



TESIS - TE142599

IMPLEMENTASI SISTEM KOMUNIKASI MIMO-OFDM  
SKEMA STBC ALAMOUTI BERBASIS WIRELESS  
OPEN ACCESS RESEARCH PLATFORM (WARP)

Mahmud Idris

2213203008

DOSEN PEMBIMBING

Dr. Ir. Titiek Suryani, MT.

Dr. Ir. Suwadi, MT.

PROGRAM MAGISTER

BIDANG KEAHLIAN TELEKOMUNIKASI MULTIMEDIA

JURUSAN TEKNIK ELEKTRO

FAKULTAS TEKNOLOGI INDUSTRI

INSTITUT TEKNOLOGI SEPULUH NOPEMBER

SURABAYA

2016



THESIS - TE142599

IMPLEMENTATION OF COMMUNICATION SYSTEM  
MIMO-OFDM ALAMOUTI STBC SCHEME BASED  
WIRELESS OPEN ACCESS RESEARCH PLATFORM  
(WARP)

Mahmud Idris

2213203008

SUPERVISOR

Dr. Ir. Titiek Suryani, MT.

Dr. Ir. Suwadi, MT.

MASTER PROGRAM

MULTIMEDIA TELECOMMUNICATION

DEPARTEMNT OF ELECTRICAL ENGINEERING

FACULTY OF INDUSTRIAL ENGINEERING

INSTITUT TEKNOLOGI SEPULUH NOPEMBER

SURABAYA

2016

Tesis disusun untuk memenuhi salah satu syarat memperoleh gelar  
Magister Teknik (MT)

di

Institut Teknologi Sepuluh Nopember

oleh :

Mahmud Idris

NRP. 2213203008

Tanggal ujian : 18 Januari 2016

Periode wisuda : Maret 2016

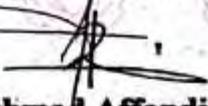
Disetujui oleh :

  
1. **Dr. Ir. Titiek Suryani, MT.**  
NIP. 196411301989032001

(Pembimbing)

  
2. **Dr. Ir. Suwadi, MT.**  
NIP. 196808181993031002

(Pembimbing)

  
3. **Dr. Ir. Achmad Affandi, DEA**  
NIP. 196510141990021001

(Penguji)

  
4. **Dr. Ir. Wirawan, DEA**  
NIP. 196311091989031011

(Penguji)

  
5. **Dr. Ir. Endroyono, DEA.**  
NIP. 196504041991021001

(Penguji)



Direktur Program Pascasarjana,

  
Prof. Ir. Diauhar Manfaat, M.Sc, Ph.D  
NIP. 196012021987011001

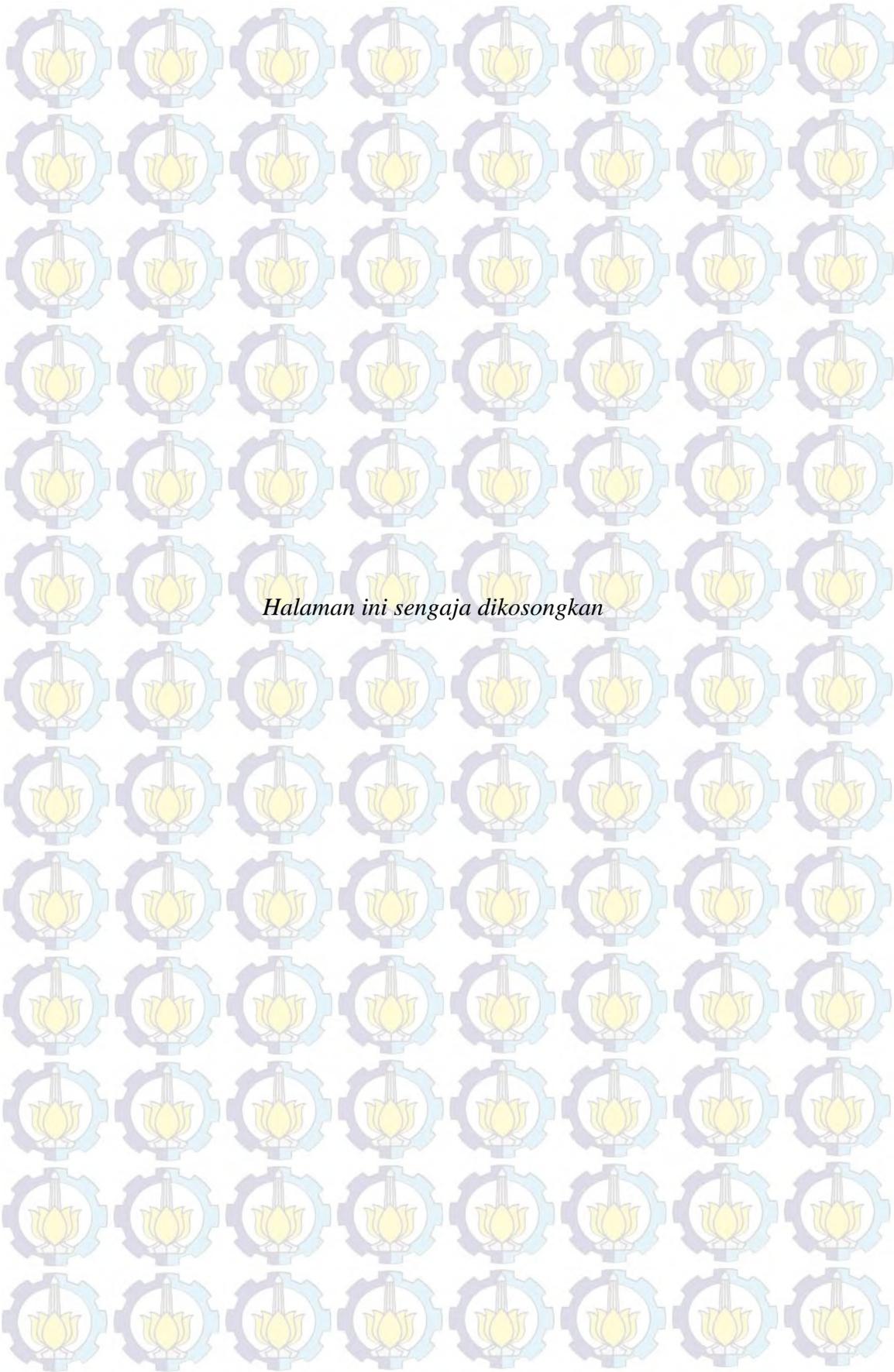
# IMPLEMENTASI SISTEM KOMUNIKASI MIMO-OFDM SKEMA STBC ALAMOUTI BERBASIS WIRELESS OPEN ACCESS RESEARCH PLATFORM (WARP)

Nama Mahasiswa : Mahmud Idris  
NRP : 2213203008  
Pembimbing I : Dr.Ir. Titiek Suryani, MT  
Pembimbing II : Dr. Ir. Suwadi, MT

## ABSTRAK

Pada sistem komunikasi *wireless*/ nirkabel pita lebar terdapat dua permasalahan yang harus diatasi yaitu kanal fading lintasan jamak dan *efisiensi spektrum*. *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) merupakan teknik transmisi *multi-carrier* yang dapat mengefisienkan *bandwidth*, dimana tiap frekuensi saling *orthogonal* sehingga memungkinkan *overlapping* antar spektrum sinyal pesan. Selain itu, OFDM dapat meminimalisasi bit error akibat kanal multipath fading frekuensi selekti. Sedangkan, teknik *Multi-Input-Multi-Output* (MIMO) memungkinkan terdapat kanal paralel independen dalam domain spasial dengan menggunakan skema *space-time block code* (STBC) *alamouti* akan diperoleh transmisi yang hadal dengan kecepatan data yang tinggi. Pada penelitian ini dilakukan implementasi sistem MIMO-OFDM dengan skema STBC *Alamouti 2x2* pada *wireless open access research platform* (WARP), WARP termasuk dalam perangkat SDR (*Software Defined Radio*). SDR merupakan sistem pemancar dan penerima yang menggunakan pemrosesan sinyal digital untuk *coding*, *decoding*, modulasi dan demodulasi data. Kinerja sistem di ukur pada kondisi lingkungan *indoor* dan *outdoor* dengan menggunakan skema *line-of-sight* (LOS). Hasil dari pengukuran menunjukkan nilai pada BER =  $10^{-3}$  didapat penghematan daya dBm pada sistem MIMO-OFDM. Pada lingkungan *indoor* Sistem MIMO-OFDM memiliki keunggulan -10,1875 dBm dan pada saat *outdoor* sistem MIMO-OFDM memiliki keunggulan -8,1875 dBm dari teknik MISO-OFDM.

Kata kunci: OFDM, MIMO, STBC, Transmit Diversity, Multicarrier, WARP.



*Halaman ini sengaja dikosongkan*

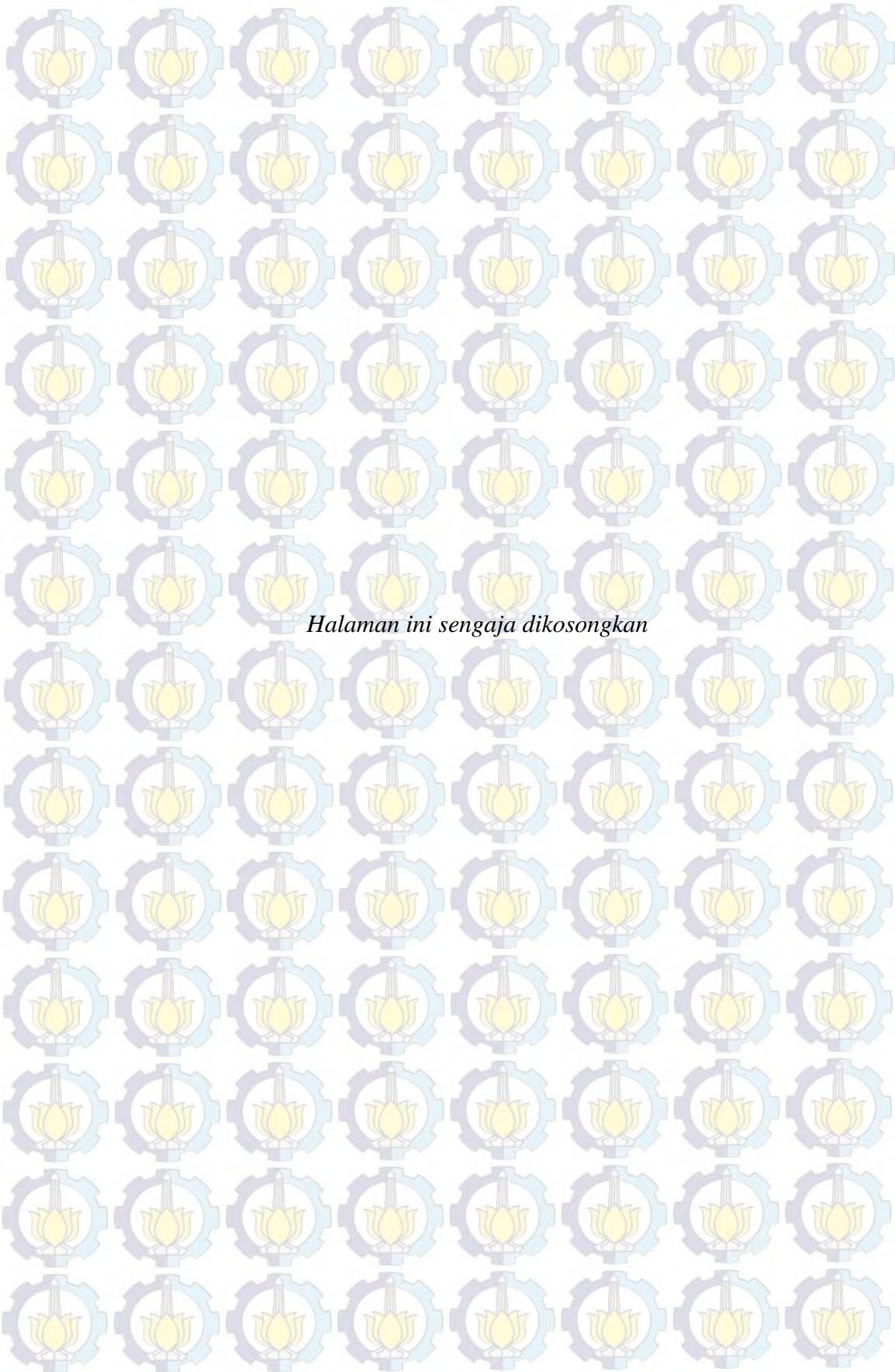
# IMPLEMENTATION OF COMMUNICATION SYSTEM MIMO-OFDM ALAMOUTI STBC SCHEME BASED WIRELESS OPEN ACCESS RESEARCH PLATFORM (WARP)

Name : Mahmud idris  
NRP : 2213203008  
Supervisor : Dr.Ir. Titiek Suryani, MT  
: Dr. Ir. Suwadi, MT

## ABSTRACT

In the wireless communication system / wireless broadband, there are two issues that must be addressed is the plural path fading channel and spectrum efficiency. Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) is a multi-carrier transmission techniques that can minimize bandwidth, wherein each mutually orthogonal frequency allowing overlapping among the spectrum of the message signal. In addition, OFDM can minimize the bit error due to multipath fading channels selekti frequency. Meanwhile, techniques Multi-Input-Multi-Output (MIMO) allows independent parallel channel contained in the spatial domain by using a scheme of space-time block code (STBC) Alamouti will be obtained hadal transmission with high data rates. In this research the implementation of MIMO-OFDM system with 2x2 Alamouti STBC scheme on wireless open access research platform (WARP), WARP is included in the SDR (Software Defined Radio). SDR is a transmitter and receiver system that uses digital signal processing for coding, decoding, modulation and demodulation data. System performance measured in indoor and outdoor environmental conditions using schematic line-of-sight (LOS). The measurements show the value at BER =  $10^{-3}$  obtained dBm power savings on MIMO-OFDM system. At lingkungan indoor MIMO-OFDM system has the advantage of -10,1875 dBm and at outdoor MIMO-OFDM system has the advantage -8,1875 dBm of MISO-OFDM technique.

Keywords : OFDM, MIMO, STBC, Transmit Diversity, Multicarrier, WARP



*Halaman ini sengaja dikosongkan*

## KATA PENGANTAR

Alhamdulillah rabbil 'alamin. Puji syukur saya ucapkan kepada Allah SWT, atas berkat dan rahmat-Nya yang diberikan sehingga penulis dapat menyelesaikan tesis dengan judul “Implementasi Sistem Komunikasi MIMO 2×2 menggunakan Skema Alamouti Berbasis WARP V.2”. Tesis ini merupakan syarat penting untuk memperoleh gelar master teknik di bidang keahlian Telekomunikasi Multimedia, Jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknologi Industri - Institut Teknologi Sepuluh Nopember.

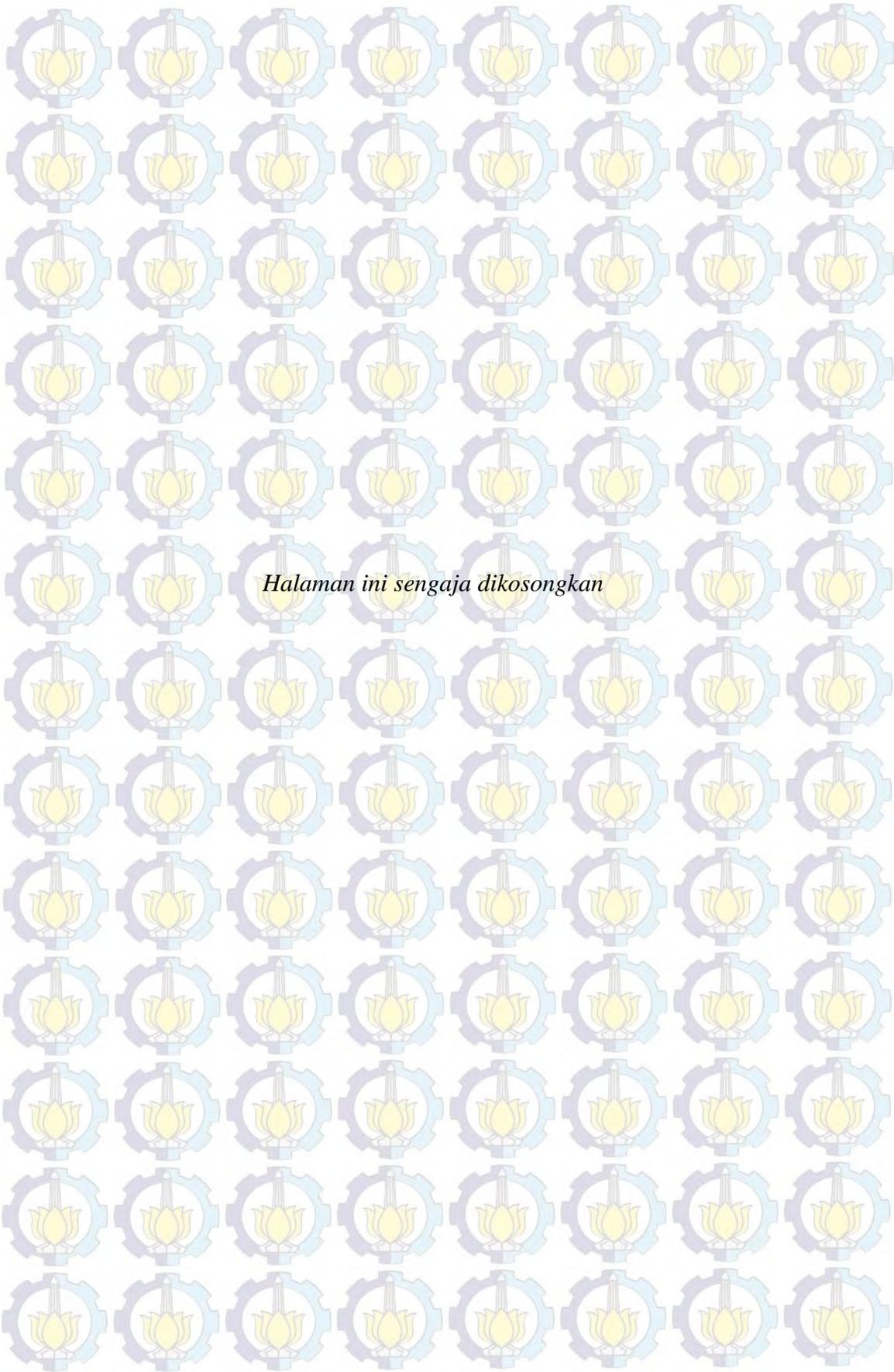
Penulis menyampaikan terima kasih sebesar besarnya kepada beberapa pihak yang telah memberikan dukungan terhadap penyelesaian tesis ini, antara lain:

1. Kedua orang tua yang telah senantiasa memberikan doa kepada anaknya, sehingga penulis mampu bisa menyelesaikan tesis dan melakukan hal yang terbaik bagi agama, almamater ITS, Bangsa dan Negara.
2. Ibuk Dr. Ir. Titiek Suryani, MT dan Bapak Dr. Ir. Suwadi, MT selaku dosen membimbing tesis.
3. Bapak Prof. Achmad Affandi, DEA Bapak Dr. Ir. Wirawan, DEA Bapak Dr. Ir. Endroyono, DEA selaku dosen penguji tesis.
4. Semua pihak yang telah membantu dalam pembuatan tesis ini.

Semoga Allah SWT membalas segala budi baik yang telah diberikan sehingga penulis dapat menyelesaikan tesis ini dengan baik.

Surabaya, 25 Januari 2016

Mahmud Idris



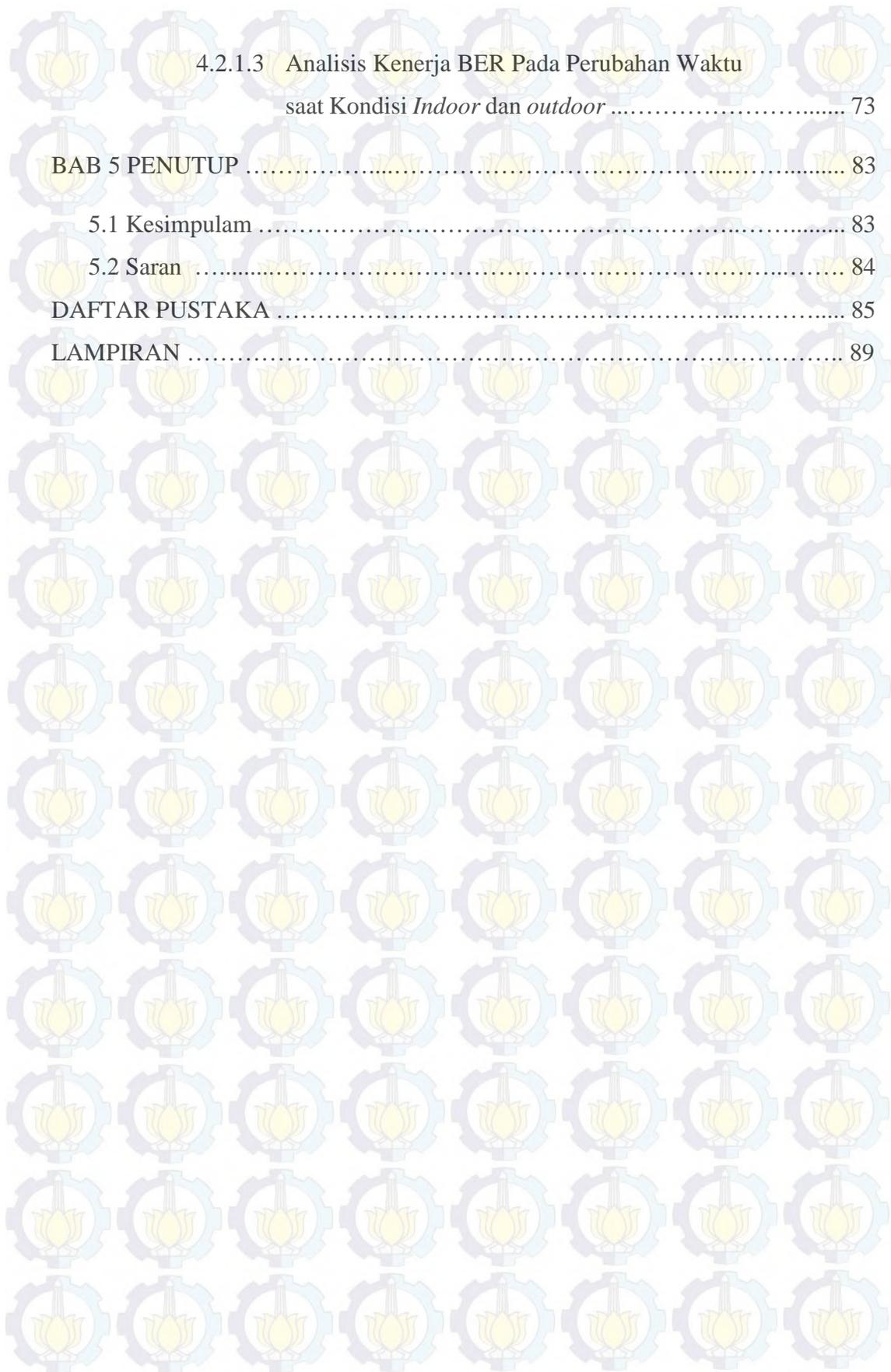
*Halaman ini sengaja dikosongkan*

## DAFTAR ISI

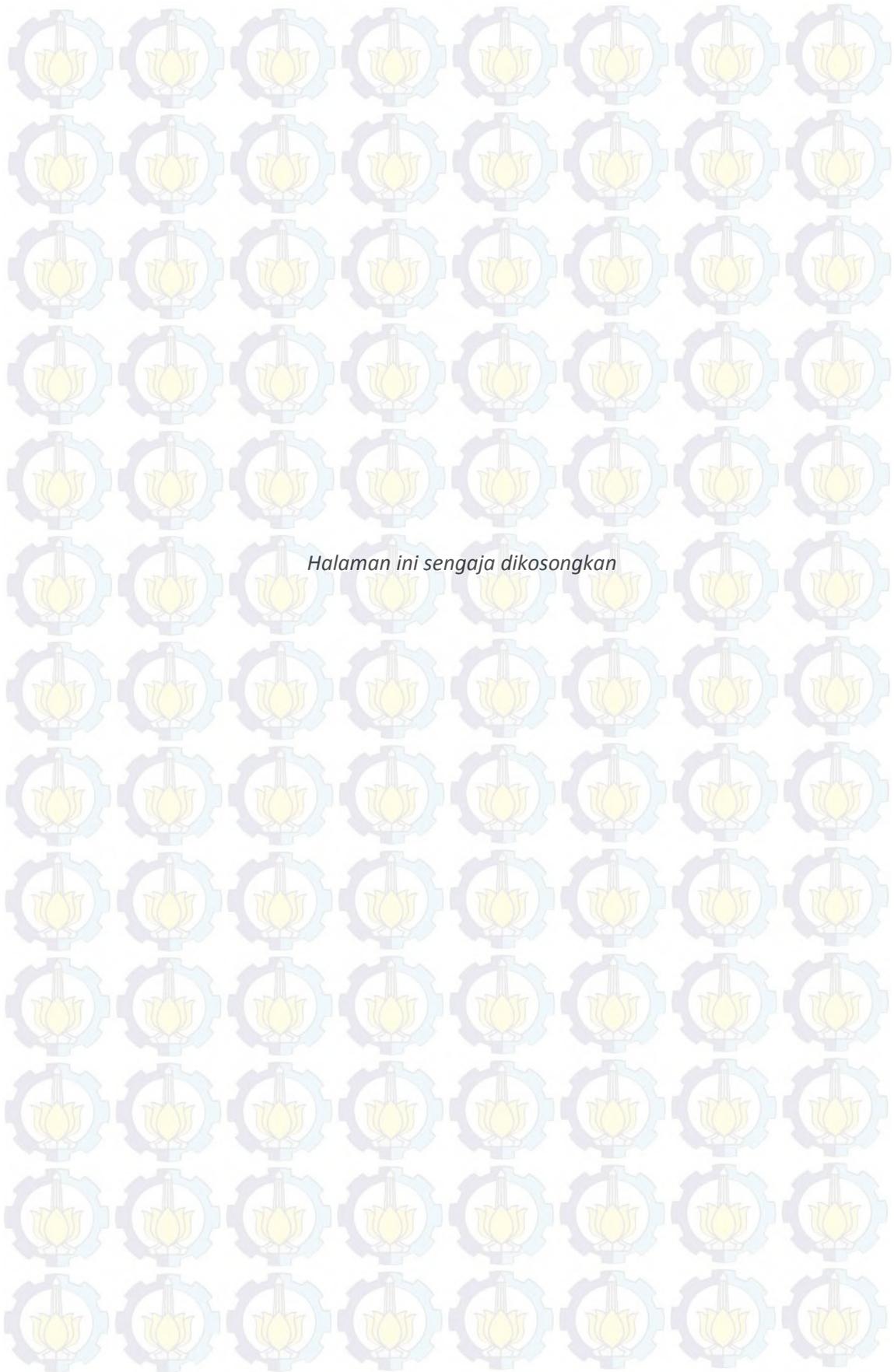
HALAMAN JUDUL .....	i
LEMBAR PENGESAHAN .....	iii
PERNYATAAN KEASLIAN TESIS .....	v
ABSTRAK .....	vii
ABSTRACT .....	ix
KATA PENGANTAR .....	xi
DAFTAR ISI .....	xiii
DAFTAR GAMBAR .....	xviii
DAFTAR TABEL .....	xxi
<b>BAB 1 PENDAHULUAN .....</b>	<b>1</b>
1.1 Labar Belakang .....	1
1.2 Rumusan Masalah .....	3
1.3 Batasan Masalah .....	3
1.4 Tujuan .....	4
1.5 Relevansi .....	5
<b>BAB 2 TINJAUAN PUSTAKA .....</b>	<b>6</b>
2.1 Sistem MIMO .....	7
2.1.1 Parameter Kanal MIMO .....	10
2.1.2 Teknik MIMO .....	11
2.1.2.1 <i>Multipleks Spasial</i> .....	11
2.1.2.2 <i>Spasial Diversity</i> .....	14
2.1.3 Keuntungan Teknologi MIMO .....	15

2.1.3.1	<i>Array Gain</i> .....	15
2.1.3.2	<i>Spatial Diversity Gain</i> .....	15
2.1.3.3	<i>Spatial Multiplexing Gain</i> .....	16
2.1.3.4	<i>Interference Reduction</i> .....	16
2.1.4	Space Time Block Coding (STBC) .....	16
2.1.5	Transmit Diversity .....	18
2.1.6	Modulasi QPSK .....	19
2.2	Sistem OFDM .....	21
2.2.1	Orthogonalitas OFDM .....	24
2.2.2	Keuntungan OFDM .....	28
2.2.2.1	<i>Efisien Dalam Pemakaian Frekuensi</i> .....	28
2.2.2.2	Kuat menghadapi <i>frequency selective fading</i> .....	28
2.3	Sistem MIMO-OFDM STBC .....	29
2.4	WARP .....	31
2.4.1	Arsitektur platform WARP .....	31
2.4.2	Design Arsitektur WARPLab .....	33
2.4.3	Teknik Sinkronisasi di Penerima .....	35
2.4.3.1	<i>Carrier Synchronization</i> .....	35
2.4.3.2	Sinkronisasi <i>Frame</i> .....	35
2.4.3.3	Sinkronisasi Simbol .....	36
BAB 3 METODE PENELITIAN .....		37
3.1	Perancangan Penelitian .....	37
3.1.1	Model <i>Transmitter</i> .....	38
3.1.2	Model Kanal .....	40
3.1.2.1	<i>Kanal Additive White Gaussian Noise (AWGN)</i> .....	40
3.1.2.2	<i>Kanal Multipath Fading Rayleigh</i> .....	41
3.1.3	Model Penerima .....	44
3.2	Diagram Blok Desain Sistem Implementasi MIMO-OFDM 2x2 STBC pada WARP .....	45

3.2.1	Konversi serial ke paralel .....	48
3.2.2	STBC Alamouti Encoder .....	49
3.2.3	Inverse Fast Fourier Transform (IFFT) .....	49
3.2.4	<i>Cyclic Prefic</i> .....	51
3.2.5	Konversi paralel ke serial .....	51
3.2.6	<i>Preamble</i> .....	51
3.2.7	Interpolasi .....	52
3.2.8	Desimasi .....	53
3.2.9	<i>Cross correlation</i> .....	53
3.2.10	Remove <i>Cyclic Prefic</i> dan proses FFT .....	54
3.2.11	Konversi Paralel ke Serial .....	54
3.2.12	STBC Alamouti <i>decoder</i> .....	55
3.2.13	Demodulasi QPSK .....	55
3.2.14	Estimasi kanal .....	55
3.2.15	Estimasi Fasa Error .....	56
3.2.16	Desain <i>frame</i> OFDM .....	57
3.3	Skenario Pengukuran .....	57
3.3.1	Lingkungan <i>indoor</i> .....	58
3.3.2	Lingkungan outdoor .....	60
BAB 4 HASIL DAN ANALISIS .....		63
4.1	Analisis Sistem Komunikasi MIMO-OFDM STBC Alamouti .....	63
4.2	Analisis Hasil Pengukuran Implementasi Sistem Komunikasi MIMO-OFDM STBC Alamouti pada WARP .....	68
4.2.1	Analisis Perbandingan BER dalam lingkungan <i>Indoor</i> dan <i>outdoor</i> .....	68
4.2.1.1	Analisis Kinerja BER Pada Perubahan Jarak Kondisi <i>Indoor</i> .....	68
4.2.1.2	Analisis Kinerja BER Pada Perubahan Jarak Kondisi <i>outdoor</i> .....	71



4.2.1.3 Analisis Kinerja BER Pada Perubahan Waktu saat Kondisi <i>Indoor</i> dan <i>outdoor</i> .....	73
BAB 5 PENUTUP .....	83
5.1 Kesimpulan .....	83
5.2 Saran .....	84
DAFTAR PUSTAKA .....	85
LAMPIRAN .....	89



*Halaman ini sengaja dikosongkan*

## DAFTAR GAMBAR

### Bab 2

Gambar 2.1. <i>Block</i> diagram sistem MIMO .....	7
Gambar 2.2. Kanal MIMO .....	10
Gambar 2.2. Kanal Spasial Multiplexing .....	12
Gambar 2.2. Kanal Matriks MIMO .....	10
Gambar 2.3. STBC Alamouti 2x2 .....	17
Gambar 2.4. Konstelasi sinyal QPSK .....	20
Gambar 2.5. Blok diagram sistem transmisi OFDM .....	22
Gambar 2.6. Penggunaan spektrum FDM dan OFDM.....	25
Gambar 2.7. Spektrum <i>subcarrier</i> dalam satu spektrum sinyal OFDM.....	27
Gambar 2.8. Gabungan teknik tranmisi MIMO-OFDM STBC dengan 2 antena ...	29
Gambar 2.9. Komponen-komponen Platform .....	32
Gambar 2.10. Design arsitektur WARPLab .....	33
Gambar 2.11. Ilustrasi paket dari sinkronisasi <i>frame</i> .....	36

### BAB 3

Gambar 3.1. Blok Rancangan Penelitian .....	38
Gambar 3.2. Blok Diagram bagian <i>Transmitter</i> pada STBC MIMO-OFDM .....	39
Gambar 3.3. Pola aliran data STBC .....	39
Gambar 3.4. Pemodelan Kanal AWGN .....	41
Gambar 3.5. Pemodelan Kanal Rayleigh .....	42

Gambar 3.6. Generator Pembangkit <i>Fading</i> Rayleigh .....	42
Gambar 3.7 Blok Diagram Penerima pada Sistem STBC MIMO-OFDM .....	44
Gambar 3.8 Penerimaan sinyal pada antenna Rx .....	44
Gambar 3.9. Blok desain implementasi system komunikasi .....	46
Gambar 3.10 Bit Informasi Sistem komunikasi MIMO-OFDM .....	47
Gambar 3.11 simbol hasil modulasi QPSK .....	47
Gambar 3.12 Konstelasi QPSK .....	48
Gambar 3.13 Konversi Serial ke Paralel .....	49
Gambar 3.14 Penempatan data dan pilot pada blok IFFT .....	50
Gambar 3.15 Susunan <i>preamble</i> .....	52
Gambar 3.16 Blok diagram Interpolasi .....	52
Gambar 3.17 Respon Impuls .....	53
Gambar 3.18 Blok diagram desimasi .....	53
Gambar 3.19 Konversi paralel ke serial .....	54
Gambar 3.20 Blok demodulasi QPSK .....	55
Gambar 3.21 Struktur <i>frame</i> komunikasi .....	57
Gambar 3.22 Pengukuran Sistem Implementasi Sistem Komunikasi MIMO-OFDM STBC Alamouti pada WARP .....	58
Gambar 3.23 Ukuran fisik penempatan perangkat WARP .....	58
Gambar 3.24 Skema pengukuran sistem dengan variasi jarak .....	59
Gambar 3.25 Pengukuran sistem <i>indoor</i> .....	59

Gambar 3.36 Pengukuran lingkungan <i>outdoor</i> .....	61
<b>BAB 4</b>	
Gambar 4.1 Scartter plot simbol .....	63
Gambar 4.2 Simbol OFDM .....	64
Gambar 4.3 Sinyal Interpolasi .....	65
Gambar 4.4 Proses Desimasi .....	66
Gambar 4.5 Korelasi LTS .....	67
Gambar 4.6 Skema pengukuran LOS .....	67
Gambar 4.7 Skema pengukuran <i>indoor</i> terhadap perubahan jarak .....	69
Gambar 4.8 Kondisi pengukuran sistem saat <i>indoor</i> .....	70
Gambar 4.9 Perbandingan BER terhadap daya pancar pada perubahan jarak meter unuk lingkungan <i>indoor</i> .....	70
Gambar 4.10 Skema pengukuran <i>outdoor</i> terhadap perubahan jarak .....	71
Gambar 4.11 Kondisi pengukuran sistem saat <i>outdoor</i> .....	74
Gambar 4.12 Perbandingan BER terhadap daya pancar pada perubahan jarak meter untuk lingkungan <i>outdoor</i> .....	72
Gambar 4.13 Skema pengukuran MIMO-OFDM kondisi perbedaan waktu Pada jarak 4 meter .....	73
Gambar 4.14 Kondisi pengukuran sistem <i>indoor</i> .....	74
Gambar 4.15 Kurva sistem MIMO-OFDM malam hari jam 08:00 s/d 00:30 .....	74
Gambar 4.16 Kurva sistem MIMO-OFDM pagi hari jam 01:00 s/d 07:00 .....	75

Gambar 4.17 Kurva perbandingan BER pada waktu yang berbeda saat

kondisi *indoor* ..... 75

Gambar 4.18 Skema pengukuran MISO-OFDM kondisi *outdoor* perbedaan

waktu pada jarak 4 meter ..... 76

Gambar 4.19 Kurva perbandingan sistem MIMO-OFDM dan MISO-OFDM

pada jarak 4 meter *indoor* ..... 77

Gambar 4.20 Skema pengukuran MISO-OFDM kondisi *outdoor* perbedaan

waktu pada jarak 4 meter ..... 78

Gambar 4.21 Kondisi pengukuran sistem *outdoor* ..... 78

Gambar 4.21 Kurva sistem MIMO-OFDM malam hari jam 08:00 s/d 00:30 ..... 79

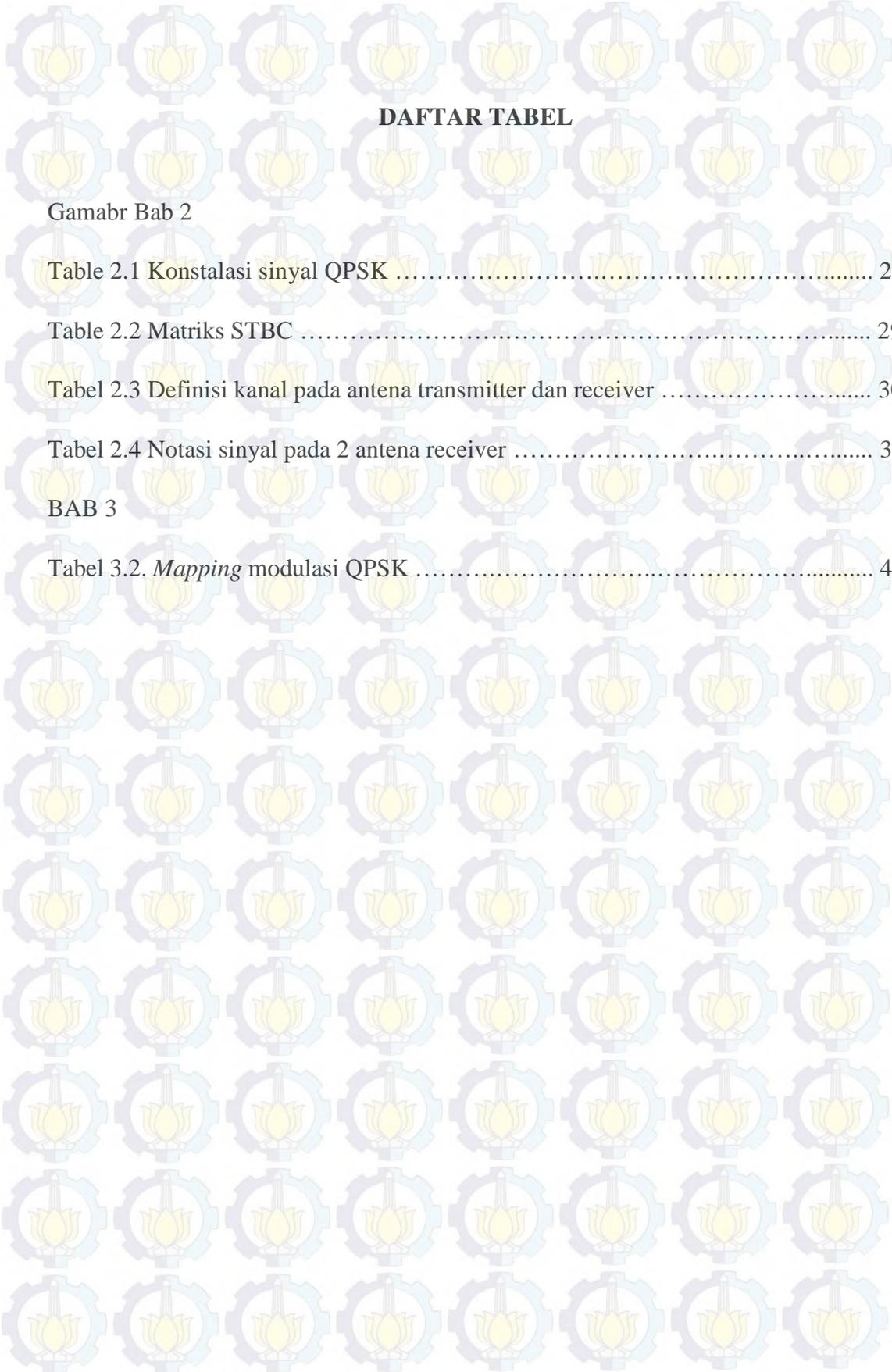
Gambar 4.22 Kurva sistem MIMO-OFDM pagi hari jam 01:00 s/d 00:70 ..... 80

Gambar 4.24 Kurva perbandingan sistem MISO-OFDM pada jarak 4 meter

*outdoor* ..... 80

Gambar 4.25 Kurva perbandingan sistem MIMO-OFDM & MISO-OFDM

pada jarak 4 meter *outdoor* ..... 81



## DAFTAR TABEL

Gamabr Bab 2

Table 2.1 Konstalasi sinyal QPSK ..... 20

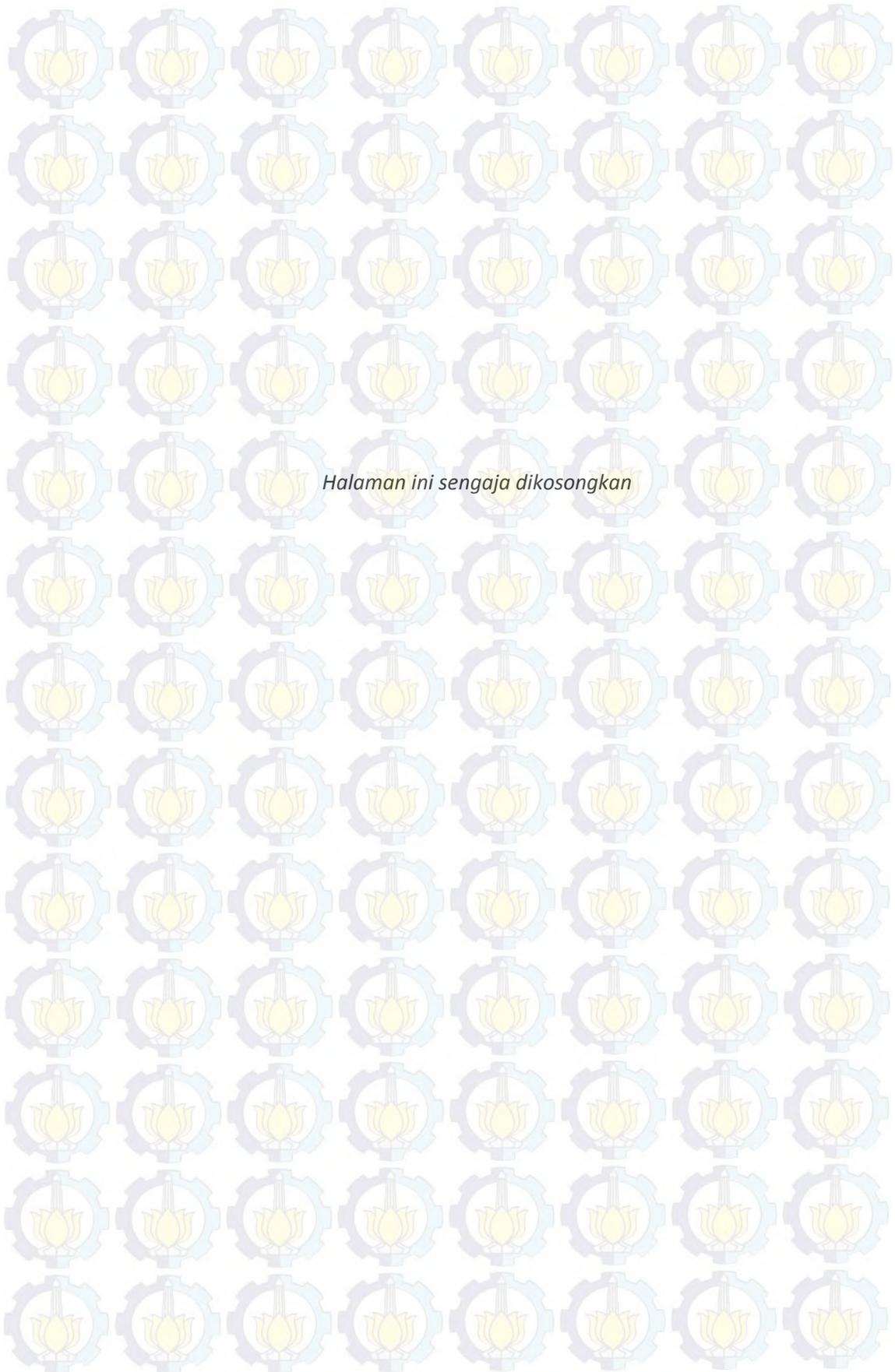
Table 2.2 Matriks STBC ..... 29

Tabel 2.3 Definisi kanal pada antena transmitter dan receiver ..... 30

Tabel 2.4 Notasi sinyal pada 2 antena receiver ..... 30

BAB 3

Tabel 3.2. *Mapping* modulasi QPSK ..... 48



*Halaman ini sengaja dikosongkan*

# BAB 1

## PENDAHULUAN

### 1.1 LATAR BELAKANG

Teknologi telekomunikasi merupakan salah satu teknologi yang berkembang dengan sangat cepat. Khususnya komunikasi *wireless* saat ini sangat membutuhkan akses berkecepatan tinggi dengan kualitas sinyal yang baik serta tahan terhadap gangguan dan interferensi. Gangguan yang biasa terjadi pada sistem komunikasi *wireless*, pada saat pengiriman sinyal yang merambat pada pemancar dan penerima yang melewati lintasan yang berbeda-beda serta kondisi lingkungan yang sering berubah mengakibatkan sinyal pada sistem penerima mengalami penghamburan dan sinyal mengalami pelemahan. Gangguan interferensi apa bila bersifat negatif maka daya sinyal yang diterima mengalami penurunan yang sering di sebut juga dengan *multipath fading*. *Multipath fading* terjadi ketika sinyal memiliki lebih dari satu jalur ada sinyal yang langsung ke penerima dan ada sinyal yang terlebih dahulu dipantulkan oleh penghalang seperti objek terrestrial yang menyebabkan sinyal yang di terima oleh penerima tidak sama dengan sinyal yang dikirim, karena ada sinyal pantul dan hamburan [1].

Salah satu teknik yang bisa digunakan untuk mengatasi *multipath fading* adalah *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM). OFDM merupakan teknik modulasi *multicarrier*, suatu teknik yang menggabungkan modulasi dengan multiplexing dimana antara *subcarrier* yang satu dengan yang lain saling tegak lurus (*orthogonal*) [2]. Masing-masing *subcarriers* tersebut dimodulasikan dengan teknik modulasi konvensional pada rasio simbol yang rendah. Dengan menggunakan rasio simbol yang rendah sehingga hanya sedikit pengaruh *intersymbol interference* dari *multipath fading* maupun gangguan akibat *noise* [2]. Dengan adanya sifat *orthogonal* maka *subcarrier* yang berdekatan dapat dibuat tumpang tindih (*overlapping*) tidak menimbulkan efek *intercarrier interference* (ICI). Penggunaan *bandwidth* akan menjadi lebih efisien. Kanal yang semula

bersifat *frequency selective fading* dengan penggunaan OFDM akan dirasakan seperti kanal *flat fading* oleh masing-masing *subcarrier*, sehingga perlakuan kanal *multipath fading* yang mengakibatkan *distorsi* berkurang [3].

Multi antena ditempatkan pada sisi *transmitter* dan *receiver* yang di sebut juga sebagai *multiple input multiple output* (MIMO). Sistem MIMO mampu meningkatkan throughput data dan range (jangkauan) komunikasi tanpa lebar pita (bandwidth) frekuensi dan daya pancar tambahan. Yang prinsip kerjanya memperbanyak sinyal informasi yang di pancarkan untuk meningkatkan performansi sistem komunikasi dan mengurangi error yang dapat terjadi akibat kanal transmisi. Semakin banyak antena yang digunakan pada bagian pengirim dan penerima, maka SNR dapat diperoleh secara maksimal sehingga akan diperoleh nilai BER yang kecil [4][2].

Penelitian yang telah dilakukan tentang implementasi sistem komunikasi MIMO-OFDM. Seperti penelitian yang dilakukan oleh Gordon Stiiber dkk tentang *Broadband MIMO-OFDM wireless communication*.

*Wireless open access research platform* (WARP), merupakan sebuah modul FPGA yang dapat diperluas untuk penelitian jaringan nirkabel canggih. WARP dirancang untuk menyediakan sumber daya yang dibutuhkan untuk mengimplementasikan algoritma nirkabel canggih pada semua *layer* jaringan. Platform ini terdiri dari sejumlah komponen utama. Pertama, WARP dibuat dengan disain perangkat keras khusus, mengintegrasikan sumber daya pengolahan berbasis FPGA dengan antar muka radio. Kedua, platform ini didukung dengan modul khusus yang memudahkan pengguna dari berbagai pengolahan hardware dan sumber daya peripheral. Ketiga, platform ini mendukung modul-modul digunakan untuk membangun berbagai aplikasi penelitian, termasuk implementasi real time dari physical layer dan MAC layer [5].

Berdasarkan penelitian yang telah ada dan paparan di atas, pada penelitian ini akan dilakukan Implementasi sistem komunikasi MIMO-OFDM berbasis WARP. Di mana akan dilakukan implementasi sistem OFDM akan ditambah

dengan MIMO (*Multiple Input-Multiple Output*) STBC Alamouti dengan modulasi QPSK, keluaran yang akan di teliti dari hasil dan dianalisis pada sistem ini adalah pengukuran nilai *bit error rate* (BER) terhadap perubahan jarak antara node (meter) pada kondisi *indoor* dan *outdoor*. Dan kemudian data pengukuran di analisis untuk mengetahui kinerja dari sistem implementasi sistem MIMO-OFDM dengan skema STBC Alamouti.

### **1.2 Rumusan Masalah**

Rumusan masalah dari penelitian implementasi sistem komunikasi MIMO-OFDM berbasis WARP. Dimana penelitian ini merancang sistem OFDM dengan MIMO STBC Alamouti menggunakan modulasi QPSK yang di aplikasi pada modul WARP.

1. Bagaimana merancang sistem MIMO-OFDM pada matlab dengan menggunakan skema STBC Alamouti yang di implementasikan pada WARP?
2. Bagaimana prinsip kerja sistem MIMO-OFDM berbasis WARP?
3. Bagaimana pengaruh sistem MIMO-OFDM berbasis WARP terhadap perubahan jarak antena pengirim dan penerima?
4. Bagaimana pengaruh sistem MIMO-OFDM berbasis WARP terhadap perubahan kondisi *indoor* dan *outdoor*?

### **1.3 Batasan Masalah**

Pada penelitian ini, masalah yang akan dibahas dibatasi pada implementasi sistem komunikasi MIMO-OFDM STBC alamouti berbasis WARP pada kanal AWGN berdasarkan kinerja BER.

1. Modul WARP menggunakan software WARPlab versi 7 yang telah ada pada *repositoy* WARP.
2. Parameter unjuk kerja sistem yang diamati adalah BER dari hasil implementasi yang dilakukan pada pengukuran.

3. Pemrograman akan dilakukan pada Matlab yang hanya digunakan sebagai *digital signal processing* (DSP) modulasi yang di gunakan pada implementasi sistem komunikasi MIMO-OFDM yang akan diterapkan pada simulasi adalah QPSK dan penerapan algoritma STBC Alamouti.
4. konfigurasi antena yang dianalisis pada sistem MIMO-OFDM berbasis WARP adalah MIMO 2x2-OFDM dengan menggunakan kanal AWGN pada perubahan jarak antena pengirim dan penerima dan pada saat LOS kondisi *indoor* dan *outdoor*.

#### 1.4 Tujuan

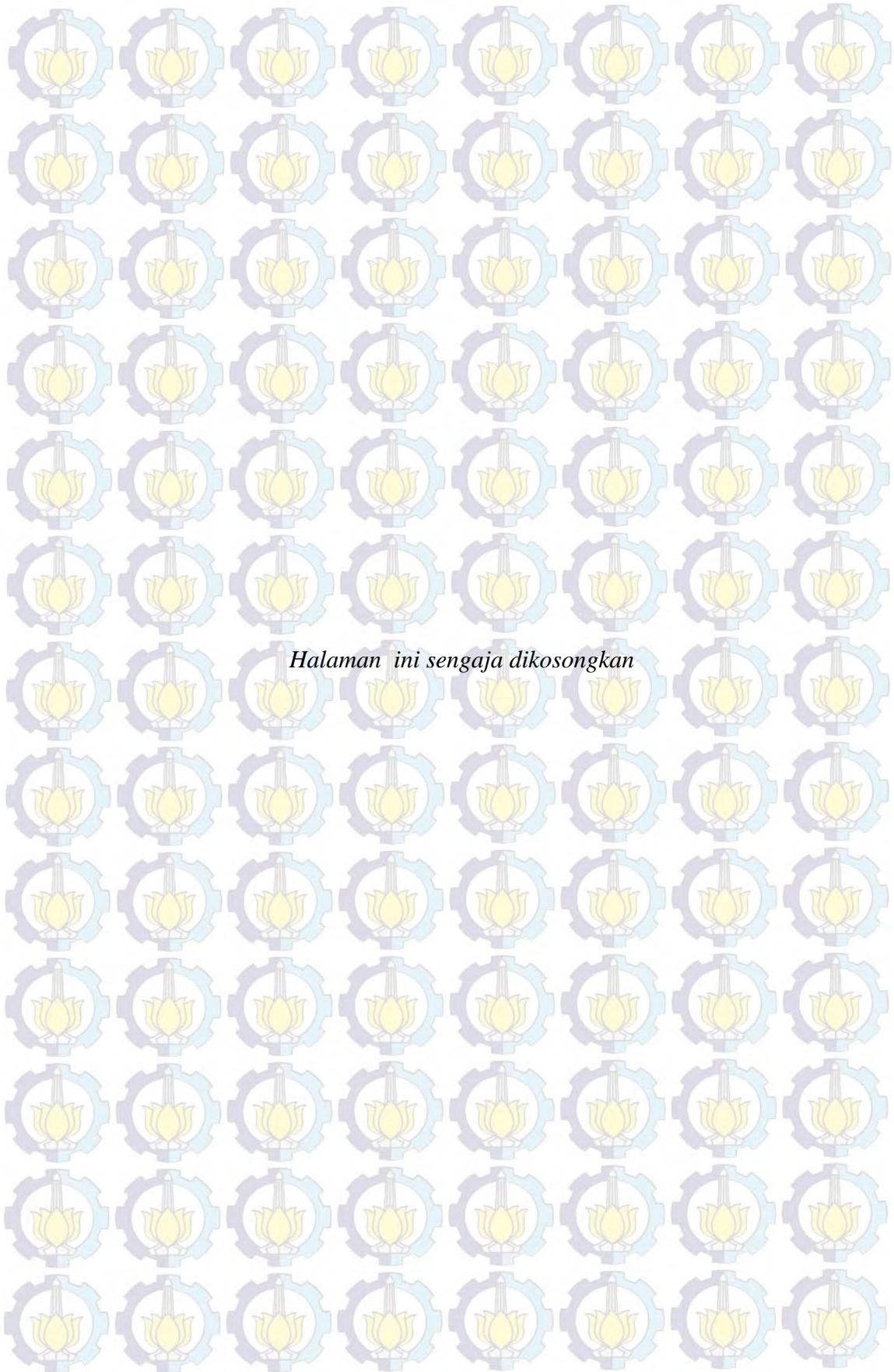
Tujuan dari penelitian ini adalah mengetahui kinerja sistem MIMO-OFDM pada saat simulasi dan implementasi MIMO-OFDM pada modul *Wireless open access research platform* (WARP) dengan modulasi QPSK terhadap pengaruh jumlah *subcarrier*, teknik MIMO STBC Alamouti.

1. Mengetahui kinerja sistem komunikasi MIMO-OFDM berbasis WARP.
2. Mengetahui kinerja sistem MIMO-OFDM yang ditunjukkan dengan nilai *Bit Error Rate* (BER) pada saat perubahan jarak antar antena pengirim dan penerima.
3. Mengetahui kinerja sistem MIMO-OFDM berbasis WARP yang ditunjukkan dengan nilai *Bit Error Rate* (BER) pada saat perubahan kondisi *indoor* dan *outdoor*.
4. Membandingkan hasil dari implementasi MIMO-OFDM berbasis WARP pada saat kondisi *indoor* dan *outdoor* pada saat LOS.

## 1.5 Relevansi

Hasil dari analisis pada simulasi dan implementasi sistem komunikasi MIMO-OFDM berbasis pada modul WARP dengan menggunakan teknik MIMO STBC Alamouti.

1. Untuk meningkatkan kualitas jaringan pada komunikasi wireless.
2. Dapat menjadi acuan untuk penelitian berikutnya di bidang sistem komunikasi MIMO-OFDM.



## BAB 2

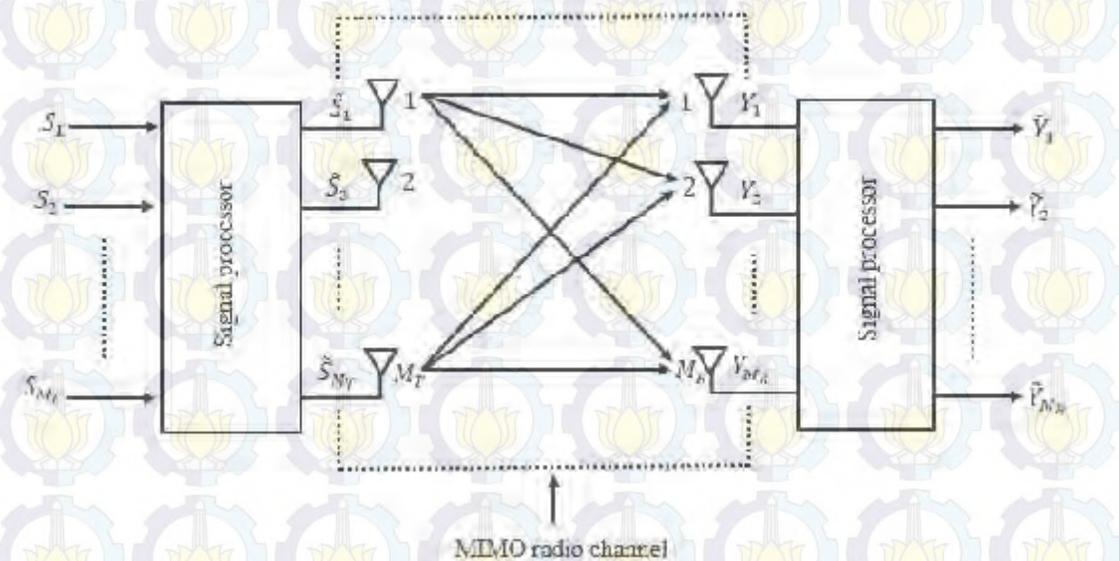
### TINJAUAN PUSTAKA

#### 2.1 Sistem MIMO[6]

Sistem *multiple input multiple output* (MIMO) suatu sistem komunikasi yang menggunakan lebih dari satu antena di sisi pengirim  $M$  dan lebih dari satu antena di sisi penerima  $N$ , dengan  $M \leq N$ . Setiap antena akan mengirimkan informasi yang berbeda secara independen dan simultan dalam band frekuensi yang sama.

Sistem MIMO diharapkan dapat mengurangi fading dan interferensi dari user lain, meningkatkan reliability, meningkatkan throughput tanpa perlu meningkatkan bandwidth, mengurangi daya transmit[15].

MIMO dapat memberikan diversity gain dan multiplexing gain. Diversity gain didapat dengan menerapkan teknik spatial diversity dan multiplexing gain didapat dengan menerapkan teknik spatial multiplexing pada sistem komunikasi wireless.



Gambar 2.1 Blok diagram sistem MIMO

Pada gambar 2.1 menunjukkan sistem MIMO dengan antenna pemancar  $M_T$  dan antenna penerima  $M_R$ . Dimana Matriks yang ditransmisikan adalah  $M_T \times 1$ . Dimana sinyal yang dikirim dari masing-masing antenna diasumsikan memiliki daya yang sama  $E_s/M_T$ .

$$R_{ss} = \frac{E_s}{M_T} I_{M_T} \quad (2.1)$$

Dimana  $E_s$  adalah daya di pemancar pada antenna  $M_T$  dan  $I_{M_T}$  adalah matriks identitas  $M_T \times M_T$ . Sinyal bandwidth yang ditransmisikan sangat sempit sehingga respon frekuensi dapat dianggap datar (channel memoryless). Saluran matriks  $\mathbf{H}$  adalah matriks kompleks  $M_R \times M_T$ . Komponen  $h_{i,j}$  dari matriks koefisien fading dari antenna  $j$  mengirimkan ke antenna penerima  $i$ . Diasumsikan daya yang diterima untuk masing-masing antenna penerima menerima daya sama dengan total daya yang ditransmisikan  $E_s$ . Sinyal pelemahan di abaikan, antenna gains, dan sebagainya. Maka ada kendala dalam normalisasi untuk element  $\mathbf{H}$  untuk saluran deterministik.

$$\sum_{j=1}^{M_T} |h_{i,j}|^2 = M_T, i = 1, 2, \dots, M_R \quad (2.2)$$

Jika unsur-unsur element tidak deterministik tapi acak, normalisasi akan berlaku untuk nilai yang diharapkan dari persamaan 2.2.

Di asumsikan bahwa channel matriks di kanal di penerima tapi tidak diketahui pada pemancar channel matriks dapat diperkirakan pada penerima dengan mengirimkan training sequence. Jika memerlukan transmitter untuk mengetahui channel maka perlu mengkomunikasikan informasi kepada pemancar melalui channel feedback. Unsur-unsur  $\mathbf{H}$  dapat deterministik atau acak.

Noise pada penerima adalah matriks kolom lain  $M_R \times 1$ , dilambangkan dengan  $\mathbf{n}$ . komponen  $n$  adalah zero mean circularly symmetrical complex gaussian (ZMCSCG) variabel. Covariance matriks receiver noise adalah:

$$R_{nn} = E \mathbf{n} \mathbf{n}^H \quad (2.3)$$

Jika tidak ada korelasi antara komponen  $n$ , matriks kovarians adalah persamaan berikut:

$$R_{nn} = N_0 I_{M_R} \quad (2.4)$$

Masing-masing antenna  $M_R$  menerima daya noise identik  $N_0$ .

Penerima bekerja pada deteksi maksimum atas  $M_R$  pada saat antenna menerima. Karena diasumsikan bahwa total daya yang di terima tiap antenna adalah sama dengan total daya yang ditransmisikan, SNR dapat di tulis:

$$\gamma = \frac{E_s}{N_0} \quad (2.5)$$

Oleh karena itu, vektor yang diterima dapat dinyatakan sebagai

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (2.6)$$

dengan:

$\mathbf{r}$  = vektor sinyal terima berdimensi  $M_R \times 1$

$\mathbf{s} = [s_1 s_2 \dots s_{M_T}]$  vektor sinyal pancar  $M_T \times 1$

$\mathbf{H}$  = matriks kanal MIMO berdimensi  $M_R \times M_T$

$\mathbf{n}$  = vektor *Additive White Gaussian Noise*  $M_R \times 1$

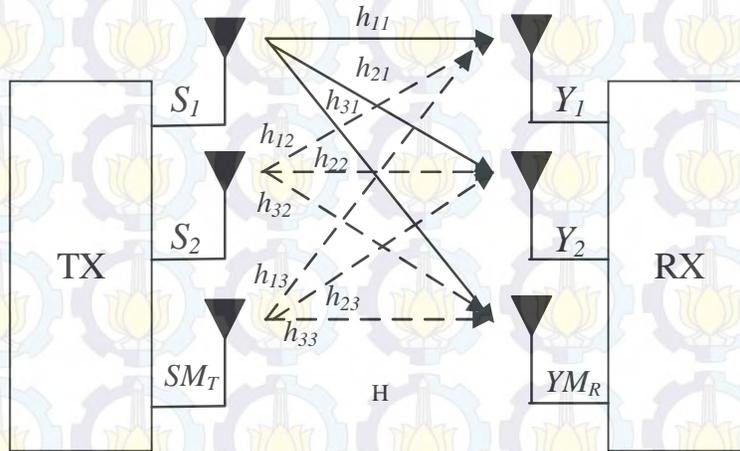
Menerima sinyal matriks kovarians yang didefinisikan sebagai  $E \mathbf{r} \mathbf{r}^H$  berdasarkan persamaan (2.7)

$$R_{rr} = \mathbf{H} R_{ss} \mathbf{H}^H \quad (2.7)$$

Sedangkan daya sinyal keseluruhan dapat dinyatakan ( $R_{rr}$ ).

### 2.1.1 Parameter Kanal MIMO

Sistem kanal MIMO dapat direpresentasikan pada gambar 2.2[6]



Gambar 2.2 Kanal MIMO

Pada gambar 2.2 terlihat sistem MIMO dengan antenna pengirim dan penerima yang lebih dari satu. Antena penerima akan menerima sinyal yang dikirimkan oleh antenna pengirim setelah sinyal tersebut dikalikan dengan suatu matriks kanal. Secara umum, dengan matriks kanal  $H$ , sinyal yang diterima oleh antenna penerima dapat dirumuskan sebagai berikut [7][8]:

$$\begin{aligned}
 r_1 &= h_{11}s_1 + h_{12}s_2 + \dots + h_{1M}S_M \\
 r &= h_{21}s_1 + h_{22}s_2 + \dots + h_{2M}S_M \\
 r_N &= h_{N1}s_1 + h_{N2}s_2 + \dots + h_{NM}S_M
 \end{aligned}
 \tag{2.8}$$

Atau, secara umum dapat digabungkan ke dalam suatu persamaan, yaitu:

$$r_l = \sum_{k=1}^k \varpi_{lk} t s_k(t)
 \tag{2.9}$$

Dengan frekuensi yang sama, dapat dilakukan transmisi *stream* data berbeda pada TX yang juga berbeda. Sinyal pada antenna ke- $k$  sebagai fungsi waktu  $t$  diberikan oleh  $s_k(t)$ . Semua komponen *multopath* antenna TX ke- $l$  dengan RX ke- $l$  dapat digabungkan dalam  $h_{lk}(t)$ .

Menghasilkan model sinyal sederhana sistem MIMO:

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{H} \mathbf{x}(t) \mathbf{s}(t) \quad (2.10)$$

Dengan untuk semua  $N_t$  sinyal, digunakan notasi matriks:

$$\mathbf{s}(t) = \begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \vdots \\ s_L(t) \end{bmatrix}, \mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_L(t) \end{bmatrix}, \mathbf{H}(t) = \begin{bmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) & \dots & h_{1K}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) & \dots & h_{2K}(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{L1}(t) & h_{L2}(t) & \dots & h_{LK}(t) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Matriks  $\mathbf{H}$  merupakan matriks kanal MIMO yang dibentuk dari estimasi nilai  $h_{ij}$  pada kanal transmisi. Matriks ini akan berguna dalam mendapatkan kembali sinyal informasi pada sisi penerima. Sinyal informasi didapatkan dengan mengalikan *inverse* matriks  $\mathbf{H}$  dengan sinyal pada sisi penerima  $\mathbf{x}$ , seperti terlihat pada persamaan berikut:

$$\mathbf{H}^{-1} \mathbf{x}(t) \mathbf{r}(t) = \mathbf{H}^{-1} \mathbf{H} \mathbf{x}(t) \mathbf{s}(t) = \mathbf{I}_{N_t} \mathbf{x}(t) \mathbf{s}(t) = \mathbf{x}(t) \mathbf{s}(t) \quad (2.12)$$

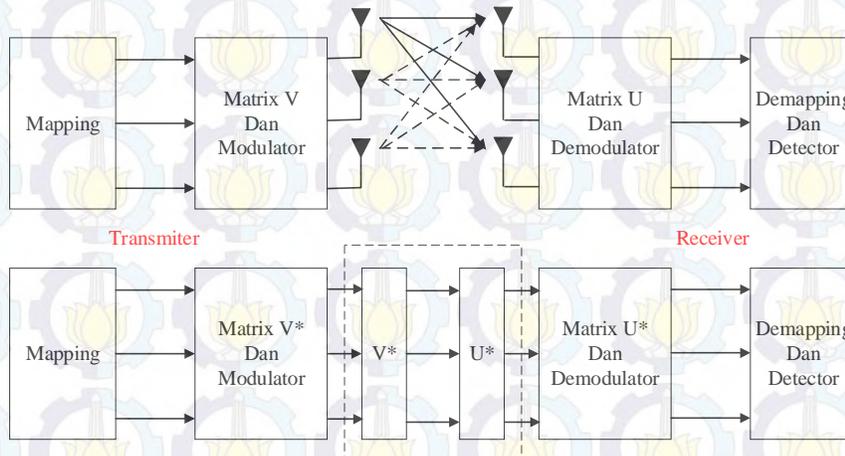
## 2.1.2 Teknik MIMO

sistem MIMO dapat memanfaatkan keberadaan *multipath* untuk menciptakan sejumlah kanal ekuivalen yang seolah-olah terpisah satu sama lain, dimana pada kondisi normal keberadaan *multipath* justru merugikan karena menimbulkan *fading*.

### 2.1.2.1 Multipleks Spasial

*Multipleks spasial* bertujuan untuk mencapai kapasitas kanal yang besar, dimana aliran data berlaju tinggi dipecah-pecah menjadi sejumlah aliran paralel sesuai dengan jumlah antena *transmitter*, masing-masing dengan laju yang lebih rendah dari aliran aslinya. Sebelum masuk ke antena, aliran-aliran data ini dilewatkan pada matriks khusus yang berfungsi menggabung-gabungkan sinyal dari semua aliran dengan kombinasi tertentu untuk ditransmisikan melalui setiap antena.

Ini merupakan suatu proses multipleks yang berlangsung pada dimensi spasial karena setiap kombinasi data paralel ditujukan ke salah satu antena *transmitter*.



Gambar 2.3 Kanal spasial *multiplexing*

Jika diasumsikan terdapat saluran umpan balik informasi dari antena receiver ke *transmitter*, maka *receiver* dapat melakukan estimasi respon kanal dan mengumpalkanbalikkan informasi ini kepada *transmitter*. *Transmitter* kemudian dapat mengetahui bagaimana seharusnya dia menata matriks multipleks agar dapat dicapai kapasitas kanal yang setinggi-tingginya.

Teknik yang diusulkan di sini adalah dengan menerapkan operasi dekomposisi nilai singular (*singular value decomposition* atau SVD) pada matriks respons kanal. Dua matriks unitaris yang biasa disimbolkan sebagai U dan V, yang dihasilkan oleh operasi ini adalah matriks multipleks dan matriks demultipleks yang harus digunakan oleh *transmitter* dan *receiver*. Konfigurasi sistem tersebut kemudian menjadi ekuivalen dengan sistem *transmitter-receiver* yang terhubung melalui sejumlah saluran paralel sebanyak T dan R, tergantung mana yang lebih kecil.

Bila T bernilai lebih kecil dari R, maka sistem ini seolah-olah memiliki T saluran yang terpisah satu sama lain untuk membawa T aliran data yang berbeda, masing-masing dengan laju rata-rata  $1/T$  dari laju aliran data aslinya, padahal seluruh sistem multi antena ini bekerja pada frekuensi yang sama. Dapat

disimpulkan telah terjadi penghematan penggunaan *bandwidth* sebesar  $1/T$  kali, atau dengan kata lain terjadi peningkatan kapasitas kanal sebesar  $T$  kali. Bayangkan kondisi ekstremnya, dengan sedikitnya 10 antenna pada masing-masing sisi *transmitter* dan *receiver*, aliran data sebesar 1 Mbps dapat dikirimkan ke *receiver* dengan *bandwidth* sekitar 100 kHz saja apabila digunakan modulasi dengan efisiensi 1 bps/Hz. Atau dari sudut pandang yang berlawanan, lebar spektrum 100 kHz yang sebelumnya hanya mampu membawa sinyal 100 kbps, sekarang mampu mengangkut data berlaju 1 Mbps dengan menggunakan minimal 10 antenna pada setiap sisi.

Kapasitas kanal dapat dihitung lewat perumusan komunikasi kanal fading persamaan (2.12)[ 15] berikut:

$$C_{1x1} = E \log_2 \frac{P |h_{11}|^2}{\sigma_n^2} \text{ bps / Hz} \quad (2.13)$$

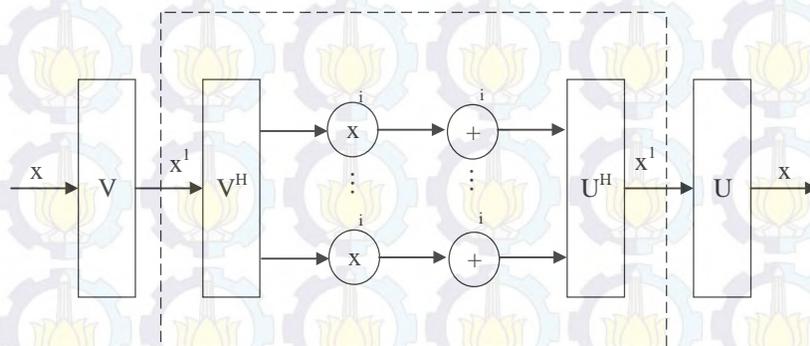
Untuk komunikasi lewat kanal fading MIMO yang memiliki dimensi  $R \times T$  seperti persamaan (2.13):

$$\begin{matrix} \mathbf{y}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{y}_R \end{matrix} = \begin{matrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{R1} & h_{R2} & \dots & h_{RT} \end{matrix} \begin{matrix} x_1 \\ \vdots \\ x_T \end{matrix} + \begin{matrix} n_1 \\ \vdots \\ n_R \end{matrix} \quad (2.14)$$

Maka dengan bantuan faktorisasi SVD, kapasitas kanal sistemnya dapat dihitung dengan menggunakan persamaan berikut:

$$\begin{aligned} C_{R \times T} &= E \log_2 \det \left[ I_{R \times R} + \frac{P}{T \sigma_n^2} \mathbf{H} \mathbf{H}^h \right] \\ &= E \sum_{i=1}^{\text{rank}(\mathbf{H})} \log_2 \left[ 1 + \frac{P}{T \sigma_n^2} \delta_i^2 \right] \text{ bps / Hz} \end{aligned} \quad (2.15)$$

Terlihat bahwa kapasitas kanal sangat tergantung pada *rank* matriks korelasi  $HH^H$ .  $C$  adalah kapasitas kanal yang dihitung dalam [bps/Hz],  $E$  adalah ekspektasi pada semua realisasi kanal,  $P$  adalah daya rata-rata yang ditransmisikan pada kanal,  $H$  adalah penguatan kanal kompleks random,  $\sigma_n^2$  adalah *varians noise*,  $I_{R \times R}$  adalah matriks identitas berdimensi  $rank(H)$  yang dilihat dari sisi *receiver*,  $T$  adalah jumlah kanal spasial,  $H^H$  yang dilihat dari sisi receiver,  $T$  adalah jumlah kanal spasial,  $H^H$  adalah hermitian matriks  $H$ ,  $rank(H) < \min\{R, T\}$ ,  $\delta_i^2$  adalah kuadrat nilai singular yang berkaitan dengan daya dari tiap-tiap kanal hasil dekomposisi matriks  $HH^H$  dan  $P/\sigma_n^2$  adalah *rasio signal-to-noise* (SNR) rata-rata pada setiap sisi *receiver*.



Gambar 2.4 Kanal matriks MIMO

Pencapaian kapasitas lebih lanjut dapat dicapai dengan menerapkan *spatial waterfilling* dengan laju sub aliran (*substream*) transmisi yang lebih cepat melalui kanal dengan SNR yang lebih tinggi.

### 2.1.2.2 Spasial Diversity

*Spasial diversity* bertujuan memanfaatkan teknik *deversity* pada *transmitter* dan *receiver* untuk mendapatkan kualitas sinyal setinggi mungkin, dimana *Spasial diversity* mengirim data yang sama secara paralel dengan menggunakan *coding* yang berbeda.

*Diversity* secara konvensional diaplikasikan dengan pemasangan antena *array* pada sisi *receiver*, dengan harapan bahwa kualitas sinyal yang diterima dapat ditingkatkan dari sistem satu antena dalam kondisi kanal *fading* dengan adanya

*multipath*. *Receiver* dan *transmit* dan *diversity* dapat meminimalisasi *fading* dan secara signifikan dapat menambah *link quality* atau dengan kata lain dapat meningkatkan SNR.

Peningkatan kualitas sinyal dapat dilihat berdasarkan nilai parameter penguatan *diversity* (*diversity gain*), yang nilainya makin meningkat dengan makin besarnya tingkat *diversity* R, yaitu jumlah antena yang digunakan pada *receiver*. Penggunaan STC (*Space Time Coding*) pada sistem MIMO dengan sejumlah T antena *transmitter* dan R antena *receiver* menjanjikan kenaikan tingkat *diversity* menjadi TxR.

### **2.1.3 Keuntungan Teknologi MIMO**

Keuntungan dari teknologi MIMO adalah *array gain*, *spatial diversity gain*, *spatial multiplexing gain*, dan *interference reduction* [8]:

#### **2.1.3.1 Array Gain**

*Array gain* adalah peningkatan SNR di *receiver* yang dihasilkan dari efek *coherent combining* dari sinyal *wireless* di *receiver*. *Coherent combining* dapat diwujudkan melalui *spatial processing* pada *antenna array* di *receiver* dan *spatial preprocessing* pada *antenna array* di *transmitter*. *Array gain* meningkatkan cakupan area dan jangkauan jaringan *wireless*.

#### **2.1.3.2 Spatial Diversity Gain**

Level sinyal pada *receiver* di sistem *wireless* berfluktuasi dan menghilang secara bertahap. *Spatial diversity gain* memitigasi *fading* dan diwujudkan dengan menyediakan *receiver* dengan beberapa *copy* sinyal yang ditransmisikan pada ruang, frekuensi atau waktu, dengan meningkatkan jumlah *copy* probabilitas independent bahwa setidaknya salah satu *copy* tidak mengalami peningkatan *deep fade*, sehingga meningkatkan kualitas dan keandalan penerimaan.

### 2.1.3.3 *Spatial Multiplexing Gain*

Sistem MIMO menawarkan peningkatan linier di data *rate* melalui *spatial multiplexing*, yaitu transmisi ganda, data *stream* independen dalam *bandwidth* yang dioperasikan. Dalam kondisi saluran yang sesuai, seperti banyaknya *scattering* dilingkungan, *receiver* dapat memisahkan *stream* data. Pada MIMO, masing-masing aliran data setidanya memiliki kualitas kanal yang sama seperti sistem *single input single output* (SISO), sehingga efektif meningkatkan kapasitas dengan faktor perkalian sama dengan jumlah *stream*. Secara umum jumlah *stream* data yang dapat diandalkan oleh kanal MIMO sama dengan minimum dari jumlah antena *transmitter* dan jumlah antena *receiver*:  $\min\{M_T, M_R\}$ . *Spatial multiplexing gain* meningkatkan kapasitas dari jaringan *wireless*.

### 2.1.3.4 *Interference Reduction*

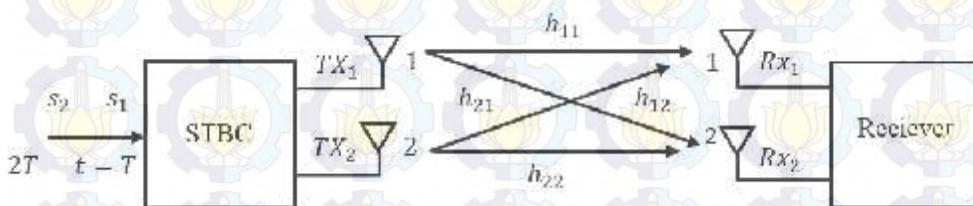
Interferensi pada jaringan *wireless* dihasilkan dari beberapa pengguna pada frekuensi dan waktu yang bersamaan. Interferensi akan berkurang di sistem MIMO dengan memanfaatkan dimensi spasial untuk meningkatkan pemisahan antar pengguna. Misalnya, dengan adanya gangguan, *array gain* meningkatkan toleransi terhadap *noise* serta interferensi, sehingga dapat meningkatkan *signal to noise interference ratio* (SNIR).

### 2.1.4 *Space Time Block Coding (STBC)*[9][6]

Tujuan dari space-time coding (STC) adalah mendapatkan kualitas sinyal setinggi mungkin dengan memanfaatkan teknik *diversity* pada pemancar dan penerima. Secara umum STC pada MIMO memanfaatkan teknik *diversitas* pada pengirim dan penerima, sehingga memberikan keuntungan lebih jika dibandingkan sistem *wireless* konvensional yang hanya menggunakan *diversitas* pada penerima.

Besarnya peningkatan kualitas sinyal yang diterima antena penerima diukur dengan parameter *diversity gain*. Pada *diversitas* konvensional, nilai *diversity gain* akan semakin meningkat dengan semakin besarnya jumlah antena

yang digunakan pada penerima. Penggunaan STC pada sistem MIMO dengan M antenna pengirim dan N antenna penerima meningkat diversity gain menjadi  $M \times N$ . Contohnya, dengan dua antenna pada masing-masing pengirim dan penerima, space-time coding (STC) yang akan digunakan adalah Space Time Block Coding (STBC) yang diciptakan oleh hasil temuan Siavash Alamouti, yang menggunakan dua antenna pengirim. Pada sistem STBC, aliran data yang sama dikirimkan melalui kedua antenna pengirim.



Gambar 2.5. STBC Alamouti 2x2

STBC Alamouti dapat dinyatakan dalam bentuk matrik:

$$\begin{matrix} T_{x1} & T_{x2} \\ t & s_1 & s_2 \\ t+T & -s_2^* & s_1^* \end{matrix} \quad (2.16)$$

Tanda \* menyatakan konjugate dari persamaan sinyal yang dimaksud. Persamaan sinyal yang diterima antenna  $R_{x1}$  adalah:

$$\text{saat } t: \quad y_{11} = \mathbb{E}_{11}s_1 + \mathbb{E}_{12}s_2 + n_{11} \quad (2.17)$$

$$\text{saat } t + T: \quad y_{12} = \mathbb{E}_{11}s_2 + \mathbb{E}_{12}s_1 + n_{12} \quad (2.18)$$

Persamaan sinyal yang diterima antenna  $R_{x2}$  adalah:

$$\text{saat } t: \quad y_{21} = \mathbb{E}_{21}s_1 + \mathbb{E}_{22}s_2 + n_{21} \quad (2.19)$$

$$\text{saat } t + T: \quad y_{22} = \mathbb{E}_{21}s_2 + \mathbb{E}_{22}s_1 + n_{22} \quad (2.20)$$

Pada antenna  $R_{x1}$ , sinyal terima dapat dinyatakan dalam bentuk matrik sebagai berikut:

$$\begin{matrix} y_{11} \\ y_{12} \end{matrix} = \begin{matrix} s_1 & s_2 \\ -s_2 & s_1 \end{matrix} \begin{matrix} h_{11} \\ h_{12} \end{matrix} + \begin{matrix} n_{11} \\ n_{12} \end{matrix} \quad (2.21)$$

Pada antenna  $R_{x2}$ , sinyal terima dapat dinyatakan dalam bentuk matrik sebagai berikut:

$$\begin{bmatrix} y_{21} \\ y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2 & s_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{21} \\ h_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{21} \\ n_{22} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Dengan menggunakan skema decoding yang tepat, BER dari STBC Alamouti 2x2 di atas ekivalen dengan Maximum Rasio Combining (MRC) yang menggunakan empat antenna pada penerima[1]. STBC Alamouti adalah satu-satunya STBC yang mendapat diversity gain secara utuh tanpa mengorbankan *data rate*. Pada sisi penerima, decoder STBC akan menerima dua sinyal dari dua antenna. Dengan nilai  $\mathbb{E}_{11}$ ,  $\mathbb{E}_{12}$ ,  $\mathbb{E}_{21}$ ,  $\mathbb{E}_{22}$  hasil estimasi kanal diketahui, maka dapat ditentukan nilai  $\hat{s}_1$  dan  $\hat{s}_2$  dengan menggunakan skema Alamouti sebagai berikut:

Dimana  $S_1$  adalah urutan informasi dari antenna pertama dan  $S_2$  adalah urutan informasi dari antenna kedua.

Pada receiver sinyal yang diterima dinyatakan sebagai berikut,

$$\begin{aligned} r_1 &= \mathbb{E}_1 s_1 + \mathbb{E}_2 s_2 + n_1 \\ r_2 &= -\mathbb{E}_1 s_2 + \mathbb{E}_2 s_1 + n_2 \end{aligned} \quad (2.23)$$

Dimana  $n_1$  dan  $n_2$  adalah variable independen yang kompleks dengan mean nol dan varians unit, yang mewakili white Gaussian noise samples pada waktu  $t$  dan  $t + T$ , masing-masing.

Dengan menggunakan koefisien saluran  $\mathbb{E}_1$  dan  $\mathbb{E}_2$  sebagai CSI maka dapat diperoleh kembali sinyal yang diterima. untuk menggabungkan sinyal yang diterima maka digunakan persamaan berikut:

$$\begin{aligned} \tilde{S}_1 &= \mathbb{E}_1 r_1 - \mathbb{E}_2 r_2 = a_1^2 + a_2^2 s_1 + \mathbb{E}_1 n_1 + \mathbb{E}_2 n_2 \\ \tilde{S}_2 &= \mathbb{E}_2 r_1 - \mathbb{E}_1 r_2 = a_1^2 + a_2^2 s_2 + \mathbb{E}_1 n_2 + \mathbb{E}_2 n_1 \end{aligned} \quad (2.24)$$

### 2.1.5 Transmit Diversity

Dengan skema alamouti yang orthogonal maka antenna penerima menerima dua aliran yang orthogonal, memiliki dua urutan kode  $S$  dan  $\tilde{S}$  dihasilkan dari input  $S_1, S_2$  dan  $\tilde{S}_1, \tilde{S}_2$ , masing-masing, dimana  $S_1, S_2$  dan  $\tilde{S}_1, \tilde{S}_2$ .

$$B S, \hat{S} = \begin{bmatrix} s_1 - \hat{s}_1 & -s_2 + \hat{s}_2 \\ s_2 - \hat{s}_2 & s_1 - \hat{s}_1 \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Karena deretan dari matriks orthogonal.

$$\begin{aligned} A S, \hat{S} &= B S, \hat{S} B^H S, \hat{S} \\ &= \begin{bmatrix} S_1 - \hat{S}_1^2 + S_2 - \hat{S}_2^2 & 0 \\ 0 & S_1 - \hat{S}_1^2 + S_2 - \hat{S}_2^2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.26)$$

Karena  $S_1, S_2$  dan  $\hat{S}_1, \hat{S}_2$ , dua karakter matriks yang berbeda. Dengan kata lain skema alamouti memberikan transmit diversity untuk  $M_T = 2$ . Determinan dari matriks  $A S, \hat{S}$  ditentukan oleh

$$A S, \hat{S} = S_1 - \hat{S}_1^2 + S_2 - \hat{S}_2^2 \quad (2.27)$$

#### 2.4.1 Modulasi QPSK

Setiap bit yang telah dialokasikan pada *subcarrier*, akan di-*mapping* sesuai dengan metode modulasi yang digunakan. *Mapping* bertujuan untuk merubah bit-bit informasi menjadi simbol-simbol sebelum ditumpangkan ke frekuensi *carrier*. Salah satu *mapper* yang sering digunakan adalah *Quadrature Phase Shift Keying* (QPSK).

Pada QPSK, data informasi akan dibentuk menjadi simbol-simbol sesuai dengan konstelasi QPSK pada gambar 2.6. QPSK merupakan modulasi fasa dengan 2 bit per simbol, sehingga simbol satu dengan yang lain berbeda fasa dengan kelipatan  $\pi/2$ . Output dari QPSK adalah bilangan kompleks dengan *data rate*-nya adalah  $R_b/2$ . Persamaan sinyal QPSK adalah sebagai berikut[13].

$$S_{QPSK}(t) = \frac{\sqrt{2 E_s}}{T_s} \cos \left( 2\pi f_c t + 2i - 1 \frac{\pi}{4} \right) \quad (2.28)$$

Dengan:

$0 \leq t \leq T_s$  adalah durasi simbol

$E_s$  = energi per simbol modulasi

$i = 1, 2, 3, 4$

bit 00  $S_1(t) = \frac{\sqrt{2E_s}}{T_s} \cos 2\pi f_c t + \frac{\pi}{4}$  (2.29)

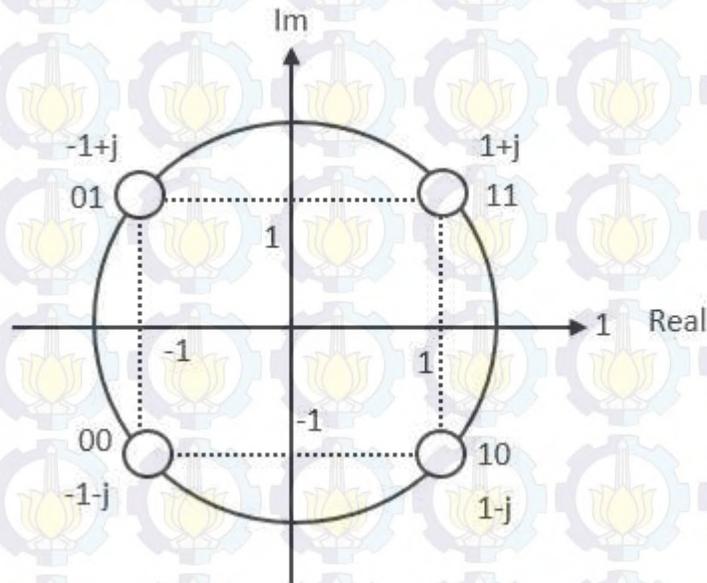
bit 00  $S_2(t) = \frac{\sqrt{2E_s}}{T_s} \cos 2\pi f_c t + \frac{3\pi}{4}$  (2.30)

bit 00  $S_3(t) = \frac{\sqrt{2E_s}}{T_s} \cos 2\pi f_c t + \frac{5\pi}{4}$  (2.31)

bit 00  $S_4(t) = \frac{\sqrt{2E_s}}{T_s} \cos 2\pi f_c t + \frac{7\pi}{4}$  (2.32)

Tabel 2.1 Konstalasi sinyal QPSK

	Real	0	1
Imjiner			
0		-1-j	1-j
1		-1+j	1+j



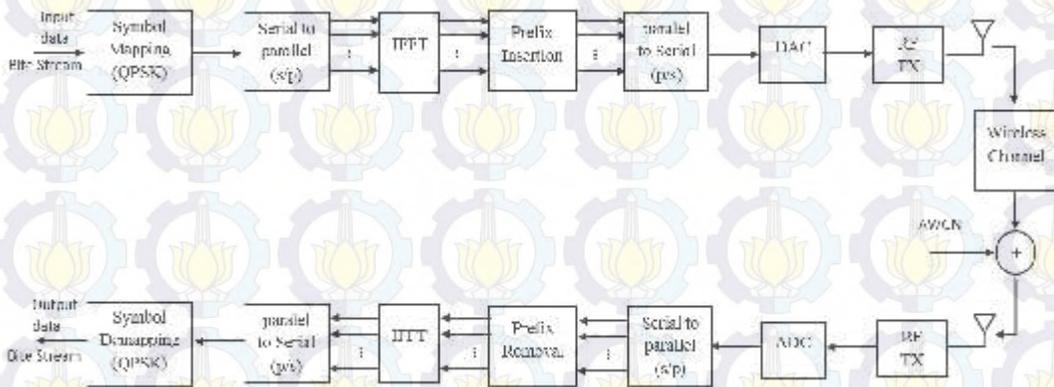
Gambar 2.6. Konstelasi sinyal QPSK

## 2.2 Sistem OFDM

Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) yang terkadang juga disebut *discrete multitone modulation* (DMT) adalah suatu teknik transmisi modulasi yang berangkat dari ide dasar *frequency division multiplexing* (FDM), dimana setiap frekuensi subkanal membawa aliran data termodulasi saling tegak lurus (*orthogonal*) satu sama lainnya. Hal ini amat mempermudah desain pada sisi *transmitter* dan *receiver* karena filter yang terpisah tidak diwajibkan untuk setiap subkanal. Sifat *orthogonal* juga menyediakan efisiensi spektral yang tinggi dimana spektrum frekuensi antar *subcarrier* dapat saling tumpang tindih selama sinyal *subcarriernya* saling tegak lurus. Meskipun prinsip dan beberapa keuntungan telah dikenal sejak tahun 1960an, namun OFDM baru belakangan ini digunakan untuk komunikasi *wideband* dengan adanya komponen *low-cost digital signal processing* [2].

Satu prinsip kunci OFDM adalah bahwa skema modulasi *low-rate* (durasi simbolnya relatif panjang dibanding karakteristik waktu kanal) lebih tahan terhadap distorsi ISI yang disebabkan oleh *multipath*, maka teknik ini lebih efektif untuk mentransmisikan sejumlah aliran modulasi *low-rate* parallel dibanding aliran *single high-rate*. OFDM mencapai ini dengan membagi spektrum frekuensi yang tersedia ke dalam beberapa subkanal, kemudian mentransmisikan aliran data *low-rate* tadi pada setiap subkanal dengan menggunakan konstelasi atau skema modulasi standar berupa QPSK. Ini berarti bahwa pengaruh kanal adalah secara garis besar konstan (*flat*) pada subkanal *narrowband*, menjadikan hubungan penggunaan yang jauh lebih mudah pada *receiver*. Karena durasi tiap simbolnya adalah panjang, sehingga sangat bisa untuk menyelipkan *guard interval* diantara simbol OFDM dan kemudian mengeliminasi ISI.

Sistem transmisi OFDM adalah memetakan urutan bit menjadi urutan simbol, tergantung dari konstelasi sinyal yang digunakan, dimana konstelasi yang digunakan adalah QPSK.



Gambar 2.7 Blok diagram sistem transmisi OFDM[10]

Pada gambar 2.7, pada pemancar, urutan data sumber pertama dipetakan ke simbol-simbol yang milik konstelasi sinyal tertentu dan melewati serial to paralel (S/P) converter di mana simbol dibagi menjadi  $N$  stream data paralel. Setiap aliran data akan dikirimkan pada saluran subcarrier terpisah. Secara khusus, kemudian membangkitkan subcarrier-subcarrier yang saling orthogonal satu dengan yang lain proses  $N$ -point IFFT akan membentuk satu simbol OFDM. dimana  $X_i[n]$  menjadi data untuk ditransmisikan pada subcarrier  $n$  dari pengguna  $i$  maka:

$$X_i = [X_{i,0}, X_{i,1}, \dots, X_{i,N-1}]^T \quad (2.33)$$

Membentuk frekuensi-domain simbol OFDM vektor. Dengan mengambil Invers Diskrit Transformasi Fourier (IDFT) dari  $X_i$ , maka di dapatkan waktu simbol OFDM domain vektor  $X_i = [X_{i,0}, X_{i,1}, \dots, X_{i,N-1}]^T$  yang diberikan oleh

$$X_i = \mathbf{B}^H X_i \quad (2.34)$$

Dimana

$$\mathbf{F} = \frac{1}{N} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{1 \cdot 1}{N}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{1 \cdot (N-1)}{N}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{1 \cdot (N-1)}{N}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{(N-1) \cdot (N-1)}{N}} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

adalah Diskrit Fourier Transformasi (DFT) matriks ( $\mathbf{F}^H$  adalah matriks IDFT). Sebuah cyclic prefix (CP) dari panjang  $N_{cp}$  kemudian ditambahkan di depan untuk mendapatkan vektor simbol.

$$X_{i,cp} = [x_i - N_{cp}, \dots, x_i - 1, x_i, 0, x_i + 1, \dots, x_i + N - 1]^T \quad (2.36)$$

Dimana CP identik dengan  $N_{cp}$  sampel terakhir dari  $x_i$ . Simbol  $x_i, cp$  adalah simbol OFDM waktu diskrit yang sebenarnya dikirimkan oleh pengguna  $i$ . Misalkan saluran antara pengguna  $i$  dan pengguna  $j$  dimodelkan sebagai kanal multipath fading dengan respon impulse  $h_{i,j}(t)$  yang membentang lebih dari  $v_{i,j}$  sampel dengan jarak  $t_s = T_s/N$ , dimana  $T_s$  adalah durasi simbol OFDM.

Dengan sampling pada kelipatan  $t_s$ , koefisien saluran nol membentuk diskrit vektor channel baseband  $\mathbf{h}_{i,j} = [h_{i,j}^0, h_{i,j}^1, \dots, h_{i,j}^{v_{i,j}-1}]^T$ , di mana  $h_{i,j}^v \triangleq h_{i,j}(vt_s)$ , untuk  $v = 0, \dots, v_{i,j} - 1$ . Sinyal yang diterima pada pengguna  $j$  diberikan oleh

$$y_{i,j}^m = \sum_{v=0}^{v_{i,j}-1} h_{i,j}^v x_i^{m-v} + w_j^m, \text{ untuk } m = -N_{cp}, \dots, N-1, \quad (2.37)$$

Dimana  $w_j^m \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_w^2)$  adalah aditif white noise Gaussian (AWGN) pada pengguna  $j$ . Misalkan panjang CP lebih besar dari panjang saluran, yaitu,  $N_{cp} > v_{i,j}$ . Kemudian, setelah pengangkatan CP dan dengan memanfaatkan fakta bahwa  $x_i^{m-v} = x_i^{m+N-v}$ , untuk semua  $v$ , sinyal yang diterima dapat ditulis sebagai

$$y_{i,j} = \mathbf{CM}_{i,j} x_i + w_j, \quad (2.38)$$

Dimana  $\mathbf{W}_j = [w_j^0, w_j^1, \dots, w_j^{N-1}]^T$  adalah vektor kebisingan dan  $\mathbf{CM}_{i,j}$  adalah matriks circulant  $N \times N$  yang diberikan oleh

$$\text{CM}_{i,j} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Dengan  $k$ , elemen

$$\text{CM}_{i,j}^k = \begin{cases} 1, & \text{mod } N, \text{ untuk } k, \text{ mod } N < v_{i,j} \\ 0, & \text{lainnya.} \end{cases}$$

Dengan melakukan DFT pada sinyal yang diterima, di memperoleh model sinyal domain frekuensi setara di mana sinyal pada subcarrier  $n$  didapat dari

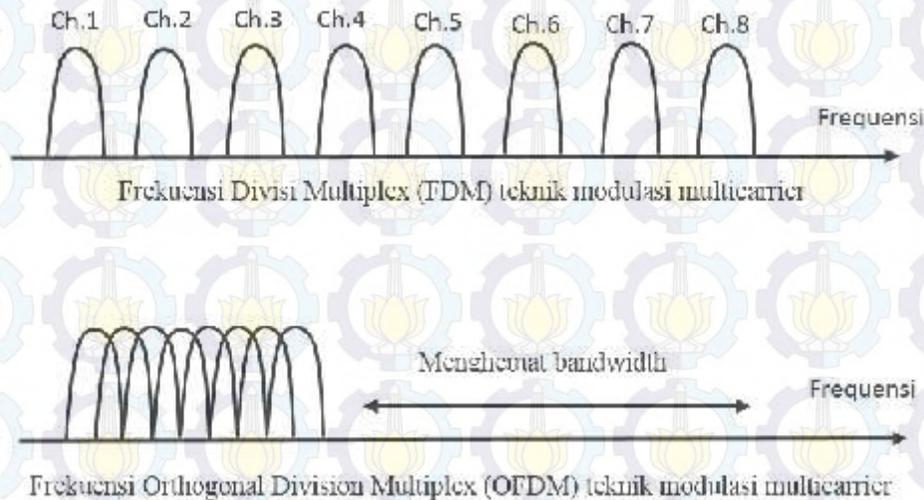
$$Y_{i,j}^n = H_{i,j}^n X_{i,j}^n + W_j^n, \quad (2.40)$$

Dimana  $H_{i,j}^n$  adalah kanal pada subcarrier  $n$  antara pengguna  $i$  dan  $j$  dan  $W_j^n$  adalah AWGN pada pengguna  $j$  pada subcarrier  $n$ . Dengan asumsi bahwa bandwidth subcarrier cukup kecil, respon frekuensi kanal akan relatif konstan, dengan demikian, masing-masing subcarrier dapat diperlakukan sebagai kanal flat fading setara. Dalam hal ini, selektivitas frekuensi  $j$  dan interferensi intersymbol dapat diatasi tanpa pemerataan yang rumit pada penerima. Dengan CSI pada pemancar, daya dan alokasi bit dapat dilakukan untuk lebih meningkatkan throughput.

### 2.2.1 Orthogonalitas OFDM

Pada sistem transmisi data paralel konvensional (FDM *Multicarrier*), total bandwidth (bandwidth kanal) sinyal dibagi menjadi N subkanal (*subcarrier*) yang tidak saling tumpang tindih. Masing-masing *subcarrier* dimodulasi dengan simbol

yang terpisah dan selanjutnya N *subcarrier* tersebut dimultipleks pada domain frekuensi [11][12]. Hal ini dimaksudkan untuk mencegah ICI yaitu dengan menggunakan *subcarrier* yang saling tidak tumpang tindih, akan tetapi hal ini menyebabkan penggunaan *bandwidth*nya menjadi tidak efisien.



Gambar 2.8. Penggunaan spektrum FDM dan OFDM

Untuk meningkatkan efisiensi *bandwidth* bahkan hingga 50%, maka OFDM menggunakan spektrum yang saling tumpang tindih dimana spektrum dari tiap-tiap *subcarrier*nya mempunyai harga nol pada frekuensi pusat *subcarrier* lainnya. Frekuensi *subcarrier* yang satu dengan lainnya menggunakan frekuensi saling tegak lurus (*orthogonal*). *Orthogonalitas* menunjukkan hubungan antar sinyal yang saling bebas secara statistik sehingga menghindari interferensi antar *subcarrier* yang berdekatan.

Sebagai verifikasi sifat *orthogonalitas* dari tiap-tiap *subcarrier* maka dilakukan *down converting* sinyal yang diterima dengan konjugasi sinyal *sinusoidal* domain waktu  $s_k \quad t = e^{-j2\pi f_k t}$  dan mengintegrasinya sepanjang detik. Misalkan simbol serial termodulasi QPSK dengan periode simbol T dibagi ke dalam sejumlah N aliran pengganti paralel. Setelah konversi paralel N maka periode simbol pada setiap aliran pengganti meningkat menjadi  $T_s = T \times N$  Sinyal *baseband* ekuivalen yang disusun dari sejumlah N aliran paralel ditulis

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} X_{n,k} e^{-j 2 \pi f_k (t-T_s)} \quad (2.41)$$

$X_{n,k}$  adalah simbol modulasi QPSK yang ditransmisikan pada *subcarrier* ke  $k$  dari simbol OFDM ke  $n$  dan  $f_k$  adalah frekuensi pusat *subcarrier* ke  $k$ . Jika spasi frekuensi di antara dua *subcarrier* adalah merupakan kelipatan  $1/T_s$  atau  $f_k = \frac{k}{T_s}$ , dimana  $k$  adalah bilangan bulat, maka *down-converting* sinyal yang diterima adalah :

$$\begin{aligned} \hat{X}_k &= \frac{1}{2T_s} \int_{-T_s}^{T_s} \sum_{k=0}^{N-1} X_k C_k(t) C_k^*(t) dt \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} X_k \text{sinc}(2\pi (k_1 - k_2)) \end{aligned} \quad (2.42)$$

$$\hat{X}_k = \begin{cases} X_k & , \text{ untuk } k_1 = k_2 \\ 0 & , \text{ untuk } k_1 \neq k_2 \end{cases}$$

Hasil tersebut di atas dicapai oleh karena integrasi :

$$\begin{aligned} \int_{-T_s}^{T_s} \cos \frac{2\pi k}{T_s} t dt &= \frac{T_s}{2\pi k} \int_{-T_s}^{T_s} \cos \frac{2\pi k}{T_s} t d \frac{2\pi k}{T_s} t \\ &= T_s \frac{\sin 2\pi \frac{k}{T_s} T_s}{\pi k} \end{aligned} \quad (2.43)$$

dan integrasi :

$$j \int_{-T_s}^{T_s} \sin \frac{2\pi k}{T_s} t dt = j \frac{T_s}{2\pi k} \int_{-T_s}^{T_s} \sin \frac{2\pi k}{T_s} t d \frac{2\pi k}{T_s} t \quad (2.44)$$

Dengan demikian *subcarrier-subcarrier* tersebut terbukti menjadi saling tegak lurus sempurna satu dengan yang lainnya. Sebagaimana terlihat pada gambar 2.9 dan persamaan (2.40), maka diketahui bahwa  $\text{sinc}(2\pi (k_1 - k_2))$  akan sama

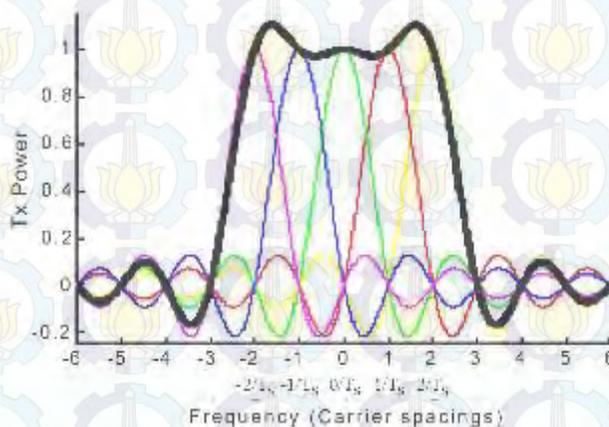
dengan satu pada saat  $f = 0$  (lihat Apendiks 1), dan akan nol untuk kelipatan bulat  $1/T_s$ . Oleh karenanya spasi *subcarrier* yang besarnya  $1/T_s$  akan membolehkan *subcarrier* saling tumpang tindih dan simbol masih dapat diterima tanpa adanya interferensi terhadap *subcarrier-subcarrier* yang berdekatan. Bila simbol *subcarrier* direpresentasikan berupa pulsa kotak ideal dengan frekuensi *subcarrier*  $1/T_s$ , maka sinyal keluarannya [13] dapat ditulis.

$$\begin{aligned}
 s_k(t) &= \frac{1}{T_s} \operatorname{rect} \left( \frac{t}{T_s} \right) \\
 &= \frac{1}{T_s} \operatorname{rect} \left( \frac{t}{T_s} \right)
 \end{aligned}
 \tag{2.45}$$

$$s_k(t) = \begin{cases} 1/T_s & \text{untuk } |t| \leq T_s/2 \\ 0 & \text{untuk } |t| > T_s/2 \end{cases}$$

dan transformasi Fourier sinyalnya menghasilkan

$$\begin{aligned}
 s_k(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} s_k(t) e^{-j2\pi f t} dt \\
 &= \frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s} \\
 s_k(f) &= \operatorname{sinc}(\pi f T_s)
 \end{aligned}
 \tag{2.46}$$



Gambar 2.9. Spektrum *subcarrier* dalam satu spektrum sinyal OFDM

Metode modulasi OFDM sebagaimana yang diformulasikan pada persamaan (2.44), dapat diimplementasikan secara efisien dengan menggunakan algoritma IFFT.

## 2.2.2 Keunggulan OFDM

Ada beberapa keuntungan OFDM bila dibandingkan dengan sistem single carrier dan multicarrier konvensional FDM, diantaranya [13][3]:

### 2.2.2.1 Efisien dalam pemakaian frekuensi

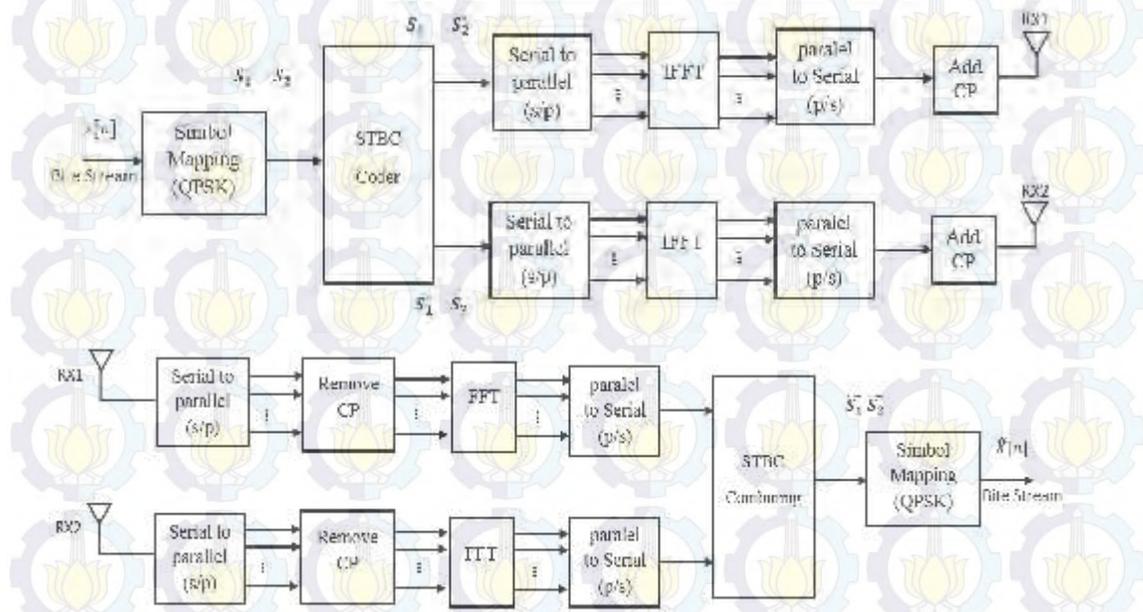
OFDM adalah salah satu jenis multicarrier (FDM), tetapi memiliki efisiensi pemakaian frekuensi yang jauh lebih baik. Pada OFDM *overlap* antar frekuensi yang bersebelahan diperbolehkan, karena masing-masing sudah saling orthogonal, sedangkan pada sistem multicarrier konvensional untuk mencegah interferensi antar frekuensi yang bersebelahan perlu diselipkan frekuensi penghalang (*guard band*), dimana hal ini memiliki efek samping berupa menurunnya kecepatan transmisi bila dibandingkan dengan sistem *single carrier* dengan lebar spectrum yang sama. Sehingga salah satu karakteristik dari OFDM adalah tingginya tingkat efisiensi dalam pemakaian frekuensi, selain itu pada *multicarrier* konvensional juga diperlukan *band pass filter* sebanyak frekuensi yang digunakan, sedangkan pada OFDM cukup menggunakan FFT saja.

### 2.2.2.2 Kuat menghadapi *frequency selective fading*

Karakter utama yang lain dari OFDM adalah kuat menghadapi *frequency selective fading*. Dengan menggunakan teknologi OFDM, meskipun jalur komunikasi yang digunakan memiliki karakteristik *frequency selective fading*, dimana *bandwidth* dari kanal lebih sempit dibanding *bandwidth* dari transmisi sehingga mengakibatkan pelemahan daya terima secara tidak seragam pada beberapa frekuensi tertentu, tetapi tiap sub *carrier* dari sistem OFDM hanya mengalami *flat fading* (pelemahan daya terima secara seragam). Pelemahan yang disebabkan oleh *flat fading* ini lebih mudah dikendalikan, sehingga performansi dari sistem mudah untuk ditinggikan.

### 2.3 Sistem MIMO-OFDM STBC[14]

Gambar 2.10 adalah sistem transmisi OFDM menggunakan 2 antenna. Output dari STBC encoder tersebut kemudian dibagi menjadi dua keluaran, Transmisi data di keluaran antenna Tx1 dan Tx2 menggunakan skema STBC alamouti.



Gambar 2.10 Gabungan teknik transmisi MIMO-OFDM STBC dengan 2 antenna transmitter dan receiver [15].

Output dari STBC encoder dibagi menjadi dua cara, satu untuk setiap antenna seperti yang dijelaskan untuk kasus sederhana MIMO space-time coding[16]. Dari [16] diterapkan untuk sistem OFDM, STBC tersebut dapat dinyatakan dalam matrik:

**Tabel 2.2** Matriks STBC

	Antena 1	Antena 2
Time t	$S_1$	$S_2$
Time t+T	$-S_2$	$S_1$

Dimana  $s$  menyatakan simbol dan  $n$  menyatakan bilangan kompleks konjugat. Untuk mengirimkan dua simbol dibutuhkan dua *time slot*, disaat pada antenna kedua urutan simbol dibalik, dikonjugasikan, dan salah satunya dinegatifkan, bertujuan untuk memudahkan pemisahan kedua simbol pada penerima sehingga deteksi dua simbol yang semula harus dilakukan bersamaan pada sinyal campuran dapat dipecahkan menjadi dua proses deteksi simbol yang terpisah.

Pada tabel 2.3 menunjukan skema STBC 2 x 2, 2 antenna transmitter dan dua antenna receiver. Dimana Bit stream yang ditransmisikan dinyatakan dengan  $[S_1, S_2, \dots, S_n]$ . Kanal antara antenna pemancar pertama dengan dengan penerima dinyatakan dengan  $h_{11}, h_{12}$ , kanal antara antenna pemancar kedua dengan penerima dinyatakan dengan  $h_{21}, h_{22}$ . Sinyal yang diterima oleh penerima adalah  $r_{11}, r_{12}, r_{21}, r_{22}$  dengan  $n_{11}$  adalah derau kompleks gaussian.

**Tabel 2.3** Definisi kanal pada antenna transmitter dan receiver

	Rx antenna 1	Rx antenna 2
Tx antenna 1	$h_{11}$	$h_{12}$
Tx antenna 2	$h_{21}$	$h_{22}$

**Tabel 2.4** Definisi kanal pada antenna transmitter dan receiver

	Rx antenna 1	Rx antenna 2
Time t	$r_{11}$	$r_{12}$
Time t+T	$r_{21}$	$r_{22}$

Sehingga persamaan pada sisi receiver-nya :

$$r_{11} = h_{11}S_1 + h_{21}S_2 + n_{11} \quad (2.47)$$

$$r_{21} = -h_{11}S_2 + h_{21}S_1 + n_{21} \quad (2.48)$$

$$r_{12} = h_{12}S_1 + h_{22}S_2 + n_{12} \quad (2.49)$$

$$r_{22} = -h_{12}S_2 + h_{22}S_1 + n_{22} \quad (2.50)$$

Dimana  $n_{11}$ ,  $n_{21}$ ,  $n_{12}$ , dan  $n_{22}$  adalah variable random kompleks yang merupakan representasi dari noise dan interferensi. Dari combiner dua sinyal yang dikirimkan ke *maximum likelihood detector* dapat di tulis sebagai berikut:

$$\hat{s}_1 = \alpha_{11}r_{11} + \alpha_{21}r_{21} + \alpha_{12}r_{12} + \alpha_{22}r_{22} \quad (2.51)$$

$$\hat{s}_2 = \alpha_{21}r_{12} - \alpha_{11}r_{21} + \alpha_{22}r_{12} + \alpha_{12}r_{22} \quad (2.52)$$

$$S_1^1 = S_1 - S_2 \quad S_3 - S_4, \dots, S_{N-1} - S_N \quad (2.53)$$

$$S_1^2 = S_2 - S_1 \quad S_4 \quad S_3, \dots, S_N - S_{N-1} \quad (2.54)$$

Setelah persamaan tersebut disubstitusi seperti pada konvensional didapatkan:

$$\hat{s}_1 = \alpha_{11}^2 + \alpha_{21}^2 + \alpha_{12}^2 + \alpha_{22}^2 s_1 + \alpha_{11}n_{11} + \alpha_{21}n_{21} + \alpha_{12}n_{12} + \alpha_{22}n_{22} \quad (2.55)$$

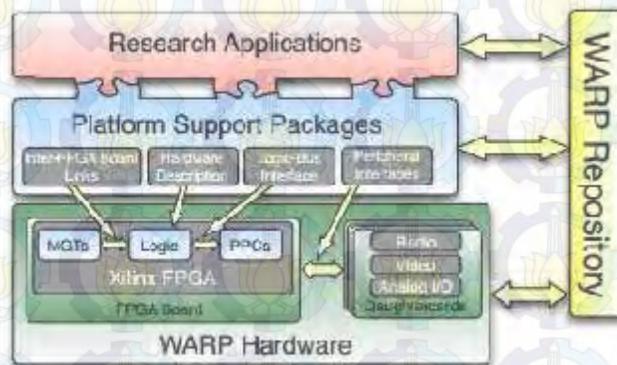
$$\hat{s}_2 = \alpha_{11}^2 + \alpha_{21}^2 + \alpha_{12}^2 + \alpha_{22}^2 s_2 - \alpha_{11}n_{21} + \alpha_{21}n_{11} + \alpha_{12}n_{22} + \alpha_{22}n_{12} \quad (2.56)$$

## 2.4 Wireless Open Access Research Platform (WARP)[17][19]

Wireless Open-Access Research Platform (WARP), merupakan sebuah modul FPGA yang telah dipersiapkan untuk mengimplementasikan algoritma nirkabel canggih. Platform ini memiliki banyak keunggulan, salah satunya adalah WARP dibuat dengan disain perangkat keras khusus, mengintegrasikan sumber daya pengolahan berbasis FPGA dengan antar muka radio nyata. Selain itu platform ini didukung dengan modul khusus yang memudahkan pengguna dari berbagai pengolahan hardware dan sumber daya peripheral. Platform ini juga mendukung modul-modul digunakan untuk membangun berbagai aplikasi penelitian, termasuk implementasi real time dari physical layer dan MAC layer.

### 2.4.1 Arsitektur Platform WARP

Platform ini didesain untuk memenuhi riset sistem komunikasi nirkabel dengan kinerja yang tinggi. Arsitektur platform ini terdiri dari empat komponen utama: *custom hardware*, *platform support packages*, *repository open-access* dan aplikasi-aplikasi *research*; semua bersama-sama menyediakan testbed nirkabel yang dapat dikonfigurasi. Untuk lebih jelasnya bisa dilihat pada gambar 2.11.



Gambar 2.11 Komponen-komponen platform

- *Custom Hardware* : Perangkat keras disesuaikan untuk memenuhi system komunikasi dengan kinerja yang tinggi. