*) dengan panjang.

$X[i]$ = Sinyal domain frekuensi (*spectrum*) dengan panjang.

N = Panjang sinyal (jumlah sampel).

i = Indeks frekuensi.

n = Indeks waktu.



Gambar 2. 31 Blok Diagram OFDM [31].

Urutan ini sudah sesuai dengan sampel dari signal *multicarrier*. Selanjutnya, awalan *cyclic prefix* ditambahkan ke simbol OFDM. Hasil dari proses ini adalah deretan sampel waktu, yang kemudian disusun oleh *parallel-to-serial* dan diubah menjadi sinyal analog menggunakan D/A *converter*. Akhirnya, ini menghasilkan *baseband* OFDM signal $\tilde{x}(t)$, yang kemudian di lakukan *upconverted* ke frekuensi f_0 .

Sinyal yang ditransmisikan disaring oleh respon impuls kanal dan dirusak oleh *noise* tambahan, sehingga menghasilkan sinyal yang diterima $r(t)$. Sinyal ini diubah menjadi *baseband* melalui *downconverter* dan disaring untuk menghilangkan

komponen frekuensi tinggi. Kemudian konverter *Analog-Digital* (A/D) mengambil sampel dari sinyal yang dihasilkan, selanjutnya akan menghilangkan *cyclic prefix* dan sampel-sampel ini. Kemudian diubah dari serial menjadi paralel lalu dilewatkan melalui *Fast Fourier Transform* (FFT). Keluaran dari FFT kemudian diubah dari paralel menjadi serial dan dilewatkan melalui demodulator QAM untuk memulihkan data asli [31].

2.2.8.2 FFT & IFFT

Pada sistem OFDM, hubungan antara *sub-carrier* yang *orthogonal* dapat diimplementasikan menggunakan transformasi *fourier*. Di mana pada sisi pemancar OFDM menggunakan *Inverse Fast Fourier Transform* (IFFT) dan pada sisi penerima menggunakan *Fast Fourier Transform* (FFT). IFFT berfungsi sebagai pembuatan simbol (modulator) OFDM dan FFT sebagai pengurai dari simbol OFDM (demodulator). Persamaan FFT dapat ditulis dengan persamaan:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)nk} \quad (2.27)$$

Keterangan

$x[n]$ = Sinyal domain waktu (*waveform*) dengan panjang n .

$X[k]$ = Sinyal domain frekuensi (*spectrum*) dengan panjang k .

N = Panjang sinyal (jumlah sampel).

k = Indeks frekuensi.

n = Indeks waktu.

Dan Persamaan IFFT

$$x(n) = \sum_k^{N-1} X(k) \cdot e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)nk} \quad (2.28)$$

Keterangan

$x[n]$ = Sinyal domain waktu (*waveform*) dengan panjang n .

$X[k]$ = Sinyal domain frekuensi (*spectrum*) dengan panjang k .

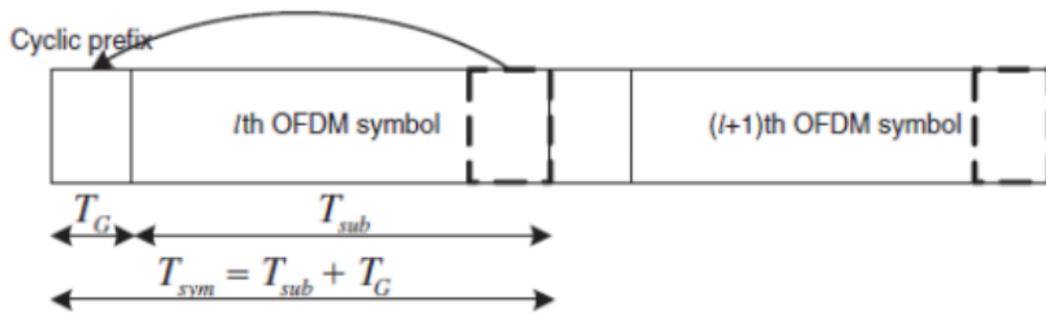
N = Panjang sinyal (jumlah sampel).

k = Indeks frekuensi.

n = Indeks waktu.

2.2.8.3 Cyclic Prefix

Cyclic prefix dibuat untuk mencegah *Intersymbol interference* (ISI) ketika sinyal OFDM ditransmisikan dalam kanal *dispersive*. *Cyclic prefix* pada dasarnya adalah salinan identik dari bagian terakhir simbol OFDM yang ditambahkan sebelum simbol OFDM. CP ini menjaga ortogonalitas *subcarrier* dan mencegah ISI antar simbol OFDM yang berurutan [30]. Dari Gambar 2.32, dapat dibuat persamaan panjang keseluruhan dari simbol yaitu:



Gambar 2. 32 *Cyclic Prefix* Pada OFDM [30].

$$T_{sym} = T_G + T_{sub} \quad (2.29)$$

Dimana

T_{sym} = Panjang *Cyclic Prefix*.

T_G = Panjang simbol tanpa *Cyclic Prefix*.

T_{sub} = Total panjang simbol OFDM.

2.2.8.4 Modulasi 16-QAM

Modulasi merupakan proses penumpangan sinyal informasi terhadap sinyal pembawa. QAM adalah modulasi yang membawa data dengan merubah amplitudo dan fase dari sinyal *carrier*. Sinyal yang dimodulasi akan menghasilkan sinyal termodulasi yang merupakan kombinasi dari *Phase Shift Keying* (PSK) dan *Amplitude Shift Keying* (ASK) [30]. Modulasi 16 QAM terdiri dari 16 simbol yang terdiri dari 4 bit. 16 QAM digunakan pada kondisi kanal antara pengirim dan penerima sangat baik. Kelebihan 16 QAM yaitu, kecepatan pengiriman data yang tinggi dan kekurangannya yaitu, rentan

terhadap *noise*, interferensi, dan kesalahan estimasi kanal [32]. Pada modulasi 16-QAM direpresentasikan dalam Gambar 2.33 dan dapat dituliskan dengan persamaan sebagai berikut [15]:

$$x = \frac{1}{\sqrt{10}} \{ (1 - 2b(4i)) [2 - (1 - 2b(4i + 2))] + j(1 - 2b(4i + 1)) [2 - (1 - 2b(4i + 3))] \} \quad (2.30)$$

Keterangan :

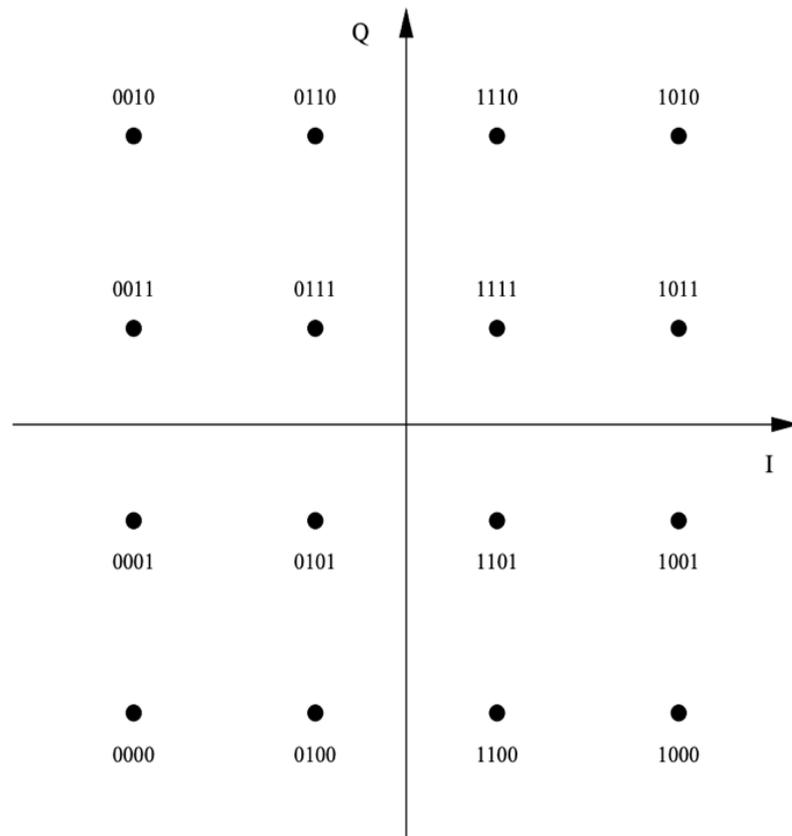
x = Simbol kompleks yang dihasilkan setelah proses modulasi.

$b(4i)$ = bit pertama.

$b(4i + 1)$ = bit kedua.

$b(4i + 2)$ = bit ketiga.

