

BAB II

DASAR TEORI

2.1 KAJIAN PUSTAKA

Pada penelitian pertama [2] membahas tentang seberapa efektif dari teknik *polar code* dan *repetition code* untuk *error correction* pada sistem komunikasi 5G saat ini. Pada penelitian tersebut melakukan simulasi dan analisis teknik pengkodean *polar codes* dan *repetition codes*. Pemodelan kanal yang digunakan adalah pemodelan kanal 5G *multipath* dan menggunakan modulasi 16 QAM serta menggunakan teknik *multicarrier* CP-OFDM pada numerologi 2. Selain itu, pada penelitian tersebut melakukan analisis dan simulasi menggunakan parameter lingkungan kota Bandung. Frekuensi kerja yang digunakan sebesar 28 GHz. Hasil pemodelan kanal menghasilkan 9 *path* dengan nilai *meanexcess delay* sebesar 5,039 ns dan RMS *delay spread* sebesar 22,747 ns. Pada *repetition codes* hasil kinerja BER yang diperoleh sebesar 1×10^{-4} pada Eb/No 34.62 dB dan pada *polar codes* memperoleh kinerja BER = 0 pada Eb/No > 20 dB. Nilai FER yang diperoleh *polar codes* jauh lebih rendah, pada Eb/No 19,8 dB yaitu $6,13 \times 10^{-3}$ sedangkan pada *repetition codes* yaitu $3,66 \times 10^{-1}$. Sehingga teknik *channel coding* yang efektif untuk menurunkan *bit error* dan *frame error* pada sistem komunikasi 5G adalah *polar code* [2].

Penelitian berikutnya [3] membahas tentang performansi 5G pada model kanal dengan pengaruh kelembapan. Frekuensi yang digunakan 3,3 GHz dengan *bandwidth* 60 MHz berdasarkan spesifikasi numerologi *orthogonal frequency division multiplexing* (OFDM) satu dalam standar 5G NR yang mewakili Telkom *University* di bawah efek kelembapan. Pada penelitian ini mengusulkan model kanal 5G berdasarkan lingkungan dari Universitas Telkom dengan efek kelembapan yang diturunkan menggunakan simulasi komputer untuk implementasi 5G NR di Indonesia. Penelitian ini juga menggunakan *Power Delay Profile* (PDP), yang dibuktikan dengan kinerja *outage* model kanal 5G Telkom *University*. Probabilitas *outage* pada 10^{-4} dari sistem 5G di Telkom *University* dengan kelembapan maksimum dapat dicapai dengan Eb/No sebesar 17,7 dB pada R = 1 dan Eb/No sebesar 16,5 dB pada R = 1/2. Di sisi lain, probabilitas *outage* pada 10^{-4} dengan

kelembaban minimum dapat dicapai pada E_b/N_0 sebesar 17,6 dB pada $R = 1$ dan E_b/N_0 sebesar 16,6 dB pada $R = 1/2$. Performa *outage* dan nilai $E_b = N_0$ ini diharapkan dapat menjadi acuan teoritis E_b/N_0 untuk implementasi sistem 5G di Telkom University.[3].

Penelitian selanjutnya [4] menggunakan frekuensi sebesar 3,3 GHz dan *bandwidth* sebesar 99 MHz berdasarkan spesifikasi 5G dari *Cyclic Prefix Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (CP-OFDM) *numerologi* $\mu = 1$ menggunakan parameter lingkungan yang diukur secara langsung di kota Bandung. Karakteristik lingkungan dengan kelembaban minimum sebesar 36,37%, kelembaban maksimum sebesar 74,88%, kelembaban rata-rata sebesar 53,4%, suhu rata-rata sebesar 28,03°C, dan tekanan udara rata-rata sebesar 937 mbar. Penelitian tersebut menemukan bahwa model kanal 5G dengan pengaruh kelembaban maksimum memiliki *power delay profile* (PDP) 9 *path* dengan nilai daya yang lebih kecil dan *outage performances* ($R > C$) yang lebih buruk dengan gap sebesar 0,3 dB dibandingkan dengan pengaruh kelembaban minimum. Hasil penelitian menunjukkan bahwa penggunaan *convolutional codes* dapat membantu menghemat *Signal to Noise Ratio* (SNR) dengan gap sebesar 3 dB [4].

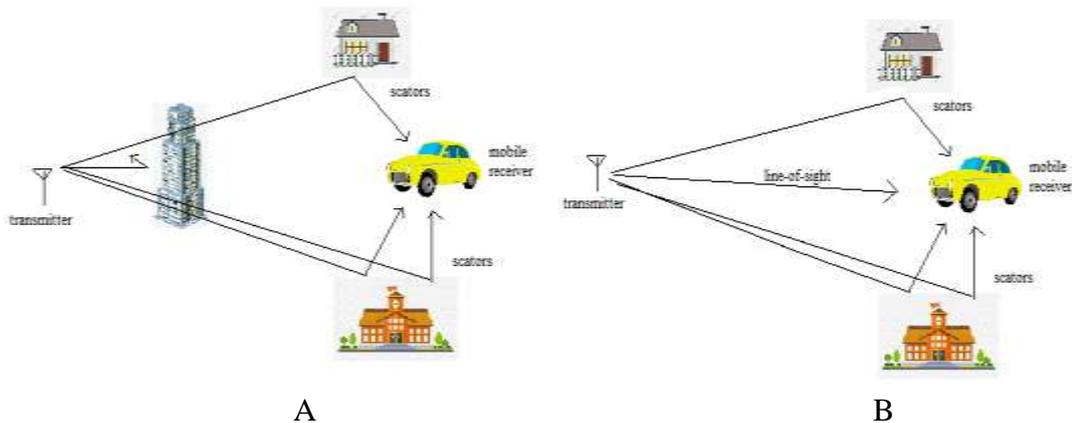
Dari ketiga penelitian tersebut pada penelitian pertama melakukan simulasi dan analisis teknik pengkodean *polar codes* dan *repetition codes* dengan pemodelan kanal 5G *multipath* pada modulasi 16 QAM dan menggunakan teknik *multicarrier* CP-OFDM *numerology*. Kemudian pada penelitian kedua memahami tentang *channel coding* dengan adanya pengaruh kelembaban pada komunikasi 5G. Pada penelitian ketiga hampir sama dengan penelitian kedua yaitu adanya pengaruh kelembaban. Namun yang membedakannya adalah pada penelitian ketiga menggunakan *convolutional codes*. Kemudian yang membedakan penelitian kedua dan ketiga selanjutnya adalah pada penelitian kedua menggunakan *bandwidth* sebesar 60 MHz sedangkan pada penelitian ketiga menggunakan *bandwidth* sebesar 99 MHz.

2.2 DASAR TEORI

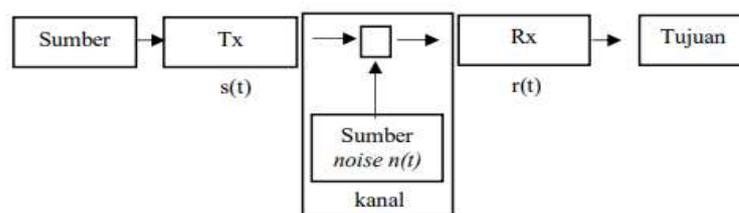
2.2.1 Komunikasi Nirkabel

Komunikasi nirkabel merupakan bentuk transfer pada suatu informasi antara dua titik atau lebih dengan menggunakan kanal radio sebagai media penyalur sinyal informasi. Saat sinyal melewati kanal radio, maka sinyal tersebut akan melewati berbagai macam hambatan. Hal tersebut yang menyebabkan terjadinya pelemahan sinyal pada penerima.

Kanal *wireless* adalah faktor pokok yang membatasi kinerja sistem komunikasi nirkabel. Jarak pada pemancar dan penerima dapat bervariasi dari LOS (*line of sight*) hingga tertutup oleh penghalang NLOS (*Non-Line Of Sight*). LOS (*line of sight*) adalah suatu kondisi antar pengirim dan penerima dapat saling melihat tanpa adanya halangan sedangkan NLOS adalah suatu kondisi ketika pemancar dan penerima tidak berada pada garis pandang virtual langsung dan pada NLOS (*Non-Line Of Sight*) menggunakan beberapa jalur dalam perambatan sinyalnya. Fungsi kepadatan probabilitas dari sinyal yang diterima di lingkungan LOS mengikuti distribusi Rician, sedangkan di lingkungan NLOS mengikuti distribusi *Rayleigh*. Gambar 2.1 mengilustrasikan dua lingkungan yang berbeda ini antara LOS dan NLOS dan pada Gambar 2.2 merupakan sistem komunikasi umum.



