

**ADAPTIVE MODULATION AND CODING (AMC)  
SPATIAL DIVERSITY MIMO-OFDM UNTUK SISTEM  
MOBILE WIMAX**

**SKRIPSI**

Oleh

**KAMAL HAMZAH**

**0404037096**



**DEPARTEMEN TEKNIK ELEKTRO  
FAKULTAS TEKNIK UNIVERSITAS INDONESIA  
GENAP 2007/2008**

**ADAPTIVE MODULATION AND CODING (AMC)  
SPATIAL DIVERSITY MIMO-OFDM UNTUK SISTEM  
MOBILE WIMAX**

**SKRIPSI**

Oleh

**KAMAL HAMZAH**

**0404037096**



**SKRIPSI INI DIAJUKAN UNTUK MELENGKAPI SEBAGIAN  
PERSYARATAN MENJADI SARJANA TEKNIK**

**DEPARTEMEN TEKNIK ELEKTRO  
FAKULTAS TEKNIK UNIVERSITAS INDONESIA**

**GENAP 2007/2008**

## **PERNYATAAN KEASLIAN SKRIPSI**

Saya menyatakan dengan sesungguhnya bahwa skripsi dengan judul :

### **ADAPTIVE MODULATION AND CODING (AMC) SPATIAL DIVERSITY MIMO-OFDM UNTUK SISTEM MOBILE WIMAX**

yang dibuat untuk melengkapi sebagian persyaratan menjadi Sarjana Teknik pada program studi Teknik Elektro Departemen Teknik Elektro Fakultas Teknik Universitas Indonesia, sejauh yang saya ketahui bukan merupakan tiruan atau duplikasi dari skripsi yang sudah dipublikasikan dan atau pernah dipakai untuk mendapatkan gelar kesarjanaan di lingkungan Universitas Indonesia maupun di Perguruan Tinggi atau instansi manapun, kecuali bagian yang sumber informasinya dicantumkan sebagaimana mestinya.

Depok, 13 Mei 2008

(Kamal Hamzah)

NPM 04 04 03 7096

## **PENGESAHAN**

Skripsi dengan judul :

### **ADAPTIVE MODULATION AND CODING (AMC) SPATIAL DIVERSITY MIMO-OFDM UNTUK SISTEM MOBILE WIMAX**

dibuat untuk melengkapi sebagian persyaratan menjadi Sarjana Teknik pada program studi Teknik Elektro Departemen Teknik Elektro Fakultas Teknik Universitas Indonesia dan disetujui untuk diajukan dalam sidang ujian skripsi.

Depok, 13 Mei 2008

Dosen Pembimbing,

Dr. Ir. Muh. Asvial, M.Eng

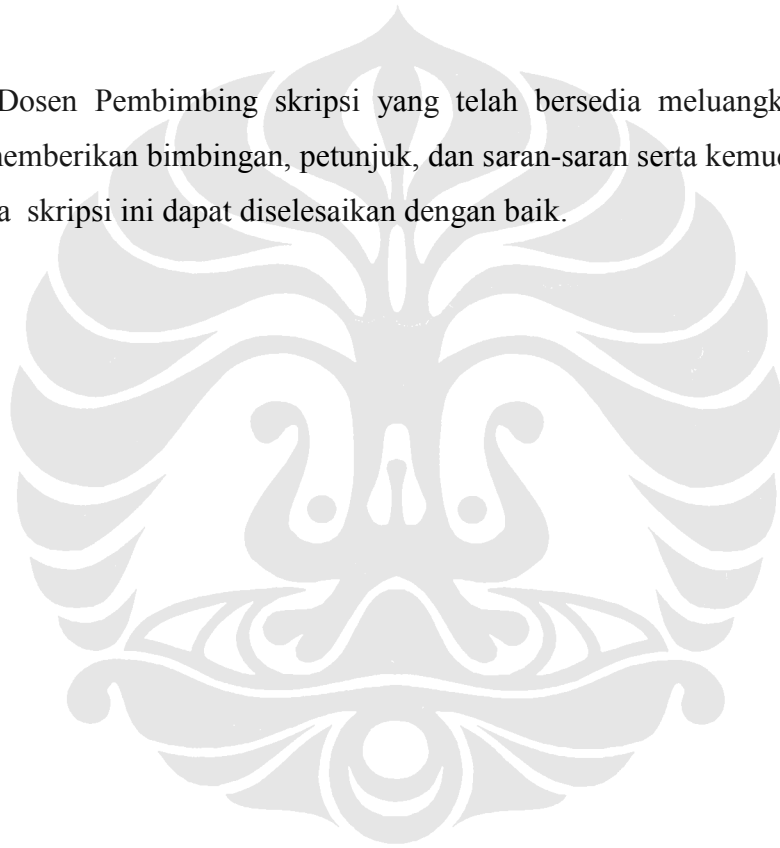
NIK 132094574

## UCAPAN TERIMA KASIH

Puji syukur kepada ALLAH SWT atas rahmat dan karunia-Nya skripsi ini dapat diselesaikan dengan baik. Penulis juga mengucapkan terima kasih kepada :

**Dr. Ir. Muh. Asvial, M.Eng**

selaku Dosen Pembimbing skripsi yang telah bersedia meluangkan waktunya untuk memberikan bimbingan, petunjuk, dan saran-saran serta kemudahan lainnya, sehingga skripsi ini dapat diselesaikan dengan baik.



Kamal Hamzah  
NPM 04 04 03 709 6  
Departemen Teknik Elektro

Dosen Pembimbing  
Dr. Ir. Muh. Asvial, M.Eng

**ADAPTIVE MODULATION AND CODING (AMC) SPATIAL DIVERSITY  
MIMO-OFDM UNTUK SISTEM MOBILE WIMAX**

**ABSTRAK**

Sistem komunikasi yang fleksibel, cepat dan *reliable* sangat dibutuhkan untuk mendukung teknologi informasi dan multimedia yang semakin berkembang. Oleh karena itu, diperlukan perkembangan dalam sistem komunikasi yang ada untuk memenuhi kebutuhan tersebut. Peningkatan *data rate* dan *reliable-an* sistem dapat dipenuhi penurunan nilai BER (*Bit Error Rate*) dan memaksimalkan efisiensi spectrum frekuensi. Salah satu teknologi yang paling sesuai untuk memenuhi kebutuhan tersebut adalah teknologi *spatial diversity* MIMO-OFDM.

Pada skripsi ini, simulasi dan analisis dilakukan pada sistem *spatial diversity* MIMO-OFDM dengan menggunakan alamouti encoder. Dalam aplikasinya, sistem ini didukung oleh teknik AMC untuk memaksimalkan kapasitas kanal dan menjaga keefektifan modulasi dan ECC (*error control coding*) yang digunakan. Teknik modulasi QPSK, 16-QAM dan 64-QAM serta convolutional encoding dengan coderate  $2/3$ ,  $1/2$  dan  $1/3$  menjadi pilihan modulasi dan ECC dalam teknik AMC. BER, throughput dan kapasitas kanal menjadi parameter unjuk kerja sistem dalam simulasi pada kondisi penerima diam (*fixed*) dan bergerak (*mobile*).

Hasil simulasi menunjukkan bahwa pada semua parameter, *spatial diversity* MIMO-OFDM memiliki unjuk kerja yang lebih baik dari pada SISO-OFDM. Kemudian, BER dan throughput pada sistem *spatial diversity* MIMO-OFDM untuk kondisi *fixed* jauh lebih baik dari pada kondisi *mobile*. Dengan menggunakan AMC, throughput dapat ditingkatkan baik pada kondisi kanal yang buruk maupun pada kondisi kanal yang bagus.

**Kata kunci : MIMO-OFDM, BER, throughput dan kapasitas kanal.**

Kamal Hamzah

Counsellor

NPM 04 04 03 709 6

Dr. Ir. Muh. Asvial, M.Eng

Electrical Engineering Department

**ADAPTIVE MODULATION AND CODING (AMC) SPATIAL DIVERSITY  
MIMO-OFDM FOR MOBILE WIMAX SISTEM**

**ABSTRACT**

Flexibility, reliability and rapidity of communication system are strongly needed by the rapidly development of information technology and multimedia system. Thus, communication technology must be developed to be matched with the needed. The increasing data rate and reliability of system can be reached by decreasing BER value and maximalize the efficiency of frequency spectrum. The reomended technology which can appoint to this needed is spatial diversity MIMO-OFDM system.

In this final assignment, simulation and analysis is done to spatial diversity MIMO-OFDM system which used alamouti encoder. In the application, this system is supported by adapative modulation and coding (AMC) technique to maximalize channel capacity by choosing the appropriate modulation and error control coding due to the channel condition. QPSK, 16-QAM and 64-QAM modulation technique and convoluitonal encoding with coderate  $2/3$ ,  $1/2$  and  $1/3$  are the choices in the modulation and error control coding. BER, throughput and channel capacity are the parameters to evaluate the performance of the system in fixed and mobile condition in the simulation.

Simulation results show that the spatial diversity MIMO-OFDM system has a better performance than SISO-OFDM at all of the parameters. BER and throughput in the spatial diversity MIMO-OFDM system has a better performance in fixed than mobile condidtion. By using AMC, throughput can be increased both in the bad and good channel condition.

**Keywords : MIMO-OFDM, BER, throughput and channel capacity.**

# DAFTAR ISI

PERNYATAAN KEASLIAN SKRIPSI.....	ii
PENGESAHAN .....	iii
UCAPAN TERIMA KASIH.....	iv
ABSTRAK .....	v
DAFTAR ISI.....	vii
DAFTAR GAMBAR .....	ix
DAFTAR TABEL.....	xii
DAFTAR SINGKATAN .....	xiii
DAFTAR ISTILAH .....	xiv
BAB I PENDAHULUAN.....	1
1.1    LATAR BELAKANG.....	1
1.2    TUJUAN .....	2
1.3    PEMBATASAN MASALAH .....	2
1.4    SISTEMATIKA PENULISAN .....	2
BAB II TEKNOLOGI MIMO-OFDM DAN AMC.....	4
2.1    TEKNOLOGI MIMO-OFDM.....	4
2.1.1 <i>Multiple Input Multiple Output (MIMO)</i> .....	4
2.1.2 <i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)</i> .....	7
2.1.3    Model Sistem MIMO-OFDM .....	13
2.2 <i>ADAPTIVE MODULATION AND CODING</i> .....	16
2.2.1    Modulasi.....	16
2.2.2 <i>Error Correction Coding (ECC)</i> .....	21
2.2.3 <i>Adaptive Modulation and Coding (AMC)</i> .....	23



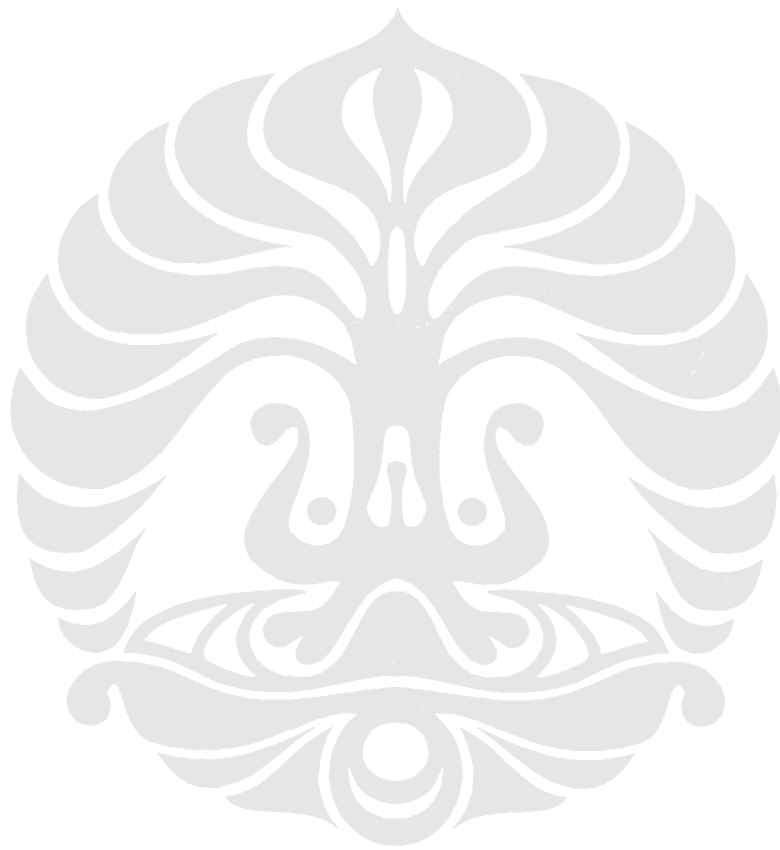
BAB III PEMODELAN SPATIAL DIVERSITY MIMO-OFDM DENGAN AMC	24
3.1 SISTEM SECARA UMUM	24
3.2 SISI <i>TRANSMITTER</i>	25
3.2.1 Sistem OFDM	25
3.2.2 Sistem MIMO	25
3.3 Pemodelan Kanal	27
3.3.1 Kanal realistik	27
3.3.2 Representasi kanal MIMO	28
3.4 TEKNIK AMC	28
3.5 SISI <i>RECEIVER</i>	30
3.5.1 Sistem MIMO	30
3.5.2 Sistem OFDM	31
3.5.3 Parameter Performansi	31
BAB IV ANALISIS HASIL SIMULASI	34
4.1 PARAMETER SIMULASI	34
4.2 HASIL SIMULASI DAN ANALISIS	35
4.2.1 SINYAL KONSTELASI	35
4.2.2 PARAMETER PERFORMANSI	40
BAB V KESIMPULAN	51
DAFTAR ACUAN	52
DAFTAR PUSTAKA	54
LAMPIRAN	55

## DAFTAR GAMBAR

Gambar 2.1 Sistem MIMO secara umum .....	4
Gambar 2.2 STTD <i>encoding</i> process .....	6
Gambar 2.3 <i>Spatial multiplexing</i> pada pengiriman data. ....	7
Gambar 2.4 Spektrum frekuensi pada FDM .....	8
Gambar 2.5 Spektrum frekuensi pada OFDM. ....	8
Gambar 2.6 simbol pada masing-masing sub-kanal OFDM.....	9
Gambar 2.7 Sistem transmisi point-to-point pada OFDM.....	10
Gambar 2.8 penyisipan <i>guard interval</i> di antara 2 simbol.....	11
Gambar 2.9 Sistem Q x L MIMO-OFDM. ....	13
Gambar 2.10 Struktur <i>frame</i> pada sistem OFDM QxL.....	14
Gambar 2.11 Modulator QPSK.....	17
Gambar 2.12 Diagram konstelasi modulasi QPSK.....	18
Gambar 2.13 Demodulator QPSK.....	18
Gambar 2.14 Modulator QAM.....	19
Gambar 2.15 Demodulator QPSK.....	20
Gambar 2.16 Diagram konstelasi 16-QAM.....	20
Gambar 2.17 Diagram konstelasi 64-QAM.....	21
Gambar 2.18 Bagan Ilustrasi Rangkaian <i>Convolutional Encoder 2/3</i> .....	22
Gambar 3.1 sistem transmisi MIMO-OFDM dengan AMC .....	24
Gambar 3.2 Teknik OFDM.....	25
Gambar 3.3 Blok diagram sistem MIMO .....	25
Gambar 3.4 Blok diagram AMC.....	29
Gambar 3.5 Blok diagram pada sisi <i>receiver</i> pada sistem MIMO .....	30
Gambar 3.6 Blok diagram OFDM pada MIMO.....	31
Gambar 4.1 sinyal konstelasi QPSK dengan $E_b/N_0=10$ dB (sebelah kiri) dan $E_b/N_0=20$ dB (sebelah kanan). ....	35
Gambar 4.2 sinyal konstelasi 16-QAM dengan $E_b/N_0=10$ dB (sebelah kiri) dan $E_b/N_0=20$ dB (sebelah kanan). ....	36
Gambar 4.3 sinyal konstelasi 64-QAM dengan $E_b/N_0=10$ dB (sebelah kiri) dan $E_b/N_0=20$ dB (sebelah kanan). ....	36

Gambar 4.4 Sinyal konstelasi QPSK dengan kecepatan 0 m/s (sebelah kiri) dan kecepatan 10 m/s (sebelah kanan).....	37
Gambar 4.5 Sinyal konstelasi 16-QAM dengan kecepatan 0 m/s (sebelah kiri) dan kecepatan 10 m/s (sebelah kanan).....	38
Gambar 4.6 Sinyal konstelasi 64-QAM dengan kecepatan 0 m/s (sebelah kiri) dan kecepatan 10 m/s (sebelah kanan).....	38
Gambar 4.7 BER terhadap Eb/No pada 2x2 MIMO-OFDM (sebelah kiri) dan SISO-OFDM (sebelah kanan).....	40
Gambar 4.8 Kapasitas kanal terhadap Eb/No pada 2x2 MIMO-OFDM (sebelah kiri) dan SISO-OFDM (sebelah kanan).....	41
Gambar 4.9 <i>Throughput</i> terhadap Eb/No pada 2x2 MIMO-OFDM (sebelah kiri) dan SISO-OFDM (sebelah kanan).....	42
Gambar 4.10 BER terhadap Eb/No pada 2x2 MIMO-OFDM (sebelah kiri) dan SISO-OFDM (sebelah kanan).....	43
Gambar 4.11 Kapasitas kanal terhadap Eb/No pada 2x2 MIMO-OFDM (sebelah kiri) dan SISO-OFDM (sebelah kanan).....	44
Gambar 4.12 <i>Throughput</i> terhadap Eb/No pada 2x2 MIMO-OFDM (sebelah kiri) dan SISO-OFDM (sebelah kanan).....	45
Gambar 4.13 BER terhadap Eb/No dengan menggunakan ECC <i>coderate</i> 2/3 (sebelah kiri) dan <i>coderate</i> 1/2 (sebelah kanan).....	45
Gambar 4.14 kapasitas kanal terhadap Eb/No dengan menggunakan ECC <i>coderate</i> 2/3 (sebelah kiri) dan <i>coderate</i> 1/2 (sebelah kanan).....	46
Gambar 4.15 <i>throughput</i> terhadap Eb/No dengan menggunakan ECC <i>coderate</i> 2/3 (sebelah kiri) dan <i>coderate</i> 1/2 (sebelah kanan).....	47
Gambar 4.16 BER terhadap Eb/No dengan teknologi AMC pada sistem 2x2 MIMO-OFDM pada kondisi penerima diam (sebelah kiri) dan kondisi penerima bergerak (sebelah kanan).....	48
Gambar 4.17 kapasitas kanal terhadap Eb/No dengan teknologi AMC pada sistem 2x2 MIMO-OFDM pada kondisi penerima diam (sebelah kiri) dan kondisi penerima bergerak (sebelah kanan).....	49

Gambar 4.18 *Throughput* terhadap  $E_b/N_0$  dengan teknologi AMC pada sistem 2x2 MIMO-OFDM pada kondisi penerima diam (sebelah kiri) dan kondisi penerima bergerak (sebelah kanan)..... 49




## DAFTAR TABEL

Tabel 2.1 Keadaan sinyal QPSK.....	17
Tabel 3.1 STBC encoder dengan alamouti <i>code</i> .....	26
Tabel 3.2 Model kanal MIMO .....	28
Tabel 3.3 Nilai XOR untuk perhitungan BER. ....	33
Tabel 4.1 sistem parameter MIMO-OFDM .....	34



## DAFTAR SINGKATAN



AMC	<i>Adaptive Modulation and Coding</i>
AWGN	<i>Additive white Gaussian Noise</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BS	<i>Base Station</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
ECC	<i>Error Control Coding</i>
FDM	<i>Frequency Division Multiplexing</i>
FEC	<i>Forward Error Correction</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
GI	<i>Guard Interval</i>
IDFT	<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>
IEEE	<i>Institute Electrical and Electronics Engineering</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
ISI	<i>Inter Symbol Interference</i>
LAN	<i>Local Area Network</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple output</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
SM	<i>Spatial Multiplexing</i>
STBC	<i>Space Time Block Code</i>
STTD	<i>Space Time Transmit Diversity</i>
TDM	<i>Time Division Multiplexing</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>

## DAFTAR ISTILAH

<i>antenna diversity</i>	sistem antenna yang mempropagasikan sinyal pada beberapa arah yang berbeda.
<i>Bandwidth</i>	Lebar pita frekuensi yang digunakan dalam mengirimkan sinyal dalam sistem komunikasi nirkabel.
<i>Cyclic prefix</i>	Rangkaian <i>bit</i> ulangan dari akhir simbol yang ditempatkan pada awal simbol agar sinyal tetap terjaga pada kanal <i>multipath</i> .
<i>Delay spread</i>	Jenis distorsi disebabkan oleh <i>multipath fading</i> yang menyebabkan sinyal sama sampai pada tujuan dalam waktu yang berbeda.
<i>Downlink</i>	Proses pengiriman sinyal dari <i>base station</i> ke terminal user.
<i>Error detection</i>	Kemampuan untuk dapat mendeteksi <i>error</i> yang disebabkan oleh <i>noise</i> atau yang lainnya selama proses transmisi.
<i>Guard interval</i>	<i>interval</i> waktu (pada TDM) atau frekuensi (pada FDM) untuk memastikan tidak ada interferensi antar sinyal pada sistem transmisi.
<i>Intercell interference</i>	interferensi pada sinyal komunikasi yang disebabkan oleh terminal user yang berada di luar sel yang diinginkan.
<i>Multipath propagation</i>	fenomena propagasi yang disebabkan oleh atmosfer, pembiasan dan pemantulan oleh ionosfer dan pemantulan oleh objek yang ada di daratan seperti bangunan dan gunung, yang membuat sinyal radio dapat mencapai antena dalam dua atau lebih path

sehingga dapat menyebabkan interferensi yang destruktif dan pergeseran fasa dari sinyal.

*Othogonal*

Sifat tegaklurus dari dua vektor yang berbeda atau proyeksi dua vektor satu sama lain yang bernilai nol.

*Pilot simbol*

Simbol yang memfasilitasi sistem estimasi kanal yang dapat mengurangi energi transmisi data simbol.

*Space time blok code*

Teknik yang digunakan dalam komunikasi nirkabel untuk mengirimkan data stream yang sama melalui sejumlah antena dan mengolah data yang telah diterima untuk meningkatkan reliabilitas data transfer.

*Space time transmit diversity*

Teknik transmisi yang menjaga keortogonalan sinyal dari 2 sistem transmisi tanpa penambahan daya transmisi yang hanya bisa diaplikasikan pada kondisi *flat fading*.

*Spatial multiplexing*

Teknik transmisi pada sistem MIMO untuk mentransmisikan stream data sinyal yang berbeda dari masing-masing *multiple* antena transmisi.

*Subcarrier*

Kanal frekuensi pembawa sebagai hasil pembagian pita frekuensi pada teknik OFDM untuk membawa sinyal dari sisi pengirim ke sisi penerima.

*Throughput*

Banyaknya *bit* data yang dapat dikirim dalam suatu selang waktu tertentu.

*Uplink*

Proses pengiriman sinyal dari terminal user ke *base station*.



# BAB I

## PENDAHULUAN

### 1.1 LATAR BELAKANG

Akses komunikasi yang cepat, fleksibel dan *reliable* sangat dibutuhkan untuk mendukung teknologi informasi dan multimedia yang semakin berkembang. Oleh karena itu, diperlukan perkembangan dalam sistem komunikasi yang ada untuk memenuhi kebutuhan tersebut. Peningkatan akses yang cepat dapat dipenuhi dengan meningkatkan *data rate* dan spektrum efisiensi. Sedangkan ke-reliable-an sistem dapat ditingkatkan dengan menurunkan BER (*Bit Error Rate*)[1].

Sistem *spatial diversity* MIMO-OFDM merupakan sistem komunikasi yang dapat digunakan untuk memenuhi kebutuhan akan akses yang cepat, mudah dan fleksibel. Hal ini dikarenakan teknologi ini menggabungkan teknologi antena MIMO *spatial diversity* dan teknik multipleksing dengan OFDM. OFDM digunakan untuk meningkatkan *data rate* sistem dengan meningkatkan spektrum efisiensi sistem yang signifikan sehingga tidak perlu adanya penambahan *bandwidth*. Sedangkan konsep antena *spatial diversity* MIMO digunakan dalam proses transmisi sinyal untuk melawan *multipath fading* dalam perjalanan sinyal dari pengirim ke penerima, sehingga *link availability* dan ke-reliable-an sistem dapat dijaga dengan baik[2].

Selain itu, teknik *adaptive modulation and coding* (AMC) digunakan untuk meningkatkan unjuk kerja dari sistem *spatial diversity* MIMO-OFDM. Teknik modulasi dan *error correction coding* dapat berubah secara adaptif sesuai dengan kondisi kanal. Pilihan teknik modulasi yang dipergunakan pada teknik AMC pada simulasi ini adalah QPSK, 16-QAM dan 64-QAM serta convolutional encoding dengan coderate  $2/3$ ,  $1/2$  dan  $1/3$ .

