

## BAB II TINJAUAN PUSTAKA

### 2.1 Long Term Evolution (LTE)

*Long Term Evolution* (LTE) adalah langkah baru dalam dunia seluler, dari 3G ke 4G, LTE sering digambarkan sebagai layanan 4G tetapi tidak sepenuhnya kompatibel dengan standar 4G, akan tetapi tidak lama kemudian muncul sebuah versi perbaikan dari LTE yang kemudian dikenal sebagai *LTE-Advanced* dengan beberapa pembaharuan sehingga kompatibel dengan standar 4G. Standar basis LTE dikembangkan oleh *3<sup>rd</sup> Generation Partnership Project* (3GPP), LTE juga dapat disebut secara lebih formal sebagai *Evolved Access Terrestrial Radio UMTS* (E-UTRA) dan *Evolved UMTS Terrestrial Radio Access Network* (E-UTRAN), di beberapa daerah LTE telah beroperasi pada frekuensi 700 MHz, 1800 MHz, dan 2100 MHz. (Imam Hidayat, 2011)

Spesifikasi untuk LTE dikeluarkan oleh *Third Generation Partnership Project* seperti halnya spesifikasi untuk UMTS dan GSM, keduanya dikeluarkan dalam sebuah organisasi yang sama, tabel 1.0 merupakan daftar spesifikasi yang telah dirilis oleh 3GPP sejak diperkenalkannya UMTS. (Christopher Cox, 2009:16)

Perkembangan telekomunikasi menurut standar 3GPP dapat digambarkan seperti pada gambar (2.1), dapat dilihat bahwa 3GPP *realese* 99 atau yang biasa disebut dengan WCDMA merupakan awal dari kemunculan teknologi LTE, kemudian berkembang menjadi 3GPP *realese* 5 yang biasa disebut dengan teknologi HSDPA/HSUPA sekitar tahun 2003-2005, dan sampai sekitar tahun 2008 3GPP meluncurkan sebuah teknologi baru yang saat ini dikenal sebagai teknologi *Long Term Evolution* (LTE).

**Tabel 2.1.** Spesifikasi 3GPP untuk UMTS dan LTE

<b>Produk Realese</b>	<b>Periode</b>	<b>Fitur</b>
R99	Maret 2000	WCDMA antarmuka udara
R4	Maret 2000	TD-SCDMA antarmuka udara
R5	Juni 2002	HSDPA, IP multimedia sistem
R6	Maret 2005	HSUPA
R7	Desember 2007	HSPA
R8	Desember 2008	LTE, SAE
R99	Desember 2009	Peningkatan ke LTE dan SAE
R10	Maret 2011	LTE-Advanced
R11	September 2012	Peningkatan ke LTE-Advanced

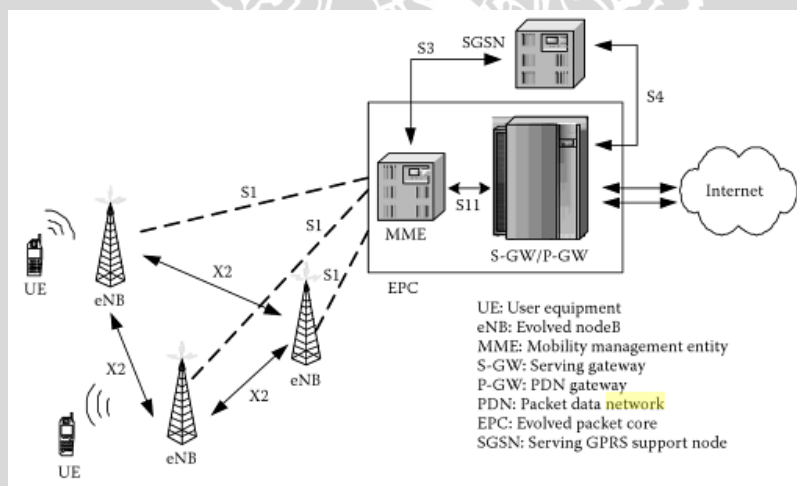
(Sumber: Christopher Cox 2009: 16)

Menurut standar, LTE memberikan kecepatan *uplink* hingga 50 megabit per detik (Mbps) dan kecepatan *downlink* hingga 100 Mbps.

Sedangkan frekuensi yang akan digunakan untuk teknologi LTE ini di Indonesia masih dalam pembahasan mengingat terbatasnya kanal frekuensi yang ada, akan tetapi para operator berharap, nantinya penerapan yang diizinkan oleh pemerintah akan dilakukan di frekuensi 1.800 Mhz, beberapa alasannya adalah karena dukungan perangkat dan lebih menguntungkan dari sisi *coverage*, perangkat yang mendukung juga lebih banyak, operator global juga lebih banyak yang menggunakan kanal frekuensi tersebut, seperti operator *incumbent* Telkomsel yang melakukan uji coba LTE di Bali pada saat KTT APEC 2013, operator tersebut juga menggunakan kanal frekuensi 1.800 Mhz untuk jaringan LTE. (<http://www.detikNews.com>)

## 2.2 Arsitektur Long Term Evolution

Arsitektur jaringan LTE diilustrasikan pada gambar (2.1), dimana pertukaran data terjadi diantara *User Equipment* dan *Base station (eNodeB)* lewat media udara. *eNodeB* merupakan bagian dari E-UTRAN dimana semua fungsi dan layanan jaringan disalurkan. Kemudian untuk mengetahui jenis paket data yang disalurkan, apakah paket *voice* atau paket data, *eNodeB* akan memproses data tersebut dan melewatkannya dengan sesuai. (Linyang Song & Jia Shen, 2009: 401)



**Gambar 2.1.** Arsitektur jaringan LTE  
(Sumber: Linyang Song & Jia Shen, 2009: 401)

Pengembangan arsitektur yang baru ini dibatasi antara *Radio Access* dan *Core Network*, yaitu E-UTRAN dan EPC, UE dan Service domain merupakan arsitektur pelengkap, tetapi evolusi fungsinya juga dilanjutkan pada area tersebut.

UE, E-UTRAN dan EPC koneksi layernya menggunakan *Internet Protokol (IP)*. Bagian dari sistem ini disebut juga *Evolved Packet System (EPS)*. Fungsi utama layer ini adalah menyediakan koneksi berbasis IP dan bertujuan pada pengoptimalan yang tinggi. Semua layanan akan ditawarkan berdasarkan IP, *node circuit switch* dan *interface* yang

terdapat pada arsitektur 3GPP tidak terdapat pada E-UTRAN dan EPC. Teknologi IP yang paling dominan adalah transport, dimana segala sesuatu didesain oleh operator berdasarkan IP transport.

*IP Multimedia Sub-System* (IMS) merupakan contoh yang bagus dari kelengkapan layanan yang dapat digunakan pada *layer* service koneksi untuk menyediakan layanan yang berbasis IP untuk melakukan koneksi dengan *layer* yang ada dibawahnya. Contohnya, untuk mendukung layanan suara, IMS menyediakan *Voice over IP* (VoIP) dan interkoneksi pada jaringan *circuit switch* PSTN dan ISDN yang dikontrol melalui media *Gateway*.

Pengembangan E-UTRAN dikonsentrasikan hanya pada sebuah *node*, *evolved Node B* (*eNodeB*). Semua fungsi radio terdapat pada *eNodeB*, contohnya *eNodeB* adalah titik terakhir yang menghubungkan semua protokol radio. Sebagai sebuah jaringan, E-UTRAN merupakan konfigurasi *mesh* yang sederhana, dimana antar *eNodeB* dihubungkan oleh antarmuka X2.