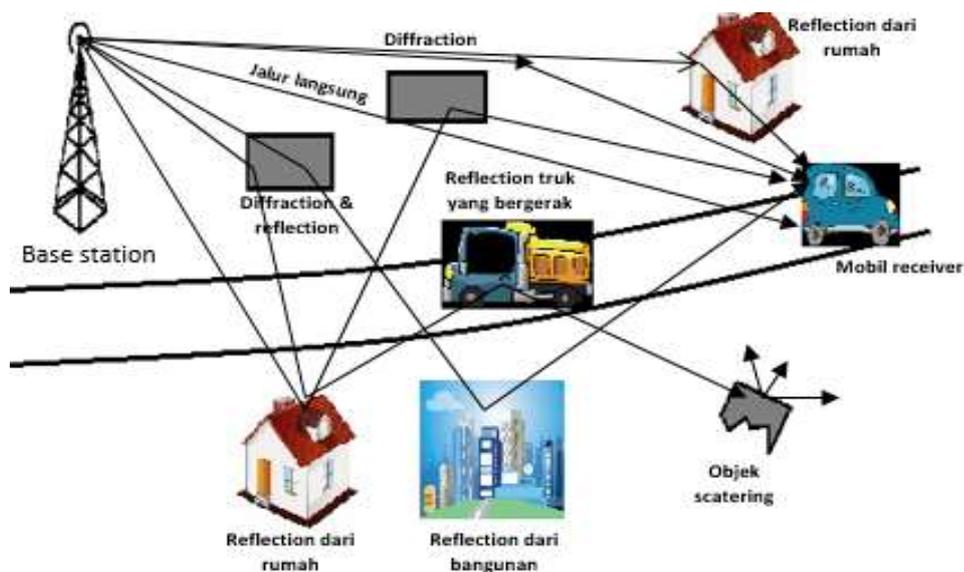
Gambar 2.1 Ilustrasi propagasi lingkungan (a.)NLOS (b.)LOS



Gambar 2.2 Sistem komunikasi Umum

Karakteristik komunikasi nirkabel dapat dibagi menjadi 2 kelompok, yaitu *small-scale fading* dan *large-scale fading*. *Fading* terjadi karena adanya perubahan karakteristik jalur propagasi terhadap waktu. Terdapat 3 mekanisme dasar yang mempengaruhi sinyal propagasi pada sistem komunikasi *mobile* yaitu:

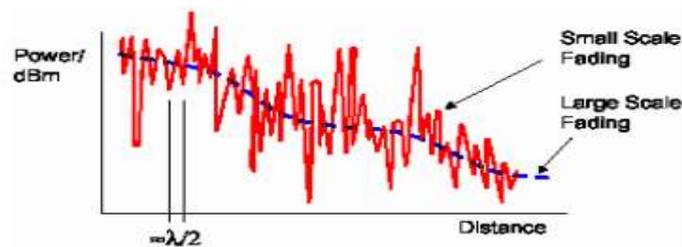
1. *Reflection* terjadi ketika gelombang elektromagnetik yang merambat mengenai suatu benda yang sangat besar contohnya bangunan, gedung dan lain sebagainya. Hal tersebut memaksa kekuatan pada sinyal pancar untuk dipantulkan kembali ke asalnya sebelum dilanjutkan ke penerima.
2. *Diffraction* mengacu pada berbagai fenomena yang terjadi ketika jalur radio antara pemancar dan penerima terhalang oleh permukaan dengan penyimpangan tajam. Propagasi melewati objek yang cukup besar sehingga seolah-olah menghasilkan gelombang sekunder. Gelombang sekunder yang dihasilkan oleh difraksi berguna untuk menetapkan jalur antara pemancar dan penerima, bahkan ketika jalur garis pandang tidak ada.
3. *Scattering* merupakan propagasi yang melewati objek kecil dan kasar dan menyebabkan banyak pantulan kesegala arah dan pada arah yang berbeda-beda [5]. Pada *scattering* memaksa radiasi gelombang elektromagnetik menyimpang dari jalur lurus oleh satu hambatan atau lebih. Hambatan yang terjadi menyebabkan hamburan, seperti dedaunan, rambu-rambu lalu lintas, dan tiang lampu. Pada Gambar 2.3 merupakan ilustrasi *reflection*, *diffraction*, dan *scattering*.



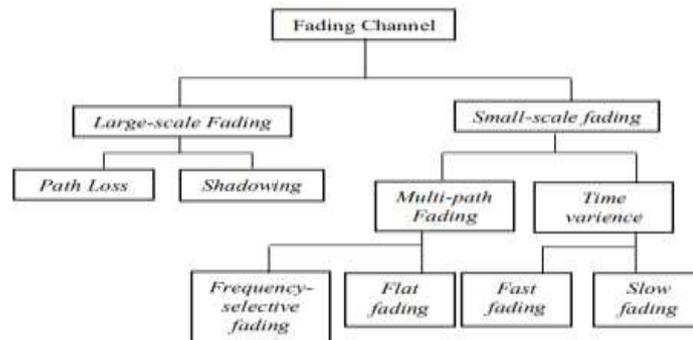
Gambar 2.3 Ilustrasi *reflection*, *diffraction*, dan *scattering*

Macam- macam fading :

1. *Large-scale fading* adalah daya sinyal rata-rata yang berfungsi menjadi jarak antara *transmitter* dan *receiver*, *Large-scale fading* terjadi karena sinyal *path loss* berfungsi menjadi jarak dan *shadowing* oleh objek besar seperti medan yang menghalangi, bangunan maupun vegetasi. Pada Gambar 2.5 merupakan klasifikasi *fading channel*. Karakteristik pada *large-scale fading* adalah *path lost* dan *shadowing*. *Shadowing* merupakan sebuah proses *fading* yang terjadi secara lambat yang diakibatkan oleh pengaruh efek bayangan dari berbagai halangan. Bentuk daya dari *large-scale fading* ditunjukkan pada Gambar 2.4.



Gambar 2.4 *Large-scale dan Small-scale Fading* [6]



Gambar 2.5 Klasifikasi *fading channel*

- *General Path Loss Model*

Model *free-space propagation* digunakan untuk memprediksi kekuatan sinyal yang diterima di lingkungan *line of-sight* (LOS) di mana tidak ada halangan antara pemancar dan penerima. *General path loss* model ini sering digunakan untuk sistem komunikasi satelit.

- Okumura/Hata Model

Model Okumura digunakan untuk menghitung ketinggian antenna dan area jangkauan pada sistem komunikasi seluler. Model okumura/hata adalah model yang paling sering digunakan untuk memprediksi *path loss* di daerah perkotaan. Model okomura/hata pada sistem komunikasi seluler telah

menggunakan pita frekuensi 500–1500 MHz, radius sel 1–100 km dan ketinggian antena mencapai 30 m sampai 1000 m.

- IEEE 802.16d Model

IEEE 802.16d merupakan model yang berbasis *log-normal shadowing path loss* model. Terdapat tiga jenis model yang berbeda (Tipe A, B, dan C), tergantung pada kepadatan penghalang antara pemancar dan penerima (dalam hal kepadatan pohon) di daerah *macro-cell* suburban. Pada Tabel 2.1 menjelaskan tiga jenis model yang berbeda antara ART (*Above Roof Top*) dan BRT (*Under Roof Top*) [7].

Tabel 2.1 Tipe-tipe IEEE 802.16d Path Loss Models

Tipe	Deskripsi
A	<i>Macro-cell</i> suburban, ART ke BRT untuk medan berbukit dengan kepadatan pohon sedang hingga lebat
B	<i>Macro-cell</i> suburban, ART ke BRT untuk kondisi <i>path loss</i> menengah
C	<i>Macro-cell</i> suburban, ART ke BRT untuk medan datar dengan kepadatan pohon ringan

2. *Small-scale fading* atau biasa dikenal dengan *multipath fading*, diperoleh dari 2 jenis mekanisme, yaitu *time spreading* sinyal sebagai akibat dari *multipath* dan *time varying channel* yang disebabkan oleh pergerakan. *Small-scale fading* adalah fluktuasi sinyal dalam periode waktu yang sangat singkat [6]. Hal tersebut disebabkan oleh efek dari beberapa *multiple signal* yang menyebabkan interferensi pada antenna penerima dengan berbagai fase. Fase yang ada seperti interferensi konstruktif dengan fase yang sama dan interferensi destruktif dengan fase yang berbeda. Kemudian, masing-masing dari *multiple signal* dapat mengalami perubahan yang bergantung pada kecepatan *mobile station* dan objek di sekitarnya.

- Parameter *Small-scale fading*

Karakteristik kanal *multipath fading* sering kali ditentukan oleh *power delay profile* (PDP). *Mean excess delay* dan *RMS delay spread* adalah parameter dari *small-scale fading* yang berguna untuk memberikan referensi perbandingan

antara kanal *multipath fading* dan juga digunakan untuk merancang sistem transmisi nirkabel [7].

2.2.2 Power Delay Profile (PDP)

Power delay profile (PDP) adalah faktor utama yang dapat digunakan untuk menentukan statistik *delay*. Nilai PDP didapatkan dari pengolahan respon impuls sinyal pada pengukuran. Perhitungan PDP terdapat pada formula dibawah ini [8]:

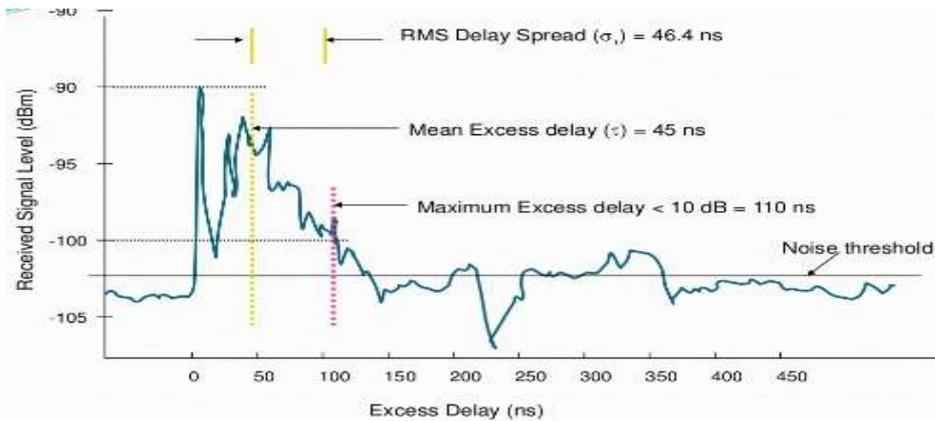
$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} a_l e^{j\varphi_l} \delta(t - t_l)$$

$$10 \log |a_l|^2 = \begin{cases} 0 & l = 0 \\ \gamma_0 + 10 \log \left(e^{-\frac{t_l}{T}} \right) + S & l \neq 0, \end{cases}$$

$$p(t_l | t_{l-1}) = \lambda e^{-\lambda(t_l | t_{l-1})}$$

$$p(L) = \frac{\bar{L}^L e^{-L}}{L!} \quad (2.1)$$

φ_l adalah fase untuk *path* ke- l dan distribusi di atas $(0, 2\pi)$, a_l adalah amplitudo pada *path* untuk *path* l -th, t_l adalah waktu kedatangan *path*, L adalah jumlah *path* datang, $\delta(t)$ adalah dirac fungsi, T adalah peluruhan eksponensial dengan faktor Rician γ_0 , S adalah distribusi normal dengan rata-rata nol dan simpangan baku σ_s , λ adalah laju kedatangan *path*, \bar{L} dan merupakan jumlah rata-rata dari L .



Gambar 2.6 *Power Delay Profile (PDP)*

(PDP) merupakan daya terima persatuan waktu dengan *excess delay* rata-rata dari respon impuls sejumlah sampel secara *spasial*. *Excess delay* dikategorikan menjadi 3 bagian, yaitu *maximum excess delay*, *mean excess delay* dan *root mean square delay spread*. Gambar 2.6 menunjukkan ketiga jenis *excess delay* tersebut akan dijelaskan dibawah ini :

- **Maximum Excess Delay**

Maximum Excess Delay atau dikenal juga dengan *maximum delay spread* (T_{max}) adalah perbedaan waktu relatif yang dihitung dari komponen sinyal yang diterima pertama kali sampai komponen sinyal terakhir yang memiliki daya di atas sensitivitas *receiver* (*threshold*).

- **Mean Excess Delay**

Mean Excess Delay adalah nilai momen pertama dari PDP. *Mean excess delay* akan memperlihatkan *delay* yang sebanding dengan nilai daya sinyal yang diterima dari keseluruhan *delay*. *Mean excess delay* akan menghitung *delay* yang berasal dari komponen *multipath* berdasarkan daya relatifnya. *Mean excess delay* $\bar{\tau}$ dapat dihitung melalui rumus berikut [7]:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k \tau_k P(\tau_k)}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2.2)$$

Dimana a_k merupakan amplitudo sinyal, τ_k adalah *excess delay*, dan $P(\tau_k)$ adalah daya sinyal yang diterima dalam kanal *multipath*.

- **Root Mean Square Delay Spread**

Root Mean Square (RMS) Delay Spread merupakan nilai momen kedua pada PDP. *RMS delay spread* dianggap menjadi selisih dari *mean excess delay* yang berbanding lurus dengan daya sinyal yang diterima.

RMS delay spread σ_τ dapat dihitung sebagai [7]:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} \quad (2.3)$$

Dimana

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k \tau_k^2 P(\tau_k)}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2.4)$$

2.2.5.1 CDF (*Cumulative Distribution Function*)

Cumulative Distribution Function adalah salah satu metode yang dapat menggambarkan distribusi variabel acak. Kelebihan dari *cumulative distribution function* adalah dapat menggunakan semua jenis variabel acak seperti kontinu, diskrit maupun campuran. CDF (X) dapat dilihat seperti berikut [9] :

$$F_X(x) = P(X \leq x) \quad (2.5)$$

Dari rumus diatas menjelaskan jika X merupakan CDF dari variabel acak X .

2.2.3 Channel Model

Channel model merupakan bagian penting dari sistem komunikasi nirkabel, karena kapasitas per-*link* tergantung pada kanal. Perhitungan matematis yang disesuaikan dengan teori komunikasi dapat digunakan untuk memprediksi kinerja jaringan 5G di beberapa lokasi melalui model kanal yang diukur di beberapa kota di Indonesia. Ada beberapa *channel model* yang umum diketahui, seperti *channel model* Okumura-Hata, AWGN, *Rayleigh* dan lain sebagainya. Berikut tiga metode pemodelan yang digunakan pada *channel model*:

1. *Stored Channel Impulse Responses*

Stored Channel Impulse Responses merupakan kanal yang mengukur dan menyimpan respon impuls $h(t, \tau)$. Kelebihan yang terdapat pada metode ini adalah respon impuls yang dihasilkan lebih realistis. Selain itu, pada simulasi sistem yang menggunakan data yang sudah tersimpan dapat direproduksi kembali, karena data tersebut tetap tersedia dan dapat digunakan tanpa batas, bahkan untuk simulasi sistem yang berbeda.

2. *Deterministic Channel Models*

Model ini menggunakan informasi geografis dari database untuk solusi deterministik. Konsep dasarnya sama dengan respon impuls yang disimpan dan akan menentukan respon impuls dari lokasi geografis lainnya. Kelemahan model kanal deterministik dibandingkan dengan respon impuls yang disimpan adalah : (i) membutuhkan proses komputasi yang besar. (ii) hasilnya kurang akurat, karena ketidakakuratan dalam basis data yang mendasari perkiraan metode komputasi numerik.

3. *Stochastic Channel Models*

Dalam model stokastik, respons impuls dicirikan oleh hukum perambatan gelombang yang diterapkan pada bentuk geometri Tx, Rx, dan hamburan tertentu, yang telah ditentukan sebelumnya sesuai dengan distribusi probabilitas tertentu [10].

2.2.4 *Wideband Temporal/ Statistical Spatial Channel Model (SSCM)*

Statistical Spatial Channel Model (SSCM) adalah *channel model* yang termasuk dalam kategori *geometry-based stochastic models (GBSMs)*, artinya

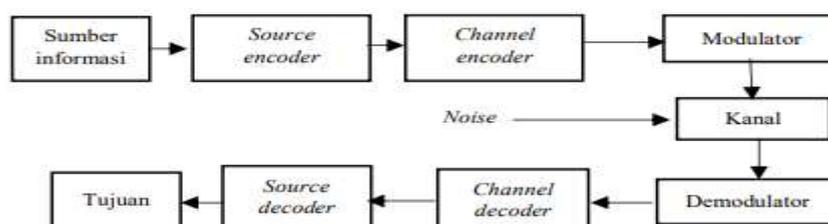
SSCM berbasis geometri yang membuat model kanal ini lebih mudah untuk menganalisis distribusi probabilitas yang akan terjadi. *Statistical Spatial Channel Model* (SSCM) salah satunya digunakan untuk memodelkan MIMO *channel*.

SSCM adalah *channel model* yang telah dikembangkan oleh *New York University*. SSCM dirancang dengan dua parameter penting yaitu parameter statistik temporal dan spasial. Pada statistik temporal akan menentukan komponen *multipath* secara bersamaan sampai ke penerima. Sedangkan pada statistik spasial akan menghitung sinar yang datang dan pergi. Selain itu SSCM juga menggunakan *time clusters* (TC) dan *spatial lobes* (SL) untuk memodelkan CIR (*Channel Impulse Response*) dan spektrum daya oleh *angle of departure* (AoD) dan *angle of arrival* (AoA).

Definisi *time cluster* (TC) adalah suatu komponen *multipath* yang bergerak dalam waktu yang berdekatan dan dapat datang dari berbagai arah dengan *delay* yang lebih sedikit. *Spatial lobes* (SL) bertujuan untuk menunjukkan arah utama dari datangnya suatu energi, di mana energi yang datang lebih dari ratusan *nanosecond* [11].

2.2.5 Channel Coding

Pada proses pengiriman informasi ke penerima, akan dilakukan beberapa proses pada informasi tersebut terlebih dahulu. Salah satunya yaitu proses *channel coding*. Langkah-langkah yang dilakukan pada proses *channel coding* dalam sistem pentransmisi dapat dilihat pada Gambar 2.7.



Gambar 2.7 Diagram Blok Sistem Transmisi

Kanal merupakan model yang menggambarkan bagaimana data yang diterima dihubungkan dengan data yang ditransmisikan. Kanal juga merupakan media transmisi antara pengirim (Tx) dan penerima (Rx) yang dilakukan untuk meminimalkan kesalahan dan memaksimalkan pengiriman informasi.

Channel coding berfungsi untuk menjaga informasi atau data digital dari *error* yang mungkin terjadi selama proses transmisi dengan cara menambahkan bit

redundansi (tambahan) ke dalam data yang akan dikirimkan. *Channel code* yang berfungsi sebagai pendeteksi *error* disebut *error detection codes* dan *channel code* yang mampu mengoreksi *error* disebut *error correction code*. Ada beberapa contoh jenis *channel coding error correction* diantaranya seperti *Reed-Solomon (RS)*, *Viterbi (V) Convolutional*, dan *Concatenated Reed- Solomon Viterbi (RSV)*. Terdapat 2 jenis *error control coding* pada *channel coding* :

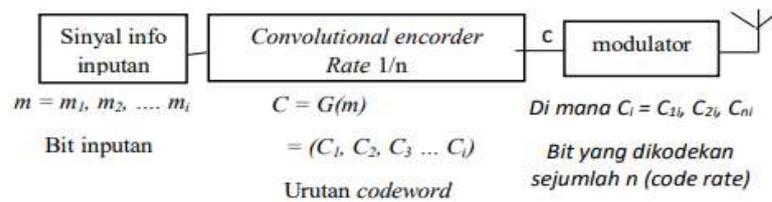
1. ***Automatic Repeat Request (ARQ)*** adalah pengkodean yang hanya bisa mendeteksi kesalahan yang terjadi pada pengiriman ke penerima namun tidak dapat diperbaiki *error*.
2. ***Forward Error Correction (FEC)*** adalah teknik yang dapat mendeteksi sekaligus melakukan perbaikan jika terjadi *error* pada data yang dikirimkan tanpa harus mengirim ulang data tersebut [12].

2.2.6 *Convolutional Code*

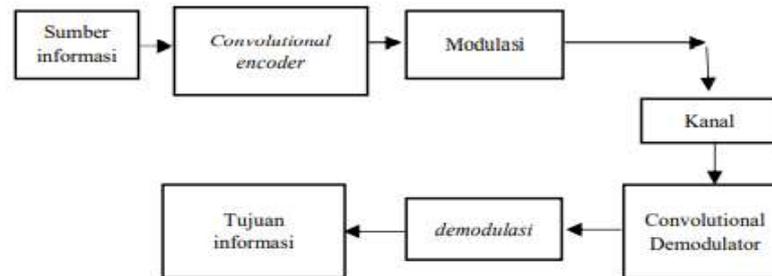
Convolutional code diciptakan oleh Elies pada tahun 1955 dan pada tahun 1970 *convolutional code* mulai digunakan untuk komunikasi *wireless*. *Convolutional Code* dihasilkan dari konvolusi waktu diskrit yang urutan bit informasi dengan respon impulsnya dihasilkan dari *encoder*. Durasi respon impuls ditandai dengan memori *encoder*. Dalam *Convolutional Code*, urutan panjang simbol informasi dikodekan terus menerus dalam bentuk serial.

2.2.5.1 *Convolutional Encoder*

Parameter yang biasanya digunakan pada kode konvolusi adalah $C(j,k,l)$ di mana : j merupakan jumlah bit *output*, k mewakili jumlah bit *input*, dan l adalah jumlah memori yang digunakan. Selain ketiga parameter diatas, ada parameter lainnya adalah generator *polynomials*, *constraints length*, dan *code rate*. Generator *polynomial* ($g(x)$) merepresentasikan aliran bit dari *input-input* memori register, dan biasanya dinyatakan dalam bilangan oktal. *Constraints length* menyatakan berapa kali satu bit *input* keluar dari memori register menjadi *output* ($K=l+1$), sedangkan *code rate* adalah efisiensi kode konvolusional (k/j). Pada Gambar 2.8 merupakan *convolutional encoder* pada blok sistem komunikasi sederhana dan Gambar 2.9 merupakan blok diagram dari *convolutional code encoder*.



Gambar 2.8 *Convolutional encoder* Pada Blok Sistem Komunikasi Sederhana [13]



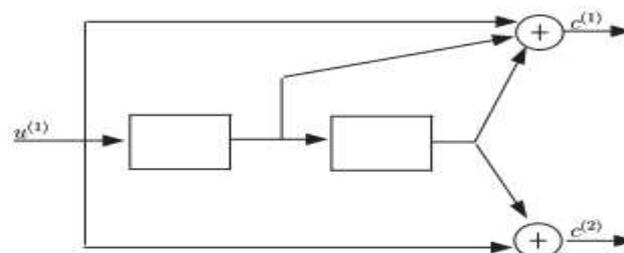
Gambar 2.9 Blok Diagram *Convolutional Code Encoder*

- Urutan bit pesan digunakan sebagai sumber informasi pada *convolutional code* dan terhubung pada informasi biner. Setelah pengkodean data selesai, maka modulasi akan dilakukan.
- *Noise* pada kanal akan masuk saat bit informasi melewati kanal dan *noise* yang ada pada kanal akan mengubah sebagian dari bit informasi.
- Demodulasi akan terjadi di ujung penerima, setelah itu *convolutional decoding* dilakukan, dan akan membantu memulihkan pesan yang *error*.

Contoh :

Gambar 2.10 menunjukkan blok diagram pada *binary convolutional encoder*. Blok menandakan elemen *shift register* dan lingkaran menandakan *modulo-2 adders*. *T input encoder* adalah satu bit pesan $u_t^{(1)}$, dan *output*-nya adalah 2 bit, $c_t^{(1)}$ dan $c_t^{(2)}$; jadi *code rate*-nya adalah $\frac{1}{2}$, *Codeword convolutional c* dibentuk dengan memasukkan aliran bit $c^{(1)}$ dan $c^{(2)}$:

$$c = [c_1^{(1)} \ c_1^{(2)} ; c_2^{(1)} \ c_2^{(2)} ; c_3^{(1)} \ c_3^{(2)} ; \dots ; c_t^{(1)} \ c_t^{(2)}] \quad (2.6)$$



Gambar 2.10 Gambar *Convolutional Encoder* pada Contoh

Pada gambar diatas $u^{(1)}$ menyatakan bit *input* dan $c^{(1)}$ dan $c^{(2)}$ menyatakan bit *output*, *encoder* ini memiliki 1 *shift register* dan berisi 2 elemen *shift register*, keadaan *encode* $S = (s^{(1)}, s^{(2)})$, dimana $s^{(1)} \in \{1, 0\}$ adalah isi dari elemen register sebelah kiri dan $s^{(2)} \in \{1, 0\}$ adalah isi dari elemen register sebelah kanan. Dengan demikian *encoder* dapat berada di salah satu dari empat keadaan kemungkinan, $S0 = (0, 0)$, $S1 = (0, 1)$, $S2 = (1, 0)$ dan $S3 = (1, 1)$.

Karena hanya ada satu *input*, maka pesan u hanya diberikan oleh $[u_1^{(1)} u_2^{(1)} \dots u_t^{(1)}]$, dan akan menurunkan *superscript* (1). Terdapat pada Gambar 2.10 bahwa untuk *encoder* ini bit *output* $c_t^{(1)}$ adalah jumlah *modulo-2* dari bit *input* u_t , dan nilai dari kedua elemen *shift register* [14]:

$$c_t^{(1)} = u_t \oplus s_t^{(1)} \oplus s_t^{(2)}, \quad (2.7)$$

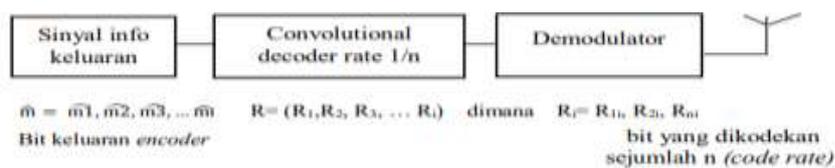
Dimana \oplus menyatakan penambahan *modulo-2*, *output* bit $c^{(2)}$ pada waktu t yaitu $c_t^{(2)}$, jumlah bit *input* u_t pada *modulo-2* dan nilai elemen *shift register* kedua [14]:

$$c_t^{(2)} = u_t \oplus s_t^{(2)} \quad (2.8)$$

2.2.5.2 Convolutional Decoder

Pada proses *decoder* akan digunakan algoritma Viterbi, algoritma ini didasarkan pada metode pencarian maksimum *likelihood* secara sistematis, sehingga dapat melakukan koreksi kesalahan untuk kata kode yang panjang. Setiap kali didapat kata kode dengan jarak paling kecil, maka kata kode ini disimpan dalam satu register, kata kode ini dinamakan *survivor*.

Algoritma Viterbi merupakan cara pencacah (*sequence*) *likelihood* maksimum yang dapat digunakan untuk proses *decoding* pada kode konvolusi. pembuatan algoritma Viterbi berdasarkan pada informasi *trellis* pada kode konvolusi. Pada Gambar 2.11 adalah ilustrasi *convolutional decoder* di blok penerima dimana \hat{m} merupakan bit *output decoder*, R = masukan blok *decoder dan n menyatakan *code rate* konvolusi.*



Gambar 2.11 *Convolutional decoder* dalam blok sistem komunikasi sederhana

[13]

2.2.7 Polar Codes

Polar code merupakan salah satu dari sekian banyak jenis *channel coding* yang berfungsi untuk mengoreksi *error* dalam penransmisian data. Konstruksi kode berdasarkan pada beberapa pengulangan dari rangkaian kode kernel yang mengubah kanal fisik menjadi kanal virtual. *Polar code* diklasifikasikan dalam *linear block codes* berdasarkan fenomena yang dikenal sebagai *channel polarization*. *Polar code* pertama kali diketahui mampu mencapai kapasitas *Shannon* untuk *Input Binary Discreate Memoryless Channel* (BDMC).

Polar codes adalah skema *error-correcting code* yang diperkenalkan oleh Erdal Arıkan. *Polar codes* merupakan jenis *channel coding linear block code* yang berguna untuk mengoreksi *error* dalam penransmisian data agar pengiriman data sempurna. *Polar codes* memiliki konstruksi kode yang dapat dilakukan dengan mudah dan memiliki kompleksitas yang rendah. Konstruksi kode didasarkan pada beberapa perulangan dari rangkaian kode kanal yang merubah kanal fisik menjadi kanal virtual.

2.2.7.1 Perspektif Teori Informasi Polar code

Untuk variabel acak diskrit \tilde{U} , entropi $H(\tilde{U})$ didefinisikan sebagai [15]

$$H(\tilde{U}) = - \sum_u p(u) \log p(u) \quad (2.9)$$

Di mana $p(u)$ adalah fungsi massa probabilitas dari $H(\tilde{U})$, dan $\log(\cdot)$ adalah fungsi logaritma basis 2. Entropi gabungan dari dua variabel acak diskrit \tilde{U} dan \tilde{Y} didefinisikan sebagai [15]

$$H(\tilde{U}, \tilde{Y}) = - \sum_{u,y} p(u, y) \log p(u, y) \quad (2.10)$$

Di mana $p(u, y)$ adalah fungsi massa probabilitas dari \tilde{U} dan \tilde{Y} . Informasi mutual antara dua variabel acak diskrit \tilde{U} dan \tilde{Y} didefinisikan sebagai [15]

$$I(\tilde{U}; \tilde{Y}) = H(\tilde{U}) - H(\tilde{U} | \tilde{Y}) \text{ atau } I(\tilde{U}; \tilde{Y}) = H(\tilde{Y}) - H(\tilde{Y} | \tilde{U}) \quad (2.11)$$

Persamaan dapat dinyatakan dalam fungsi massa probabilitas gabungan dan marjinal sebagai [15] :

$$I(\tilde{U}; \tilde{Y}) = \sum_{u,y} p(u, y) \log \frac{p(u, y)}{p(u)p(y)} \quad (2.12)$$

Pada formula (2.12) adalah kuantitas rata-rata probabilistik dan dapat ditulis secara singkat sebagai [15] :

$$I(\tilde{U}; \tilde{Y}) = E \left\{ \log \frac{p(\tilde{U}, \tilde{Y})}{p(\tilde{U})p(\tilde{Y})} \right\} \quad (2.13)$$

Catatan :

$$E \left(g(\tilde{U}, \tilde{Y}) \right) = \sum_{u,y} p(u, y) g(u, y) \quad (2.14)$$

Informasi mutual antara \tilde{U} dan (\tilde{Y}, \tilde{Z}) didefinisikan sebagai [15]

$$EI(\tilde{U}; \tilde{Y}, \tilde{Z}) = \sum_{u,y,z} p(u, y, z) \log \frac{p(\tilde{U}, \tilde{Y}, \tilde{Z})}{p(\tilde{U})p(\tilde{Y}, \tilde{Z})} \quad (2.15)$$

yang dapat ditulis sebagai [15]

$$I(\tilde{U}; \tilde{Y}, \tilde{Z}) = E \left\{ \log \frac{p(\tilde{U}, \tilde{Y}, \tilde{Z})}{p(\tilde{U})p(\tilde{Y}, \tilde{Z})} \right\} \quad (2.16)$$

Dengan cara yang sama, kita dapat mendefinisikan $I(\tilde{U}_1, \tilde{U}_2; \tilde{Y}_1, \tilde{Y}_2)$ sebagai [15]

$$I(\tilde{U}_1, \tilde{U}_2; \tilde{Y}_1, \tilde{Y}_2) = \sum_{u_1, u_2, y_1, y_2} p(u_1, u_2, y_1, y_2) \log \frac{p(u_1, u_2, y_1, y_2)}{p(u_1, u_2)p(y_1, y_2)} \quad (2.17)$$

Secara umum, untuk dua vektor variabel acak sebagai [15]

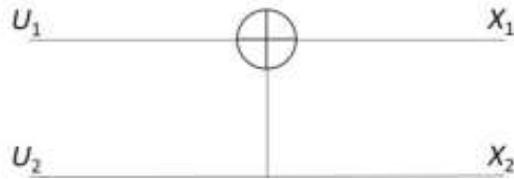
$$U = (\tilde{U}_1, \tilde{U}_2, \dots, \tilde{U}_N) \quad Y = (\tilde{Y}_1, \tilde{Y}_2, \dots, \tilde{Y}_N) \quad (2.18)$$

informasi mutual $I(\tilde{U}; \tilde{Y})$ didefinisikan sebagai [15]

$$I(\tilde{U}; \tilde{Y}) = \sum_{\tilde{u}, \tilde{y}} p(\tilde{u}, \tilde{y}) \log \frac{p(\tilde{u}, \tilde{y})}{p(\tilde{u})p(\tilde{y})} \quad (2.19)$$

2.2.7.2 Polar Encoder

Encoder adalah teknik pengkodean bit/data sebelum bit tersebut ditransmisikan. Teori *Polar Encoder*, menggunakan operasi bilangan XOR matriks antar bit konstruksi dengan matriks generator yang sesuai dengan panjang blok dari bit konstruksi tersebut. U merupakan bit yang masuk terdiri atas bit informasi dan bit *frozen*, X merupakan hasil operasi XOR antara bit U atau hasil dari proses *encoding*, sedangkan G_m merupakan matriks generator yang dapat meluas berdasarkan hasil pemangkatan Kroneker sesuai dengan panjang bitnya, sesuai dengan formula 2.20.