Teknik AMC pada sistem *spatial diversity* MIMO-OFDM dapat memaksimalkan kapasitas sehingga dapat meningkatkan *throughput* dan menekan nilai BER baik pada keadaan penerima diam ( $v=0$  m/s) maupun keadaan bergerak

( $v=10$  m/s). Dengan adanya kemampuan seperti ini, sistem *spatial diversity* MIMO-OFDM nantinya dapat digunakan untuk *mobile WiMAX* sebagai solusi yang paling menjanjikan untuk melahirkan teknologi 4G (*Fourth Generation*) ke depannya [3].

## 1.2 TUJUAN

Tujuan skripsi ini adalah untuk membuat pemodelan dan simulasi serta analisis unjuk kerja sistem AMC *spatial diversity* MIMO-OFDM untuk aplikasi pada *mobile WiMAX*.

## 1.3 PEMBATAAN MASALAH

Pada skripsi ini, masalah yang akan penulis bahas adalah mengenai unjuk kerja teknik *spatial diversity* MIMO-OFDM dengan menggunakan AMC pada *mobile WiMAX* berdasarkan performansi BER, kapasitas kanal dan *throughput* data yang ditransmisikan.

## 1.4 SISTEMATIKA PENULISAN

Sistematika penulisan pada laporan kerja praktek ini ialah sebagai berikut :

### Bab 1 Pendahuluan

Berisikan tentang latar belakang, tujuan, pembatasan masalah, dan sistematika penulisan.

### Bab 2 Teori umum MIMO-OFDM dan AMC

Merupakan teori dasar sistem antena MIMO, teknik modulasi dan *multiplexing* OFDM dan pemodelan dasar MIMO-OFDM dalam komunikasi nirkabel serta pembahasan AMC.

### Bab 3 Model silmulasi sistem *spatial diversity* MIMO-OFDM dengan teknologi AMC.

Merupakan pembahasan model MIMO antenna dan pembagian frekuensi pada OFDM dengan teknik *encoding* menggunakan AMC. Kemudian pembahasan mengenai parameter performansi yang berupa kapasitas kanal, *throughput* dan BER.

Bab 4 Unjuk kerja sistem MIMO-OFDM dengan teknologi AMC

Merupakan hasil unjuk kerja sistem MIMO-OFDM dalam sistem *mobile WiMAX* berdasarkan parameter kapasitas kanal, *throughput* dan BER.

Bab 5 Penutup

Merupakan bagian akhir dari laporan ini yang memuat pernyataan singkat dan tepat yang dijabarkan dari hasil studi literatur dan dasar teori serta kesimpulan hasil simulasi.



## BAB II

### TEKNOLOGI MIMO-OFDM DAN AMC

#### 2.1 TEKNOLOGI MIMO-OFDM

##### 2.1.1 *Multiple Input Multiple Output* (MIMO)

Sistem MIMO merupakan sistem komunikasi nirkabel dengan menggunakan *multiple antenna* pada sisi pengirim dan sisi penerima untuk meningkatkan performansi sistem komunikasi. Sistem MIMO diharapkan dapat meningkatkan ketahanan sinyal terhadap efek dari *noise* dan *multipath* yang sering terjadi pada komunikasi nirkabel [2].



**Gambar 2.1 Sistem MIMO secara umum**

Gambar 2.1 menunjukkan penggunaan sistem MIMO komunikasi nirkabel untuk menghubungkan pengguna baik yang dalam keadaan diam (*fixed*) dan keadaan bergerak (*mobile*). Sejumlah  $N$  antena sisi pengirim mengirimkan sinyal secara *independent* dan kemudian diterima oleh antena sisi penerima sejumlah  $M$ , dimana  $M \geq N$ . Jika sinyal yang dikirimkan antena adalah  $x_1, x_2, x_3, \dots$ , maka sinyal yang diterima oleh antena sisi penerima adalah

$$\begin{aligned}
 r_1 &= h_{11}x_1 + h_{12}x_2 + \dots + h_{1N}x_N \\
 r_2 &= h_{21}x_1 + h_{22}x_2 + \dots + h_{2N}x_N \\
 &\vdots \\
 r_N &= h_{N1}x_1 + h_{N2}x_2 + \dots + h_{NN}x_N \dots \dots \dots (2.1)
 \end{aligned}$$

Interferensi antar sinyal yang ditransmisikan dapat terlihat pada persamaan 2.1 sinyal yang diterima pada sisi penerima. Oleh karena itu, pada sisi penerima,

diperlukan adanya matriks  $H$  yang dibentuk dari estimasi nilai  $h_{ij}$  pada kanal transmisi untuk mendapatkan kembali sinyal independent sebagaimana yang dikirim dari sisi pengirim. Dengan demikian, sinyal transmisi ( $x$ ) didapatkan dengan mengalikan *inverse*  $H$  dengan sinyal pada sisi penerima ( $r$ ).

Sistem MIMO memerlukan keadaan banyak *multipath* dalam transmisi sinyalnya untuk memastikan matriks  $H$  dapat di-*inverse*. Dengan kata lain, MIMO mengambil keuntungan pada propagasi *multipath* untuk menambah *throughput*, range atau jangkauan, dan reliabilitas. MIMO tidak menjadikan sinyal *multipath* sebagai gangguan melainkan sebagai pembawa lebih banyak informasi. *Data stream* juga ditransmisikan secara *parallel* dari antenna yang berbeda, maka peningkatan *throughput* secara linear dapat dicapai dengan penambahan jumlah pasangan antenna (pada sisi penerima dan sisi pengirim) meskipun tanpa adanya penambahan *bandwidth*.

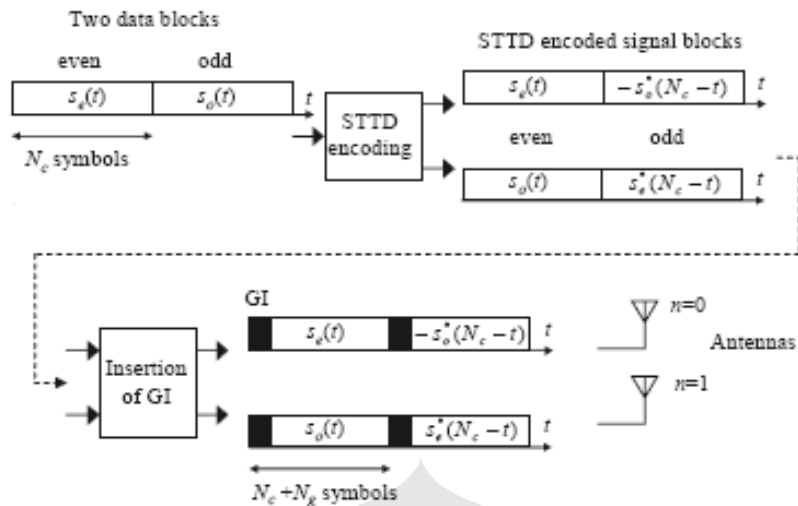
Sistem MIMO juga mengoptimalkan dimensi ruang dengan membentuk ruang kanal yang unik di antara sisi penerima dan sisi pengirim. Tidak seperti komunikasi nirkabel konvensional yang berusaha mengirimkan sebanyak mungkin informasi pada satu kanal ruang. Dengan demikian, spektrum efisiensi dari sistem MIMO akan bertambah tinggi dan akhirnya akan meningkatkan *range* atau jangkauan, reliabilitas sistem dan *throughput* data.

#### **2.1.1.1 Macam-macam teknik MIMO**

Dalam aplikasinya, terdapat dua macam teknik MIMO yang digunakan dalam sistem komunikasi nirkabel dan bergerak yaitu:

##### *A. Spatial diversity*

Pada teknik ini, setiap antenna pengirim pada sistem MIMO mengirimkan data yang sama secara *parallel* dengan menggunakan coding yang berbeda. *Receive and transmit diversity* dapat menanggulangi *fading* dan secara signifikan dapat menambah *link quality* atau dengan kata lain dapat meningkatkan SNR [4].



**Gambar 2.2 STTD encoding process**

Gambar 2.2 menunjukkan proses STTD encoding pada data yang akan dikirimkan. Pada proses ini, aliran data simbol yang ditransmisikan ditransformasikan menjadi aliran blok data masing-masing dengan simbol  $N_c$ . Aliran data simbol  $N_c$  pada blok  $q$  dinyatakan  $\{d(t); t=qN_c \sim (q+1)N_c-1\}$ . Aliran sinyal sample pada masing-masing subcarrier  $\{s(t); t=qN_c \sim (q+1)N_c-1\}$  pada blok  $q$  diekspresikan dengan menggunakan representasi *lowpass* sebagai

$$s(t) = \sqrt{2E_s/Td(t)} \dots \dots \dots (2.2)$$

Di mana  $E_s$  adalah energi sinyal yang ditransmisikan persimbol dan  $T$  adalah panjang simbol. Dalam hal ini, digunakan alamouti STTD encoding pada setiap *subcarrier* transmisi. Sinyal blok  $\{s_e(t)\}$  dan  $\{s_o(t)\}$  yang menyatakan kembali sinyal blok genap ( $q=2u$ ) dan ganjil ( $q=2u+1$ ), ditransmisikan secara simultan setelah penyisipan *guard interval* (GI) dari 2 antenna pengirim selama waktu *interval* dua data blok yang berurutan. Komponen *subcarrier* dari data blok genap ( $q=2u$ ) dan ganjil ( $q=2u+1$ ) dinyatakan ( $\{S_e(k)\}$  dan  $\{S_o(k)\}$ ), yaitu

$$S_e(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s_e(t) \exp\left(-j2\pi \frac{t}{N_c}\right) \dots \dots \dots (2.3)$$

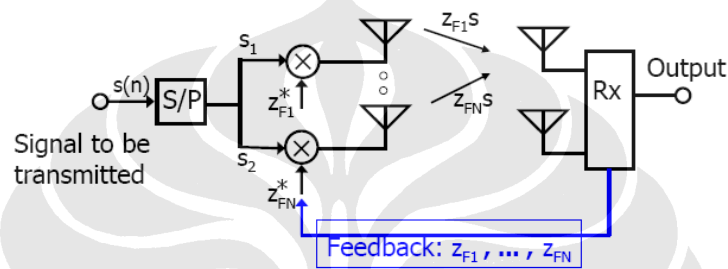
$$S_o(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s_o(t) \exp\left(-j2\pi \frac{t}{N_c}\right) \dots \dots \dots (2.4)$$

Di mana  $k=0 \sim N_c-1$ .

Kemudian, pada persamaan di atas digunakan FFT dan IFFT untuk melakukan STTD *encoding* untuk mendapatkan  $\{S_e(k)\}$  dan  $\{S_o(k)\}$  dan mentransformasikan kembali ke sinyal dalam domain waktu.

### B. *Spatial Multiplexing*

Pada teknik ini, setiap antenna transmisi pada sistem MIMO mengirimkan data yang berbeda secara parallel dan di-*decode*-kan secara parallel pula, seperti yang ditunjukkan pada gambar 2.3. *Spatial multiplexing* dapat menambah spectrum efisiensi sehingga dapat menambah kecepatan transmisi data.



**Gambar 2.3 *Spatial multiplexing* pada pengiriman data.**

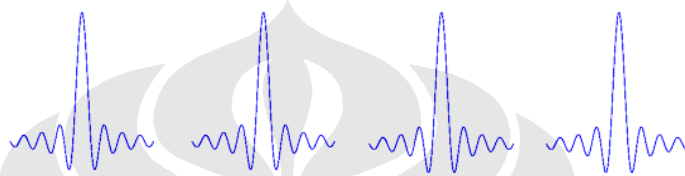
Karakteristik dari *spatial multiplexing* di antaranya adalah tidak ada ekspansi *bandwidth* dan pada sisi penerima, namun diperlukan adanya *space time equalization*. Secara konvensional, jumlah antenna penerima lebih banyak atau sama dengan antenna pengirim. Aliran data dapat dipisahkan dengan *equalizer*, jika proses *fading* dari kanal *spatial* adalah *independent*. Kanal MIMO sebenarnya dengan kapasitas linear menambah jumlah antenna atau secara lebih spesifik menambah kanal *spatial* yang *independent*. Pada aplikasinya, *spatial multiplexing* dikombinasikan dengan transmisi *diversity* dengan menggunakan *Linear dispersion Coding* (LDC). Desain kode terdiri dari matriks untuk mencari *disperse optimum*. *Feedback* diperlukan untuk mengirimkan hasil estimasi kanal dari sisi penerima menuju sisi pengirim.

#### 2.1.2 *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM)

OFDM merupakan teknik kombinasi dari modulasi dan *multiplexing*. OFDM termasuk salah satu jenis digital multi-carrier *modulation* yang menggunakan banyak frekuensi sebagai *subcarrier* yang *orthogonal* satu sama

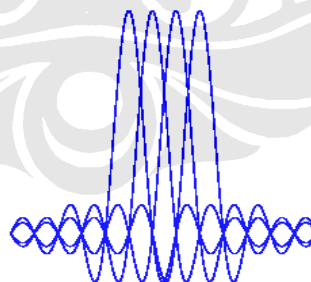
lain. Masing-masing *subcarrier* menggunakan teknik modulasi pada *simbol rate* yang lebih rendah [5].

Konsep dasar OFDM berbeda dengan FDM (*frequency Division Multiplexing*). Pada FDM, suatu *bandwidth* tertentu dibagi menjadi beberapa kanal tersendiri berdasarkan frekuensi. Agar masing-masing kanal tidak saling menginterferensi satu sama lain maka diberi jarak antar kanal (*guardband*) seperti yang ditunjukkan pada gambar 2.4. Hal ini tentunya akan membuat penggunaan *bandwidth* tidak efisien.



**Gambar 2.4 Spektrum frekuensi pada FDM**

Berbeda halnya dengan FDM, pada OFDM penggunaan *bandwidth* sangat efisien. Keempat kanal yang ada dalam satu *bandwidth* seakan-akan ditumpang tindihkan menjadi satu, namun tidak terjadi saling interferensi antar kanal. Hal ini dikarenakan masing-masing sinyal transmisi dalam setiap kanal bersifat saling *orthogonal* dan *harmonic* satu sama lain. Dengan kata lain, *null* dari setiap kanal yang berdekatan jatuh tepat pada titik tengah spectrum.



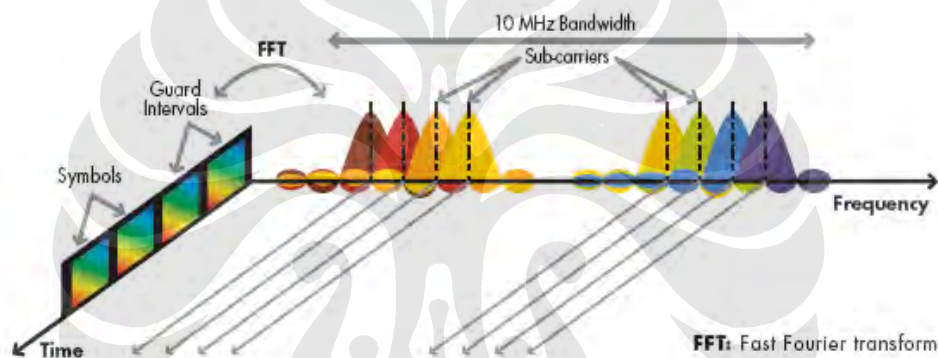
**Gambar 2.5 Spektrum frekuensi pada OFDM.**

Seperti yang terlihat pada gambar 2.5, sinyal terbagi menjadi *subcarrier* yang *orthogonal* sehingga sinyal yang terbentuk adalah sinyal *narrowband* (beberapa kHz) dan oleh karena itu sinyal ini sangat tahan terhadap efek *multipath*. OFDM juga menyediakan frekuensi gain sehingga dapat menambah performansi pada *physical layer*. OFDM juga sangat sesuai dengan teknologi terkini, seperti



smart antenna dan MIMO. Masing-masing simbol dari OFDM dapat mengirim informasi ke/dari beberapa *user* dengan menggunakan *set* yang berbeda dari setiap *subcarrier* (subkanal). Hal ini tidak hanya menambah fleksibilitas sinyal untuk sumber daya yang tersedia (menambah kapasitas) tapi juga bisa diterapkan *cross-layer optimization radio link*.

Gambar 2.6 menunjukkan pembentukan simbol dalam domain waktu dan domain frekuensi pada sistem OFDM yang terbentuk dari masing-masing subkanal. Setelah terbentuk simbol OFDM, maka untuk mencegah ISI, masing-masing simbol dibatasi dengan guard interval.



Gambar 2.6 simbol pada masing-masing sub-kanal OFDM

### 2.1.2.1 Konsep *orthogonalitas*

Secara matematis, untuk membuat setiap sinyal *orthogonal* adalah dengan membuat luas *area* positif sama dengan luas *area* negatif atau hasil integral dari sinyal tersebut adalah nol

$$f(t) = \sin(n\omega t) \sin(m\omega t) \dots \dots \dots (2.5)$$

$$f(t) = \frac{1}{2} \{ \cos[(m - n)\omega t] \} - \frac{1}{2} \{ \cos[(m + n)\omega t] \} \dots \dots \dots (2.6)$$

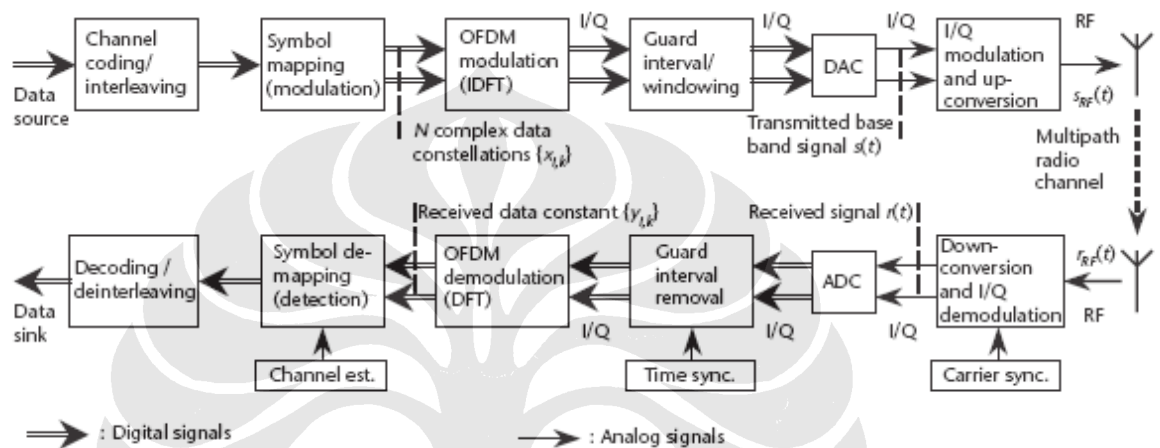
Luas daerah (LA) dinyatakan dengan persamaan berikut:

$$LA = \int_0^{2\pi} \frac{1}{2} \cos(m - n) \omega t - \int_0^{2\pi} \frac{1}{2} \cos(m + n) \omega t \dots \dots \dots (2.7)$$

Jika Luas daerah adalah 0, maka  $\sin(n.w.t)$  dan  $\sin(m.w.t)$  saling *orthogonal* untuk nilai  $m$  dan  $n$  adalah integer.

### 2.1.2.2 Sistem transmisi OFDM

Sistem transmisi pada sistem OFDM ditunjukkan pada gambar 2.7 berikut ini:

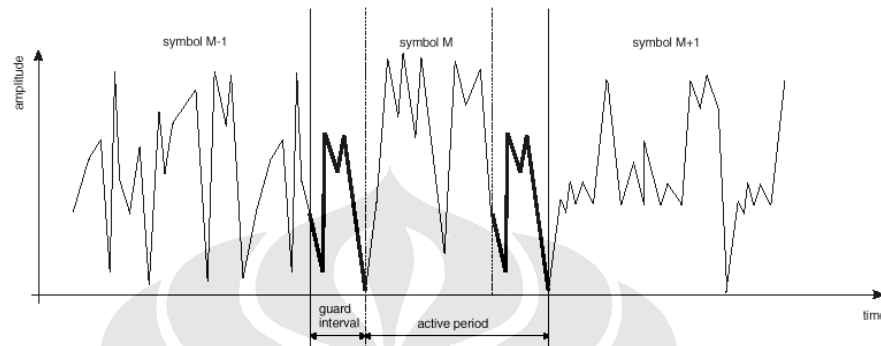


Gambar 2.7 Sistem transmisi point-to-point pada OFDM

Terdapat 3 hal yang penting dalam sistem transmisi pada OFDM, yaitu:

1. IDFT dan DFT digunakan dalam sistem modulasi dan demodulasi sinyal konstelasi (pemetaan sinyal) pada subcarrier yang saling ortogonal. Sehingga algoritma pemrosesan sinyal seperti ini menghilangkan modulator dan demodulator I/Q. *Input* dari IDFT adalah sejumlah  $N$  data konstelasi  $(x_{i,k})$  yang dimodulasi dengan PSK atau QAM pada DFT. ( $i$  menyatakan indeks *subcarrier* dan  $k$  menyatakan indeks dari simbol OFDM). *Output*  $N$  sample dari IDFT dalam *time* domain membentuk sinyal *baseband* yang membawa data simbol dari  $N$  *subcarrier* yang *orthogonal*.
2. *Cyclic prefix* sebagai *Guard Interval* di mana panjangnya melebihi delay pada kanal propagasi *multipath*. Berdasarkan *Cyclic prefix*, sinyal yang ditransmisikan menjadi periodik dan efek dari *time-dispersive* kanal

*multipath* menjadi ekuivalen pada *cyclic convolution* dengan mengabaikan GI pada sisi penerima. Salah satu kekurangan dari sistem GI adalah daya transmisi yang menjadi kurang efektif akibat adanya pengiriman secara berulang sinyal GI. Pada gambar 2.8, ditunjukkan spektrum sinyal guard interval di antara simbol OFDM dalam domain waktu.



**Gambar 2.8** penyisipan *guard interval* di antara 2 simbol.

3. FEC *coding* dan *Interleaving* (dalam frekuensi domain). Frekuensi radio kanal dapat menyebabkan atenuasi pada data simbol yang akan menyebabkan *bit error* pada beberapa *subcarrier*. Dengan menggunakan *bit code* pada *bandwidht* sistem transmisi, skema *coding* yang efisien dapat mengembalikan *bit-bit* yang *error* sehingga dapat mengoptimalkan frekuensi *diversity* kanal.

### 2.1.2.3 Diskripsi matematikal OFDM

OFDM mengirimkan sejumlah besar *carrier narrowband* yang saling berdekatan dalam frekuensi domain. Untuk menghindari adanya penggunaan modulator yang terlalu banyak pada sisi pengirim dan *filter* serta demodulator pada sisi penerima, maka digunakan *fast fourier transform* (FFT) dalam pemrosesan sinyalnya. Masing-masing *carrier* memiliki persamaan gelombang seperti pada persamaan berikut:

$$S_c(t) = A_c(t) e^{j[\omega_c t + \theta(t)]} \dots \dots \dots (2.8)$$

Nilai setiap parameter konstan pada simbol durasi  $t$ . Karena OFDM terdiri dari banyak *carrier* maka persamaan gelombang menjadi:

$$S_s(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n(t) e^{j[\omega_n t + \phi_n(t)]} \dots\dots\dots(2.9)$$

Di mana  $\omega_n = \omega_o + n\Delta\omega$  . Karena pada suatu durasi simbol,  $A_c(t)$  dan  $f_c(t)$  memiliki nilai yang tetap, maka

$$\phi_n(t) = \phi_n \quad , \quad A_n(t) = A_n$$

Jika sinyal disampling dengan frekuensi  $1/T$ , maka akan dihasilkan

$$S_s(kT) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j[(\omega_o + n\Delta\omega)kT + \phi_n]} \dots\dots\dots(2.10)$$

Dengan menganalisis sinyal menjadi N sample dalam satu periode data simbol, maka kita dapatkan hubungan  $t = NT$ . Jika kita menganggap  $\omega_o = 0$ , maka persamaan 3 didapat

$$S_s(kT) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j\phi_n} e^{j(n\Delta\omega)kT} \dots\dots\dots(2.11)$$

Jika diperbandingkan dengan persamaan umum *inverse fourier transform*:

$$g(kT) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} G \left( \frac{n}{NT} \right) e^{2\pi k n / N} \dots\dots\dots(2.12)$$

Maka kondisi dimana tiap sinyal carrier masing-masing ortogonal, akan terpenuhi jika

$$\Delta f = \frac{\Delta\omega}{2\pi} = \frac{1}{NT}$$

#### 2.1.2.4 Keuntungan penggunaan teknik OFDM

Terdapat beberapa keuntungan pada sistem OFDM, yaitu diantaranya adalah

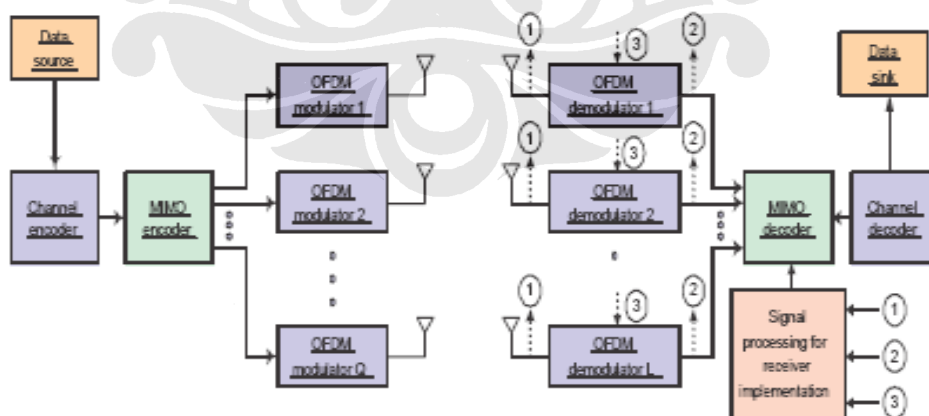
1. Adaptif terhadap kondisi kanal tanpa adanya *complex equalization*.
2. Tahan terhadap interferensi co-channel pada *narrowband*.
3. Tahan terhadap ISI dan *fading* yang disebabkan *multipath propagation*.
4. Efisiensi spektrum tinggi.
5. Implementasi efisien dengan FFT
6. Sensitifitas rendah pada *error time synchronization*.
7. Tidak memerlukan *Tuned sub-channel* sisi penerima filters (seperti pada FDM)

8. Memfasilitasi *Single Frequency Networks*, contohnya sisi pengirim *macrodiversity*.

### 2.1.3 Model Sistem MIMO-OFDM

MIMO-OFDM merupakan kombinasi teknologi MIMO dan OFDM. Dengan MIMO-OFDM, peningkatan spektrum efisiensi dan perbaikan kualitas link reliability dapat dicapai. MIMO digunakan untuk dapat mengatasi adanya gangguan dalam perjalanan sinyal dari sisi pengirim menuju sisi penerima seperti *multipath fading* dan interferensi dari pengguna yang lain. Oleh karena itu, peningkatan *link reliability* dapat tercapai [6]. Sedangkan OFDM, merupakan teknik yang mengurangi secara signifikan kompleksitas sisi penerima dan dapat meningkatkan spektrum efisiensi pada pengiriman sinyal tanpa adanya penambahan *bandwidth*.

Seperti yang telah dijelaskan sebelumnya, OFDM dengan sistem *multicarrier* dapat diimplementasikan secara efisien pada sistem waktu diskrit dengan menggunakan IFFT sebagai modulator dan FFT sebagai demodulator. Data yang ditransmisikan dalam koefisien domain frekuensi dan *output* dari IFFT merupakan gelombang sinyal transmisi dalam domain waktu [7]. Gambar 2.9 menunjukkan implementasi sistem MIMO-OFDM secara umum.

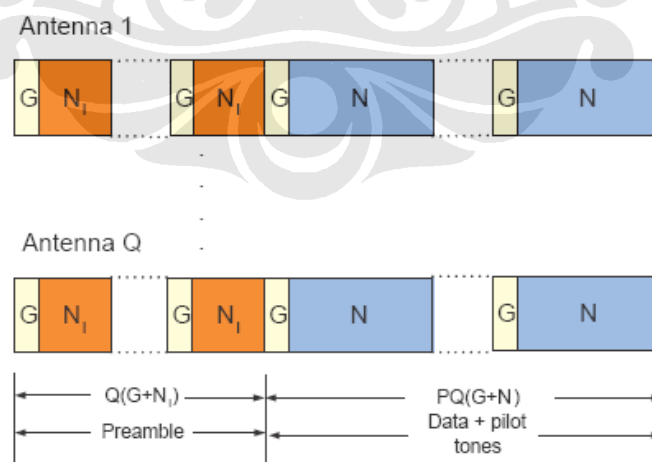


Gambar 2.9 Sistem  $Q \times L$  MIMO-OFDM.

Jika  $X = \{X_0, X_1, \dots, X_{N-1}\}$  mendeskripsikan panjang N data pada blok diagram di atas maka IDFT dari blok data X dalam domain waktu  $x = \{x_0, x_1, \dots, x_{N-1}\}$  di mana  $x_n = \text{IFFT}_N \{X_k\}$ . Untuk mengurangi pengaruh dari *channel delay spread*, *guard interval* disisipkan dengan *cyclic prefix* maupun *suffix* pada data transmisi X. Pada *cyclic prefix*, sinyal transmisi dengan *guard interval* dapat dinyatakan

$$x_n^g = x_{(n)N} \quad n = -G, \dots, -1, 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.13)$$

Di mana G adalah panjang *guard interval* pada sampel sinyal dan  $(n)_N$  adalah sisa dari n modulo N. Sinyal *envelope* OFDM didapat dengan melewati sinyal  $x^g$  pada ADC (*Analog-to-Digital Converter*) untuk menghasilkan komponen real dan imajiner dengan *sample rate*  $1/T$  detik. Kemudian sinyal analog I dan Q diubah menjadi frekuensi *carrier* RF. Untuk menghindari ISI (*Inter Symbol Interference*), panjang G pada *cyclic prefix* harus sama atau lebih panjang dari impulse respon kanal waktu diskrit, M. Waktu yang dibutuhkan untuk mentransmisikan satu simbol OFDM,  $T_s = NT + GT$ . Sinyal OFDM ditransmisikan pada kanal RF *passband*, diterima dan dikonversi dalam *baseband*. Pada sisi penerima, *cyclic prefix* G pada masing-masing sinyal yang diterima harus dihilangkan, kemudian diikuti dengan proses DFT pada sinyal tersebut.



Gambar 2.10 Struktur *frame* pada sistem OFDM QxL

Struktur *frame* pada sistem MIMO-OFDM ditunjukkan oleh gambar 2.10. Pada awalnya, sinyal OFDM terdiri dari Q simbol dengan panjang  $N_1 + G$ . Di mana  $G \leq N_1 \leq N$ , dengan  $N_1 = N/I$  dengan I adalah integer yang membagi N. Panjang dari *guard interval* seringkali digandakan seperti pada IEEE 802.16a, hal ini dilakukan untuk membantu sinkronisasi. Frekuensi *offset* dan *equalization* dari kanal diperpendek pada saat panjang dari kanal melebihi panjang *guard interval*.

Ukuran awal *frame* OFDM harus kita hitung terlebih dahulu. Panjang awal  $N_1 + G$  didapatkan menginisiasi setiap koefisien dari vektor frekuensi domain yang mempunyai panjang N dengan simbol alfabet yang tidak nol (dengan sisinya di-set menjadi nol). Sinyal dalam domain frekuensi yang ditransmisikan dari antenna ke-i adalah  $S_k^{(q)}$ , di mana  $q = (c-1)Q + i$  dan  $c = 1, 2, \dots, Q$ . Sinyal dalam domain waktu didapatkan dari IDFT sinyal tersebut. Kemudian *Cyclic prefix* ditambahkan pada masing-masing sinyal dengan panjang  $N_1$ .  $H_{ij}$  adalah vektor dari koefisien sub-kanal antara i antenna pengirim dan j antenna sisi penerima dan  $R_k^{(l)}$  adalah sample sinyal yang diterima pada j antenna sisi penerima. Setelah menghilangkan *guard interval*, sinyal yang diterima  $R_k^{(l)}$  diulang sebanyak I kali dan didemodulasi dengan FFT.

$$R_k^{(l)} = \text{FFT}_N \{r^{(l)}\}(k) = \sum_{q=1}^Q H_k^{(q,l)} S_k^{(q)} + W_k^{(l)} \dots\dots\dots(2.14)$$

Di mana  $k=0, \dots, N-1$ . Matriks sinyal demodulasi OFDM  $R_k$  dengan dimensi (Q x L) untuk k *subcarrier* dapat diekspresikan dalam matriks sinyal transmisi  $S_k$  dengan dimensi Q x Q, matriks koefisien kanal  $H_k$  dengan dimensi Q x L dan matriks AWGN noise  $W_k$  dengan dimensi Q x L.

$$R_{k,Q \times L} = S_{k,Q \times Q} \cdot H_{k,Q \times L} + W_{k,Q \times L} \dots\dots\dots(2.15)$$

## 2.2 ADAPTIVE MODULATION AND CODING

*Adaptive Modulation and Coding* (AMC) merupakan teknologi yang memungkinkan penggunaan teknik modulasi dan *encoding* yang berbeda berdasarkan kondisi kanal dari sistem transmisi. AMC banyak digunakan dalam teknologi wireless terkini seperti sistem komunikasi berbasis 3G, Wi-Fi (IEEE 802.11), Wimax (IEEE 802.16) dan lain-lain [4].

Dalam AMC, terdapat dua hal penting yaitu teknik modulasi dan teknik deteksi dan koreksi *error* yang berguna untuk meningkatkan kapasitas dan kecepatan sistem transmisi. Dua hal tersebut akan dijelaskan sebagai berikut:

### 2.2.1 Modulasi

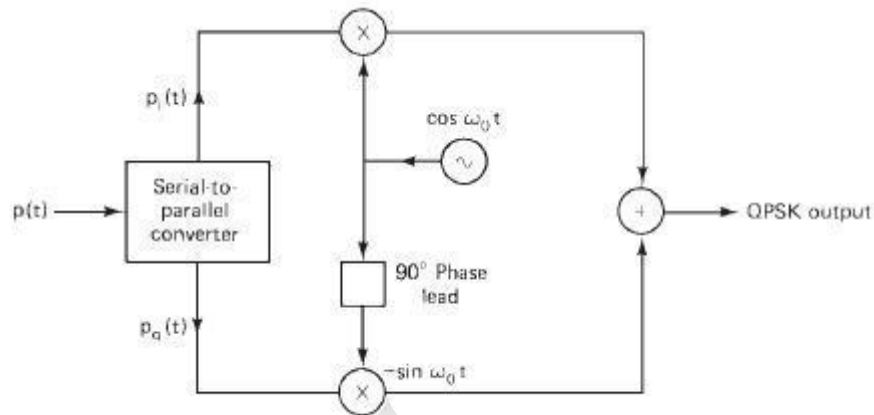
Gelombang radio merupakan gelombang elektromagnetik yang bergerak dengan kecepatan cahaya dan dapat membawa suatu pesan/data pada jarak yang cukup jauh. Gelombang radio memiliki frekuensi yang berbeda-beda sehingga memiliki sifat yang berbeda pula. Gelombang radio dengan frekuensi rendah dapat menembus dinding dan bangunan seperti pada proses difraksi.

Modulasi merupakan proses penumpangan sinyal informasi pada sinyal karier yang berupa gelombang radio dengan frekuensi yang relatif lebih tinggi. Dalam proses modulasi dilakukan pemetaan informasi berdasarkan perubahan fasa gelombang, frekuensi gelombang, amplitudo gelombang atau kombinasinya. Pemetaan ini dapat dilakukan pada domain waktu atau domain konstelasi. Pemetaan dalam domain waktu dilakukan pada pita frekuensi pembawa, sedangkan pemetaan pada domain konstelasi dilakukan pada *baseband*.

Terdapat beberapa jenis modulasi yang dapat digunakan dalam sistem transmisi. Dalam sistem transmisi nirkabel dan bergerak, teknik modulasi dengan menggunakan pemetaan berdasarkan amplitudo dan fasa lebih banyak digunakan karena lebih tahan terhadap *noise*, *multipath fading*, delay spread dan pergeseran *Doppler* akibat mobilitas dari CPE (*Customer Premise Equipment*). Berikut modulasi yang sering digunakan dalam sistem komunikasi nirkabel dan bergerak:



a. Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)

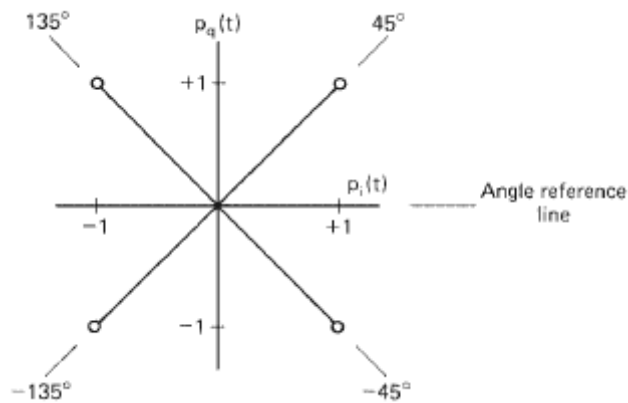


Gambar 2.11 Modulator QPSK

Merupakan modulasi dengan pemetaan fasa yang setiap simbolnya memiliki 2 bit informasi. Sehingga memiliki 4 kombinasi symbol yang dibedakan berdasarkan perbedaannya. Berdasarkan gambar 2.11, QPSK dapat diperoleh dengan penggabungan 2 modulasi BPSK. Bit stream yang masuk pada modulator  $p(t)$ , dibagi menjadi 2 stream yaitu  $p_i(t)$  dan  $p_q(t)$ . Bit stream  $p_i(t)$  akan dimodulasikan dengan  $\cos \omega_0 t$  dan  $p_q(t)$  akan dikombinasikan dengan  $\sin \omega_0 t$ . Kemudian 2 bit stream ini akan digabungkan kembali menjadi stream QPSK dengan kondisi seperti yang ditunjukkan pada table 2.1:

Tabel 2.1 Keadaan sinyal QPSK

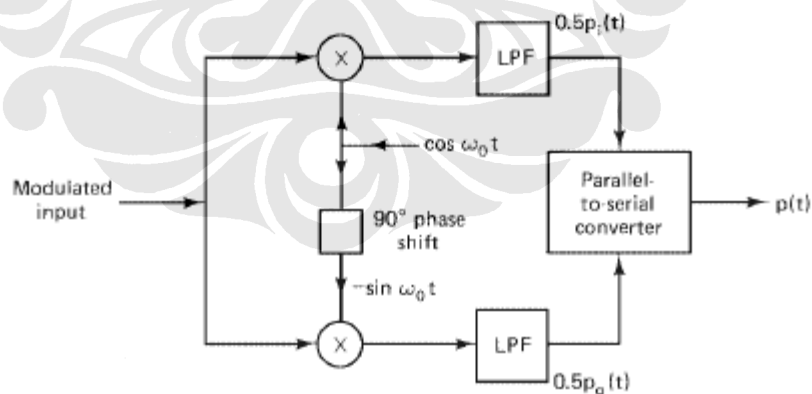
$p_i(t)$	$p_q(t)$	QPSK
1	1	$\cos \omega_0 t - \sin \omega_0 t = \sqrt{2} \cos (\omega_0 t + 45^\circ)$
1	-1	$\cos \omega_0 t + \sin \omega_0 t = \sqrt{2} \cos (\omega_0 t - 45^\circ)$
-1	1	$-\cos \omega_0 t - \sin \omega_0 t = \sqrt{2} \cos (\omega_0 t + 135^\circ)$
-1	-1	$-\cos \omega_0 t + \sin \omega_0 t = \sqrt{2} \cos (\omega_0 t - 135^\circ)$



Gambar 2.12 Diagram konstelasi modulasi QPSK

Gambar 2.12 memperlihatkan diagram konstelasi simbol QPSK yang menunjukkan terdapat 4 variasi simbol. Pada QPSK, setiap simbol memiliki 2 bit informasi pada setiap durasi simbol QPSK yang sama dengan durasi bit pada BPSK. Dengan demikian, *bandwidth* yang diperlukan oleh QPSK adalah setengah kali *bandwidth* BPSK. Hal inilah yang menjadi keuntungan dari QPSK, namun juga memiliki kerugian berupa kompleksnya rangkaian yang diperlukan.

Pada proses demodulasi, dengan logika yang sama dari sistem modulasi dapat diperoleh bit informasi yang diperlukan seperti yang ditunjukkan pada gambar 2.13.



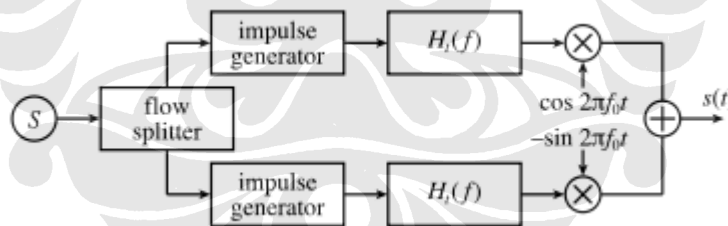
Gambar 2.13 Demodulator QPSK

## B. QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*)

QAM merupakan modulasi dengan menggunakan kombinasi pemetaan fasa dan amplitudo. QAM memiliki beberapa orde berdasarkan banyaknya *bit* yang terdapat dalam 1 simbol QAM. Dalam bahasan ini hanya akan dibahas 2 bentuk QAM yaitu 16-QAM dan 64-QAM. Pada 16-QAM, setiap simbol mengandung 4 *bit* informasi sehingga terdapat 16 jenis variasi sinyal yang dihasilkan oleh modulator. Sedangkan pada 64-QAM, setiap simbol mengandung 6 *bit* informasi sehingga terdapat 64 jenis keluaran sinyal hasil modulasi.

Semakin tinggi orde dari QAM, maka semakin banyak pula jumlah *bit* informasi yang terdapat dalam 1 simbol. Hal ini, dapat meningkatkan efisiensi *bandwidth* dan dapat meningkatkan kecepatan transmisi data. Namun terdapat beberapa kerugian, untuk membuat energi rata-rata kontelasi tetap sama, maka titik-titik kontelasi dibuat lebih berimpit sehingga sangat rentan terhadap *noise* atau gangguan lain yang dapat mengurangi kualitas sinyal. Kondisi seperti ini dapat meningkatkan nilai BER (*Bit Error Rate*) dan menyebabkan kehandalan (*reliability*) sinyal semakin berkurang.

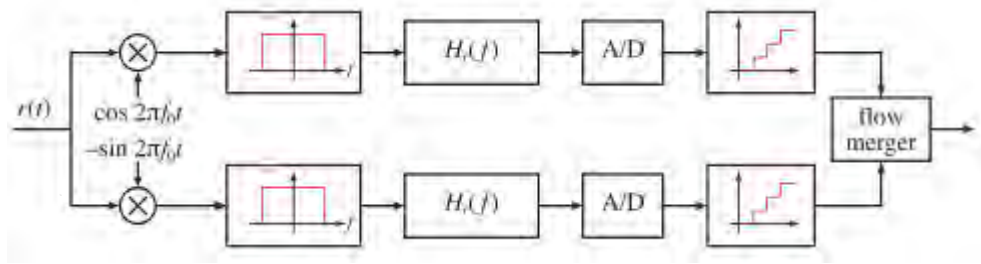
Gambar 2.14 menunjukkan blok diagram modulasi dari QAM dengan frekuensi carrier  $f_0$  dan  $H_t$  respon frekuensi dari filter transmisi.



**Gambar 2.14 Modulator QAM**

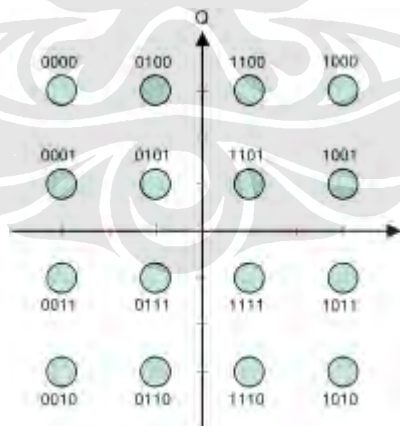
Sinyal yang akan dikirimkan dibagi menjadi 2 bagian sehingga terdapat 2 bagian *bit* stream. Keduanya di-*encode* secara terpisah seperti yang terjadi pada modulator ASK (*Amplitude Shift Keying*). Kemudian salah satu *bit* stream (yang disebut kanal *in phase*) dikalikan dengan sinyal kosinus dan yang lain (disebut kanal *quadrature*) dikalikan dengan sinyal sinus. Oleh karena itu, terdapat perbedaan fasa 90 di antara masing-masing kanal. Kemudian kedua *bit* stream tersebut digabung dan dikirimkan pada kanal transmisi.

$$s(t) = I(t) \cos(2\pi f_0 t) + Q(t) \sin(2\pi f_0 t) \dots\dots\dots (2.16)$$

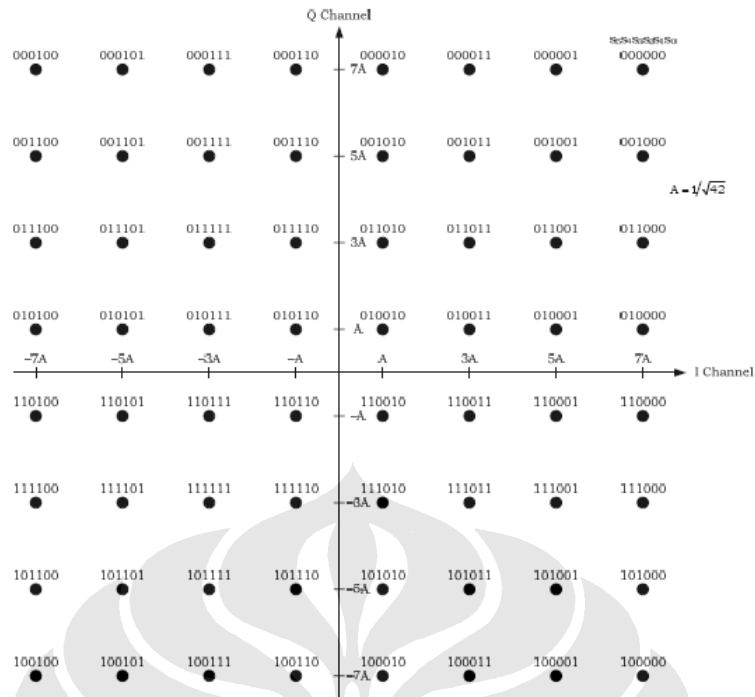


Gambar 2.15 Demodulator QPSK

Pada bagian *receiver* terdapat demodulator QPSK seperti yang ditunjukkan pada gambar 2.15. Demodulator ini merupakan logika *inverse* dari modulator pada bagian transmitter. Dengan mengalikan dengan kosinus atau sinus dan dengan filter *low pass*, akan didapat komponen konstelasi. Kemudian dilanjutkan dengan konsep demodulator ASK dan selanjutnya digabung kembali menjadi satu *bit stream* sinyal informasi. Pada praktiknya, terdapat *phase delay* antara *transmitter* dan *receiver* yang nantinya dapat diatasi dengan menggunakan sinkronisasi pada bagian *receiver*. Pada aplikasi mobile, terdapat efek *Doppler shift* yang menggeser nilai frekuensi asli pada *transmitter*, sehingga diperlukan adanya *tuning* pada komponen kosinus dan sinus yang memerlukan *phase reference* dengan menggunakan *Phase Locked*.



Gambar 2.16 Diagram konstelasi 16-QAM



**Gambar 2.17 Diagram konstelasi 64-QAM**

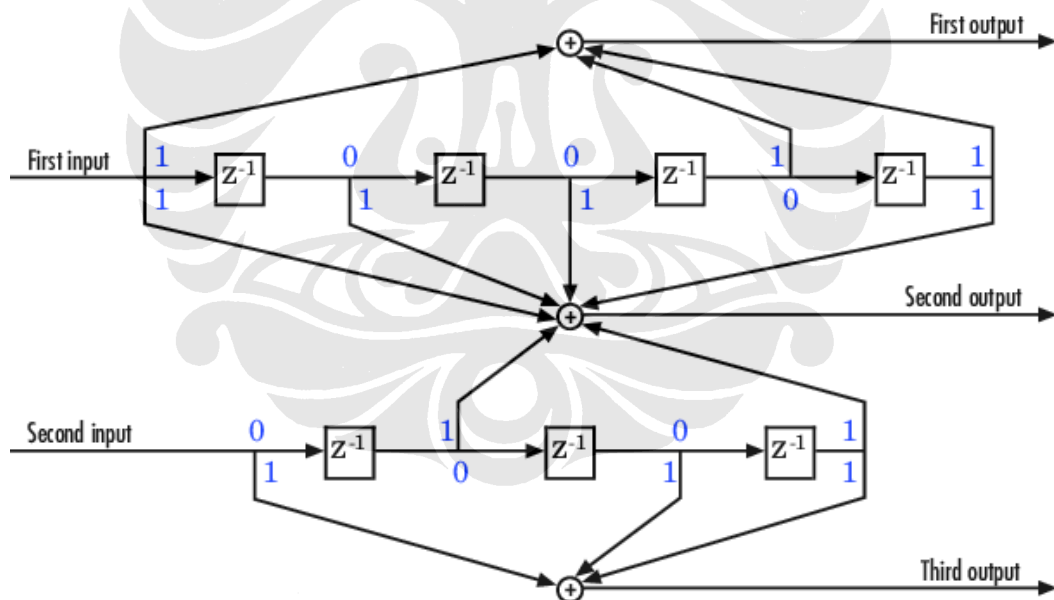
Gambar 2.16 memperlihatkan diagram konstelasi sinyal 16-QAM, di mana dalam setiap kuadran terdapat 4 simbol dengan koordinat yang berbeda sehingga amplitudo dan fasanya juga berbeda. Dengan demikian, simbol 16-QAM memiliki 16 simbol yang berbeda. Bentuk lain dari QAM adalah 64-QAM yang diagram konstelasinya ditunjukkan pada gambar 2.17. Setiap kuadran memiliki 16 simbol dengan koordinat yang berbeda, sehingga simbol 64-QAM memiliki 64 variasi simbol yang berbeda.

### 2.2.2 Error Correction Coding (ECC)

*Error correction coding* juga dapat disebut sebagai *forward error correction* (FEC) yang merupakan sistem *control error* untuk transmisi data dengan menambahkan *bit-bit* redundant pada *bit* informasinya. Hal ini memungkinkan *receiver* untuk mendeteksi dan mengoreksi *error* tanpa harus meminta pengirim untuk mengirimkan data ulang. Keuntungan FEC diantaranya adalah tidak memerlukan *back-channel* atau dapat dihindarkannya transmisi ulang data, sehingga lebih dapat menghemat *bandwidth* dan efisiensi daya.

Terdapat 2 kategori *error correction code* yaitu *block code* dan *convolutional code*. *Block code* memiliki beberapa jenis yaitu *BCH code*, *Hamming code* dan *Reed Solomon Code*. *Turbo code* merupakan gabungan dari 2 atau lebih *convolutional code* yang ditambah dengan *interleaver*. Dalam bab ini akan dibahas *convolutional code* dan *turbo code*.

*Convolutional encoding*, *bit* yang dihasilkan oleh *encoder* merupakan hasil sistem *xor* dari beberapa *bit* masukan sebelumnya dengan *bit input* pada saat itu. Sistem *xor* tersebut dapat dirancang sendiri. Sistem *xor* ini mencakup bagaimana alur operasi *xor* dan berapa lama suatu *bit* akan mempengaruhi keluaran *bit* lain. Keuntungan *convolutional encoder* adalah dapat didesain untuk mampu mendeteksi dan terutama memperbaiki *error* dengan lebih baik dibandingkan dengan *Linear Block Encoding*. *Convolutional encoder* dapat dirancang dengan menggunakan beberapa *shift register* sederhana. Gambar 2.18 menunjukkan contoh *Convolutional Encoder* dengan 7 *shift register* dengan *coding rate* 3/2.



**Gambar 2.18** Bagan Ilustrasi Rangkaian *Convolutional Encoder* 2/3

*Coding rate* pada *convolutional encoder* merupakan nilai perbandingan antara jumlah masukan dengan jumlah keluaran pada satu waktu yang bersamaan. Misalkan *coding rate* 2/3 menyatakan jumlah masukan ke *encoder* untuk satu *clock* adalah 2 *bit* dan akan menghasilkan keluaran 3 *bit* pada satu *clock* yang

sama. Jika nilai *coding rate* semakin besar, performanya dalam mendeteksi dan memperbaiki *error* juga semakin baik tetapi sebagai konsekuensinya *encoder* semakin tidak efisien. Karena jumlah *bit* yang akan dikirimkan menjadi lebih banyak untuk jumlah *bit* informasi yang sama.

### 2.2.3 Adaptive Modulation and Coding (AMC)

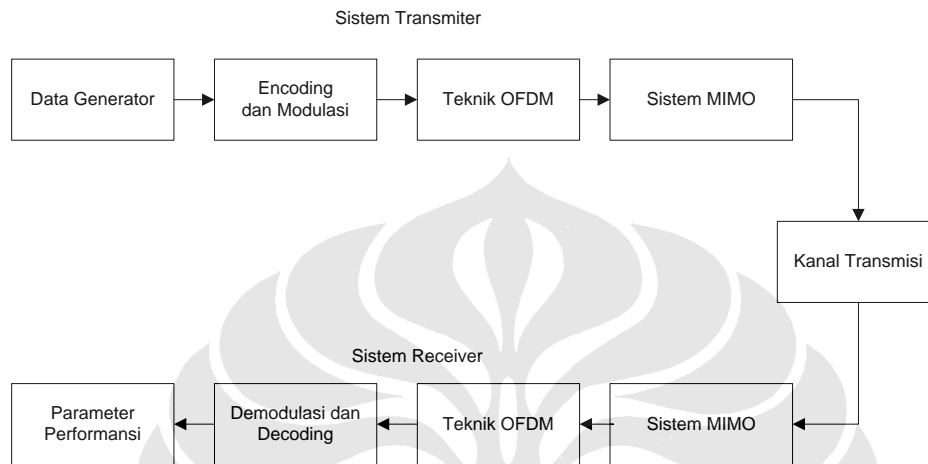
Dengan menggunakan AMC, dapat ditentukan modulasi apa dan *coding rate* berapa yang akan digunakan kepada pengguna yang berada dalam cakupan *base station* tersebut. Penentuan tersebut diputuskan berdasarkan keadaan dan kondisi *air interface* antara pengguna dengan pemancar. Faktor-faktor yang menentukan seberapa keras kondisi *air interface* antara lain jarak antara pengguna dengan pemancar, keadaan geografis seperti bukit yang dapat meredam kuat sinyal atau *slow fading*, wilayah perkotaan (*urban*) atau pedesaan (*rural*) dimana gedung-gedung dapat menyebabkan *fast fading* dan cuaca seperti hujan yang memperburuk *air interface*.

Untuk menghadapi *air interface* yang buruk, akan diterapkan teknik modulasi yang lebih tahan gangguan (informasi yang terkandung dalam sinyal hasil modulasi lebih sedikit) dan *coding rate* yang lebih tinggi sehingga *transfer rate* lebih rendah sehingga informasinya lebih aman. Sebaliknya untuk kondisi *air interface* yang baik, akan digunakan teknik modulasi yang mengandung informasi lebih banyak dan *coding rate* yang lebih rendah sehingga *transfer rate* lebih cepat. Teknik modulasi yang disebutkan diatas memiliki *trade-off*, dimana teknik modulasi QPSK mempunyai karakteristik lebih tahan gangguan tetapi kecepatan penyampaian informasi lebih lambat. Karena sinyal yang dibentuk mengandung lebih sedikit informasi. Begitu sebaliknya dengan teknik modulasi QAM.

# BAB III

## PEMODELAN SPATIAL DIVERSITY MIMO-OFDM DENGAN AMC

### 3.1 SISTEM SECARA UMUM



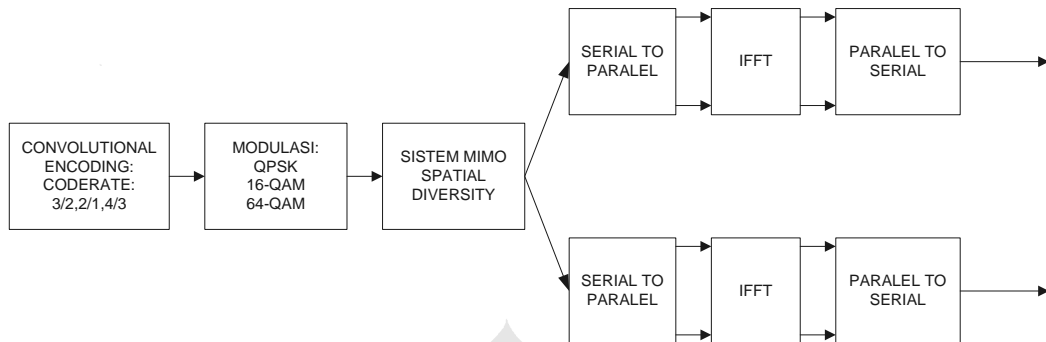
**Gambar 3.1** sistem transmisi MIMO-OFDM dengan AMC

Gambar 3.1 menunjukkan blok diagram secara umum model sistem MIMO-OFDM pada proses simulasi. Data generator merupakan *data input* yang akan dimasukkan ke dalam sistem transmisi. Data dapat berupa *random input* atau dengan memasukkan *input* seperti video atau gambar. Kemudian, data *input* diencoding dan dimodulasi sesuai dengan algoritma AMC dan masuk ke sistem MIMO. Dalam sistem MIMO ini digunakan teknik STBC (*Space Time Block Coding*) yang nantinya *input* data akan menjadi *parallel* sesuai dengan jumlah antenna yang digunakan. Sebelum dikirimkan ke antenna, sinyal hasil STBC melalui proses OFDM, data dibagi menjadi *parallel* sesuai dengan subkanal masing-masing berdasarkan subcarrier yang berbeda. Kemudian data diubah menjadi serial kembali dan ditambahkan guard insertion dan siap dikirimkan melalui antenna. Di *receiver*, data masuk ke sistem MIMO dan didemodulasi dengan OFDM. Kemudian data didemodulasi dan di-decoding untuk mendapatkan sinyal seperti data informasi yang dikirim. Kemudian dilakukan perhitungan parameter performansi dengan membandingkan data yang dikirim dan data yang diterima.



### 3.2 SISI TRANSMITTER

#### 3.2.1 Sistem OFDM

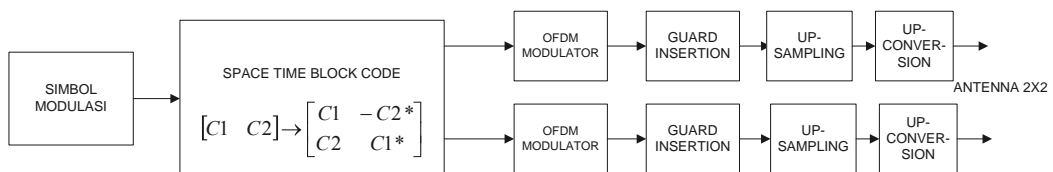


**Gambar 3.2 Teknik OFDM**

Gambar 3.2 menunjukkan blok diagram yang merupakan proses secara umum sistem OFDM pada teknik MIMO-OFDM. Data generator menghasilkan *bit* biner, kemudian dilakukan proses *encoding* dengan *convolutional encoding* dengan *code rate* yang bergantung pada algoritma AMC. Demikian juga dengan pemilihan orde modulasi (QPSK, 16-QAM atau 64-QAM). Kemudian *symbol* hasil modulasi tersebut diencoding dengan alamouti encoder sehingga terdapat 2 aliran simbol yang berbeda namun satu informasi. Setelah itu secara independent tiap stream serial data, dibagi menjadi parallel sesuai dengan jumlah subkanal pada OFDM. Kemudian setiap subkanal dimodulasi dengan IFFT dan kemudian digabungkan kembali menjadi serial.

Parameter subkanal OFDM menggunakan parameter pada mobile wimax. Lebar masing-masing kanal *bandwidth* adalah 20 MHz. Dengan terdiri dari 256 subcarrier yang akan menjadi subkanal dengan frekuensi carrier antara 3400-3600 MHz atau terletak pada *band* frekuensi 3.5 GHz. Size dari FFT adalah 512.

#### 3.2.2 Sistem MIMO



**Gambar 3.3 Blok diagram sistem MIMO**

Sistem MIMO di sini menggunakan STBC secara *diversity* pada *transmitter* dan *receiver*. Gambar 3.3 menunjukkan proses STBC yang diperlukan pada teknik MIMO sampai sinyal siap dikirimkan melalui antenna. Pada proses STBC digunakan *alamouti encoder* dimana stream data tunggal diubah menjadi beberapa data stream yang diencode secara berbeda.

**Tabel 3.1 STBC encoder dengan alamouti code**

	Tx1	Tx2
<i>Time t</i>	C1	C2
<i>Time t+T</i>	-C2*	C1*

Sinyal yang diperoleh dari proses STBC merupakan *data stream* yang *independent*, kemudian stream data tersebut diproses pada sistem OFDM untuk menghasilkan simbol OFDM yang di antara setiap simbol disisipkan *Guard Insertion*. Penyisipan *guardtime* dilakukan untuk melindungi sinyal dari efek *multipath fading*. *Guardtime* yang disisipkan berupa deretan pulsa bernilai nol (*zero stream*). Setelah itu, sinyal mengalami *upsampling*. *Up-sampling* merupakan proses peningkatan *sampling rate* dari sebuah sinyal. *Up-sampling* pada sistem MIMO-OFDM diperlukan untuk meningkatkan akurasi sinkronisasi dan estimasi kanal. Pada simulasi ini, *upsampling* yang digunakan adalah dengan mengulang masing masing simbol sebanyak *n* kali, dimana *n* adalah faktor *upsampling*.

Kemudian, sinyal mengalami proses *up-conversion*. *Up-conversion* di sini bertujuan untuk memudahkan transmisi simbol kompleks. Bagian real dan imajiner di-*upconversion* menggunakan dua gelombang pembawa yang saling *orthogonal* (sinus dan kosinus). Sinyal hasil *up-conversi* terbagi menjadi bagian sinyal *in-phase* (I) dan *quadrature* (Q). Kedua sinyal ini kemudian dijumlahkan untuk dikirim melalui *transmitter*. Pada simulasi ini digunakan sistem antenna 2 x 2 yaitu 2 *transmitter* dan 2 *receiver*.

### 3.3 Pemodelan Kanal

#### 3.3.1 Kanal realistik

Untuk merepresentasikan kanal transmisi (*air interface*) yang sesuai dengan kanal transmisi sebenarnya, digunakan gangguan yang dibangkitkan oleh AWGN dan *rayleigh fading*. Gangguan AWGN divariasikan dengan parameter *Signal to Noise Ratio* (SNR) dan gangguan *rayleigh fading* divariasikan dengan parameter kecepatan gerak relatif *mobile station* dengan *base station* ( $v$ ). Variasi kecepatan gerak juga merupakan variasi pergeseran maksimum frekuensi *Doppler* (*Doppler shift*). Nilai realistik untuk *Doppler Shift* adalah antara 4 Hz untuk gerak lambat (*pedestrian*) hingga 80 Hz untuk gerak sangat cepat (*full mobility*). Keadaan *multipath* juga direpresentasikan oleh gangguan *rayleigh fading*. Keadaan *multipath* ini digambarkan memiliki 3 *path* yang datang dengan waktu tunda yang berbeda-beda. *Delay spread* untuk keadaan *multipath* ini adalah  $4 \cdot 10^{-8}$  detik dan termasuk *delay spread* untuk keadaan *indoor* yang bernilai antara  $1 \cdot 10^{-7}$  detik hingga  $1 \cdot 10^{-9}$  detik. *Gain* untuk setiap *path* yang datang biasanya bernilai antara -20 dB hingga 0 dB.

Pada keadaan *multipath*,  $r(t)$  menggambarkan sinyal *multipath* yang diterima dengan persamaan :

$$r(t) = \sum_n \alpha_n(t) S(t - \tau_n(t)) e^{-j\omega_c \tau_n(t)} \dots\dots\dots(3.1)$$

dimana  $\alpha_n(t)$  menyatakan amplitudo dari setiap path yang diterima dalam fungsi waktu. Waktu tunda untuk setiap path juga dinyatakan dalam fungsi waktu. Dan persamaan  $r(t)$  dapat dinyatakan dengan  $R(t)$  :

$$R(t) = \Re \left\{ \sum_n \alpha_n(t) S(t - \tau_n(t)) e^{j\omega_c (t - \tau_n(t))} \right\} \dots\dots\dots(3.2)$$

Pada kanal komunikasi bergerak, distribusi *Rayleigh* biasa digunakan untuk menjelaskan perubahan waktu dari selubung dari satu komponen *multipath*. Telah diketahui bahwa selubung dari jumlah antara dua sinyal derau *gaussian* membentuk distribusi *Rayleigh*.

### 3.3.2 Representasi kanal MIMO

Dalam pemodelan kanal MIMO ini, diasumsikan bahwa setiap link pada tiap antenna *transmitter* dan *receiver* memiliki kanal respon yang dinotasikan dengan matriks H. Matriks H berdimensi sesuai jumlah antenna *transmitter* dan *receiver* yaitu  $n_T \times n_R$ . Berikut merupakan tabel kanal respon untuk setiap antenna:

Tabel 3.2 Model kanal MIMO

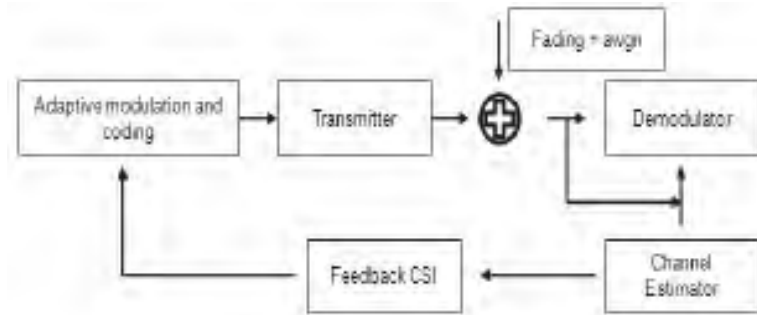
	Rx1	Rx2
Tx1	h11	h21
Tx2	h12	h22

### 3.4 TEKNIK AMC

Kanal dari sistem mobile communication selalu mempunyai karakteristik *multipath fading* dan *doppler spread*. Karakteristik ini menyebabkan variasi yang berbeda pada kanal radio. *Signal to Noise Ratio* (SNR) mempunyai nilai alternatif. Teknik *fixed* modulasi mempunyai performansi yang tidak efisien pada lingkungan *mobile* dikarenakan teknik modulasi ini tidak dapat memperhitungkan kondisi kanal. Sistem ini harus dibangun *standart* yang memperhitungkan kondisi terburuk dari kanal untuk menyediakan BER yang dapat diterima.

Untuk mencapai sistem komunikasi dengan spectrum efisiensi yang efisien dan tahan terhadap *noise* pada kanal *multipath fading*, AMC digunakan untuk mengubah skema transmisi pada karakteristik kanal yang ada. Dengan mengambil keuntungan pada *time-varying nature of wireless channels*, AMC mengubah-ubah daya transmisi, ukuran konstelasi, dan skema modulasi atau kombinasi dari parameter tersebut untuk menyesuaikan dengan kondisi kanal. Jika kanal dapat diperkirakan maka sisi pengirim dapat disesuaikan dengan kondisi dengan memvariasikan tipe modulasi dengan menjaga BER tetap konstan. Hal ini dapat dilakukan dengan membuat estimasi kanal pada sisi penerima dan mengirim kembali estimasi tersebut ke bagian sisi pengirim. Oleh karena itu, teknik AMC akan mempunyai performansi yang berbeda bergantung pada kondisi kanal.

Berikut merupakan gambar blok diagram dari AMC



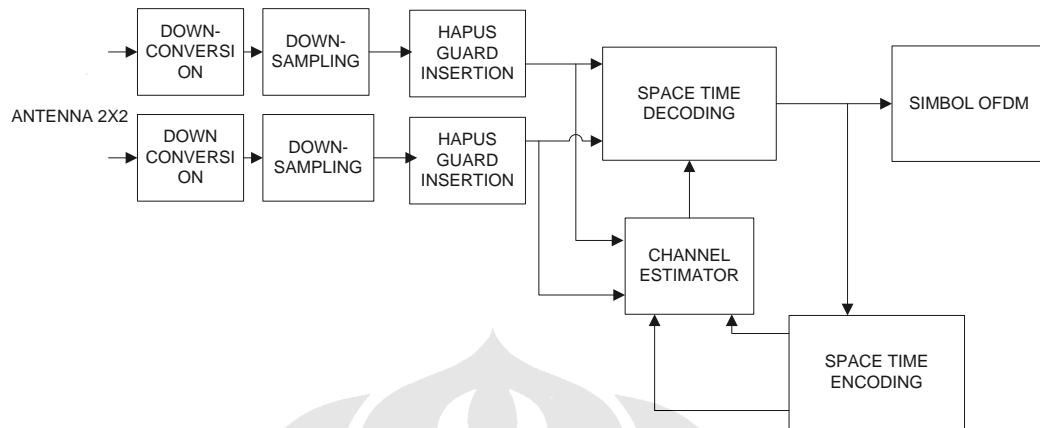
**Gambar 3.4 Blok diagram AMC**

Pada sisi pengirim, blok AMC terdiri dari modulator yang berbeda digunakan untuk menyediakan mode transmisi yang berbeda. Masing-masing modulator menghasilkan sinyal dengan ukuran konstelasi yang berbeda. Modulator ini bergantung pada nilai prediksi dari SNR.

Dalam aplikasinya, modulasi yang sering dipakai adalah teknik modulasi QPSK dan M-QAM. Pilihan teknik modulasi, tergantung pada nilai SNR. Semakin tinggi nilai SNR, maka modulasi yang digunakan adalah modulasi yang memiliki simbol yang banyak mempresentasikan *bit* seperti 64-QAM dan 16-QAM. Sebaliknya, semakin rendah nilai SNR, maka modulasi yang digunakan memiliki *bit rate* yang lebih rendah seperti QPSK. Demikian juga dengan teknik ECC yang dipakai. Semakin buruk kondisi kanal, maka *coderate* yang digunakan pada *convolutional encoding* semakin tinggi untuk menghindari adanya *bit error* yang banyak. Demikian sebaliknya, dengan semakin bagusnya kondisi kanal maka *coderate* yang digunakan akan semakin kecil.

### 3.5 SISI RECEIVER

#### 3.5.1 Sistem MIMO



Gambar 3.5 Blok diagram pada sisi receiver pada sistem MIMO

Data yang diterima dari antenna penerima akan dilakukan *down conversion* dan *downsampling* sehingga diterima data tanpa adanya duplikasi. Kemudian pada data tersebut, dilakukan proses penghilangan GI (*Guard insertion*) yang ditambahkan selama proses transmisi di sisi pengirim. Kemudian dilakukan perkiraan kanal yang digunakan untuk mendapatkan kanal respon. Hasil estimasi kanal respon ini akan diinverskan untuk dan dikalikan dengan sinyal yang diterima untuk mendapatkan *bit* asli yang telah dikirimkan.

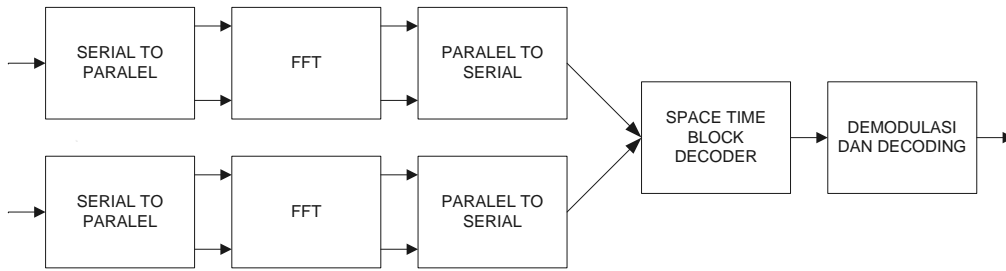
Berikut Perhitungan kanal respon melalui kanal estimasi:

$$\begin{bmatrix} r_0 \\ r_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{00} & h_{01} \\ h_{10} & h_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_0 \\ s_1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.3)$$

$$\begin{bmatrix} s_0 \\ s_1 \end{bmatrix} = \frac{1}{h_{00}h_{11}-h_{10}h_{01}} \begin{bmatrix} h_{11} & -h_{01} \\ -h_{10} & h_{00} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_0 \\ r_1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.4)$$

Untuk mendapatkan kanal respon ini kita harus menyisipkan pilot insertion dengan 2 simbol yang sama pada *interval* tertentu.

### 3.5.2 Sistem OFDM



Gambar 3.6 Blok diagram OFDM pada MIMO

Setelah didapat hasil dari MIMO, maka dilakukan proses demodulasi OFDM dengan meng-FFT sinyal. Kemudian setelah itu dilakukan proses demodulasi dan *decoding* seperti yang dilakukan pada *transmitter*.

### 3.5.3 Parameter Performansi

Jika kita memodelkan sistem MIMO-OFDM yang terdiri dari  $N$  subcarrier,  $M_T$  antenna pengirim dan  $M_R$  antenna penerima. Sinyal hasil demodulasi pada *output* FFT dapat ditulis sebagai berikut:

$$r = Hs + n \dots\dots\dots (3.5)$$

di mana  $r$  adalah  $NM_R \times 1$  vektor sinyal yang diterima,  $s$  adalah  $NM_T \times 1$  vektor sinyal yang dikirim,  $n$  adalah  $NM_R \times 1$  vektor *noise* AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) dengan rata-rata 0 dan variansi  $\sigma_n^2$ ,  $H = \text{diag} \{H_k\}_{k=0}^{N-1}$  adalah matriks kanal dengan ukuran  $NM_R \times NM_T$ , dengan  $H_k$  adalah matriks  $M_R \times M_T$  dengan elemen  $H_{j,i}[k]$  yang sama dengan sinyal DFT pada  $h_{j,i}$ . Dan yang terakhir mempresentasikan *complex gain* pada respon kanal antara antenna transmisi ke- $i$  ( $1 \leq i \leq M_R$ ). dan antenna penerima ke- $j$  ( $1 \leq j \leq M_R$ ).

#### 3.5.3.1 Kapasitas kanal pada sistem MIMO-OFDM

Pada kasus di mana CSI (Channel State Information) telah diketahui pada sisi penerima tapi tidak diketahui pada sisi pengirim, *mutual information* ( $I$ ) pada sistem MIMO-OFDM dapat dinyatakan

$$I = \frac{1}{N} \log_2 \left\{ \det \left[ I_{NM_R} + \frac{HQH^\dagger}{\sigma_n^2} \right] \right\} \dots\dots\dots (3.6)$$

Di mana  $Q = E(ss^\dagger)$  adalah matriks *covariance*  $NM_T \times NM_T$  dari sinyal transmisi yang tidak negative dan matriks blok diagonal yang dinyatakan oleh  $Q =$

$diag\{Q_k\}_{k=0}^{N-1}$ . Dengan menggunakan persamaan sistem MIMO-OFDM, dengan total daya pengirim P, kapasitas kanal (C) dapat dinyatakan

$$C = E \left( \max_{\text{trace}(Q) \leq P} \frac{1}{N} \log_2 \left\{ \det \left[ I_{NM_R} + \frac{HQH^T}{\sigma_n^2} \right] \right\} \right) \dots \dots \dots (3.7)$$

Jika kita menganggap CSI tidak terdapat pada sisi pengirim, total daya yang tersedia dialokasikan secara sama pada masing-masing rentang frekuensi subkanal.

Jika  $Q_k = \frac{P}{NM_T} I_{M_T}$  untuk  $k=0, \dots, N-1$ . Oleh karena itu, persamaan di atas dapat ditulis

$$C = \frac{1}{N} E \left( \log_2 \left\{ \det \left[ I_{NM_R} + \frac{PHH^T}{M_T N \sigma_n^2} \right] \right\} \right) \dots \dots \dots (3.8)$$

Yang mempresentasikan kapasitas sistem MIMO-OFDM pada kanal *multipath fading frequency selective* dengan **H** diketahui pada sisi penerima [11].

### 3.5.3.2 Throughput

*Throughput* merupakan suatu ukuran jumlah data *bit* informasi yang dapat dikirimkan dalam satu satuan waktu tertentu. *Throughput* dapat ditingkatkan dengan menggunakan teknik OFDM ataupun dengan teknik antenna MIMO *spatial multiplexing*. Besarnya *throughput* juga sangat dipengaruhi oleh besarnya BER dalam transmisi data. BER di sini akan mempengaruhi PER (*Packet Error Rate*) secara langsung [10]. Besarnya *throughput* dapat dihitung berdasarkan persamaan berikut:

$$\delta = R \cdot \{1 - PER(\gamma)\} \dots \dots \dots (3.9)$$

Dengan  $\delta$  adalah besar nilai *throughput* dan R adalah *data rate* transmisi. Sedangkan PER adalah *packet error rate* pada nilai SNR  $\gamma$ .

### 3.5.3.3 BER (Bit Error Rate)

Dalam perhitungan BER, sangat berkaitan dengan modulasi yang dipakai dalam sistem telekomunikasi. Untuk memaksimalkan spectrum efisiensi digunakan *adaptive bit allocation* pada STBC-OFDM. Kanal matriks diperkirakan pada sisi penerima dan umpan balikkan kembali ke sisi pengirim. *Water filling* merupakan salah satu solusi yang paling optimal untuk *adaptive bit allocation* namun memiliki kompleksitas yang tinggi. Namun ada metode



yang lebih mudah untuk mendapatkan alokasi *bit* yang sesuai untuk menjaga performansi BER pada level yang diinginkan dan mengevaluasi performansi skema tersebut pada CSI yang sudah diketahui. Dalam hal ini, digunakan ekspresi reversible untuk BER sebagai fungsi dari jumlah *bit*, kemudian M-QAM digunakan sebagai modulasi dalam masing-masing subkanal dan  $\beta[k]$  *bits/symbol* ditentukan pada semua subkanal, di mana  $M=2^{\beta[k]}$ . Kemudian, degradasi yang diakibatkan oleh cyclic prefix pada OFDM juga tidak diperhitungkan.

Dalam proses simulasi, perhitungan BER menggunakan sistem perbandingan antara *bit* yang diterima dengan *bit* yang dikirim pada sisi pengirim. Perbandingan ini dilakukan dengan menggunakan logika XOR pada tiap *bit* pada sinyal yang diterima dengan sinyal dikirim. Kemudian hasil dari XOR tersebut dijumlahkan dan dibagi dengan seluruh *bit* yang dikirimkan pada sisi pengirim. Dari metode ini, didapat nilai BER dari sistem MIMO-OFDM secara lebih mudah.

**Tabel 3.3 Nilai XOR untuk perhitungan BER.**

<b><i>Bit</i> kirim</b>	<b><i>Bit</i> Terima</b>	<b>Hasil XOR</b>
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

## BAB IV

### ANALISIS HASIL SIMULASI

#### 4.1 PARAMETER SIMULASI

Tujuan utama dari simulasi ini adalah untuk mengetahui unjuk kerja dari sistem 2x2 MIMO-OFDM dengan teknik *spatial diversity* yang didasarkan pada *Bit Error Rate* (BER), kapasitas kanal dan sistem *throughput*. Untuk lebih memperjelas kelebihan dari sistem ini, maka dilakukan perbandingan dengan menggunakan pemodelan parameter dan kanal yang sama dengan teknik SISO OFDM.

Sistem pada simulasi memiliki parameter-parameter seperti diperlihatkan pada Tabel 4.1.

**Tabel 4.1 sistem parameter MIMO-OFDM**

<b>Sistem parameter</b>	<b>Nilai Parameter</b>
Teknik Modulasi	QPSK, 16-QAM dan 64-QAM.
<i>Error Control Coding</i>	<i>Convolutional coderate</i> 2/3, 1/2 dan 1/3
Jumlah <i>subcarrier</i>	256
Jumlah <i>data subcarrier</i>	128
Jumlah <i>pilot subcarrier</i>	128
Durasi <i>symbol</i> OFDM	16 $\mu$ s
<i>Guard Interval</i>	3.2 $\mu$ s
Frekuensi pembawa	3.6 GHz
<i>Channel Estimation</i>	Metode <i>Least Square</i>

Table 4.1 menunjukkan bahwa teknik modulasi yang digunakan dalam sistem 2x2 MIMO-OFDM memiliki 3 jenis yaitu QPSK dengan orde modulasi bernilai 2, 16 QAM dengan orde modulasi bernilai 4 dan 64-QAM dengan orde modulasi bernilai 6. *Error control coding* menggunakan *convolutional encoding* dengan *coderate* 2/3, 1/2 dan 1/3 yang menyatakan perbandingan jumlah *bit input* dengan jumlah *bit output* pada proses *encoding*. Jumlah subcarrier sistem MIMO-

OFDM adalah 256 yang terdiri dari 128 data subcarrier yang mentransmisikan *bit* informasi dan 128 pilot subcarrier yang berisi *bit training* yang tidak bernilai informasi. *Bit-bit* ini digunakan untuk mengestimasi kondisi respon kanal selama transmisi. *Symbol* OFDM termasuk dengan *bit guard interval* memiliki durasi 16 us sedangkan *guard interval*-nya sendiri memiliki durasi 3.2  $\mu$ s. Sehingga durasi simbol informasi adalah 12.8  $\mu$ s.

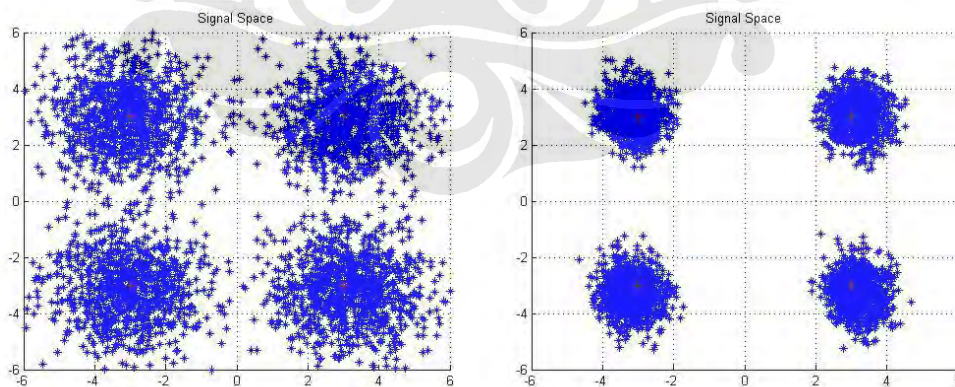
Dalam memperkirakan matriks kanal respon pada sistem transmisi, digunakan metode least square dengan menggunakan data yang diterima pada sisi penerima dengan data *training* yang sudah ada [12]. Frekuensi pembawa yang digunakan untuk membawa sinyal yang akan ditransmisikan, yaitu sebesar 3.6 GHz. Hal ini mengacu pada spesifikasi mobile wimax.

## 4.2 HASIL SIMULASI DAN ANALISIS

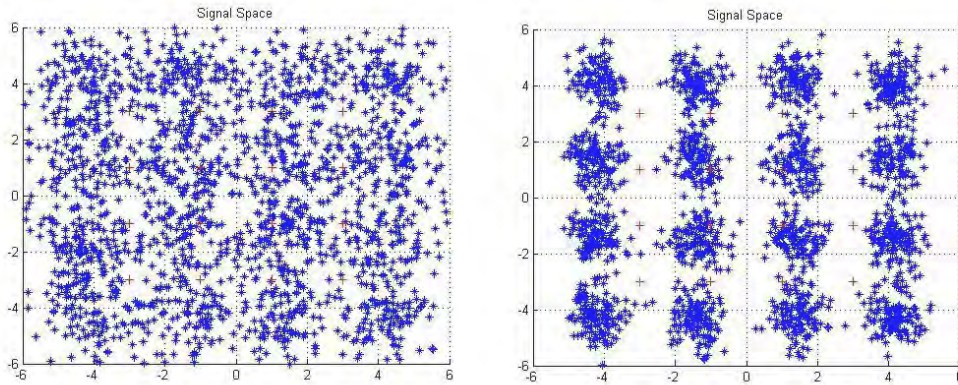
### 4.2.1 SINYAL KONSTELASI

Sinyal konstelasi menggambarkan hasil ketiga modulasi yaitu QPSK, 16-QAM dan 64 QAM dengan menggunakan *Energy bit per noise* ( $E_b/N_o$ ) yang berbeda. Keadaan user yang bergerak dan diam juga menjadi faktor pembeda dalam menggambarkan hasil sinyal konstelasi.

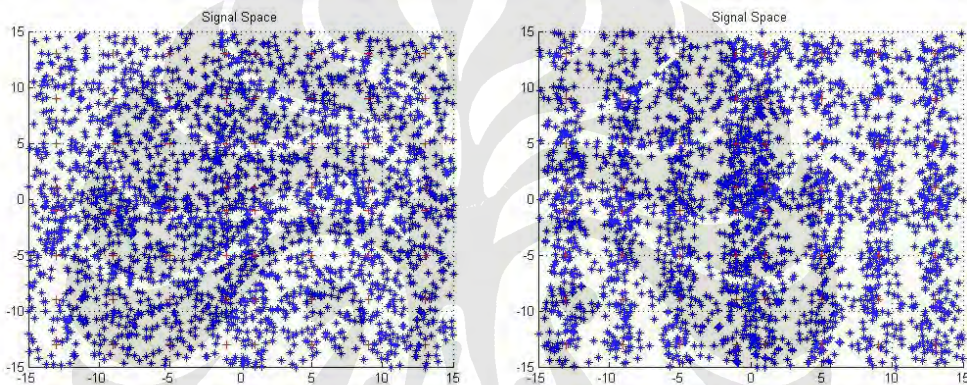
#### 4.2.1.1 Perbandingan sinyal konstelasi berdasarkan $E_b/N_o$



Gambar 4.1 sinyal konstelasi QPSK dengan  $E_b/N_o=10$  dB (sebelah kiri) dan  $E_b/N_o=20$  dB (sebelah kanan).



**Gambar 4.2** sinyal konstelasi 16-QAM dengan  $E_b/N_0=10$  dB (sebelah kiri) dan  $E_b/N_0=20$  dB (sebelah kanan).



**Gambar 4.3** sinyal konstelasi 64-QAM dengan  $E_b/N_0=10$  dB (sebelah kiri) dan  $E_b/N_0=20$  dB (sebelah kanan).

Dari gambar 4.1, terdapat perbedaan antara sinyal konstelasi QPSK dengan  $E_b/N_0$  yang berbeda pula. Titik dengan tanda (+) yang berwarna merah menggambarkan sinyal hasil *symbol* QPSK pada bagian transmisi dan titik dengan tanda (\*) berwarna biru menggambarkan hasil sinyal QPSK pada bagian penerima. Sinyal konstelasi dengan  $E_b/N_0$  yang lebih tinggi tampak lebih baik, yaitu sinyal pada sisi penerima berkumpul di sekitar sinyal pada sisi pengirim. Hal ini menunjukkan bahwa *Bit Error Rate* pada  $E_b/N_0$  yang lebih tinggi akan mengalami penurunan karena tidak adanya sinyal yang termodulasi pada kuadran yang berbeda. Penurunan ini disebabkan besarnya  $E_b/N_0$  akan sangat menentukan besarnya SNR (*Signal to Noise Ratio*) berdasarkan persamaan di bawah ini.

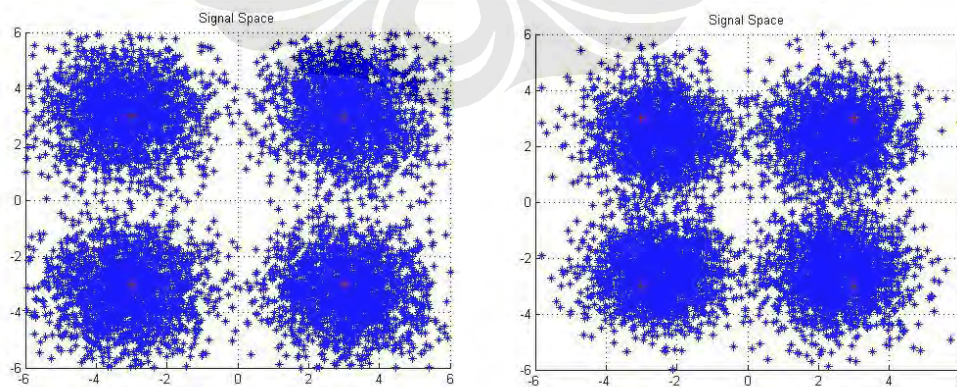
$$SNR = \frac{Eb}{No} + 10\log_{10}(k \times coderate) + 10\log_{10}(nsamp) \dots \dots \dots (4.1)$$

Dengan k adalah indeks modulasi yaitu k=2 untuk QPSK, k=4 untuk 16-QAM dan k=6 untuk 64-QAM. *Coderate* menyatakan orde dari *convolutional encoding* yang menyatakan perbandingan antara kode *input encoding* dan kode *output encoding*. Sedangkan *nsamp* merupakan banyak sample dari sinyal *symbol*. Sehingga dari persamaan di atas, *Eb/No* yang tinggi membuat SNR akan semakin tinggi sehingga untuk kanal AWGN, *noise* akan semakin kecil perbandingannya dengan sinyal yang dikirimkan.

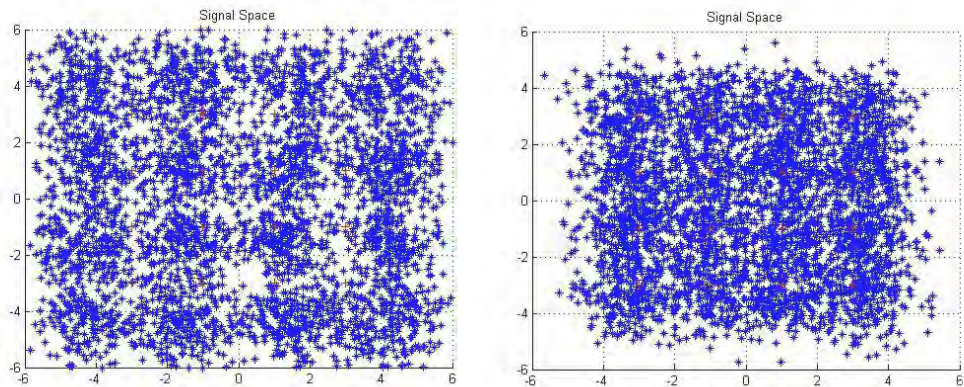
Gambar 4.2 menggambarkan sinyal konstelasi untuk 16-QAM dan gambar 4.3 menggambarkan sinyal konstelasi untuk 64-QAM. Sama halnya dengan sinyal konstelasi QPSK, pada *Eb/No* yang semakin tinggi akan membuat sinyal pada sisi penerima lebih berkumpul di sekitar sinyal pada sisi pengirim. Sehingga BER yang dihasilkan akan semakin kecil dan *throughput* yang dihasilkan akan semakin besar.

Dengan semakin tingginya orde modulasi (k) maka SNR yang dihasilkan akan semakin besar pada *coderate error control coding* yang sama. Namun karena SNR memiliki sifat logaritmis, maka kenaikan pun tidak terlalu signifikan. Sehingga BER yang dihasilkan pada *Eb/No* yang sama untuk modulasi dengan orde yang lebih tinggi memiliki kecenderungan tetap meningkat.

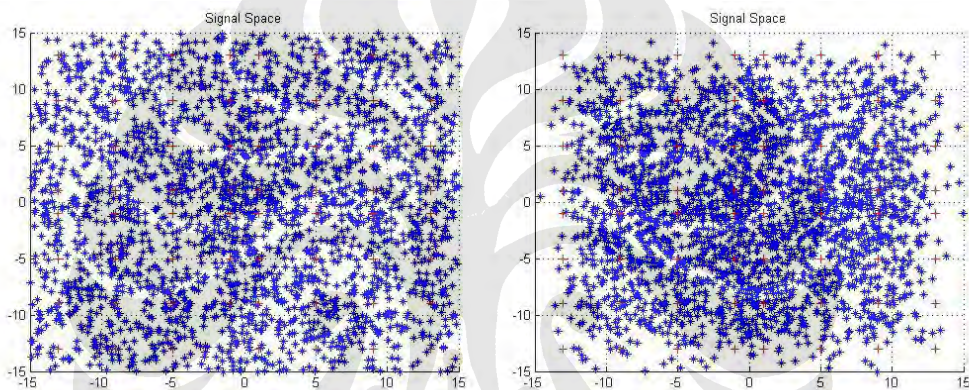
#### 4.2.1.2 Perbandingan sinyal konstelasi berdasarkan kecepatan sisi penerima



**Gambar 4.4 Sinyal konstelasi QPSK dengan kecepatan 0 m/s (sebelah kiri) dan kecepatan 10 m/s (sebelah kanan).**



**Gambar 4.5 Sinyal konstelasi 16-QAM dengan kecepatan 0 m/s (sebelah kiri) dan kecepatan 10 m/s (sebelah kanan).**



**Gambar 4.6 Sinyal konstelasi 64-QAM dengan kecepatan 0 m/s (sebelah kiri) dan kecepatan 10 m/s (sebelah kanan).**

Dari gambar 4.3 dapat dilihat bahwa terdapat perbedaan antara sinyal konstelasi QPSK pada kecepatan 0 m/s dan kecepatan 10 m/s. Jika diperbandingkan, maka sinyal konstelasi dengan kecepatan yang lebih tinggi tampak lebih dekat ke pusat koordinat. Hal ini memungkinkan terjadi BER yang lebih besar dikarenakan adanya pencampuran antar sinyal pada kuadran yang berbeda. Sinyal pada kuadran I pada sisi pengirim lebih besar kemungkinan akan diterima pada kuadran yang berbeda pada sisi penerima.

Faktor kecepatan ini mempengaruhi kondisi kanal *Rayleigh Fading* pada pemodelan kanal di skripsi ini. Faktor kecepatan ini mempengaruhi besarnya frekuensi *Doppler* yang menyebabkan terjadinya pergeseran frekuensi radio

sehingga dapat menyebabkan menurunnya kualitas data yang diterima, terutama untuk suara. Frekuensi *Doppler* dinyatakan dengan persamaan di bawah ini

$$F_{doppler} = (v/\lambda) \cdot \cos \varphi \dots\dots\dots (4.2)$$

Dengan  $F_{doppler}$  adalah besarnya pergeseran frekuensi pembawa,  $v$  adalah kecepatan gerak relatif *mobile station* terhadap *base station*,  $\lambda$  merupakan panjang gelombang dari frekuensi pemancar dan  $\varphi$  adalah sudut datang yang dibentuk antara *path* tersebut dengan arah gerak *mobile station*.

Semakin besar kecepatan penerima relatif terhadap sisi pengirim, maka akan semakin besar pula pergeseran frekuensi *Doppler*. Dengan adanya pergeseran frekuensi ini, maka akan menyebabkan perbedaan frekuensi untuk mensampling data yang diterima pada sisi penerima. Sehingga data hasil pengubahan dari analog ke digital akan mengalami perbedaan. Sehingga hasil data yang didemodulasi pada sisi penerima akan berbeda pula. Hal inilah yang menyebabkan terjadinya BER yang akan semakin membesar jika kecepatan sisi penerima semakin besar.

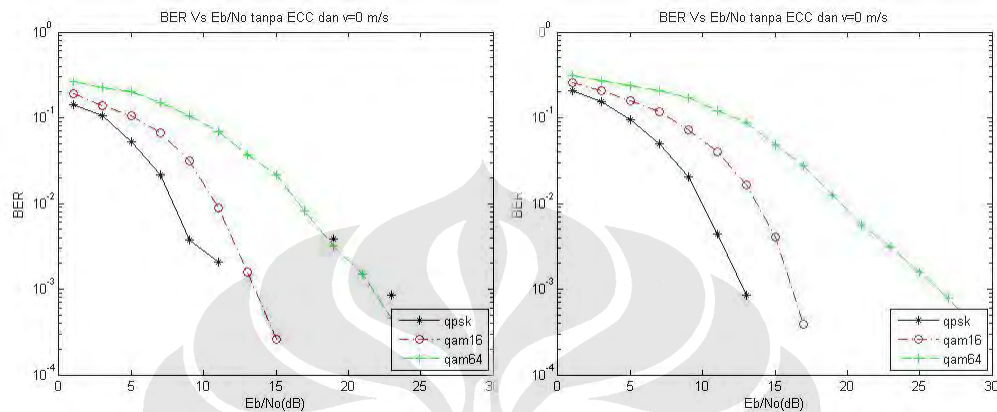
Hal seperti ini juga berlaku untuk modulasi 16-QAM seperti yang ditunjukkan pada gambar 4.5 dan 64-QAM pada gambar 4.6. Dengan kecepatan yang lebih tinggi, maka sinyal yang didemodulasi pada sisi penerima akan semakin berkumpul pada pusat koordinat, sehingga BER-nya pun akan semakin besar pula, bahkan lebih besar dari pada QPSK.

## 4.2.2 PARAMETER PERFORMANSI

### 4.2.2.1 Tanpa menggunakan *Error Control Coding*

#### A. Kondisi penerima dengan kecepatan 0 m/s (diam)

##### 1. BER



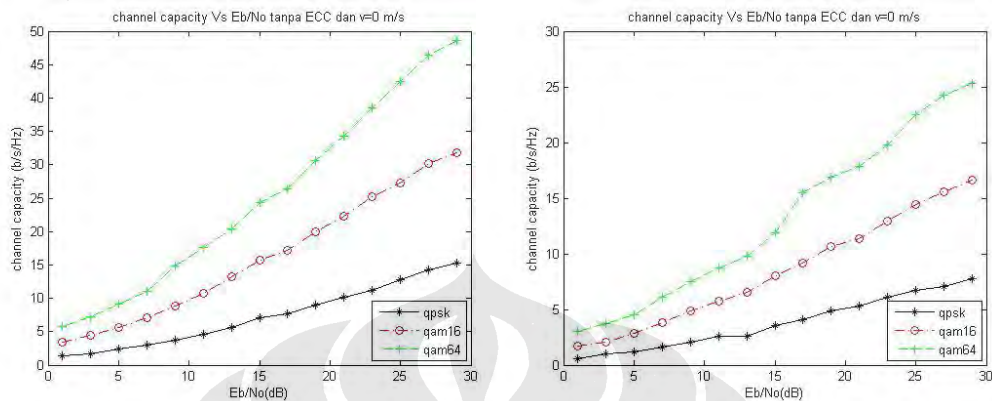
**Gambar 4.7 BER terhadap  $E_b/N_0$  pada 2x2 MIMO-OFDM (sebelah kiri) dan SISO-OFDM (sebelah kanan).**

Gambar 4.7 memperlihatkan grafik hubungan BER dengan  $E_b/N_0$  pada setiap modulasi yaitu QPSK, 16-QAM dan 64-QAM tanpa menggunakan *error control coding* pada keadaan penerima dengan kecepatan 0 m/s. Jika diperbandingkan antara SISO-OFDM dengan 2x2 MIMO-OFDM, maka didapat bahwa performansi BER 2x2 MIMO-OFDM relatif lebih baik dari pada SISO-OFDM pada  $E_b/N_0$  yang sama. Hal ini sesuai dengan tujuan dari MIMO dengan teknik *spatial diversity* bahwa untuk meningkatkan kualitas sinyal sehingga dapat menghadapi kanal yang relatif buruk dengan *multipath fading*.

Kemudian, pada setiap modulasi baik QPSK, 16 QAM dan 64 QAM, 2x2 MIMO-OFDM menunjukkan kecenderungan yang lebih baik daripada SISO-OFDM jika dilihat dari BER pada setiap  $E_b/N_0$ . Pada modulasi QPSK, sistem MIMO-OFDM, BER=0 dapat dicapai ketika  $E_b/N_0=13$  dB sedangkan pada sistem SISO-OFDM  $E_b/N_0=15$  dB. Sedangkan pada modulasi 16-QAM, BER=0 dapat dicapai ketika  $E_b/N_0=17$  dB pada sistem MIMO-OFDM dan  $E_b/N_0=19$  dB pada sistem SISO-OFDM. Demikian pula untuk modulasi 64 QAM, di mana sistem 2x2 MIMO-OFDM lebih baik dari pada sistem SISO-OFDM.



## 2. Kapasitas Kanal



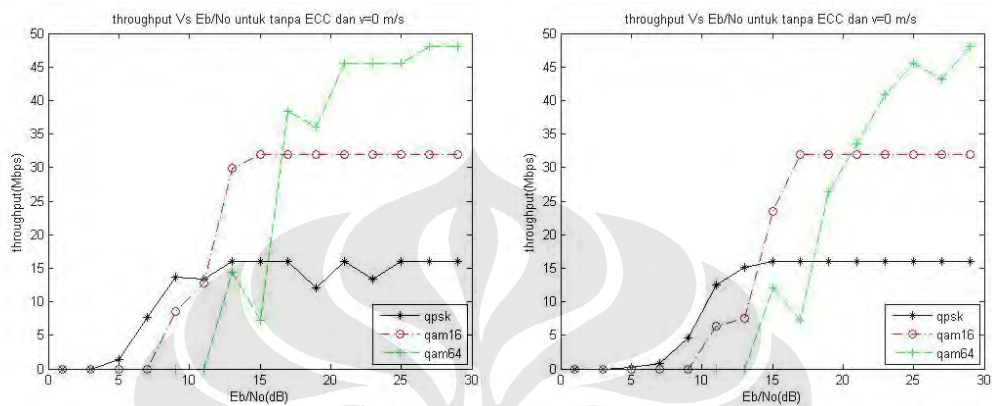
**Gambar 4.8 Kapasitas kanal terhadap Eb/No pada 2x2 MIMO-OFDM (sebelah kiri) dan SISO-OFDM (sebelah kanan).**

Gambar 4.8 memperlihatkan grafik hubungan kapasitas kanal dengan Eb/No pada setiap modulasi yaitu QPSK, 16-QAM dan 64-QAM tanpa menggunakan *error control coding* pada keadaan penerima dengan kecepatan 0 m/s. Secara umum, dapat dilihat bahwa kapasitas kanal sistem 2x2 MIMO-OFDM jauh lebih baik daripada sistem SISO-OFDM. Rata-rata perbandingan kapasitas kanal pada sistem 2x2 MIMO-OFDM dan sistem SISO-OFDM pada Eb/No dan modulasi yang sama adalah 2 : 1. Hal ini dikarenakan pada sistem MIMO-OFDM setiap antenna memiliki *spatial diversity* yang berbeda sehingga memiliki dimensi ruang yang berbeda dan independent satu sama lain untuk mengirimkan sinyal informasi. Jika terdapat 2 antenna pada bagian pengirim dan penerima maka terdapat 2 dimensi ruang yang berbeda pada pengiriman sinyal informasi. Sehingga kapasitas kanal dari sistem akan semakin meningkat. Kecenderungan nilai kapasitas kanal akan meningkat secara linear sesuai dengan jumlah antenna yang digunakan pada sistem MIMO-OFDM.

Kemudian juga dapat dilihat dari grafik bahwa semakin tinggi orde modulasi, maka kapasitas kanal juga semakin meningkat. Hal ini dikarenakan, berdasarkan persamaan SNR, bahwa SNR bergantung pada parameter k yaitu orde modulasi. Semakin besar nilai variable k, maka akan semakin besar pula nilai

SNR. Dengan semakin besarnya nilai SNR, maka akan semakin besar pula nilai kapasitas kanal berdasarkan persamaan kapasitas kanal yang berbanding dengan logaritmis nilai SNR.

### 3. Throughput



**Gambar 4.9 Throughput terhadap Eb/No pada 2x2 MIMO-OFDM (sebelah kiri) dan SISO-OFDM (sebelah kanan).**

Gambar 4.9 memperlihatkan grafik hubungan *throughput* dengan Eb/No pada setiap modulasi yaitu QPSK, 16-QAM dan 64-QAM tanpa menggunakan *error control coding* pada keadaan penerima dengan kecepatan 0 m/s. Secara umum, dapat dilihat bahwa *throughput* sistem 2x2 MIMO-OFDM lebih baik daripada sistem SISO-OFDM. *Throughput* dari suatu sistem sangat bergantung pada PER (Packet Error Rate) dari sistem tersebut. PER juga berbanding linear dengan BER. Semakin kecil nilai BER, maka akan semakin kecil pula nilai PER, demikian juga sebaliknya. Dari gambar 4.7, dapat dilihat bahwa performansi BER dari sistem MIMO-OFDM lebih baik dari pada sistem SISO-OFDM pada Eb/No yang sama.

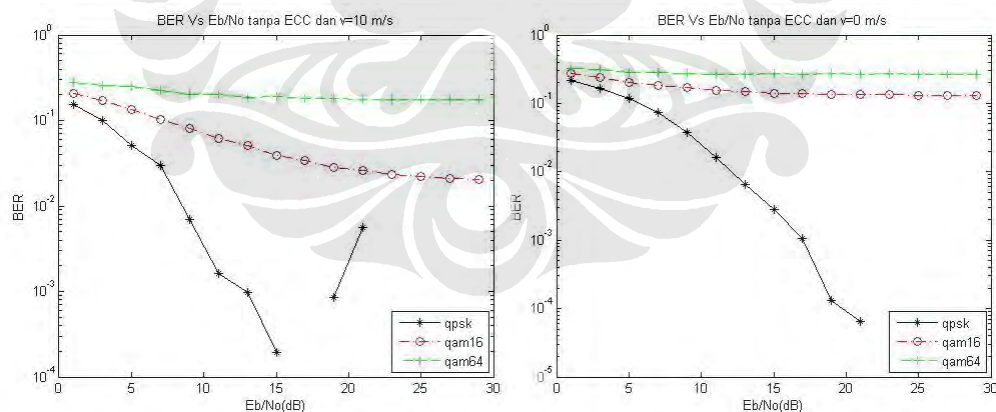
Pada gambar 4.9 juga dapat ditunjukkan bahwa pada Eb/No yang rendah (yang mempresentasikan kondisi kanal yang buruk) performansi *throughput* dari sistem MIMO-OFDM lebih baik dari pada sistem SISO-OFDM. Kemudian pada kondisi kanal yang bagus (direprestasikan dengan Eb/No yang tinggi) performansi *throughput* dari sistem MIMO-OFDM dan SISO-OFDM bisa dikatakan seimbang pada masing-masing jenis modulasi. Hal ini dikarenakan

sistem *spatial diversity* MIMO-OFDM, fokus utamanya adalah untuk menghadapi kanal yang buruk sehingga sinyal informasi dapat lebih tahan (*robust*) terhadap *noise*, berbeda dengan sistem *spatial multiplexing* MIMO-OFDM yang tujuannya adalah untuk meningkatkan *data rate* namun kurang tahan terhadap kondisi kanal.

Kemudian, juga dapat dilihat pada gambar 4.9, bahwa dengan semakin tingginya orde modulasi, pada kondisi kanal yang bagus, maka *throughput* juga semakin tinggi. Hal ini dikarenakan, dengan tingginya orde modulasi, maka *bit* yang dibawa per 1 simbol akan semakin lebih banyak. QPSK, 16-QAM, dan 64-QAM masing-masing simbolnya membawa 2 *bit*, 4 *bit* dan 6 *bit* informasi. Namun terdapat suatu kontradiksi dimana dengan semakin tinggi orde modulasi, pada kondisi kanal yang buruk, maka *throughput* akan semakin rendah. Hal ini disebabkan bahwa dengan orde modulasi semakin tinggi akan menyebabkan sinyal informasi semakin tidak tahan terhadap sehingga akan menyebabkan *error* semakin meningkat sehingga *throughput* akan semakin berkurang.

## B. Kondisi penerima dengan kecepatan 10 m/s

### 1. BER

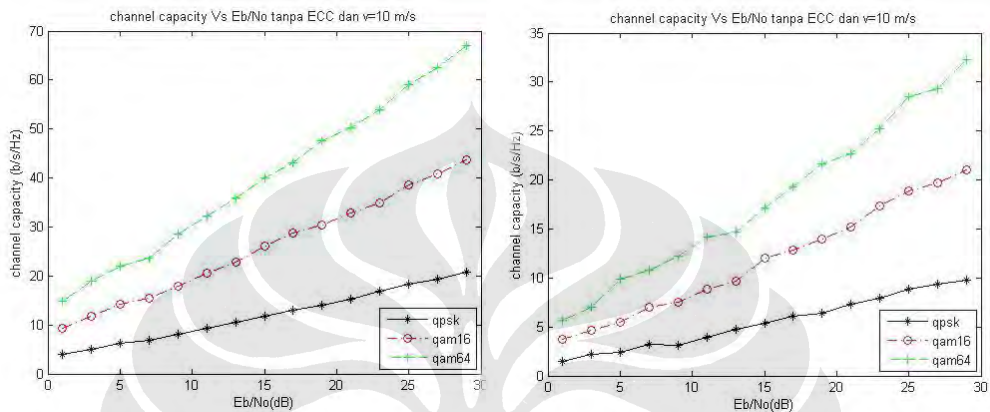


**Gambar 4.10 BER terhadap Eb/No pada 2x2 MIMO-OFDM (sebelah kiri) dan SISO-OFDM (sebelah kanan).**

Pada gambar 4.10, secara umum pada kondisi kecepatan 10 m/s sama dengan pada saat kecepatan 0 m/s yaitu sistem MIMO-OFDM jauh lebih baik dari pada sistem SISO-OFDM. Pada kondisi ini, semakin terlihat bahwa sistem MIMO-OFDM lebih unggul dari pada sistem SISO-OFDM untuk menghadapi

*multipath fading* dan pada penerima dengan kondisi *mobile*. Sistem MIMO-OFDM mencapai nilai BER=0 pada Eb/No relatif lebih rendah daripada sistem SISO-OFDM pada modulasi QPSK. Sedangkan pada modulasi 16-QAM dan 64-QAM, sistem MIMO-OFDM dapat mengurangi BER secara lebih signifikan dari pada sistem SISO-OFDM pada Eb/No yang semakin meningkat.

#### b. Kapasitas kanal

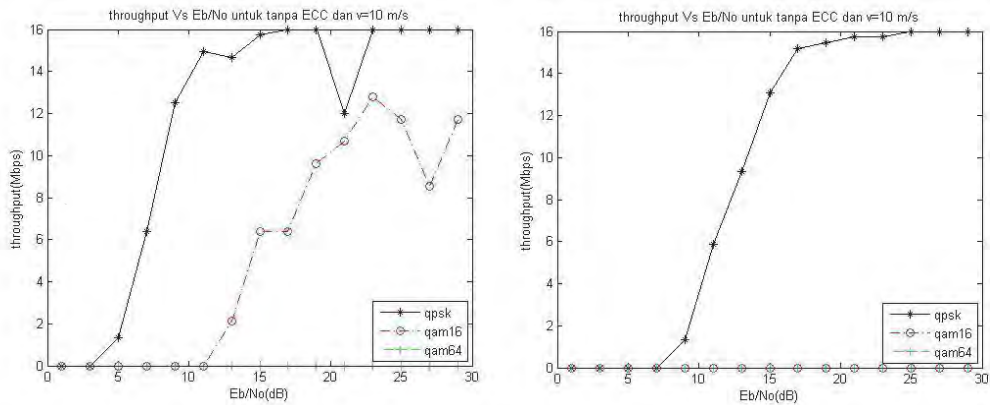


**Gambar 4.11 Kapasitas kanal terhadap Eb/No pada 2x2 MIMO-OFDM (sebelah kiri) dan SISO-OFDM (sebelah kanan).**

Tidak jauh berbeda dengan kondisi kecepatan penerima 0 m/s, kapasitas kanal sistem MIMO-OFDM pada kondisi pada kecepatan 10 m/s lebih baik dari pada sistem SISO-OFDM. Perbandingan kapasitas kanal pada Eb/No yang sama relatif sama dengan kondisi kecepatan 0 m/s yaitu 2:1. Kemudian, jika diperbandingkan antara gambar 4.11 dengan gambar 4.8, kapasitas kanal pada kondisi kecepatan 10 m/s lebih besar dari pada kecepatan 0 m/s. Hal ini disebabkan adanya matriks kanal response yang semakin besar pada kondisi mobile akibat semakin banyaknya *multipath fading*.

#### c. Throughput

Pada gambar 4.12, performansi sistem MIMO-OFDM dengan modulasi QPSK dan 16-QAM lebih baik dari pada SISO-OFDM, namun pada modulasi 64-QAM, sama-sama memiliki *throughput* yang rendah yaitu 0 Mbps. Hal ini disebabkan modulasi 64-QAM tidak memiliki ketahanan yang baik terhadap *noise* sehingga pada kondisi mobile performansinya sangat buruk baik pada sistem SISO-OFDM maupun sistem MIMO-OFDM.

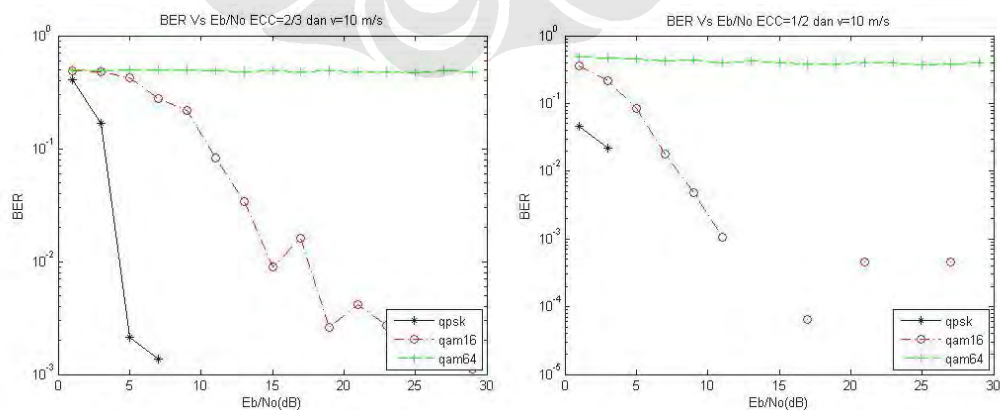


**Gambar 4.12 Throughput terhadap Eb/No pada 2x2 MIMO-OFDM (sebelah kiri) dan SISO-OFDM (sebelah kanan).**

#### 4.2.2.2 Penggunaan *Error Control Coding* dengan *convolutional encoding*.

Pada sistem simulasi, dipergunakan *convolutional encoding* dengan *coderate* 2/3, 1/2 dan 1/3 pada kondisi fixed (kecepatan 0 m/s) dan pada kondisi mobile (kecepatan 10 m/s). Simulasi ini bertujuan untuk menguji kemampuan *convolutional encoding* dengan *code rate* yang berbeda terhadap kondisi kanal yang berbeda pula. Pada hasil data, analisis dilakukan hanya pada penggunaan *convolutional encoding* dengan *coderate* 2/3 dan 1/2 pada kondisi pendengar bergerak dengan kecepatan 10 m/s, sehingga didapat kecenderungan-kecenderungan data akibat adanya penggunaan *coderate* yang semakin tinggi.

##### 1. BER

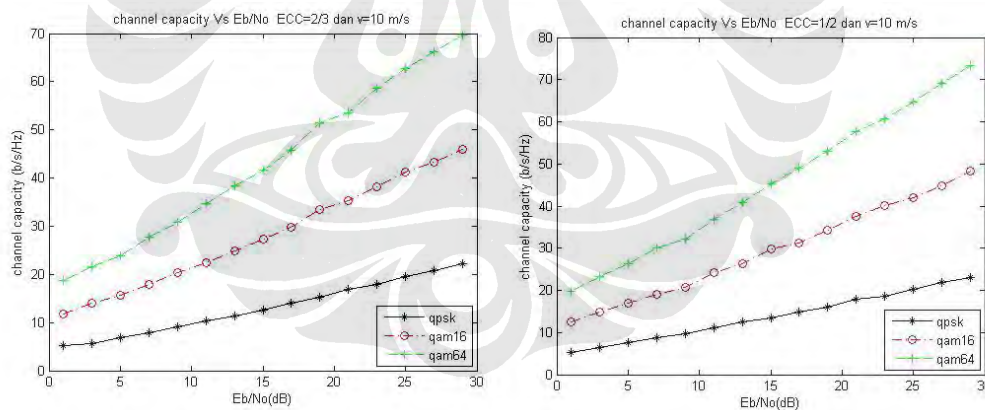


**Gambar 4.13 BER terhadap Eb/No dengan menggunakan ECC *coderate* 2/3 (sebelah kiri) dan *coderate* 1/2 (sebelah kanan).**

Gambar 4.13 menunjukkan grafik BER terhadap  $E_b/N_0$  pada sistem MIMO-OFDM dengan menggunakan *convolutional encoding* 2/3 dan 1/3. Dapat dilihat pada grafik, bahwa pada kondisi mobile (kecepatan 10 m/s), *encoding* sangat berpengaruh untuk menekan nilai BER sekecil mungkin. Jika diperbandingkan dengan kondisi ketika tidak menggunakan ECC, maka nilai BER dengan menggunakan ECC jauh lebih kecil pada kondisi kanal yang buruk maupun kondisi kanal yang bagus. Semakin tinggi nilai *coderate* penggunaan *convolutional encoding*, maka nilai BER akan semakin kecil baik pada kondisi fixed maupun pada kondisi mobile.

Kemudian, pada grafik terlihat bahwa pada modulasi dengan orde yang tinggi seperti pada 64-QAM, ECC tidak berpengaruh secara signifikan pada penurunan nilai BER. Hal ini dikarenakan pada kondisi mobile, informasi dengan orde modulasi yang tinggi sangat tidak tahan terhadap *noise* dan *multipath fading*, sehingga meskipun digunakan ECC, nilai *bit error* tetap tinggi meskipun terdapat pengurangan yang nilainya tidak begitu besar.

## 2. Kapasitas kanal

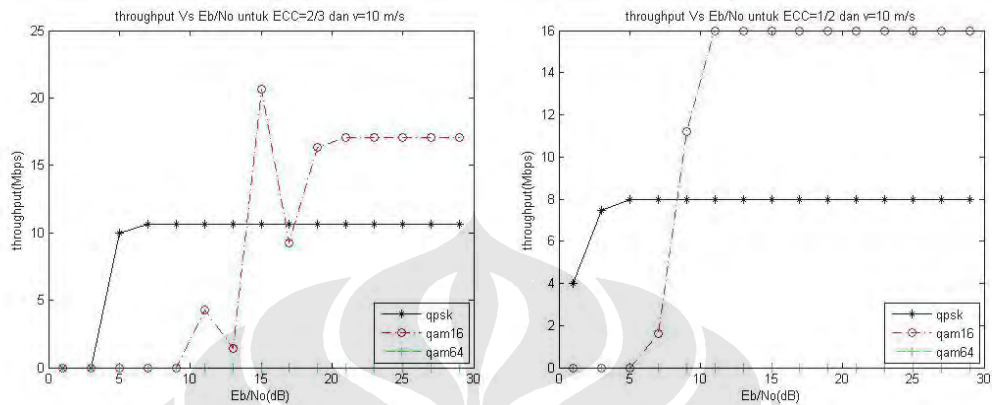


**Gambar 4.14** kapasitas kanal terhadap  $E_b/N_0$  dengan menggunakan ECC *coderate* 2/3 (sebelah kiri) dan *coderate* 1/2 (sebelah kanan).

Gambar 4.14 menunjukkan grafik kapasitas kanal terhadap  $E_b/N_0$  dengan *coderate* yang berbeda pada kondisi mobile. Dapat dilihat pada grafik bahwa penggunaan ECC mempengaruhi besarnya nilai kapasitas kanal, namun tidak terlalu signifikan. Hal ini disebabkan kapasitas kanal bergantung pada nilai logaritmis SNR secara linear. Sedangkan SNR dipengaruhi besarnya  $E_b/N_0$  dan

logaritmis nilai *coderate convolutional encoding*. Karena perbedaan *coderate* yang terlalu besar, maka nilai kapasitas kanalpun juga tidak mengalami perubahan yang besar.

### 3. Throughput



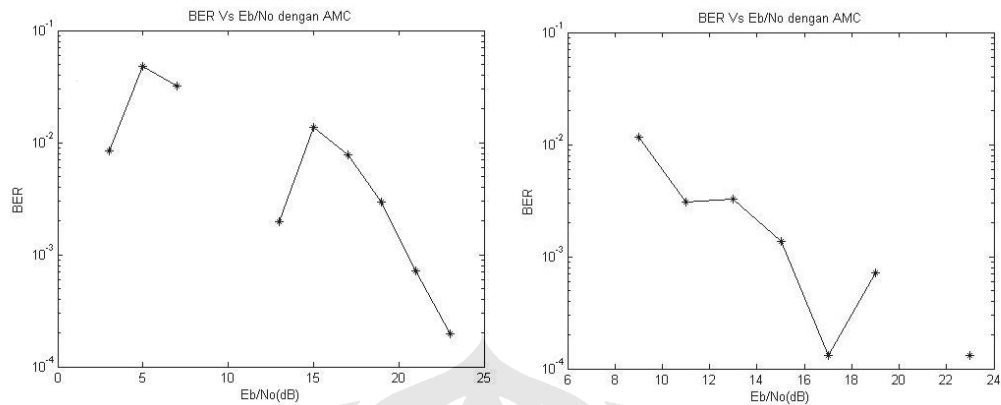
**Gambar 4.15 throughput terhadap Eb/No dengan menggunakan ECC *coderate* 2/3 (sebelah kiri) dan *coderate* 1/2 (sebelah kanan).**

Pada gambar 4.15, ditunjukkan hubungan nilai *throughput* terhadap Eb/No dari sistem MIMO-OFDM pada kondisi mobile. Pada kondisi kanal yang buruk, penggunaan *convolutional encoding* dengan *coderate* yang semakin tinggi berpengaruh besar terhadap nilai *throughput*. Hal ini dikarenakan fungsi penggunaan ECC yang dapat menurunkan nilai BER secara signifikan. Semakin besar nilai *coderate*, maka akan semakin besar penurunan BER sehingga dapat menaikkan nilai *throughput* pada kondisi kanal yang buruk. Demikian sebaliknya.

Namun terdapat suatu *trade-off* di mana dengan semakin tinggi nilai *coderate*, pada kondisi kanal yang baik, akan menurunkan nilai *throughput* dari sistem. Hal ini disebabkan karena pada kondisi kanal yang baik, performansi BER dari sistem baik yang tidak menggunakan ECC dan menggunakan ECC memiliki nilai yang bagus atau dengan kata lain sama-sama memiliki nilai BER yang kecil. Namun, pada sistem dengan penggunaan ECC, jumlah *bit* informasi pada setiap *symbol* yang ditransmisikan semakin kecil, karena banyak terdapat *bit* yang tidak bernilai informasi. Dengan demikian, jumlah *bit* informasi yang ditransmisikan pada suatu rentang waktu tertentu akan semakin kecil. Sehingga nilai *throughput* juga akan semakin kecil.

### 4.2.2.3 Penggunaan AMC pada sistem 2x2 MIMO-OFDM

#### A. BER

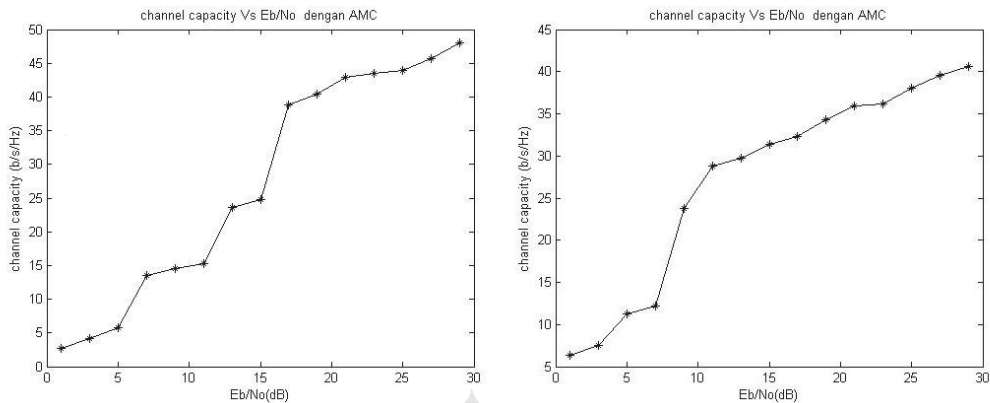


**Gambar 4.16 BER terhadap  $E_b/N_0$  dengan teknologi AMC pada sistem 2x2 MIMO-OFDM pada kondisi penerima diam (sebelah kiri) dan kondisi penerima bergerak (sebelah kanan).**

Pada gambar 4.16, ditunjukkan penggunaan AMC untuk menekan nilai BER pada setiap kondisi kanal. Ketika  $E_b/N_0$  bernilai rendah, maka ECC yang digunakan memiliki nilai *coderate* yang tinggi seperti *convolutional encoding* dengan *coderate* 1/3 dengan modulasi yang mempunyai orde yang rendah yaitu QPSK. Ketika kondisi kanal dalam keadaan bagus, yang direpresentasikan dengan  $E_b/N_0$  yang tinggi, maka nilai *coderate* ECC yang digunakan bernilai rendah yaitu 2/3. Bahkan ketika kondisi kanal sangat bagus, maka sistem dapat tidak menggunakan ECC. Modulasi yang digunakan pada kondisi kanal yang bagus adalah modulasi dengan orde modulasi yang tinggi yaitu 64-QAM. Hal ini digunakan untuk meningkatkan nilai *throughput* sistem sehingga memiliki performansi yang bagus.



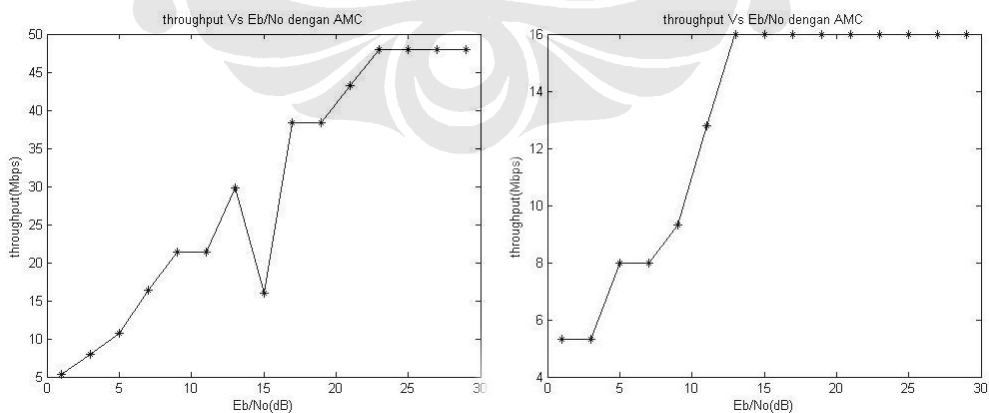
## B. Kapasitas Kanal



**Gambar 4.17** kapasitas kanal terhadap  $E_b/N_0$  dengan teknologi AMC pada sistem 2x2 MIMO-OFDM pada kondisi penerima diam (sebelah kiri) dan kondisi penerima bergerak (sebelah kanan).

Gambar 4.17 memperlihatkan nilai kapasitas kanal dalam fungsi  $E_b/N_0$  pada teknologi AMC. Secara umum, kapasitas kanal dengan menggunakan AMC baik pada kondisi penerima diam maupun bergerak tidak mengalami perubahan yang signifikan jika dibandingkan dengan sistem tanpa AMC. Tujuan AMC pada sistem MIMO-OFDM di sini bukan untuk memperbesar kapasitas kanal, tetapi untuk memaksimalkan penggunaan kapasitas kanal yang ada untuk meningkatkan performansi dari sistem.

## C. Throughput



**Gambar 4.18** Throughput terhadap  $E_b/N_0$  dengan teknologi AMC pada sistem 2x2 MIMO-OFDM pada kondisi penerima diam (sebelah kiri) dan kondisi penerima bergerak (sebelah kanan).

Gambar 4.18 menunjukkan grafik *throughput* terhadap  $E_b/N_0$  dengan menggunakan teknologi AMC. *Throughput* sangat bergantung dengan nilai BER dari sistem. Jika nilai BER semakin kecil maka nilai *throughput* akan semakin besar, demikian juga sebaliknya. AMC di sini berperan untuk mengatur orde modulasi dan *code rate convolutional encoding* yang digunakan agar dapat memaksimalkan *throughput* dari suatu sistem. Ketika kondisi kanal buruk, nilai maksimum *throughput* dapat diperoleh dengan modulasi QPSK dan *code rate* ECC sebesar 1/3. Sedangkan pada kondisi kanal bagus, *throughput* maksimum dapat diperoleh melalui penggunaan modulasi 64-QAM dan tanpa penggunaan ECC. Nilai maksimum *throughput* dari sistem MIMO-OFDM ini adalah 48 Mbps pada kondisi  $E_b/N_0$  diatas 20 dB.

*Throughput* pada kondisi penerima diam tampak lebih besar dari pada kondisi penerima bergerak. Hal ini dikarenakan, pada kondisi penerima bergerak BER selalu ditekan untuk meminimalkan data yang rusak, sehingga ECC yang digunakan pada teknik AMC tetap tinggi. Oleh karena itu, bit data informasi yang dapat ditransmisikan lebih kecil dari pada kondisi penerima diam.

## BAB V

### KESIMPULAN

Dari hasil simulasi dan analisis yang telah dilakukan, maka didapat beberapa kesimpulan yang berhubungan dengan performansi teknik 2x2 MIMO-OFDM, di antaranya yaitu:

1. Sistem 2x2 MIMO-OFDM dengan *spatial diversity* dapat meningkatkan kualitas sinyal informasi pada kanal yang buruk dan pada kondisi mobile.
2. Performansi BER pada keadaan kanal yang sama dari sistem *spatial diversity* MIMO-OFDM lebih baik dari pada sistem SISO-OFDM.
3. Kapasitas kanal sistem *spatial diversity* MIMO-OFDM lebih besar daripada sistem SISO-OFDM pada keadaan kanal yang sama.
4. Peningkatan kapasitas kanal dapat diperoleh melalui peningkatan jumlah antenna pada sisi pengirim dan sisi penerima.
5. *Throughput* dari sistem *spatial diversity* MIMO-OFDM pada kondisi kanal yang buruk jauh lebih baik dari pada sistem SISO-OFDM. Sedangkan pada kondisi kanal yang bagus, *throughput* dari kedua sistem hampir sama.
6. Penggunaan ECC dengan *convolutional coding* dapat menekan nilai BER pada kondisi kanal yang buruk.
7. Semakin besar nilai *code rate* dari *convolutional coding* maka akan semakin dapat menekan nilai BER pada kondisi kanal yang buruk.
8. Pada kondisi kanal yang bagus tidak diperlukan adanya *convolutional coding* untuk dapat memperbesar nilai *throughput* dari sistem.
9. Penggunaan teknologi AMC, dapat meningkatkan performansi sistem *spatial diversity* MIMO-OFDM baik pada kondisi kanal yang buruk maupun pada kondisi kanal yang baik.

## DAFTAR ACUAN

1. Jun-Zhao Sun and Jaakko Sauvola. ON FUNDAMENTAL CONCEPT OF MOBILITY FOR MOBILE COMMUNICATIONS. Infotech Oulu. University of Oulu, Finland
2. THE NON-ENGINEER'S INTRODUCTION TO MIMO AND MIMO-OFDM. <http://www.mimo.ucla.edu>
3. D. Rouffet, S. Kerboeuf, L. Cai, V. Capdevielle, 4G MOBILE, 4G will deliver low cost multi-megabit/s sessions any time, any place, using any terminal. Alcatel Telecommunications Review - 2nd Quarter 2005.
4. YUNHO LEE, KYUNGSEOK KIM, Performance Analysis of MIMO-OFDM sistem based on AMC and Space-Frequency Coding Methods. School Electrical and Computer Eng. Chungbuk National Univ.
5. Hendro, Gunawan. Perbandingan WiMAX dan CDMA dalam menghadapi multipath fading. Departemen Elektro Universitas Indonesia. 2006.
6. Datacomm Research Company. USING MIMO-OFDM TECHNOLOGY TO BOOST WIRELESS LAN PERFORMANCE TODAY. White Paper Version 1.0. 2005.
7. Helmut Boleskei. PRINCIPLES OF MIMO-OFDM WIRELESS SYSTEMS. Communication Technology Laboratory, Swiss Federal *Institute* of Technology (ETH). Zurich.
8. Ramjee Prasad. OFDM FOR WIRELESS COMMUNICATIONS SYSTEMS. Artech House, Inc. London:2004.
9. Gordon L. Stuber and friends. BROADBAND MIMO-OFDM WIRELESS COMMUNICATIONS. School of *Electrical and Computer Engineering*. Georgia *Institute* of Technology. Atlanta, GA 30332
10. Tim C.W. Schenk, Guido Dolmans dan Isabella Modonesi. THROUGHPUT OF MIMO-OFDM BASED WLAN SISTEM. Eindhoven University of Technology.2004.

11. Holter, Bengt. ON THE CAPACITY OF THE MIMO CHANNEL-A TUTORIAL INTRODUCTION. Norwegian University of Science and Technology. 2003.
12. Pukkila, Markku. CHANNEL ESTIMATION MODELING. Nokia Research Center. 2000



## DAFTAR PUSTAKA

- Chen, Hsiao-Hwa dan Guizani, Mohsen. *Next Generation Wireless Systems and Networks*. John Wiley & Sons Ltd. Chichester:2006
- Glisic, Savo G. *Advanced Wireless Networks 4G Technologies*. John Wiley & Sons Ltd. Chichester:2006
- Kühn, Volker. *Wireless Communications over MIMO Channels, Applications to CDMA and Multiple Antenna Systems*. John Wiley & Sons Ltd. Chichester:2006.
- Schulze, Henrik dan Lüders, Christian. *Theory and Applications of OFDM and CDMA, Wideband Wireless Communications*. John Wiley & Sons Ltd. Chichester:2005
- Shanmugam, K. Sam. *Digital and Analog Communication Systems*. New York, John Wiley & Sons:1979.
- Tse, David dan Viswanath, Pramod. *Fundamentals of Wireless Communication* Cambridge University Press. Cambridge:2005
- Qiu Xun, et al. *OFDM In Multipath. Project course in signal processing and Digital Communication*. KTH,Swedia: 2007
- Wang, Yin, et al. *MIMO with MUMS. Project course in signal processing and Digital Communication*. KTH,Swedia: 2004
- Xiong, Fuqin. *Digital Modulation Techniques*. London. Artech House:2000

# LAMPIRAN

## Lampiran A : Source Code SISO-OFDM

```
clear all;
close all;
clc;
%inputan
pilihanecc=input('ecc=');
outputakhir=[];
%parameterOFDM%
Nc = 256;
P = 256/4;
sidecarrier=64;
S = Nc-P-sidecarrier;
GI = Nc/4;
L=16;
%MIMO
R=2;
T=2;
EbNoi=1:2:30;
v=10;%kecepatan m/s
fs = 25e4;
fc = 3e4;
Fc=3.6e9;
c=3e8;
Fdop=round((Fc*v/c));
tsamp=1/(fs);
tsym=4*tsamp;
nsamp=tsym/tsamp;
aaa=10*log10(nsamp);
%persiapan masuk kanal%
ch = rayleighchan(tsamp,Fdop,1e-7*[0 0.2 0.4],[-3.98 -3.01 0]);
ch.ResetBeforeFiltering = 0;
%parameter convolutional encoding%
tb=34;
trell1 = poly2trellis([5 4],[23 35 0;0 5 13]); % Trellis
trell2 = poly2trellis(7, [171 133]); % Define trellis.
trell3 = poly2trellis(7, [171 165 133]); % Define trellis.
if pilihanecc==1
    trel = trell1;
    decdelay=2*tb;
    coderate=3/2;
elseif pilihanecc==2
    trel = trell2;
    decdelay=tb;
    coderate=2;
elseif pilihanecc==3
    trel = trell3;
    decdelay=tb;
    coderate=3;
end
%error counting%
count_error=0;
%training sequence%
```

```

Ep=2;
load('train_128.mat');
training1=ms1.*Ep;
training2=ms2.*Ep;
len_train=length(training1);
%feedback every frame for adptive modulation as well as weighting
interval=1;
alpha=sqrt(0.5);
%Generate input
panjangblok=128;
banyakblok=120;
message=randint(1,panjangblok*banyakblok);
for nnnn=1:length(EbNoi)
    EbNo=EbNoi(nnnn);
    for pilmod=1:3;
        pilihanmodulasi=pilmod;
%convolutional encoding%
if pilihanecc==0
    code=message;
    coderate=1;
else
    code=convenc(message,trel);
end
%interleaver message%
code1=interleaver(code);
%modulasi message%%%%
if pilihanmodulasi==1
    [qpsk_I,qpsk_Q]=qpsk_map(code1);
    chan_I=qpsk_I;
    chan_Q=qpsk_Q;
    k=2;
elseif pilihanmodulasi==2
    [qam_I,qam_Q]=qam16_map(code1);
    chan_I=qam_I;
    chan_Q=qam_Q;
    k=4;
else
    [qam_I,qam_Q]=qam64_map(code1);
    chan_I=qam_I;
    chan_Q=qam_Q;
    k=6;
end
a1=length(chan_I)/panjangblok;
allmessage=chan_I+j*chan_Q;
%hh=scatterplot(allmessage,2,0,'bx');
siapsigI=reshape(chan_I,panjangblok,a1);
siapsigQ=reshape(chan_Q,panjangblok,a1);
[brs1,klm1]=size(siapsigI);
for i3=1:klm1
    chanI=siapsigI(:,i3);
    chanQ=siapsigQ(:,i3);
    messtc=(chanI+j*chanQ).';
%source antenna 1
trasig1=[training1 messtc];
mesifft1=ifft(trasig1,256);
mesgrd1=[mesifft1(Nc-GI+1:Nc) mesifft1];
% Follow with rectangular pulse shaping.
mesgrd1 = rectpulse(mesgrd1,4);
% I.8 - Up-conversion

```



```

mesgrd1 = upconv(mesgrd1,fc,fs);

snr = EbNo + 10*log10(k*coderate)-aaa;
H=crandn(1,1);
for i=1:length(mesgrd1);
    out=[mesgrd1(i)];
    out=awgn(out,snr,'measured');
    rx(i)=H*out;
end
%kanal fading
ch = rayleighchan(1/(10^6),Fdop,1e-7*[0 0.2 0.4],[-3.98 -3.01 0]);
ch.ResetBeforeFiltering = 0;
fad = abs(filter(ch, ones(size(rx))));
fadedSig = fad.*rx;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%penentuanchannelest%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
trainifft1=real(mesifft1(1:128));
for ii=1:length(trainifft1)
    oo=[trainifft1(ii)];
    oo=awgn(oo,snr,'measured');
    outest(:,ii)=(H)*oo;
end
fad1 = abs(filter(ch, ones(size(outest))));
fadedSig1 = fad1.*outest;
hest=fadedSig1./trainifft1;
hest=sum(hest)/length(hest);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
recsu=inv(hest)*fadedSig;
rx1 = downconv(recsu,fc,fs);
rx1 = intdump(rx1,4);
%%hilang GI
recl=rx1(GI+1:end);
hasil1=fft(recl,256);
out=hasil1(len_train+1:end);
buff_I=real(out);
buff_Q=imag(out);
if pilihanmodulasi==1
    %signal1_space(buff_I,buff_Q,1);
    output=detector_qpsk(buff_I,buff_Q);
    output=output';
elseif pilihanmodulasi==2
    %signal2_space(buff_I,buff_Q,1);
    output=detector_16qam(buff_I,buff_Q,1);
    output=output';
elseif pilihanmodulasi==3
    %signal3_space(buff_I,buff_Q,1);
    output=detector_64qam(buff_I,buff_Q,1);
    output=output';
end
outputakhir=[outputakhir output];
kapkanal(i3)=kapasitaskanal(snr,R,T,Nc,hest);
end
outputakhir1=outputakhir(:);
%deinterleaver%
outputt=deinterleaver(outputakhir1);
%convolutional decoding%%%
if pilihanecc==0
    decoded=outputt;

```

```

    decoded1=decoded(:);
else
    decoded = vitdec(outputt,trel,tb,'cont','hard'); % Decode.
    decoded11 = decoded(decdelay+1:end);
    decoded12=decoded11(:);
    mestam=message((length(message)-decdelay+1):end);
    decoded1 =[decoded12;mestam(:)];
end
[num_bern(pilmod,nnnn)]=biterr(message,decoded1')
messagesym=reshape(message,[],k*S);
decoded1sym=reshape(decoded1,[],k*S);
framemes=bi2de(messagesym);
framedecoded1=bi2de(decoded1sym);
[num_symer(pilmod,nnnn)]=symer(framemes,framedecoded1)
%menghitung kapasitas kanal
totkap=(1/klm1)*sum(kapkanal);
chancap(pilmod,nnnn)=real(totkap)
%menghitung throughput
datarate=S*k*(1/coderate)*(1/tsym);
throughput(pilmod,nnnn)=datarate*(1-symer(pilmod,nnnn))
decoded1=[];
outputakhir=[];
a6=[];
H=[];
hest=[];
snr=[];
out=[];
hasil1=[];
hasil2=[];
end
end
figure(1);
semilogy(EbNoi,bern(1,:),'-k*',EbNoi,bern(2,:),'-
.ro',EbNoi,bern(3,:),'--g+');
xlabel('Eb/No (dB)');
ylabel('BER');
title('BER Vs Eb/No tanpa ECC dan v=0 m/s');
h = legend('qpsk','qam16','qam64',4);
set(h,'Interpreter','none');
figure(2);
plot(EbNoi,chancap(1,:),'-k*');
hold on; plot(EbNoi,chancap(2,:),'-.ro');
hold on; plot(EbNoi,chancap(3,:),'--g+');
xlabel('Eb/No (dB)');
ylabel('channel capacity (b/s/Hz)');
title('channel capacity Vs Eb/No tanpa ECC dan v=10 m/s');
h = legend('qpsk','qam16','qam64',4);
set(h,'Interpreter','none');
figure(3);
throughput=throughput./1e6;
plot(EbNoi,throughput(1,:),'-k*');
hold on; plot(EbNoi,throughput(2,:),'-.ro');
hold on; plot(EbNoi,throughput(3,:),'--g+');
xlabel('Eb/No (dB)');
ylabel('throughput (Mbps)');
title('throughput Vs Eb/No untuk tanpa ECC dan v=10 m/s');
h = legend('qpsk','qam16','qam64',4);
set(h,'Interpreter','none')

```

## Lampiran B: Source Code MIMO-OFDM

```
clear all;
close all;
clc;
pilihanecc=1;
outputakhir=[];
%parameterOFDM%
Nc = 256; % total number of subchannels
P = 256/4; % total number of Pilots
sidecarrier=64;
S = Nc-P-sidecarrier; % totla number of datasubchannels
GI = Nc/4; % guard interval length
L=16;
%MIMO
R=2;
T=2;
EbNoi=1:2:30;
v=0;%m/s
fs = 25e4;
fc =3e4;
Fc=3.6e9;
c=3e8;
Fdop=round((Fc*v/c));
tsamp=1/(fs);
tsym=4*tsamp;
nsamp=tsym/tsamp;
aaa=10*log10(nsamp);
%persiapan masuk kanal%
ch = rayleighchan(tsamp,Fdop,1e-7*[0 0.2 0.4],[-3.98 -3.01 0]);
ch.ResetBeforeFiltering = 0;
%parameter convolutional encoding%
tb=34;
trell1 = poly2trellis([5 4],[23 35 0;0 5 13]); % Trellis
trell2 = poly2trellis(7, [171 133]); % Define trellis.
trell3 = poly2trellis(7, [171 165 133]); % Define trellis.
if pilihanecc==1
    trel = trell1;
    decdelay=2*tb;
    coderate=3/2;
elseif pilihanecc==2
    trel = trell2;
    decdelay=tb;
    coderate=2;
elseif pilihanecc==3
    trel = trell3;
    decdelay=tb;
    coderate=3;
end
%error counting%
count_error=0;
%training sequence%
Ep=2;
load('train_128.mat');
training1=ms1.*Ep;
training2=ms2.*Ep;
len_train=length(training1);
interval=1;
```

```

alpha=sqrt(0.5);
%Generate input
panjangblok=128;
banyakblok=120;
message=randint(1,panjangblok*banyakblok);
for nnnn=1:length(EbNoi)
    EbNo=EbNoi(nnnn);
    for pilmod=1:3;
        pilihanmodulasi=pilmod;
%convolutional encoding%
if pilihanecc==0
    code=message;
    coderate=1;
else
    code=convenc(message,trel);
end
%interleaver message%
code1=interleaver(code);
%modulasi message%%%%
if pilihanmodulasi==1
    [qpsk_I,qpsk_Q]=qpsk_map(code1);
    chan_I=qpsk_I;
    chan_Q=qpsk_Q;
    k=2;
elseif pilihanmodulasi==2
    [qam_I,qam_Q]=qam16_map(code1);
    chan_I=qam_I;
    chan_Q=qam_Q;
    k=4;
else
    [qam_I,qam_Q]=qam64_map(code1);
    chan_I=qam_I;
    chan_Q=qam_Q;
    k=6;
end
a1=length(chan_I)/panjangblok;
allmessage=chan_I+j*chan_Q;
siapsigI=reshape(chan_I,panjangblok,a1);
siapsigQ=reshape(chan_Q,panjangblok,a1);
[brs1,klm1]=size(siapsigI);
for i3=1:klm1
    chanI=siapsigI(:,i3);
    chanQ=siapsigQ(:,i3);
    messtc=(chanI+j*chanQ).';
    for ii=1:2:length(messtc)
        mes1(ii)=messtc(ii);
        mes1(ii+1)=-1*(conj(messtc(ii+1)));
        mes2(ii)=messtc(ii+1);
        mes2(ii+1)=conj(messtc(ii));
    end
%pemisahan tiap antenna%
    %source antenna 1
    trasig1=[training1 mes1];
    %source antenna 2
    trasig2=[training2 mes2];

mesifft1=ifft(trasig1,256);
mesifft2=ifft(trasig2,256);

```

```

mesgrd1=[mesifft1(Nc-GI+1:Nc) mesifft1];
mesgrd2=[mesifft2(Nc-GI+1:Nc) mesifft2];
% Follow with rectangular pulse shaping.
mesgrd1 = rectpulse(mesgrd1,4);
mesgrd2 = rectpulse(mesgrd2,4);
% I.8 - Up-conversion
mesgrd1 = upconv(mesgrd1,fc,fs);
mesgrd2 = upconv(mesgrd2,fc,fs);
snr = EbNo + 10*log10(k*coderate)-aaa;
H=crandn(2,2);
for i=1:length(mesgrd1);
    out=[mesgrd1(i);mesgrd2(i)];
    out=awgn(out,snr,'measured');
    rx(:,i)=H*out;
end
rxx=rx(:);
%kanal fading
ch = rayleighchan(1/(10^6),Fdop,1e-7*[0 0.2 0.4],[-3.98 -3.01 0]);
ch.ResetBeforeFiltering = 0;
fad = abs(filter(ch, ones(size(rxx))));
fadedSig = fad.*rxx;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%penentuan channelest%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
trainifft1=real(mesifft1(1:128));
trainifft2=real(mesifft2(1:128));
for aa=1:2
    h111=H(aa,:);
    for ii=1:length(trainifft1)
        oo=[trainifft1(ii);trainifft2(ii)];
        oo=awgn(oo,snr,'measured');
        outest(:,ii)=(h111)*oo;
    end
    fad1 = abs(filter(ch, ones(size(outest))));
    fadedSig1 = fad1.*outest;
    xx=[trainifft1(10:128)' trainifft2(10:128)'];
    yy=fadedSig1(10:128).';
    hest(aa,:)=((inv(xx'*xx))*(xx'*yy)).';
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
fadedSig=reshape(fadedSig,2,[]);
recsu=inv(hest)*fadedSig;
rx1=recsu(1,:);
rx2=recsu(2,:);
%%down conversion
rx1 = downconv(rx1,fc,fs);
rx2 = downconv(rx2,fc,fs);
rx1 = intdump(rx1,4);
rx2 = intdump(rx2,4);
%%hilang GI
rec1=rx1(GI+1:end);
rec2=rx2(GI+1:end);
hasil1=fft(rec1,256);
hasil2=fft(rec2,256);
%%alamouti decoder
L = length(hasil1);
for iii = 1:2:L;
    s1(iii)=hasil1(iii);
    s1(iii+1)=conj(-1*hasil1(iii+1));
    s2(iii)=conj(hasil2(iii+1));
    s2(iii+1)=hasil2(iii);
end

```

```

end
out1=s1(len_train+1:end);
out2=s2(len_train+1:end);
out=0.5*(out1+out2);
buff_I=real(out);
buff_Q=imag(out);
%%%%demodulasi mapping%%%%
if pilihanmodulasi==1
    %signal1_space(buff_I,buff_Q,1);
    output=detector_qpsk(buff_I,buff_Q);
    output=output';
elseif pilihanmodulasi==2
    %signal2_space(buff_I,buff_Q,1);
    output=detector_16qam(buff_I,buff_Q,1);
    output=output';
elseif pilihanmodulasi==3
    %signal3_space(buff_I,buff_Q,1);
    output=detector_64qam(buff_I,buff_Q,1);
    output=output';
end
outputakhir=[outputakhir output];
%%perhitungan kapasitas
kapkanal(i3)=kapasitaskanal(snr,R,T,Nc,hest);
end
outputakhir1=outputakhir(:);
%deinterleaver%
outputt=deinterleaver(outputakhir1);
%convolutional decoding%%
if pilihanecc==0
    decoded=outputt;
    decoded1=decoded(:);
else
    decoded = vitdec(outputt,trel,tb,'cont','hard'); % Decode.
    decoded11 = decoded(decdelay+1:end);
    decoded12=decoded11(:);
    mestam=message((length(message)-decdelay+1):end);
    decoded1 = [decoded12;mestam(:)];
end
[num_bern(pilmod,nnnn)]=biterr(message,decoded1')
%menghitung simbol error
messagesym=reshape(message,[],k*S);
decoded1sym=reshape(decoded1,[],k*S);
framemes=bi2de(messagesym);
framedecoded1=bi2de(decoded1sym);
[num_symer(pilmod,nnnn)]=symerr(framemes,framedecoded1)
%menghitung kapasitas kanal
totkap=(1/klm1)*sum(kapkanal);
chancap(pilmod,nnnn)=real(totkap)
datarate=S*k*(1/coderate)*(1/tsym);
throughput(pilmod,nnnn)=datarate*(1-symer(pilmod,nnnn))
decoded1=[];
outputakhir=[];
a6=[];
H=[];
hest=[];
snr=[];
out=[];
hasil1=[];
hasil2=[];

```

```

end
end
figure(1);
semilogy(EbNoi,bern(1,:), '-k*',EbNoi,bern(2,:), '-
.ro',EbNoi,bern(3,:), '--g+');
xlabel('Eb/No (dB) ');
ylabel('BER');
title('BER Vs Eb/No ECC=2/3 dan v=0 m/s');
h = legend('qpsk', 'qam16', 'qam64', 4);
set(h, 'Interpreter', 'none');
figure(2);
plot(EbNoi, chancap(1,:), '-k*');
hold on; plot(EbNoi, chancap(2,:), '-.ro');
hold on; plot(EbNoi, chancap(3,:), '--g+');
xlabel('Eb/No (dB) ');
ylabel('channel capacity (b/s/Hz)');
title('channel capacity Vs Eb/No ECC=2/3 dan v=0 m/s');
h = legend('qpsk', 'qam16', 'qam64', 4);
set(h, 'Interpreter', 'none');
figure(3);
throughput=throughput./1e6;
plot(EbNoi,throughput(1,:), '-k*');
hold on; plot(EbNoi,throughput(2,:), '-.ro');
hold on; plot(EbNoi,throughput(3,:), '--g+');
xlabel('Eb/No (dB) ');
ylabel('throughput (Mbps) ');
title('throughput Vs Eb/No untuk ECC=2/3 dan v=0 m/s');
h = legend('qpsk', 'qam16', 'qam64', 4);
set(h, 'Interpreter', 'none');

```

## Lampiran C: Source Code AMC sapatial diversity MIMO-OFDM

```
clear all;
close all;
clc;
outputakhir=[];
%parameterOFDM%
Nc = 256;           % total number of subchannels
P = 256/4;         % total number of Pilots
sidecarrier=64;
S = Nc-P-sidecarrier; % totla number of data subchannels
GI = Nc/4;         % guard interval length
L=16;
%MIMO
R=2;
T=2;
EbNoi=1:2:30;
v=0;%m/
fs = 25e4;
fc =3e4;
Fc=3.6e9;
c=3e8;
Fdop=round((Fc*v/c));
tsamp=1/(fs);
tsym=4*tsamp;
nsamp=tsym/tsamp;
aaa=10*log10(nsamp);
%persiapan masuk kanal%
ch = rayleighchan(tsamp,Fdop,1e-7*[0 0.2 0.4],[-3.98 -3.01 0]);
ch.ResetBeforeFiltering = 0;
%parameter convolutional encoding%
tb=34;
trell1 = poly2trellis([5 4],[23 35 0;0 5 13]); % Trellis
trell2 = poly2trellis(7, [171 133]); % Define trellis.
trell3 = poly2trellis(7, [171 165 133]); % Define trellis.
if pilihanecc==1
    trell = trell1;
    decdelay=2*tb;
    coderate=3/2;
elseif pilihanecc==2
    trell = trell2;
    decdelay=tb;
    coderate=2;
elseif pilihanecc==3
    trell = trell3;
    decdelay=tb;
    coderate=3;
end
%error counting%
count_error=0;
%training sequence%
Ep=2;
load('train_128.mat');
training1=ms1.*Ep;
training2=ms2.*Ep;
len_train=length(training1);
interval=1;
alpha=sqrt(0.5);
```



```

%Generate input
panjangblok=128;
banyakblok=120;
message=randint(1,panjangblok*banyakblok);
for nnnn=1:length(EbNoi)
    EbNo=EbNoi(nnnn);
    for pilmod=1:3;
        pilihanmodulasi=pilmod;
%convolutional encoding%
if pilihanecc==0
    code=message;
    coderate=1;
else
    code=convenc(message,trel);
end
%interleaver message%
code1=interleaver(code);
%modulasi message%%%%
if pilihanmodulasi==1
    [qpsk_I,qpsk_Q]=qpsk_map(code1);
    chan_I=qpsk_I;
    chan_Q=qpsk_Q;
    k=2;
elseif pilihanmodulasi==2
    [qam_I,qam_Q]=qam16_map(code1);
    chan_I=qam_I;
    chan_Q=qam_Q;
    k=4;
else
    [qam_I,qam_Q]=qam64_map(code1);
    chan_I=qam_I;
    chan_Q=qam_Q;
    k=6;
end
a1=length(chan_I)/panjangblok;
allmessage=chan_I+j*chan_Q;
siapsigI=reshape(chan_I,panjangblok,a1);
siapsigQ=reshape(chan_Q,panjangblok,a1);
[brs1,klm1]=size(siapsigI);
for i3=1:klm1
    chanI=siapsigI(:,i3);
    chanQ=siapsigQ(:,i3);
    messtc=(chanI+j*chanQ).';
    for ii=1:2:length(messtc)
        mes1(ii)=messtc(ii);
        mes1(ii+1)=-1*(conj(messtc(ii+1)));
        mes2(ii)=messtc(ii+1);
        mes2(ii+1)=conj(messtc(ii));
    end
%source antenna 1
trasig1=[training1 mes1];
%source antenna 2
trasig2=[training2 mes2];
mesifft1=ifft(trasig1,256);
mesifft2=ifft(trasig2,256);

mesgrd1=[mesifft1(Nc-GI+1:Nc) mesifft1];
mesgrd2=[mesifft2(Nc-GI+1:Nc) mesifft2];

```

```

mesgrd1 = rectpulse(mesgrd1,4);
mesgrd2 = rectpulse(mesgrd2,4);
% I.8 - Up-conversion
mesgrd1 = upconv(mesgrd1,fc,fs);
mesgrd2 = upconv(mesgrd2,fc,fs);
snr = EbNo + 10*log10(k*coderate)-aaa;
H=crandn(2,2);
for i=1:length(mesgrd1);
    out=[mesgrd1(i);mesgrd2(i)];
    out=awgn(out,snr,'measured');
    rx(:,i)=H*out;
end
rxx=rx(:);
%kanal fading
ch = rayleighchan(1/(10^6),Fdop,1e-7*[0 0.2 0.4],[-3.98 -3.01 0]);
ch.ResetBeforeFiltering = 0;
fad = abs(filter(ch, ones(size(rxx))));
fadedSig = fad.*rxx;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%penentuan channelest%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
trainifft1=real(mesifft1(1:128));
trainifft2=real(mesifft2(1:128));
for aa=1:2
    h111=H(aa,:);
    for ii=1:length(trainifft1)
        oo=[trainifft1(ii);trainifft2(ii)];
        oo=awgn(oo,snr,'measured');
        outest(:,ii)=(h111)*oo;
    end
    fad1 = abs(filter(ch, ones(size(outest))));
    fadedSig1 = fad1.*outest;
    xx=[trainifft1(10:128)' trainifft2(10:128)'];
    yy=fadedSig1(10:128).';
    hest(aa,:)=(inv(xx'*xx))*(xx'*yy).';
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
fadedSig=reshape(fadedSig,2,[]);
recsu=inv(hest)*fadedSig;
rx1=recsu(1,:);
rx2=recsu(2,:);
%%down conversion
rx1 = downconv(rx1,fc,fs);
rx2 = downconv(rx2,fc,fs);
rx1 = intdump(rx1,4);
rx2 = intdump(rx2,4);
%%hilang GI
rec1=rx1(GI+1:end);
rec2=rx2(GI+1:end);
hasil1=fft(rec1,256);
hasil2=fft(rec2,256);
%%alamouti decoder
L = length(hasil1);
for iii = 1:2:L;
    s1(iii)=hasil1(iii);
    s1(iii+1)=conj(-1*hasil1(iii+1));
    s2(iii)=conj(hasil2(iii+1));
    s2(iii+1)=hasil2(iii);
end

```

```

out1=s1(len_train+1:end);
out2=s2(len_train+1:end);
out=0.5*(out1+out2);
buff_I=real(out);
buff_Q=imag(out);
%%%%demodulasi mapping%%%%
if pilihanmodulasi==1
    %signal1_space(buff_I,buff_Q,1);
    output=detector_qpsk(buff_I,buff_Q);
    output=output';
elseif pilihanmodulasi==2
    %signal2_space(buff_I,buff_Q,1);
    output=detector_16qam(buff_I,buff_Q,1);
    output=output';
elseif pilihanmodulasi==3
    %signal3_space(buff_I,buff_Q,1);
    output=detector_64qam(buff_I,buff_Q,1);
    output=output';
end
outputakhir=[outputakhir output];
%%perhitungan kapasitas
kapkanal(i3)=kapasitaskanal(snr,R,T,Nc,hest);
end
outputakhir1=outputakhir(:);
%deinterleaver%
outputt=deinterleaver(outputakhir1);
%convolutional decoding%%%
if pilihanecc==0
    decoded=outputt;
    decoded1=decoded(:);
else
    decoded = vitdec(outputt,trel,tb,'cont','hard'); % Decode.
    decoded11 = decoded(decdelay+1:end);
    decoded12=decoded11(:);
    mestam=message((length(message)-decdelay+1):end);
    decoded1 =[decoded12;mestam(:)];
end
[num_bern(pilmod,nnnn)]=biterr(message,decoded1')
%menghitung simbol error
messagesym=reshape(message,[],k*S);
decoded1sym=reshape(decoded1,[],k*S);
framemes=bi2de(messagesym);
framedecoded1=bi2de(decoded1sym);
[num_symer(pilmod,nnnn)]=symer(framemes,framedecoded1)
%menghitung kapasitas kanal
totkap=(1/klm1)*sum(kapkanal);
chancap(pilmod,nnnn)=real(totkap)
%menghitung throughput
datarate=S*k*(1/coderate)*(1/tsym);
throughput(pilmod,nnnn)=datarate*(1-symer(pilmod,nnnn))
decoded1=[];
outputakhir=[];
a6=[];
H=[];
hest=[];
snr=[];
out=[];
hasil1=[];
hasil2=[];

```

```

end
end
figure(1);
semilogy(EbNoi,bern(1,:), '-k*',EbNoi,bern(2,:), '-
.ro',EbNoi,bern(3,:), '--g+');
xlabel('Eb/No (dB) ');
ylabel('BER');
title('BER Vs Eb/No ECC=2/3 dan v=0 m/s');
h = legend('qpsk', 'qam16', 'qam64', 4);
set(h, 'Interpreter', 'none');
figure(2);
plot(EbNoi, chancap(1,:), '-k*');
hold on; plot(EbNoi, chancap(2,:), '-.ro');
hold on; plot(EbNoi, chancap(3,:), '--g+');
xlabel('Eb/No (dB) ');
ylabel('channel capacity (b/s/Hz)');
title('channel capacity Vs Eb/No ECC=2/3 dan v=0 m/s');
h = legend('qpsk', 'qam16', 'qam64', 4);
set(h, 'Interpreter', 'none');
figure(3);
throughput=throughput./1e6;
plot(EbNoi,throughput(1,:), '-k*');
hold on; plot(EbNoi,throughput(2,:), '-.ro');
hold on; plot(EbNoi,throughput(3,:), '--g+');
xlabel('Eb/No (dB) ');
ylabel('throughput (Mbps) ');
title('throughput Vs Eb/No untuk ECC=2/3 dan v=0 m/s');
h = legend('qpsk', 'qam16', 'qam64', 4);
set(h, 'Interpreter', 'none');

```

## Lampiran D: Fungsi-fungsi yang digunakan

### 1. Fungsi interleaver

```
function [codenn]=interleaver(source)
%interleaver
coden=reshape(source,8,[]);
coden1=coden(1,:);
coden1=coden1(:);
coden2=coden(2,:);
coden2=coden2(:);
coden3=coden(3,:);
coden3=coden3(:);
coden4=coden(4,:);
coden4=coden4(:);
coden5=coden(5,:);
coden5=coden5(:);
coden6=coden(6,:);
coden6=coden6(:);
coden7=coden(7,:);
coden7=coden7(:);
coden8=coden(8,:);
coden8=coden8(:);
codenn=[coden1;coden2;coden3;coden4;coden5;coden6;coden7;coden8];
end
```

### 2. Fungsi modulasi QPSK

```
function [Ich,Qch]=qpsk_map(bit_source)
len=length(bit_source);
block=floor(len/2);
for i=1:block
    if(bit_source(2*i-1)==0 & bit_source(2*i)==0)
        qam_symbol(i)=1+j;
    elseif(bit_source(2*i-1)==0 & bit_source(2*i)==1)
        qam_symbol(i)=1-j;
    elseif(bit_source(2*i-1)==1 & bit_source(2*i)==0)
        qam_symbol(i)=-1+j;
    elseif(bit_source(2*i-1)==1 & bit_source(2*i)==1)
        qam_symbol(i)=-1-j;
    end
end
Ich=real(qam_symbol)/sqrt(2);
Qch=imag(qam_symbol)/sqrt(2);
```

### 3. Fungsi modulasi 16-QAM

```
function [qam_I,qam_Q]=qam16_map(bit_source)
len=length(bit_source);
block=floor(len/4);
bit_source=bit_source(1:4*block);%discard the left bits
bit_matrix=reshape(bit_source,2,[]);
for i=1:block*2
    b(:,i)=bit_matrix(:,i);
    if(b(:,i)==[0;0])
        qam_symbol(i)=-3;
    end
end
```

```

elseif (b(:,i)==[0;1])
    qam_symbol(i)=-1;
elseif (b(:,i)==[1;1])
    qam_symbol(i)=1;
elseif (b(:,i)==[1;0])
    qam_symbol(i)=3;
end
end
qam_I=qam_symbol(1:2:end)/sqrt(10);
qam_Q=qam_symbol(2:2:end)/sqrt(10);

```

#### 4. Fungsi modulasi 64-QAM

```

function [qam_I,qam_Q]=qam64_map(bit_source)
len=length(bit_source);
block=floor(len/6);
aa=( (1^2+1^2)+(5^2+5^2)+(9^2+9^2)+(13^2+13^2)+2*(1^2+5^2)+2*(9^2+5^2)+2*(13^2+9^2)+2*(9^2+1^2)+2*(13^2+5^2)+2*(13^2+1^2))/16;
bit_source=bit_source(1:6*block);%discard the left bits
bit_matrix=reshape(bit_source,3,[]);
for i=1:block*2
    b(:,i)=bit_matrix(:,i);
    if(b(:,i)==[0;0;0])
        qam_symbol(i)=-13;
    elseif(b(:,i)==[0;0;1])
        qam_symbol(i)=-9;
    elseif(b(:,i)==[0;1;0])
        qam_symbol(i)=-5;
    elseif(b(:,i)==[0;1;1])
        qam_symbol(i)=-1;
    elseif(b(:,i)==[1;1;1])
        qam_symbol(i)=1;
    elseif(b(:,i)==[1;1;0])
        qam_symbol(i)=5;
    elseif(b(:,i)==[1;0;1])
        qam_symbol(i)=9;
    elseif(b(:,i)==[1;0;0])
        qam_symbol(i)=13;
    end
end
qam_I=qam_symbol(1:2:end)/sqrt(aa);
qam_Q=qam_symbol(2:2:end)/sqrt(aa);

```

#### 5. Fungsi up-conversion

```

function out=upconv(in,fc,fs)
t=0:length(in)-1;
cos_table=cos(2*pi*(fc/fs)*t);
out=in.*cos_table;

```

#### 6. Fungsi down-conversion

```

function out = downconv(in,fc,fs)
t=0:length(in)-1;
cos_table=2*cos(2*pi*(fc/fs)*t);

```

```
out=in.*cos_table;
```

## Fungsi signal space untuk QPSK

```
function signal1_space(Ich,Qch,power_h)
hold on
len_data=length(Ich);
correct_sig_x=[-3,-3,3,3];
correct_sig_y=[-3,3,-3,3];
x=Ich*sqrt(10);
y=Qch*sqrt(10);
axis([-6 6 -6 6])
plot(x/power_h,y/power_h,'*b');
plot(correct_sig_x,correct_sig_y,'r+');
title('Signal Space');
grid on;
drawnow;
```

## 7. Fungsi signal space untuk 16-QAM

```
function signal2_space(Ich,Qch,power_h)
hold on
len_data=length(Ich);
correct_sig_x=[-3,-3,-3,-3,-1,-1,-1,-1,1,1,1,1,3,3,3,3];
correct_sig_y=[-3,-1,1,3,-3,-1,1,3,-3,-1,1,3,-3,-1,1,3];
x=Ich*sqrt(10);
y=Qch*sqrt(10);
axis([-6 6 -6 6])
plot(x/power_h,y/power_h,'*b')
plot(correct_sig_x,correct_sig_y,'r+')
title('Signal Space')
grid on
drawnow
```

## 8. Fungsi signal space untuk 64-QAM

```
function signal3_space(Ich,Qch,power_h)
hold on
len_data=length(Ich);
correct_sig_x=[-13,-13,-13,-13,-13,-13,-13,-13,-9,-9,-9,-9,-9,-9,-9,-9,-5,-5,-5,-5,-5,-5,-5,-5,-5,-5,-5,-5,-5,-5,-1,-1,-1,-1,-1,-1,-1,-1,-1,...
1,1,1,1,1,1,1,1,5,5,5,5,5,5,5,5,9,9,9,9,9,9,9,9,13,13,13,13,13,13,13,13];
correct_sig_y=[-13,-9,-5,-1,1,5,9,13,-13,-9,-5,-1,1,5,9,13,-13,-9,-5,-1,1,5,9,13,-13,-9,-5,-1,1,5,9,13,...
-13,-9,-5,-1,1,5,9,13,-13,-9,-5,-1,1,5,9,13,-13,-9,-5,-1,1,5,9,13,-13,-9,-5,-1,1,5,9,13];
x=Ich*sqrt(138);
y=Qch*sqrt(138);
axis([-15 15 -15 15])
plot(x/power_h,y/power_h,'*b')
plot(correct_sig_x,correct_sig_y,'r+')
title('Signal Space')
grid on
drawnow
```

## 9. Fungsi demodulasi QPSK

```

function b_hat=detector_qpsk(I,Q);
len=length(I);
b_hat=zeros(1,2*len);
for k=1:len
    if(I(k)<=0)
        b_hat(2*k-1)=1;
    end
    if(Q(k)<=0)
        b_hat(2*k)=1;
    end
end
end

```

## 10. Fungsi demodulasi 16-QAM

```

function b_hat=detector_16qam(I,Q,power_h);
len=length(I);
b_hat=zeros(1,4*len);
symbol_power=((1^2+1^2)+(1^2+3^2)+(1^2+3^2)+(3^2+3^2))/4;
i=1;
for k=1:len
    if(I(k)>=0)
        b_hat(i)=1;
        if(I(k)*sqrt(symbol_power)<=2*power_h)
            b_hat(i+1)=1;
        end
    else
        if(I(k)*sqrt(symbol_power)>=2*power_h)
            b_hat(i+1)=1;
        end
    end
    if(Q(k)>=0)
        b_hat(i+2)=1;
        if(Q(k)*sqrt(symbol_power)<=2*power_h)
            b_hat(i+3)=1;
        end
    else
        if(Q(k)*sqrt(symbol_power)>=2*power_h)
            b_hat(i+3)=1;
        end
    end
    i=i+4;
end
end

```

## 11. Fungsi demodulasi 64-QAM

```

function b_hat=detector_64qam(I,Q,power_h);
len=length(I);
b_hat=zeros(1,6*len);
aa=((1^2+1^2)+(5^2+5^2)+(9^2+9^2)+(13^2+13^2)+2*(1^2+5^2)+2*(9^2+5^2)+2*(13^2+9^2)+2*(9^2+1^2)+2*(13^2+5^2)+2*(13^2+1^2))/16;
symbol_power=aa;
i=1;
for k=1:len
    if(I(k)>=0)
        b_hat(i)=1;
        if(I(k)*sqrt(symbol_power)<=7*power_h)
            b_hat(i+1)=1;

```



```

        if (I(k)*sqrt(symbol_power)<=3*power_h)
            b_hat(i+2)=1;
        end
    else
        if (I(k)*sqrt(symbol_power)<=11*power_h)
            b_hat(i+2)=1;
        end
    end
else
    if (I(k)*sqrt(symbol_power)>-7*power_h)
        b_hat(i+1)=1;
        if (I(k)*sqrt(symbol_power)>-3*power_h)
            b_hat(i+2)=1;
        end
    else
        if (I(k)*sqrt(symbol_power)>(-11)*power_h)
            b_hat(i+2)=1;
        end
    end
end
if (Q(k)>=0)
    b_hat(i+3)=1;
    if (Q(k)*sqrt(symbol_power)<=7*power_h)
        b_hat(i+4)=1;
        if (Q(k)*sqrt(symbol_power)<=3*power_h)
            b_hat(i+5)=1;
        end
    else
        if (Q(k)*sqrt(symbol_power)<=11*power_h)
            b_hat(i+5)=1;
        end
    end
end
else
    if (Q(k)*sqrt(symbol_power)>-7*power_h)
        b_hat(i+4)=1;
        if (Q(k)*sqrt(symbol_power)>-3*power_h)
            b_hat(i+5)=1;
        end
    else
        if (Q(k)*sqrt(symbol_power)>(-11)*power_h)
            b_hat(i+5)=1;
        end
    end
end
end
i=i+6;
end

```

## 12. Fungsi deinterleaver

```

function [codenn]=deinterleaver(source)
zzz=source;
z1=reshape(zzz,[],8);
z2=z1';
codenn=z2(:);
end

```

## 13. Fungsi menghitung kapasitas kanal

```
function C=kapasitaskanal(SNR,R,T,N,H)
b=H';
SNR = 10 ^ (SNR/10);
for ai=1:N
ddd=det(eye(R,T)+(SNR/T)*H*b);
C(ai)=log2(ddd);
end
C=(1/N)*(sum(C));
```