$b(4i + 3)$ = bit keempat.



Gambar 2. 33 Konstelasi 16-QAM [33].

2.2.8.5 Probability Bit Error Rate 16-QAM

Probability BER 16 QAM berkaitan dengan modulasi, BER dan SNR. SNR adalah parameter yang di gunakan untuk menampilkan jumlah derau (*noise*) yang mengganggu sinyal yang ditransmisikan. Dapat diartikan dengan kata lain SNR membandingkan daya yang diinginkan pada suatu sinyal terhadap daya terkandung oleh *noise* yang terjadi pada titik tertentu selama proses transmisi. Hubungan daya sinyal dengan *noise* didefinisikan sebagai berikut :

$$SNR = 10 \log_{10} \frac{S}{N} \quad (2.31)$$

Dengan

SNR = *Signal to Noise Ratio* (dB).

S = Daya sinyal rata-rata (Watt).

N = Daya derau/*Noise* (Watt).

Keterkaitan antara *noise* dan SNR berbanding terbalik. Ketika *noise* memiliki nilai yang besar maka akan mengakibatkan nilai SNR yang semakin kecil dan sebaliknya. Hal tersebut menunjukkan kualitas sinyal akan baik ketika nilai SNR lebih besar karena *noise* yang dihasilkan kecil. Dan juga ketika jarak transmisi dekat, maka kekuatan SNR akan semakin besar begitupun sebaliknya. Modulasi merupakan proses penumpangan sinyal informasi terhadap sinyal pembawa. QAM adalah modulasi yang membawa data dengan merubah amplitudo dan fase dari sinyal *carrier*.

Bit Error Rate (BER) atau biasa disingkat BER adalah salah satu parameter untuk menguji performansi dari suatu sistem komunikasi. *Bit Error Rate* merupakan perbandingan antara *bit* yang *error* dengan *bit* yang ditransmisikan secara keseluruhan. BER menjadi ukuran kredibilitas sinyal berdasarkan kapasitas atau presentase *bit* yang ditransmisikan dan diterima dalam kesalahan (kondisi *error*). Pada dasarnya, semakin banyak *bit* yang buruk maka semakin besar dampaknya pada kualitas sinyal. *Bit Error Rate* didefinisikan dengan persamaan:

$$BER = \frac{\text{Error Bit}}{\text{Transmitted Bit}} \quad (2.32)$$

Bit yang diterima dalam kondisi *error* dapat terjadi pada saat pengiriman (transmisi) data berlangsung. Hal tersebut disebabkan oleh beberapa faktor diantaranya

gangguan derau (*noise*), interferensi, distorsi atau kesalahan sinkronisasi *bit*. Ketika jumlah *bit* yang *error* pada saat pengiriman semakin minim maka BER yang akan diperoleh juga semakin kecil sehingga kinerja sistem bisa dikatakan baik.

Probability bit error rate pada modulasi 16 QAM adalah menghitung peluang setiap bit yang dikirim dan diterima dengan nilai bit yang sama seperti yang dikirim pada kanal *rayleigh*. *Probability bit error rate* pada modulasi 16 QAM didefinisikan dengan persamaan.

$$BER = \frac{4}{\log_2(M)} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q\left(\sqrt{\frac{3\log_2(M) - SNR}{M - 1}}\right) \quad (2.33)$$

Keterangan

M = Orde modulasi (16 untuk 16-QAM).

$\log_2(M)$ = Jumlah bit per simbol.

$Q(x)$ = Fungsi Q, yang mempresentasikan *the tail probability* dari distribusi *gaussian*.

SNR = *Signal-to-noise ratio*, sering dinyatakan dalam istilah (*energi per bit* terhadap *desity ratio*).

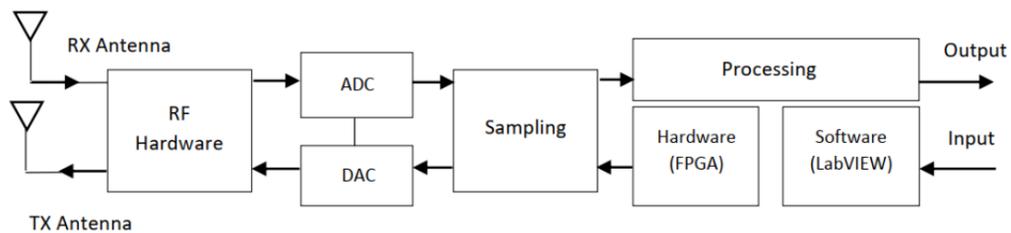
$$P_e(Q) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{e^{-Q^2/2}}{Q} \quad (2.34)$$