Salah satu arsitektur utama yang berubah pada area *core network* adalah EPC tidak terdapat *circuit switch*, dan tidak ada hubungan langsung pada jaringan *circuit switch* tradisional seperti ISDN atau PSTN yang diperlukan pada *layer* ini. Fungsi EPC sama dengan *domain packet switch* seperti yang terdapat pada jaringan 3GPP yang sudah ada.

### 2.3 Model Propagasi Walfisch-Ikegami

Model propagasi yang paling umum digunakan untuk daerah *urban* adalah jenis model *Walfisch-Ikegami*. Model tersebut digunakan pada frekuensi antara 800-2000 MHz, untuk tinggi antena *base station* hingga 50 meter dan untuk jarak mencapai 5 km. model *Walfisch-Ikegami* ini membahas tentang dua kondisi: *line-of-sight* (LOS) dan *no-line-of-sight* (NLOS). (Allen Ben, 2013:331)

Dimana rumus *pathloss* untuk kondisi LOS diberikan pada persamaan (2-1).

$$PL = 42.6 + 26 \log d + 20 \log f \quad (2-1)$$

Sedangkan untuk kondisi NLOS, rumus *pathloss* nya diberikan oleh persamaan (2-2).

$$PL = 32.4 + 20 \log f + 20 \log d + L_{rts} + L_{ms} \quad (2-2)$$

$$L_{rts} = -16.9 - 10 \log w + 10 \log f + 20 \log \Delta h_m + L_{ori} \quad (2-3)$$

$$L_{msd} = L_{bsh} + k_a + k_d \log d + k_f \log f - 9 \log b \quad (2-4)$$

$$L_{ori} = \begin{cases} -10 + 0,354\varphi & \text{untuk } 0 \leq \varphi \leq 35 \\ 2,5 + 0,075(\varphi - 35) & \text{untuk } 35 \leq \varphi \leq 55 \\ 4 - 0,11(\varphi - 55) & \text{untuk } 55 \leq \varphi \leq 90 \end{cases} \quad (2-5)$$

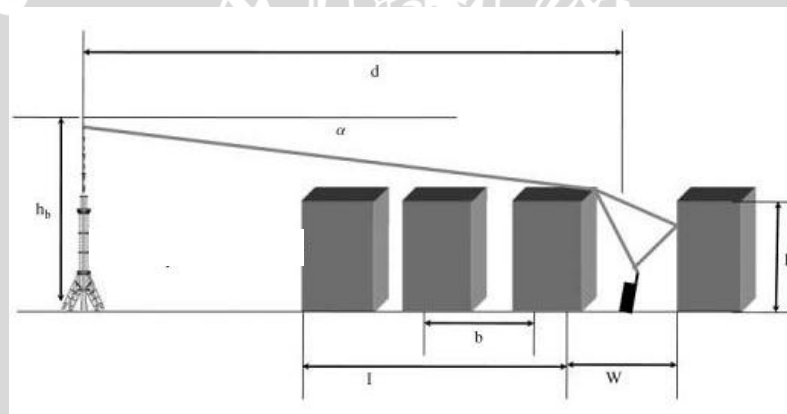
$$L_{bsh} = \begin{cases} -10 \log(1 + \Delta h_{base}) & \text{untuk } h_{base} > h \\ 0 & \text{untuk } h_{base} < h \end{cases} \quad (2-6)$$

$$k_a = \begin{cases} 54 & \text{untuk } h_{base} > h \\ 54 - 0,8\Delta h_{base} & \text{untuk } d \geq 0,5 \text{ km dan } h_{base} < h \end{cases} \quad (2-7)$$

$$k_d = \begin{cases} 18 & \text{untuk } h_{base} > h \\ 18 - 15 \frac{\Delta h_{base}}{h} & \text{untuk } h_{base} < h \end{cases} \quad (2-8)$$

$$k_f = -4 + \begin{cases} 0,7 \left( \frac{f}{925} - 1 \right) & \text{untuk ukuran kota sedang} \\ 1,5 \left( \frac{f}{925} - 1 \right) & \text{untuk kota metropolitan} \end{cases} \quad (2-9)$$

Parameter-parameter pada persamaan (2-1) dan (2-2) untuk model Walfisch-Ikegami dapat dimengerti dari gambar (2.2). Nilai dari rugi-rugi difraksi *rooftop-to-street* tergantung pada orientasi jalan, lebar jalan, dan tingkat frekuensi penggunaan jalan.



**Gambar 2.2.** Walfisch-Ikegami Model  
(Sumber: Allen Ben, 2013: 331)

Keterangan :

- d = jarak (km)
- f = frekuensi (MHz)
- $L_{rts}$  = rugi-rugi difraksi dan *scatter* antara atap gedung dengan jalan
- $L_{ms}$  = rugi-rugi *multi-screen* difraksi
- w = lebar jalan
- b = jarak antara titik tengah gedung
- h = tinggi dari bangunan
- $h_m$  = tinggi antenna *mobile stasion / user equipment*

- $\Delta h_m$  = selisih antara tinggi antenna UE dengan ketinggian gedung disekitar BS ( $\Delta h_m = h - h_m$ )
- $\Delta h_b$  = selisih antara ketinggian antenna BS dengan ketinggian gedung disekitar BS ( $\Delta h_b = h_b - h$ )
- $L_{ori}$  = rugi-rugi orientasi dengan jalan
- $L_{bsh}$  = rugi-rugi antara base station dengan gedung sekitar
- $k_a$  = konstanta koreksi untuk ketinggian antenna
- $k_d$  = konstanta koreksi untuk ketinggian antenna
- $k_f$  = adaptasi untuk perbedaan kepadatan bangunan

Nilai  $k_a$ ,  $k_d$ , dan  $k_f$  adalah faktor koreksi pada model *Walfisch-Ikegami*, dimana nilai  $k_a$  dapat meningkatkan nilai *pathloss* untuk nilai ketinggian antenna *base station* yang lebih rendah dari ketinggian gedung disekitar antenna *base station*. Sedangkan nilai  $k_d$  dan  $k_f$  merepresentasikan ketergantungan antara rugi-rugi *multi screen diffraction* dengan jarak dan frekuensi.

#### 2.4 Level Daya Terima

Level daya adalah besarnya daya yang diterima atau dipancarkan oleh *transmitter* atau *receiver*. Level daya terima merupakan batas daya minimum dari sebuah pemancar yang masih dapat diterima dengan baik oleh user. Secara matematis level daya terima ditentukan berdasarkan grafik level daya terima ( $P_r$ ), dengan persamaan seperti yang ditulis pada persamaan (2-10).

$$P_r = P_t + G_t - G_r - PL - G_{kt} - G_{kr} \quad (2-10)$$

Keterangan :

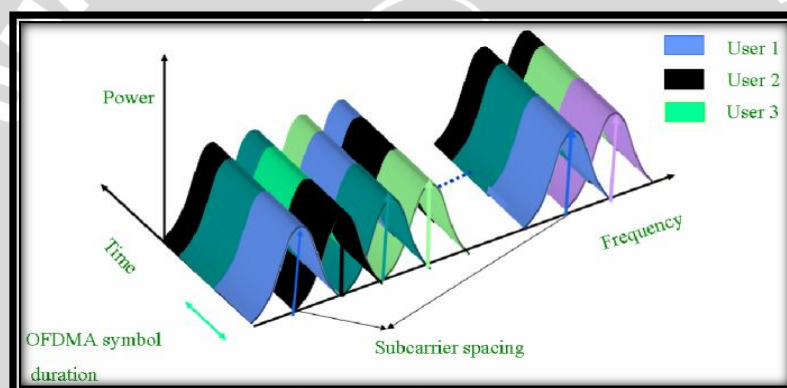
- $P_r$  = Level daya terima (dBm)
- $P_t$  = Level daya pancar (dBm)
- $G_t$  = Gain antena BS (dBi)
- $G_r$  = Gain antenna penerima (dBi)
- $PL$  = *Pathloss* (dB)
- $G_{kt}$  = Redaman kabel sisi BS (dB)
- $G_{kr}$  = Redaman kabel sisi penerima (dB)

Level daya terima dipengaruhi oleh *pathloss*, gain BS dan UE serta redaman, *pathloss* adalah redaman yang terjadi selama sinyal melalui media transmisi. Untuk persamaan *pathloss* pada penelitian ini ditunjukkan pada persamaan (2-1) dan (2-2), karena model propagasi yang digunakan dalam penelitian ini adalah model *Walfisch-Ikegami*, maka *pathloss* yang digunakan juga *pathloss Walfisch-Ikegami*.