Gambar 2.12 Struktur Konstruksi *Polar Codes* Blok 2 Bit.

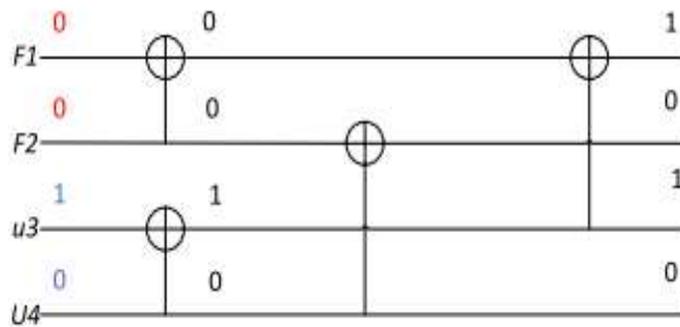
Pada Gambar 2.12 merupakan struktur konstruksi *polar codes* blok 2 bit dan Dirumuskan dengan[2]:

$$\begin{aligned}
 [X_1 \ X_2] &= [U] [G_m] \\
 &= [U_1 \ U_2] \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \\
 &= [U_1 \oplus U_2 \quad U_2] \qquad (2.20)
 \end{aligned}$$

Dimana U merupakan bit yang masuk terdiri atas bit informasi dan bit frozen, X merupakan hasil operasi XOR antara bit U atau hasil dari proses *encoding*, kemudian G_m merupakan matriks generator yang dapat meluas berdasarkan hasil pemangkatan *kronecktor* K sesuai dengan panjang bloknya yang dinyatakan dengan [2]:

$$\begin{aligned}
 G_m &= G^{2^{\oplus k}} \\
 G_2 &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \\
 G_4 &= \begin{bmatrix} G_2 & G_2 \\ G_2 & G_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} X \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \qquad (2.21)
 \end{aligned}$$

Salah satu contoh *polar code* mempunyai panjang 4 bit, seperti yang terlihat pada Gambar 2.13 dengan *input* = [0010], untuk memperoleh bit *encoded* = [1010].



Gambar 2.13 *Encoder Polar Code* Blok 4 Bit [2]

Code sepanjang 4 bit, dengan $input = [0010]$, dan menghasilkan bit $encoded = [1010]$ yang $X_n = U_n \times G_n$ dapat dihitung dengan formula 2.22 [2]:

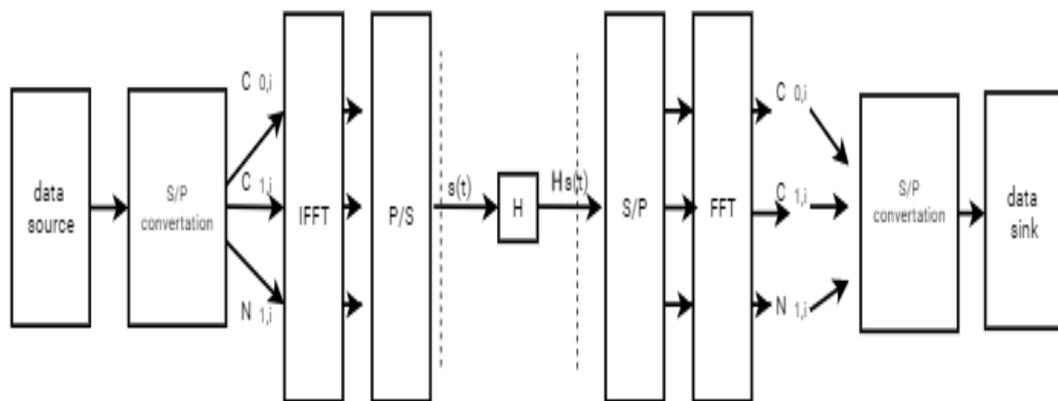
$$\begin{aligned}
 X_n &= U_n \times G_n \\
 &= [0 \ 0 \ 1 \ 0] \times \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \\
 &= [1 \ 0 \ 1 \ 0] \tag{2.22}
 \end{aligned}$$

2.2.7.3 Polar Decoder

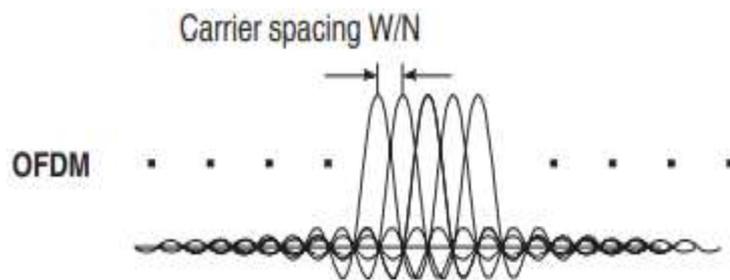
Decoder merupakan teknik pengkodean dari bit/data yang diterima di kanal yang kemudian dikodekan menjadi bit yang sama sesuai dengan bit yang dikirimkan. *Decoder Polar Decoder* dibagi menjadi beberapa macam, seperti *iterative decoding*, *belief propagation decoding*, *successive cancellation decoding*, *list decoding*, dan lainnya. Namun dari berbagai macam *decoding* yang diusulkan menggunakan *soft input successive cancellation decoding* yang merupakan modifikasi dari *successive cancellation decoding* (SC) dengan *soft decoding* BPSK.

2.2.8 Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) merupakan suatu teknik transmisi yang menggunakan beberapa buah frekuensi (*multicarrier*) yang saling tegak lurus (*orthogonal*). Teknik tersebut merupakan kombinasi dari teknik modulasi dan teknik *multiplexing*. Sedangkan *multiplexing* adalah suatu teknik mengirimkan lebih dari satu (banyak) informasi melalui satu saluran. Pada Gambar 2.14 merupakan blok diagram dari OFDM dan Gambar 2.15 merupakan teknik modulasi OFDM.



Gambar 2.14 Blok Diagram OFDM [10]



Gambar 2.15 Teknik Modulasi OFDM (N carrier dalam bandwidth W) [10]

Ada 3 parameter kunci pada OFDM yaitu: amplitudo, *phasa* dan frekuensi. Pada OFDM frekuensi *multicarrier* saling tegak lurus, yang berarti bahwa *cross-talk* di antara *sub-channel* dihilangkan dan *inter-carrier guard band* tidak diperlukan, yang paling penting dari OFDM adalah hubungan ortogonal antara sinyal *subcarrier*. Data dari semua *subcarrier* dimodulasi dalam *baseband* dengan *Inverse Fast Fourier Transform* (IFFT) dan diubah kembali menjadi data serial. *Guard interval* disisipkan di antara simbol untuk menghindari ISI (inter simbol interferensi) yang disebabkan oleh *multipath fading*. Di penerima, komponen *m-subcarrier* yang sesuai dengan data yang diterima pertama kali dideteksi secara koheren dengan *Fast Fourier Transform* (FFT). Kemudian menghubungkan *gain* agar dapat menggabungkan energi dari sinyal yang diterima dan akan tersebar di domain frekuensi.

2.2.8.1 Orthogonalitas

Sinyal eksponensial kompleks dengan *time-limited* $\{e^{j2\pi f_k t}\}_{k=0}^{N-1}$ menunjukkan *subcarrier* yang berbeda pada $f_k = k/T_{sym}$ dalam sinyal OFDM, dimana $0 \leq t \leq T_{sym}$. Sinyal-sinyal ini didefinisikan ortogonal jika integral dari hasil pada periode umumnya adalah nol [7]:

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_{sym}} \int_0^{T_{sym}} e^{j2\pi f_k t} e^{-j2\pi f_i t} dt &= \frac{1}{T_{sym}} \int_0^{T_{sym}} e^{j2\pi \frac{k}{T_{sym}} t} e^{-j2\pi \frac{i}{T_{sym}} t} dt \\ &= \frac{1}{T_{sym}} \int_0^{T_{sym}} e^{j2\pi \frac{k-i}{T_{sym}} t} dt \\ &= \begin{cases} 1, \forall \text{ integer } k = i \\ 0, \text{ sebaliknya} \end{cases} \end{aligned} \quad (2.23)$$

Dengan mengambil sampel diskrit dengan contoh sampel pada $t = nT_s = \frac{nT_{sym}}{N}$, $n = 0, 1, 2, \dots, N - 1$, Ortogonalitas di atas merupakan syarat penting agar sinyal OFDM bebas dari ICI (*inter-carrier interference*).

2.2.8.2 Peran IFFT dan FFT pada OFDM

Pada bagian bab utama diatas sudah dijelaskan mengenai OFDM, Secara umum, sinyal OFDM dapat direpresentasikan sebagai [16]:

$$\text{sinyal OFDM} = c(t) = \sum_{n=0}^{N-1} s_n(t) \sin(2\pi f_n t)$$

Disini $s(t)$ adalah simbol yang di petakan ke konstelasi yang dipilih (BPSK/QPSK/QAM dan lainnya) dan f_n adalah frekuensi ortogonal.

IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) merupakan sebuah proses pemecahan sinyal menjadi sebuah frekuensi yang berbeda dengan mengalihkan sinyal yang berbentuk serangkaian sinusoida. Pada dasarnya sinyal yang dihasilkan mengkonversi domain waktu ke domain frekuensi, namun IFFT pada aslinya selalu mengkonversi dari domain frekuensi ke domain waktu. FFT dirumuskan seperti dibawah ini [16]:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) + j \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \quad (2.24)$$

IFFT dirumuskan dengan [16]:

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) - j \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \quad (2.25)$$

Kedua persamaan diatas keduanya melakukan hal yang sama dimana persamaan itu mengalihkan sinyal yang masuk dengan serangkaian sinusoida dan memisahkannya ke dalam bin. Faktanya, FFT dan IFFT berlaku serupa dan blok IFFT dan FFT dapat ditukar satu sama lain. Karena sinyal OFDM $c(t)$ dalam persamaan di atas berada dalam domain waktu, IFFT adalah pilihan yang tepat untuk digunakan dalam pemancar, yang dapat dianggap sebagai mengubah sampel domain frekuensi menjadi sampel domain waktu.

2.2.8.3 *Cyclic Prefix Orthogonal Frequency Division Multiplexing (CP-OFDM)*

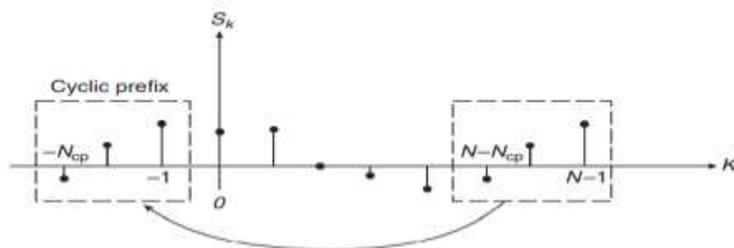
Cyclic Prefix (CP) adalah pengulangan sampel bagian akhir dari simbol OFDM yang ditambahkan pada bagian depan dari simbol. CP berfungsi sebagai *guard interval* yang memastikan semua simbol OFDM terkirim secara lengkap dalam interval *Fast Fourier Transform* (FFT) dengan waktu tunda yang sama. Hal

ini akan menjaga ke-orthogonalitas-an dari sinyal OFDM. Pada modulasi OFDM, *Inverse Fast Fourier Transform* (IFFT) diambil sebagai perioda simbol sehingga secara teknisnya akan dihasilkan waktu yang sama [17].

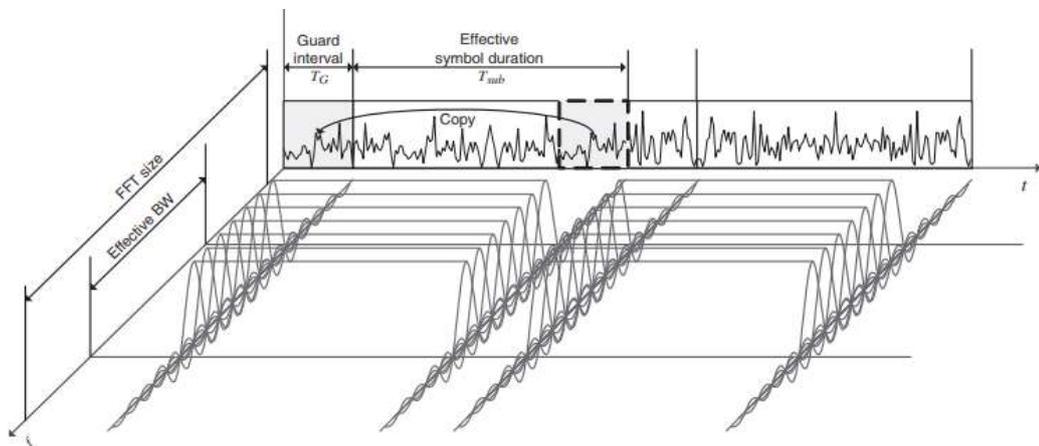
fungsi dasar untuk transmisi [10] :

$$g_n(t) = \exp \left[j2\pi n \frac{W}{N} t \right] \text{ untuk } -T_{cp} < t < \hat{T}_s \quad (2.26)$$

Dimana W/N adalah jarak *carrier* dan $\hat{T}_s = N/W$ durasi simbol T_s sekarang adalah $\hat{T}_s = T_s + T_{cp}$. Berarti Definisi fungsi dasar untuk durasi $0 < t < \hat{T}_s$ simbol OFDM "normal" ditransmisikan. Hal ini dapat dengan mudah dilihat dengan mensubstitusikan pada persamaan (2.26) bahwa, $g_n(t) = g_n(t + N/W)$ oleh karena itu, selama waktu $-T_{cp} < t < 0$, salinan bagian terakhir dari simbol ditransmisikan. Dari linearitas juga mengikuti bahwa total sinyal $s(t)$ yang ditransmisikan selama waktu $-T_{cp} < t < 0$ adalah salinan dari $s(t)$ bagian terakhir, $\hat{T}_s - T_{cp} < t < \hat{T}_s$ Bagian awal dari sinyal disebut "*cyclic prefix*". Pada Gambar 2.16 merupakan gambar prinsip *Cyclic Prefix* dan Gambar 2.17 merupakan deskripsi *time/frequency-domain* OFDM symbol dengan CP.



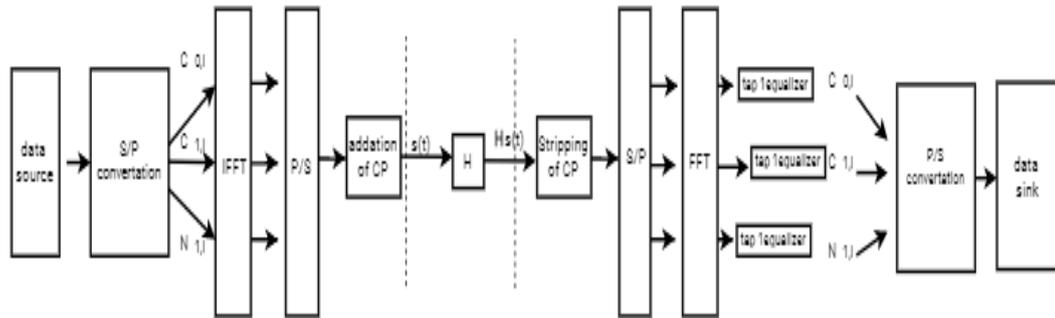
Gambar 2.16 Prinsip *Cyclic Prefix*. $N_{cp} = NT_{cp}/(N/W)$ adalah jumlah sampel dalam *Cyclic Prefix*[10]



Gambar 2.17 Deskripsi Time/frequency-domain OFDM symbol dengan CP

Note :

- Pada CP diasumsikan bahwa penurunan *channel* tersebut berbentuk statis selama durasi simbol OFDM. Jika asumsi ini tidak terpenuhi, interferensi antar *subcarrier* masih dapat terjadi.
- Membuang bagian dari sinyal yang diterima akan menurunkan *Signal-to Noise Ratio* (SNR). Untuk parameter CP yang digunakan sekitar 10% dari durasi simbol, *loss* tersebut masih dapat ditoleransi.



Gambar 2.18 Blok diagram OFDM menggunakan CP-OFDM [10]

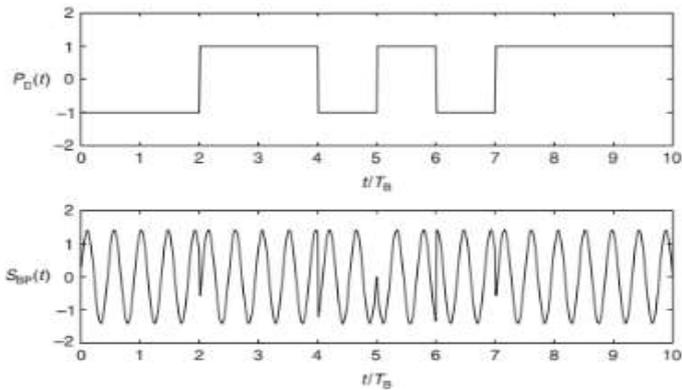
Pada Gambar 2.18 merupakan gambar blok diagram OFDM termasuk CP OFDM. Data asli akan dikonversi S/P. Setiap blok simbol data N menyebabkan IFFT, kemudian ditambahkan sampel $N T_{cp} / T_s$. Sinyal yang dihasilkan dimodulasi ke *single carrier* dan ditransmisikan melalui kanal yang mendistorsi sinyal dan pada saat itu akan terjadinya *noise*. Pada penerima, sinyal dibentuk menjadi blok-blok, setiap blok-blok tersebut CP yang ada akan dihilangkan dan pada blok-blok tersebut juga akan terjadi FFT, dan kemudian akan dikonversi P/S.

2.2.9 Binary Phase Shift Keying (BPSK)

Modulasi merupakan proses perubahan suatu gelombang periodik sehingga menjadi suatu sinyal yang mampu membawa suatu informasi. Modulasi BPSK adalah sebuah Teknik modulasi digital dengan memiliki perubahan fase 0° hingga 180° yang mana fasa sinyal pembawa (*carrier*) diubah kemudian disesuaikan dengan sinyal informasi. Untuk bit 1 memiliki sudut fase 0° sedangkan bit 0 memiliki sudut fase 180° . Teknik modulasi digital dengan gelombang pembawa analog akan lebih meningkatkan kualitas *Signal to Noise Ratio* (SNR) jika dibanding dengan modulasi analog. SNR merupakan parameter yang banyak digunakan untuk pencirian pada respons *detector*. Berikut rumus SNR.

$$\text{SNR} = 10 \log_{10} (\text{S/N}) \text{ dB} \quad (2.27)$$

S merupakan daya sinyal rata-rata (*Watt*) dan N merupakan Daya derau (*Watt*) [18]. Modulasi BPSK merupakan metode modulasi paling sederhana. Modulasi BPSK dapat diartikan sebagai modulasi fase, di mana aliran data mempengaruhi fase sinyal pancar. Tergantung pada bit data b_i , fase sinyal yang ditransmisikan adalah $\pi/2$ atau $-\pi/2$.



Gambar 2.19 Binary Phase Shift Keying Sebagai Fungsi Waktu

Gambar 2.19 menunjukkan bentuk gelombang sinyal dan Gambar 2.20 diagram ruang sinyal. Pada *baseband equivalent*, simbol modulasi kompleks adalah $\pm j$ [10]:

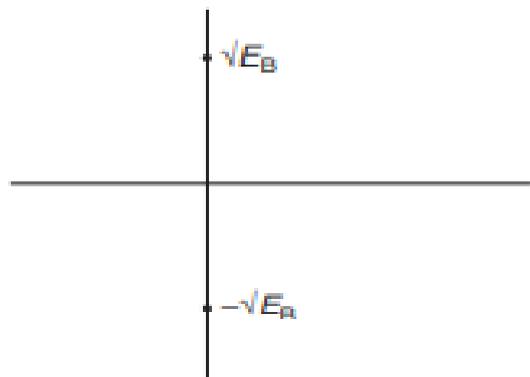
$$c_i = j \cdot b_i \quad (2.28)$$

sehingga bagian real dari sinyal adalah [10]:

$$\text{Re}\{s_{LP}(t)\} = 0 \quad (2.29)$$

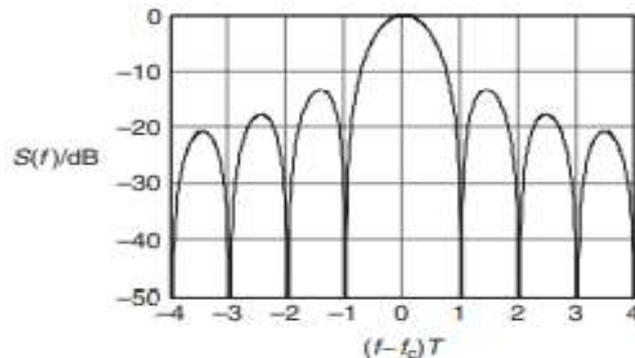
dan bagian imajiner adalah [10]:

$$\text{Im}\{s_{LP}(t)\} = \sqrt{\frac{2E_B}{T_B}} P_D(t) \quad (2.30)$$



Gambar 2.20 Diagram ruang sinyal BPSK

Pada *envelope* memiliki amplitudo yang bersifat konstan, kecuali pada waktu $t = iT_B$. Spektrum menunjukkan *roll-off* yang sangat lambat, karena menggunakan pulsa persegi panjang tanpa filter sebagai pulsa dasar. Pada Gambar 2.21 merupakan Kerapatan spektral daya yang dinormalisasi BPSK



Gambar 2.21 Kerapatan spektral daya yang dinormalisasi BPSK [10]

2.2.10 Urban Microcells (UMi)

Urban Microcells adalah salah satu model 3GPP ETSI TR digunakan untuk perhitungan *path loss* redaman yang dihasilkan pada transmisi jaringan radio pada penggunaan pita frekuensi lebih dari 6 GHz. *Urban Microcells* merupakan model yang digunakan pada area padat penduduk dengan banyaknya gedung-gedung tinggi. Pada model ini sinyal yang diterima adalah penjumlahan antara sinyal langsung dan sinyal tidak langsung yang dominan. *Urban Microcell* ini menjadi *default option* sangat sering digunakan dibandingkan model-model lainnya yaitu *Urban Macrocell (UMa)*, and *Rural Macrocell (RMA)*. Pada Tabel 2.2 merupakan ketentuan parameter pada *urban microcells*.

Tabel 2.2 Ketentuan Parameter pada *Urban Microcells* [19]

Parameter		Ketentuan UMi
Cell layout		Hexagonal grid, 19 micro sites, 3 sectors, per site (200 m)
Tinggi antenna gNodeB (hBS)		10 m
Lokasi UT	Outdoor/Indoor	Outdoor dan Indoor
	LOS/NLOS	LOS dan NLOS
	Height mobile station (hUT)	1,5 – 2,5 m
Mobilitas UT (horizontal plane only)		3 km/h
Jarak minimal BS – UT		10 m

2.2.11 Bit Error Rate (BER)

BER didefinisikan sebagai rasio dari bit *error* yang diterima dengan bit yang ditransmisikan dalam sistem transmisi selama periode waktu tertentu. Besarnya BER bisa sangat tinggi pada komunikasi *wireless*, terutama pada komunikasi jaringan seluler. Pada sistem telekomunikasi, BER adalah indikasi seberapa sering data harus ditransmisikan ulang karena kesalahan. Apabila ditunjukkan nilai BER suatu sistem sebesar 10^{-9} , artinya terdapat kesalahan paling besar satu bit dalam pengiriman data sebanyak 1.000.000 bit.

BER yang tinggi mengartikan bahwa laju data suatu sistem telekomunikasi lebih lambat dan menyebabkan waktu transmisi secara keseluruhan lebih lambat untuk jumlah data yang ditransmisikan. BER dapat ditekan dengan cara penggunaan skema modulasi yang lambat dan menggunakan skema *line coding*. BER dapat dirumuskan dalam persamaan [20]:

$$BER = \frac{\sum \text{Biterror}}{\sum \text{Bittransmitted}} \quad (2.31)$$

- **BER Untuk Modulasi BPSK pada Rayleigh Fading Channel**

Probabilitas kesalahan untuk transmisi +1 atau -1 dapat dihitung dengan mengintegrasikan fungsi kepadatan probabilitas *Gaussian* $\frac{E_b}{N_0}$ untuk nilai rasio energi bit terhadap rasio *noise* terhadap *noise* yang diberikan. BER nya adalah:

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (2.32)$$

Namun dengan adanya kanal h , rasio energi bit efektif terhadap *noise* adalah $\frac{|h|^2 E_b}{N_0}$ jadi probabilitas BER yang diberikan adalah [21] :

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{|h|^2 E_b}{N_0}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} (\gamma) \quad (2.33)$$