Dimana $P_e(Q)$ adalah fungsi komplementer dari fungsi *error*, nilai $\frac{1}{\sqrt{2\pi}}$ merupakan faktor dari korelasi dari $P_e(Q)$. Dari persamaan di atas memiliki hubungan orde modulasi dan SNR yang menghasilkan nilai *probability* BER. Hubungan SNR dan BER yaitu semakin tinggi SNR maka *noise* yang terjadi semakin kecil yang membuat nilai *probability* BER menjadi lebih baik atau nilainya rendah, jika SNR nilainya rendah maka nilai *probability* BER menjadi lebih tinggi atau semakin buruk. Pada modulasi atau orde modulasi, semakin banyak jumlah orde maka semakin kompleks bit yang akan dikirim sehingga *probability* BER akan semakin naik juga begitu sebaliknya. Jika orde QAM semakin rendah maka nilai *probability* BER semakin rendah atau semakin baik. Perlu diketahui bahwa nilai hasil dari *probability* BER tidak akan pernah melewati nilai BER karena *probability* adalah nilai ideal nya.

2.2.9 Software Defined Radio

Software defined radio (SDR) adalah sistem yang mendefinisikan komponen pengolahan sinyal seperti modulator, *amplifier* atau logika khusus dalam perangkat lunak. SDR memungkinkan peralatan radio menjadi fleksibel, dapat diperbarui dan memiliki masa pakai yang lebih lama untuk infrastruktur komunikasi nirkabel. SDR juga dapat memberikan terminal *multi-standar* yang lebih fleksibel dan mungkin lebih murah untuk pengguna akhir. Namun, SDR juga menimbulkan banyak tantangan, beberapa di antaranya menyebabkan SDR berkembang lebih lambat daripada yang diantisipasi. Tantangan dalam pengembangan *transceiver* meliputi masalah ukuran, berat dan daya seperti kapasitas komputasi yang diperlukan, tetapi juga tantangan arsitektur seperti portabilitas aplikasi *waveform*. SDR memiliki implikasi yang berat bagi regulator, organisasi keamanan dan pengembang bisnis.

SDR adalah sistem komunikasi di mana komponen radio, termasuk *filter*, *mixer*, *modulator/demodulator* dan sirkuit deteksi diimplementasikan dalam media yang dapat diprogram untuk menyediakan fleksibilitas dan kemampuan yang lebih tinggi. Diagram blok SDR ditunjukkan pada Gambar 2.34.



Gambar 2. 34 Blok Diagram SDR [14].

SDR mungkin melibatkan beberapa komponen *hardware* atau tetap, termasuk antena, *hardware Radio Frequency (RF) front-end* dan ADC atau DAC. Sementara fungsi bagian lainnya dapat diimplementasikan dalam perangkat lunak atau media yang dapat diprogram. Bagian perangkat lunak termasuk sistem *Field-Programmable Gate Array* (FPGA) yang terstruktur dengan baik yang dapat memberikan *bandwidth* dan kemampuan pemrosesan yang diperlukan untuk mengimplementasikan SDR yang kompleks dan dapat melakukannya pada berbagai tingkat sampling dan *bandwidth* rentang GHz. Biasanya, SDR diberikan interpretasi yang lebih praktis yang

menyatakan bahwa sebagian besar *waveform* didefinisikan dalam perangkat lunak dan memberikan fleksibilitas untuk mengubah *waveform* dalam batas-batas tertentu yang diberikan oleh sistem aktual. Fleksibilitas biasanya diasumsikan setidaknya sampai *multiband* dan multi modulasi. Ada banyak motivasi untuk menggunakan solusi SDR. Di sektor militer, di mana sistem komunikasi harus memiliki masa layanan yang lebih lama dibandingkan di sektor komersial, SDR membantu melindungi investasi dengan memperpanjang masa layanan yang bermanfaat dari sistem komunikasi. Ini dilakukan melalui kemampuan SDR yang memungkinkan untuk mengubah *waveform* dan/atau memuat *waveform* baru pada peralatan SDR yang sudah ada. SDR memiliki potensi untuk meningkatkan produktivitas pengembangan komunikasi radio dan menurunkan biaya hidup siklus komunikasi radio.