Gelombang radio yang dipancarkan oleh BS akan merambat melalui banyak halangan sehingga terjadi rugi-rugi yang disebabkan oleh redaman. Rugi lintasan tergantung pada jarak antara pemancar dan penerima, frekuensi kerja, dan karakteristik lingkungan antara pemancar dan penerima.

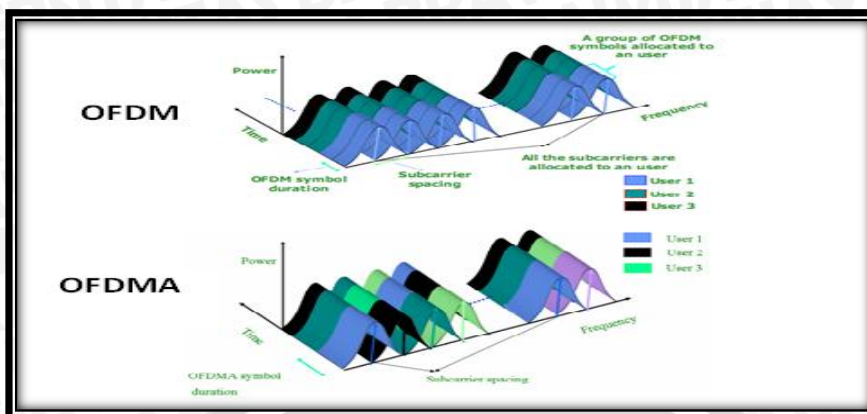
### 2.5 Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA)

Pada dasarnya *Orthogonal Frequency Division Multiple Access* (OFDMA) merupakan gabungan antara *Frequency Division Multiple Access* (FDMA) dan *Time Division Multiple Access* (TDMA). Hal ini berarti bahwa *multiple user* dialokasikan pada *subcarrier* yang berbeda secara dinamis (FDMA) dan pada *time slot* yang berbeda pula (TDMA). Sehingga pada periode waktu tertentu, kanal dapat melayani *multiple user* karena dalam satu *subcarrier* diperbolehkan diduduki oleh satu atau lebih *user* yang memiliki simbol OFDMA yang berbeda. Sinyal OFDMA pada domain frekuensi dan waktu ditunjukkan pada gambar (2.3). (Srikanth, 2007)



**Gambar 2.3.** Sinyal OFDMA dilihat dari domain frekuensi dan waktu  
(Sumber : Srikanth S., 2007)

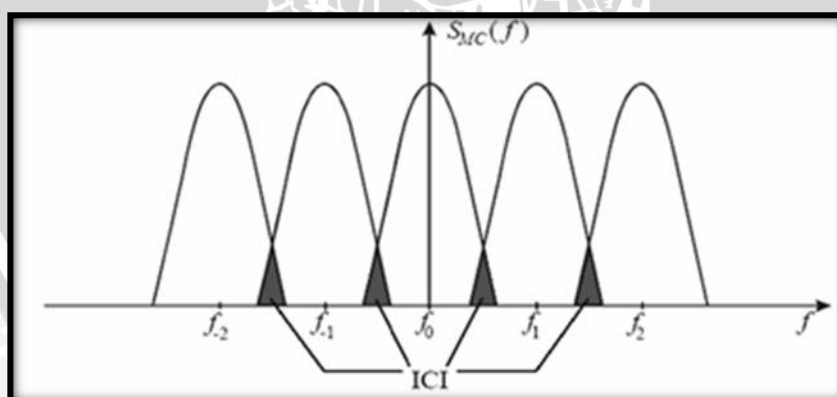
*Orthogonal Frequency Division Multiple Access* (OFDMA) merupakan pengembangan dari *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM). Akan tetapi kedua teknik *multiple access* ini memiliki perbedaan yang mendasar, yaitu pada OFDMA dalam satu *subcarrier* diperbolehkan diduduki oleh satu atau beberapa *user* yang memiliki simbol OFDMA yang berbeda. Sedangkan pada OFDM dalam satu *subcarrier* hanya diperbolehkan diduduki oleh *user* yang memiliki simbol OFDM yang sama. Perbedaan antara OFDMA dan OFDM ditunjukkan pada gambar (2.4). (Srikanth, 2007)



**Gambar 2.4.** Perbandingan sinyal OFDM dan OFDMA dalam domain frekuensi dan waktu  
(Sumber : Srikanth S., 2007)

Teknologi OFDMA menggunakan sinyal *orthogonal*. *Orthogonal* merupakan keadaan yang terjadi apabila *null sideband* dari salah satu *subcarrier* bertumpukan dengan *main lobe frequency* dari *subcarrier* yang selanjutnya. Sehingga *overlapping* dari frekuensi *carrier* tidak akan mempengaruhi sinyal. Dengan demikian akan menghilangkan adanya *band guard*, sehingga penggunaan *bandwidth* lebih efisien.

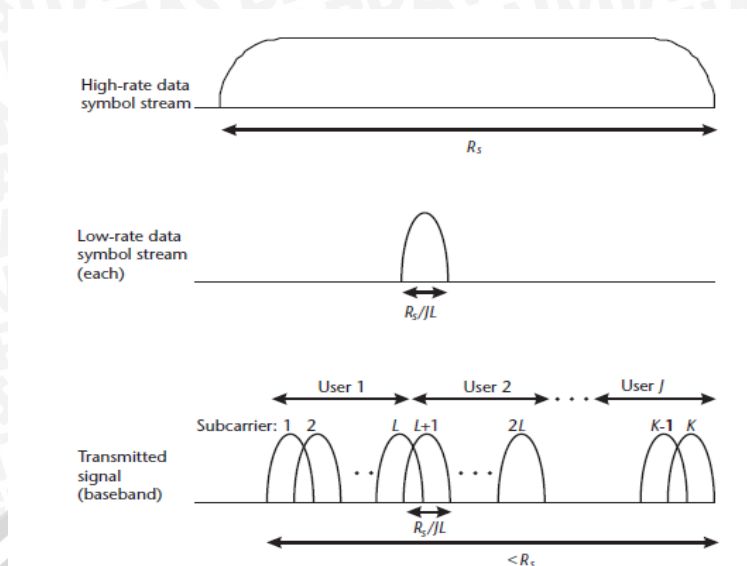
OFDMA memiliki prinsip kerja yang sama dengan OFDM yaitu mengirimkan banyak pesan pada satu kanal pentransmisian. OFDMA juga dapat mengirimkan pesan tanpa terjadi *inter-carrier interference* (ICI) dan *inter-symbol interference* (ISI). Hal ini dikarenakan adanya proses penambahan *cyclic prefix* (CP) pada simbol OFDMA. Terjadinya ICI ditunjukkan pada gambar (2.5). (Srikanth, 2007)



**Gambar 2.5.** *Inter Carrier Interference* (ICI)  
(Sumber : [www.engr.sjsu.edu](http://www.engr.sjsu.edu))

## 2.6 Pembagian Aliran Data pada OFDMA

Prinsip dasar dari sistem OFDMA ini adalah membagi sebuah  $M$  laju data yang tinggi (*single high-rate bit stream*) menjadi  $N$  laju data rendah, seperti yang terlihat pada Gambar (2.6).



**Gambar 2.6.** Pembagian aliran data pada OFDMA  
(Sumber : Yang, Samuel C, 2010)

Dalam sistem OFDMA laju transmisi total yang tersedia dibagi kedalam beberapa *subcarrier* agar dapat mentransmiskikan data dengan laju data rendah. Laju transmisi untuk masing-masing *subcarrier* dari laju transmisi total yang tersedia dapat dinyatakan dengan persamaan berikut : (Tufvesson, 1998)

$$R_{sub} = \frac{R_{tot}}{N} \quad (2-11)$$

Keterangan :

$R_{sub}$  = Laju transmisi masing-masing *subcarrier* (bps)

$R_{tot}$  = Laju tranmsi total (bps)

$N$  = Jumlah *subcarrier*

Dengan dibaginya kecepatan transmisi ke dalam banyak *subcarrier*, maka kecepatan pada *subcarrier* akan menjadi kecil, sehingga periode simbol menjadi lebih panjang yang akhirnya mampu mengurangi terjadinya *delay spread*.

Durasi simbol untuk suatu modulasi pada masing-masing *subcarrier* dinyatakan dengan persamaan : (Tufvesson, 1998)

$$T_{sub} = \frac{\log_2 M}{R_{sub}} = \frac{N \log_2 M}{R_{tot}} \quad (2-12)$$

Keterangan :

$T_{sub}$  = Durasi simbol masing-masing *subcarrier* (s)

$R_{sub}$  = Laju transmisi masing-masing *subcarrier* (bps)

$R_{tot}$  = Laju tranmsi total (bps)

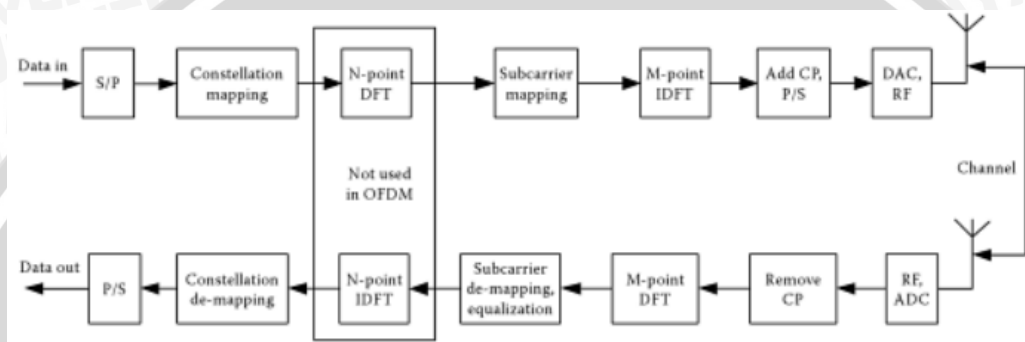
$N$  = Jumlah *subcarrier*



$M$  = Jumlah kemungkinan sinyal sesuai modulasi  
 untuk QPSK nilai  $M = 2^2 = 4$ ,  
 untuk 16-QAM nilai  $M = 2^4 = 16$ , dan  
 untuk 64-QAM nilai  $M = 2^6 = 24$

Berdasarkan persamaan (2-12) dapat dilihat bahwa semakin banyak jumlah kemungkinan sinyal sesuai modulasi (nilai  $M$ ) menyebabkan durasi simbol untuk masing masing *subcarrier* semakin tinggi. Hal ini akan memberikan pengaruh terhadap nilai bandwidth sistem yang dihasilkan.

## 2.7 Blok Diagram OFDMA/SC-FDMA



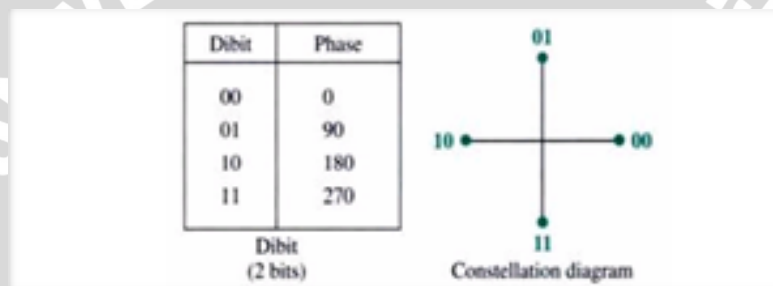
**Gambar 2.7** OFDMA/SC-FDMA *transceiver* blok diagram (*downlink/uplink*)  
 (Sumber : Lingyang Song & Jia Shen, 2009: 411)

- Konversi Serial ke Paralel (S/P) dan Konversi Paralel ke Serial (P/S)**  
 Data yang akan dipancarkan umumnya dalam bentuk aliran data serial. Oleh karena itu dibutuhkan konversi serial ke paralel pada sistem OFDMA untuk mengubah aliran *bit* data serial ke dalam data-data yang akan dipancarkan dalam setiap simbol OFDMA. Data yang dialokasikan untuk setiap simbol tergantung pada teknik modulasi yang digunakan dan jumlah *subcarrier*. Hasil dari proses konversi serial ke paralel merupakan proses pengisian *payload* data untuk setiap *subcarrier*. Pada penerima terjadi proses yang berkebalikan, dimana data dari *subcarrier* (data paralel) diubah kembali ke dalam aliran data serial aslinya. Proses yang terjadi pada penerima ini disebut juga dengan proses konversi paralel ke serial (P/S).
- Modulator dan Demodulator**  
 Modulator berfungsi mengkodekan informasi sebuah pesan menjadi simbol yang cocok untuk pengiriman. Karena sumber informasinya berupa data digital, maka digunakan modulator *baseband* digital yang memodulasikan  $M$ -bit menjadi satu simbol yang disebut juga dengan modulasi  $M$ -ary. Contoh dari modulasi ini adalah *Quadrature Phase Shift Keying* (QPSK) dan *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM).

a) **Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)**

QPSK merupakan teknik modulasi yang merubah atau memodulasikan fasa sinyal *carrier* yang memiliki jumlah fasa sebanyak 4 buah. QPSK mentransmisikan data dua kali lebih cepat karena terdapat dua bit dalam tiap simbolnya. Misalnya fasa  $0^\circ$  merepresentasikan bit 00, fasa  $90^\circ$  merepresentasikan bit 01, fasa  $180^\circ$  merepresentasikan bit 10, dan fasa  $270^\circ$  merepresentasikan bit 11. Pasangan bit-bit yang merepresentasikan masing-masing fasa disebut dengan *dibit*. Kelemahan dari QPSK yaitu kurang tahan terhadap *noise* dan rawan terjadi interferensi dari sinyal lain.

QPSK memodulasi fasa dengan 2 bit per simbol sehingga simbol satu dengan simbol yang lain berbeda fasa dengan kelipatan  $\pi/2$ . Gambar (2.8) menjelaskan hubungan antara fasa dengan bit pada QPSK yang disebut dengan *constellation* atau *phase state diagram*. (Behrouz A. Forouzan, 2000)



**Gambar 2.8** Quadrature Phase Shift Keying (QPSK) constellation  
(Sumber : Behrouz A. Forouzan, 2000)

Sinyal QPSK dapat dituliskan pada persamaan (2-13).

$$s_i(t) = A \cos(2\pi f_c t + \theta_i), 0 \leq t \leq T, i = 1, 2, 3, 4 \quad (2-13)$$

Fasa sinyal awal adalah  $\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$ . Frekuensi pembawa dipilih sebagai kelipatan dari *symbol rate* (laju simbol). Oleh karena itu, pada setiap interval simbol ( $kT, (k+1)T$ ), fasa sinyal awal juga merupakan salah satu dari empat fasa sinyal QPSK.

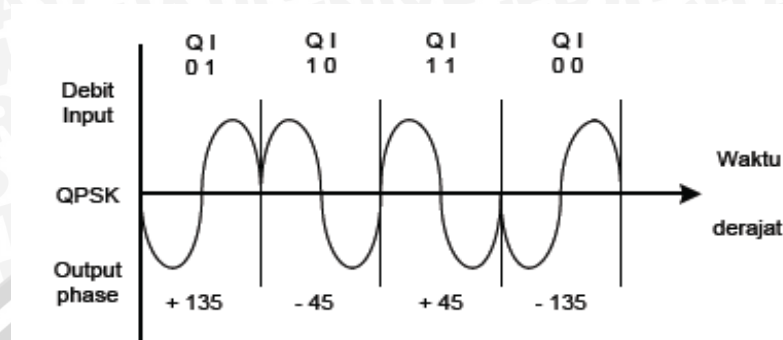
Pada QPSK, *bit* data dibagi menjadi kelompok dari dua *bit*, disebut *dibit*. Ada empat kemungkinan *dibit*, yaitu 00, 01, 10, dan 11. Masing-masing dari empat sinyal QPSK melambangkan salah satu *dibit*. Pada QPSK, logika 1 diwakili +1 Volt sedangkan logika 0 diwakili -1 Volt. Keluaran modulator QPSK seperti yang terlihat pada tabel di bawah ini :

**Tabel 2.2** Keluaran Modulator QPSK

Input ( <i>dibit</i> )	Keluaran modulator QPSK
00	$-1 \cos \omega_c t - 1 \sin \omega_c t = \sqrt{2} \sin(\omega_c t - 135^\circ)$
01	$-1 \cos \omega_c t + 1 \sin \omega_c t = \sqrt{2} \sin(\omega_c t - 45^\circ)$
10	$+1 \cos \omega_c t - 1 \sin \omega_c t = \sqrt{2} \sin(\omega_c t + 135^\circ)$
11	$+1 \cos \omega_c t + 1 \sin \omega_c t = \sqrt{2} \sin(\omega_c t + 45^\circ)$

(Sumber : Yanuarni, Nurlita. 2012)

Terlihat bahwa jarak angular antara dua fasor yang berdekatan pada QPSK adalah  $90^\circ$ . Karena itu, suatu sinyal QPSK dapat mengalami pergeseran fasa  $+45^\circ$  atau  $-45^\circ$  selama transmisi dan tetap akan berupa informasi yang benar saat didemodulasikan pada penerima.

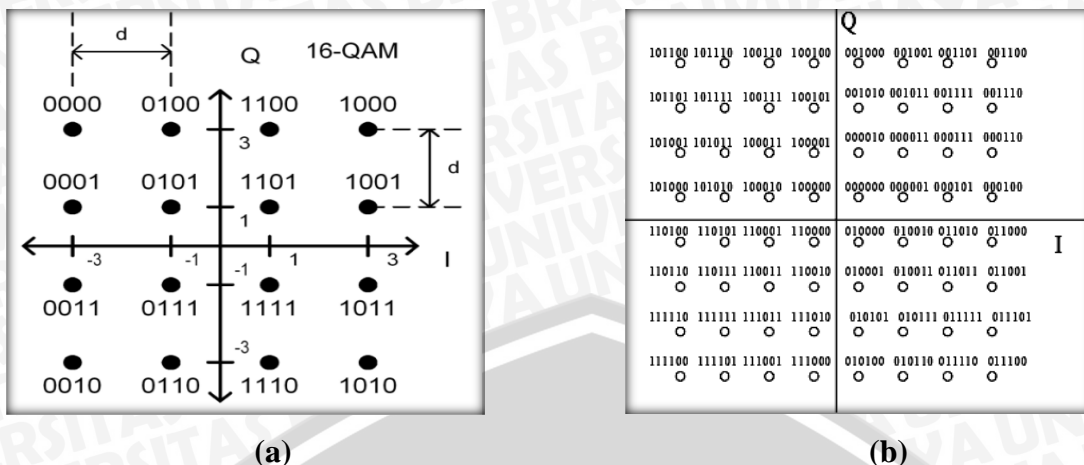


**Gambar 2.9** Sinyal pada *Quadrature Phase Shift Keying* (QPSK).  
(Sumber : Yanuarni, Nurlita. 2012)

**b) *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM)**

QAM merupakan teknik yang mengkombinasikan teknik *Amplitude Shift Keying* (ASK) dan teknik *Phase Shift Keying* (PSK). Pada QAM, amplitudo dan *phase* sinyal *carrier* berubah terhadap perubahan amplitudo sinyal informasi. Sehingga sinyal direpresentasikan dalam besaran amplitudo dan pergeseran *phase*. Dikatakan *quadrature* karena jumlah minimum *bit* pada tiap simbolnya adalah 2 *bit*. Sehingga dikenal teknik 4-QAM, 8-QAM, 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM, 128-QAM, dan 256-QAM tergantung banyaknya jumlah *bit* dalam satu simbol. Tetapi sesuai standar yang telah diterapkan oleh 3GPP *mobile* LTE menggunakan teknik modulasi 16 QAM, dan 64 QAM. (K. Fazel and S. Kaiser, 2008)

Untuk 16-QAM terdapat 4 *bit* setiap simbolnya, sehingga disebut juga dengan *quadbit*. Sedangkan untuk 64-QAM terdapat 6 *bit* pada tiap simbolnya, sehingga disebut juga dengan *hexabit*. Teknik 64-QAM merupakan teknik yang paling cepat mentransmisikan data, karena jumlah *bit* per simbolnya adalah yang tertinggi dibandingkan dengan teknik modulasi digital yang lain, yaitu 6 *bit*. Gambar (2.10) menjelaskan hubungan antara amplitudo dan fasa dengan *bit* pada 16-QAM dan 64-QAM. (Behrouz A. Forouzan, 2000)



Gambar 2.10 (a) Konstelasi 16-QAM (b) 64-QAM (Sumber : Behrouz A. Forouzan, 2000)

Sinyal pada QAM didefinisikan sebagai:

$$s_i(t) = A_i \cos(2\pi f_c t + \theta_i), \quad i = 1, 2, \dots, M \tag{2-14}$$

Untuk sinyal *M*-ary square QAM (seperti 16-QAM dan 64-QAM), persamaan sinyal dapat didefinisikan sebagai:

$$\begin{aligned} s_i(t) &= I_i \sqrt{\frac{E_0}{E_p}} p(t) \cos 2\mu f_c t - Q_i \sqrt{\frac{E_0}{E_p}} p(t) \sin 2\mu f_c t \\ &= I_i \sqrt{\frac{E_0}{2}} \phi_1(t) - Q_i \sqrt{\frac{E_0}{2}} \phi_2(t) \end{aligned} \tag{2-15}$$

dengan  $E_0$  adalah energi sinyal dengan amplitudo terendah, dan  $(I_i, Q_i)$  merupakan pasangan bilangan bulat yang menunjukkan lokasi titik-titik sinyal pada konstelasi QAM. Nilai minimum dari  $(I_i, Q_i)$  adalah  $(\pm 1, \pm 1)$ . Pasangan  $(I_i, Q_i)$  adalah elemen dari matriks  $L \times L$ , yaitu :

$$[I_i, Q_i] = \begin{bmatrix} (-L + 1, L - 1) & (-L + 3, L - 1) & \dots & (L - 1, L - 1) \\ (-L + 1, L - 3) & (-L + 3, L - 3) & \dots & (L - 1, L - 3) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (-L + 1, -L + 1) & (-L + 3, -L + 1) & \dots & (L - 1, -L + 1) \end{bmatrix}$$

dengan  $= \sqrt{M}$ ,  $M = 4^n$ ,  $n = 1, 2, 3, \dots$ .

Titik-titik konstelasi sinyal disusun dalam bidang vertikal dan horizontal sehingga membentuk suatu bidang persegi. Jumlah titik-titik pada bidang merupakan  $2^{2n}$  (2, 4, 8, ....). Semakin banyak jumlah titik konstelasi yang digunakan, maka semakin besar kemungkinan untuk mentransmisikan bit-bit data untuk tiap simbol. Konstelasi sinyal dinyatakan dalam bentuk  $(I_i, Q_i)$ . Fasor untuk *M*-ary square QAM adalah :

$$s_i = \left( I_i \sqrt{\frac{E_0}{2}}, Q_i \sqrt{\frac{E_0}{2}} \right) \quad i = 1, 2, \dots, M \tag{2-16}$$



Magnitudo dari fasor tersebut adalah:

$$\|s_i\| = \sqrt{\frac{E_0}{2} (I_i^2 + Q_i^2)} \quad (2-17)$$

Pada blok demodulator simbol-simbol diubah menjadi bit-bit informasi data kembali sesuai dengan teknik modulasi yang digunakan yaitu QPSK atau QAM.

Setiap simbol mempunyai energy bit yang sama dan jarak antar simbol (dmin) yang sama, karena energy bit yang dimiliki oleh 64 QAM lebih besar daripada 16 QAM, maka SNR minimum untuk 64 QAM lebih besar daripada SNR minimum untuk 16 QAM, selain itu untuk 64 QAM nilai  $P_{av}$  yang dihasilkan lebih besar daripada  $P_{av}$  pada 16 QAM, dimana  $P_{av}$  adalah *average transmitted power* yang di gambarkan dengan persamaan sebagai berikut.

$$P_{av} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M (A_{mc}^2 + A_{ms}^2) \quad (2-18)$$

- **Transformasi *Fast Fourier* (FFT) dan *Invers Fast Fourier* (IFFT)**  
*Fast Fourier Transform* (FFT) mentransformasikan peredaran sinyal dalam *domain* waktu ke dalam *domain* frekuensi. Sedangkan *Invers Fast Fourier Transform* (IFFT) melakukan proses berkebalikan dengan proses FFT, yaitu mentransformasikan sinyal dalam *domain* frekuensi menjadi sinyal dalam *domain* waktu. Proses IFFT dan FFT merupakan kunci utama dalam OFDMA. IFFT berfungsi sebagai pembuatan simbol OFDMA (*modulator*). Penggunaan IFFT akan menjamin *orthogonalitas* antar *subcarrier*. Orthogonalitas antar tiap *subcarrier* dalam satu kanal transmisi terjadi pada waktu yang berbeda. Keluaran dari setiap proses transformasi IFFT akan membentuk sebuah deretan simbol OFDMA. Blok FFT berfungsi sebagai *baseband demodulator* dengan cara mengubah sinyal wilayah waktu ke wilayah frekuensi. Titik FFT diset sama seperti titik IFFT. Kemudian simbol-simbol disusun kembali sesuai dengan teknik pengalokasian *user* yang digunakan di pemancar.

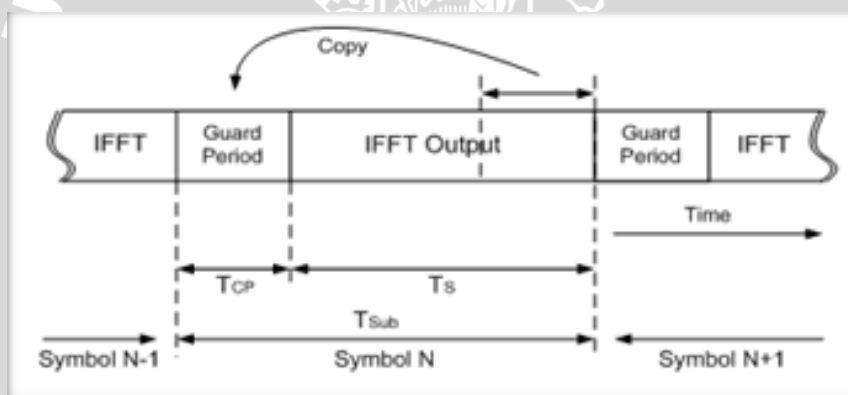
Pada pemancar, konverter *digital-to-analog* (D/A) mengkonversikan sinyal digital OFDMA ke dalam format analog. Sedangkan pada sisi penerima, konverter *analog-to-digital* (A/D) mengkonversikan sinyal analog OFDMA ke dalam format digital.

- ***Cyclic Prefix***  
 Salah satu masalah yang terpenting dalam komunikasi nirkabel adalah *delay spread*. Pada OFDMA, *delay spread* dapat diatasi dengan menambah panjang simbol OFDMA sehingga melebihi panjang *delay spread*. Dengan bertambahnya panjang simbol OFDMA maka karakteristik kanal dapat berubah sehingga mengakibatkan

orthogonalitas antar *subcarrier* dapat hilang dan ICI meningkat. Disisi lain, ISI juga menjadi masalah dengan meningkatnya *bandwidth carrier* dan laju simbol *subcarrier*. Untuk mencegah terjadinya ISI maka pada tiap simbol OFDMA disisipkan *guard interval* secara periodik. Bila panjang *guard interval* melebihi *multipath delay*, maka ISI dapat dihilangkan.

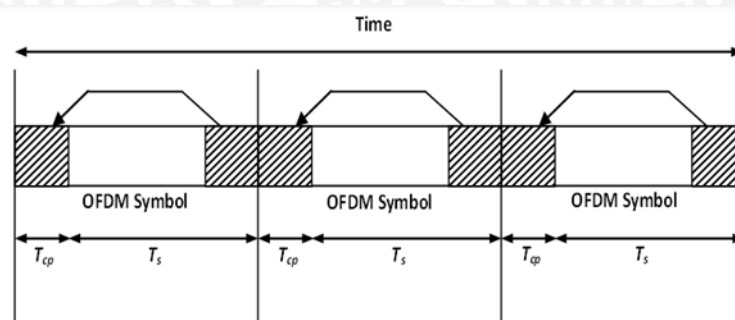
Akan tetapi penggunaan *guard interval* tidak dapat mencegah terjadinya *Interchannel Interference* (ICI) sehingga orthogonalitas antar *subcarrier* tidak mampu dijaga. Untuk mengatasi masalah ini, simbol OFDMA diperpanjang secara *cyclic* dalam *guard interval* atau disebut dengan *cyclic prefix*. Dengan penambahan *cyclic prefix* maka masalah interferensi (ISI dan ICI) yang terjadi pada komunikasi *wireless* dapat diatasi.

Proses penambahan *cyclic prefix* dapat dilihat pada Gambar 2.11. ISI dan ICI dapat dicegah jika panjang *cyclic prefix* melebihi panjang *delay spread* maksimum. (Amitabh Kumar, 2008)



**Gambar 2.11** Penyisipan *Cyclic Prefix* pada Simbol OFDMA.  
(Sumber : Eric Lawrey, 1997)

Proses penambahan *cyclic prefix* ( $T_{cp}$ ) dilakukan pada pemancar terhadap simbol OFDMA. Pada penerima, *cyclic prefix* ( $T_{cp}$ ) akan dipisahkan dari simbol OFDMA. Akibat penambahan *cyclic prefix* ini maka total dari durasi simbol OFDMA untuk masing-masing *subcarrier* adalah durasi simbol OFDMA tanpa *cyclic prefix* ditambah durasi *cyclic prefix*, sehingga total durasi simbol OFDMA adalah  $T_{sub} = T_s + T_{cp}$ . Representasi waktu dari total satu simbol OFDMA dapat digambarkan pada Gambar (2.12).



**Gambar 2.12** Representasi Waktu dari OFDMA.

(Sumber : Zhang Di, 2004)

*Bandwidth* antar *subcarrier* setelah penambahan *cyclic prefix* sama dengan *invers* dari durasi simbol tanpa *cyclic prefix*. Secara matematis *bandwidth* antar *subcarrier* diketahui sesuai pada persamaan (2-20). (Hara & Prasad : 2003)

$$\Delta f = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{T_{sub} - T_{cp}} \quad (2-19)$$

dan *bandwidth* sistem dari sejumlah *subcarrier* yang digunakan adalah :

$$\begin{aligned} B &= \frac{2}{T_{sub}} + \frac{N-1}{(1-\alpha_{cp})T_{sub}} = \frac{2(1-\alpha_{cp})+N-1}{(1-\alpha_{cp})T_{sub}} \\ &= \frac{2(1-\alpha_{cp})+N-1}{(1-\alpha_{cp})\frac{N \log_2 M}{R_{tot}}} = \frac{R_{tot}[2(1-\alpha_{cp})+N-1]}{(1-\alpha_{cp})N \log_2 M} \end{aligned} \quad (2-20)$$

Keterangan :

$B$  = *Bandwidth* (Hz)

$T_s$  = Total durasi simbol OFDMA (s)

$R_{tot}$  = Laju *bit* total yang tersedia (bps)

$M$  = Jumlah kemungkinan sinyal sesuai modulasi

$N$  = Jumlah *subcarrier*

$\alpha_{cp}$  = Faktor *cyclic prefix*

Dengan,

$$\alpha_{cp} = \frac{T_{cp}}{T_s} \quad (2-21)$$

## 2.8 Signal to Noise Ratio (SNR)

*Signal to Noise Ratio* (SNR) adalah perbandingan antara sinyal yang dikirim terhadap *noise*. SNR digunakan untuk mengetahui besarnya pengaruh redaman sinyal terhadap sinyal yang ditransmisikan. SNR dapat dihitung dengan menggunakan persamaan. (E. Glatz, 1999).

$$SNR_{(dB)} = P_r(dBm) - N_o(dBm) \quad (2-22)$$

Keterangan :

SNR = *Signal to Nooise Ratio* (dB)

$P_r$  = daya yang diterima (dBm)

$N_o$  = daya noise saluran transmisi (dBm)

Sedangkan nilai SNR minimum untuk *mobile* LTE adalah:

**Tabel 2.3.** Standar Minimum SNR LTE

Teknik Modulasi	Code Rate	Nilai SNR (dB)
QPSK	$\frac{1}{2}$	2
16 QAM	$\frac{1}{2}$	7.9
16 QAM	$\frac{3}{4}$	12.2
64 QAM	$\frac{3}{4}$	17.5
64 QAM	$\frac{4}{5}$	18.6

(Sumber: Rohde & Schwarz, 2013)

Nilai *code rate* menunjukkan ukuran proporsi data yang digunakan atau jumlah sinyal informasi yang digunakan pada tiap simbolnya, apabila menggunakan *code rate*  $\frac{1}{2}$  berarti hal ini menunjukkan bahwa  $\frac{1}{2}$  dari jumlah total bit yang ditransmisikan digunakan untuk membawa informasi dan  $\frac{1}{2}$  bit sisanya digunakan untuk *header* (biasanya berisi pengalamatan dan bit paritas), sedangkan apabila menggunakan *code rate*  $\frac{3}{4}$  hal ini menunjukkan bahwa  $\frac{3}{4}$  dari jumlah total bit yang ditransmisikan digunakan untuk membawa sinyal informasi sedangkan sisanya digunakan untuk *header*, begitu juga dengan *code rate*  $\frac{4}{5}$ .

Sedangkan untuk perhitungan daya *noise* dinyatakan dengan persamaan (2-23).

$$N_o = 10 \log k \times T \times B + NF \quad (2-23)$$

Keterangan :

$N_o$  = daya *noise* saluran transmisi (dBm)

$k$  = konstanta Boltzman ( $1,38 \times 10^{-23}$ )

$T$  = suhu *absolute* ( $300^\circ$  K)

$NF$  = *noise figure* (dB)

$B$  = *bandwidth* (Hz)

Dan untuk nilai  $SNR_{sistem}$  yang menggunakan *air interface* OFDMA diperoleh dari persamaan : (Hara, 2003)

$$SNR_{sistem} = (1 - \alpha_{CP})SNR \quad (2-24)$$

Keterangan :

$SNR_{sistem}$  = *signal to noise ratio* sistem (dB)

$SNR$  = *signal to noise ratio* (dB)

$\alpha_{CP}$  = faktor *cyclic prefix*



## 2.9 Energy Bit to Noise Ratio

$E_b/N_0$  adalah suatu parameter penting dalam komunikasi digital. Parameter ini berhubungan dengan SNR yang biasanya digunakan untuk memenuhi laju data digital dan sebagai ukuran mutu standar untuk kinerja sistem komunikasi digital. Dilihat dari namanya,  $E_b/N_0$  dapat didefinisikan sebagai perbandingan energi sinyal per *bit* terhadap *noise* (disebut juga SNR per bit).

Perhitungan  $E_b/N_0$ , terutama digunakan ketika akan menentukan performansi *Bit Error Rate* (BER) pada skema modulasi digital yang berbeda. Energi per bit dalam sebuah sinyal dijelaskan dalam persamaan. (Barry, 2003)

$$\frac{E_b}{N_0} = SNR_{sistem} + 10 \log \frac{B}{R} \quad (2-25)$$

Keterangan :

$E_b/N_0$	= rasio energi <i>bit</i> terhadap noise (dB)
$SNR_{sistem}$	= <i>signal to noise ratio</i> sistem (dB)
B	= <i>bandwidth</i> (Hz)
R	= laju data total (bps)

## 2.10 Bit Error Rate (BER)

BER atau dengan sebutan lain probabilitas *bit* yang salah merupakan nilai ukur kualitas sinyal yang diterima untuk sistem transmisi data digital. BER juga dapat didefinisikan sebagai perbandingan jumlah *error bit* terhadap total bit yang diterima.

Pada *mobile* LTE terdapat tiga macam teknik modulasi yang digunakan baik disisi *downlink*, yaitu QPSK, 16-QAM, dan 64-QAM, besarnya nilai BER ( $P_b$ ) untuk masing-masing teknik modulasi dituliskan dalam persamaan. (John, Proakis, 2007: 271-280)

### 1. QPSK

$$P_{b(QPSK)} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{2 E_b}{N_0}} \quad (2-26)$$

Keterangan :

$P_{b(QPSK)}$  = probabilitas *bit error* pada saat transmisi menggunakan modulasi QPSK

$\frac{E_b}{N_0}$  = rasio *energy bit* terhadap *noise* (dB)

### 2. 16-QAM

$$P_{b(16-QAM)} = \frac{2(\sqrt{16}-1)}{\sqrt{16} \log_2 M} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{3 \log_2(16)}{4(16-1)} \times \frac{E_b}{N_0}} \quad (2-27)$$

Keterangan :

$P_{b(16-QAM)}$  = probabilitas *bit error* pada saat transmisi menggunakan modulasi 16-QAM

$\frac{E_b}{N_o}$  = rasio *energy bit* terhadap *noise* (dB)

### 3. 64-QAM

$$P_{b(64-QAM)} = \frac{2(\sqrt{64}-1)}{\sqrt{64} \log_2 M} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{3 \log_2(64)}{4(64-1)} \times \frac{E_b}{N_o}} \quad (2-28)$$

Keterangan :

$P_{b(64-QAM)}$  = probabilitas *bit error* pada saat transmisi menggunakan modulasi 64-QAM

$\frac{E_b}{N_o}$  = rasio *energy bit* terhadap *noise* (dB)

### 2.11 Kanal Additive White Gaussian Noise (AWGN)

Kanal AWGN adalah kanal ideal yang hanya memiliki noise AWGN (*Additive White Gaussian Noise*). Kanal ideal berarti kanal ini tidak menyebabkan *distorsi* (perubahan bentuk sinyal) pada sinyal yang dikirim, satu-satunya melemahnya sinyal disebabkan adalah *noise* AWGN. Kanal ideal memiliki *bandwidth* tidak terbatas dan respon frekuensinya tetap untuk segala frekuensi.

*Noise* AWGN adalah *noise* yang pasti terjadi dalam jaringan *wireless* manapun, memiliki sifat-sifat *additive*, *white*, dan *gaussian*. Sifat *additive* artinya *noise* ini dijumlahkan dengan sinyal, sifat *white* artinya *noise* tidak bergantung pada frekuensi operasi sistem dan memiliki rapat daya yang konstan, dan sifat *gaussian* artinya besarnya tegangan *noise* memiliki rapat peluang terdistribusi *gaussian*. Besarnya daya *noise* AWGN dapat dinyatakan dalam persamaan berikut :

$$N_o = k \times T \times B \quad (2-29)$$

Keterangan :

$N_o$  = daya *noise* saluran transmisi (J Hz atau watt)

$k$  = konstanta Boltzman ( $1.38 \times 10^{-23}$  J/K)

$T$  = temperature operasi sistem ( $^{\circ}$ K)

$B$  = *bandwidth* (Hz)

### 2.12 Daerah Urban

Daerah urban adalah daerah yang banyak terdapat bangunan tinggi seperti, rumah-rumah, pertokoan dan pohon-pohon besar yang tinggi. Untuk lebar jalan ( $w$ ) = 10.5-16 meter. (Kementrian Pekerjaan Umum, 1992)

Ciri-ciri daerah urban diantaranya yaitu:

- Gedung-gedung yang terdapat di daerah tersebut berkerangka logam dan memiliki beton yang tebal, sehingga membatasi propagasi radio melalui gedung.
- Memiliki gedung-gedung tinggi, sehingga kemungkinan terjadinya difraksi pada propagasi sinyal sangat kecil.
- Sinyal radio dalam perambatannya mengalami pantulan dengan redaman tertentu.
- Memiliki sangat sedikit pepohonan, sehingga redaman akibat pepohonan (*foliage loss*) dapat diabaikan.
- Banyak terdapat kendaraan yang bergerak, sehingga menyebabkan perubahan karakteristik kanal secara kontinu.

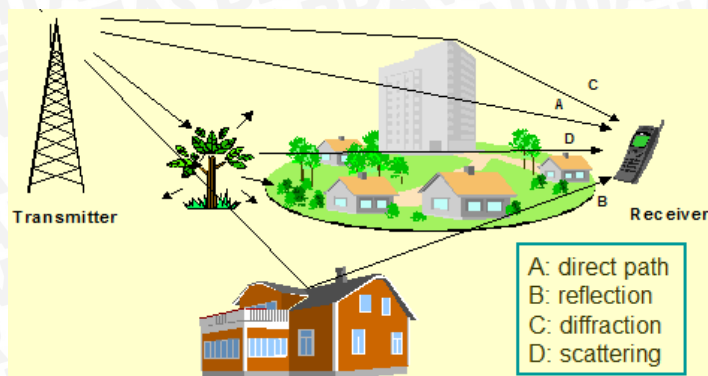
### 2.13 Lintasan Jamak (*Multipath*)

Pada sistem komunikasi tanpa kabel, sinyal akan mengalami proses propagasi yang melibatkan difraksi, hamburan, dan pantulan. Difraksi terjadi saat sinyal merambat melalui atau menabrak obyek yang ukurannya relatif besar, seperti gedung atau bukit. Hamburan terjadi saat sinyal melalui benda-benda kecil yang kasar dan menyebabkannya terpantul ke arah yang berbeda-beda. Pantulan atau refleksi terjadi karena sinyal mengenai permukaan yang halus dalam dimensi besar, yang biasanya akan menyebabkan *delay*.

Dengan adanya propagasi, sinyal datang mengalami superposisi dan datang dengan amplitudo serta fasa yang berbeda-beda. Akibatnya sinyal akan dapat saling menguatkan atau melemahkan satu sama lainnya yang menjadikan sinyal diterima terfluktuasi, oleh sebab media maupun sumber tidak selalu berada dalam kondisi tetap. Fenomena ini disebut dengan proses lintasan jamak atau *multipath*.

*Multipath* adalah suatu bentuk gangguan atau interferensi sinyal yang timbul ketika sinyal memiliki lebih dari satu jalur, *multipath* mengakibatkan berkurangnya energi sinyal pada amplitudo dan fasa, disisi lain gejala *multipath* juga mengakibatkan perbedaan waktu kedatangan signal. (Theodore S. Rappaport, 2002:177)

Waktu tunda atau *delay multipath* menyebabkan sinyal informasi menjadi tumpang tindih, hal ini mengakibatkan *receiver* menjadi sulit untuk menginterpretasikan simbol dengan bit yang tepat.



**Gambar 2.13** Multipath pada Komunikasi Wireless  
(Sumber: IT Telkom Bandung, 2008)

Jika ditransmisikan sebuah sinyal dengan persamaan sebagai berikut. (Proakis, 1989 :703)

$$s(t) = \text{Re}[u(t) e^{j2\pi f_c t}] \quad (2-30)$$

Persamaan sinyal yang diterima  $x(t)$  apabila  $s(t)$  merambat pada suatu kanal multipath adalah:

$$x(t) = \sum_n \alpha_n(t) s[t - \tau_n(t)] \quad (2-31)$$

Dengan  $\alpha_n(t)$  adalah faktor atenuasi dari sinyal yang diterima pada pantulan ke- $n$  dan  $\tau_n(t)$  adalah *delay* perambatan untuk pantulan ke- $n$ . Substitusi persamaan 2-30 dan 2-31 menghasilkan :

$$x(t) = \text{Re}\left\{\left[\sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} u[t - \tau_n(t)]\right] e^{j2\pi f_c t}\right\} \quad (2-32)$$

Pada beberapa kasus tertentu, persamaan sinyal yang diterima  $x(t)$  ditunjukkan dalam persamaan integral

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \alpha(\tau; t) s(t - \tau) d\tau \quad (2-33)$$

Dimana  $\alpha(\tau; t)$  menunjukkan atenuasi dari komponen pada saat mengalami *delay*  $\tau$  pada waktu sesaat  $t$ . Apabila disubstitusikan persamaan 2-30 dengan 2-32 ditunjukkan oleh persamaan 2-34 sebagai berikut:

$$x(t) = \text{Re}\left\{\left[\int_{-\infty}^{\infty} \alpha(\tau; t) e^{-j2\pi f_c \tau} u(t - \tau) d\tau\right] e^{j2\pi f_c t}\right\} \quad (2-34)$$

#### 2.14 Karakteristik Kanal Multipath

Dua parameter yang sering digunakan untuk menggambarkan karakteristik kanal *multipath* adalah:

- *Delay spread* (sebaran penundaan)
- *Coherence bandwidth* (lebar pita frekuensi koheren)

*Delay spread* ( $T_d$ ) adalah ukuran waktu impulse dalam kanal. *Delay spread* berhubungan dengan *Inter symbol interference* (ISI), yang menyebabkan terjadinya penurunan performansi sistem dan rancangan bagian penerima menjadi lebih rumit.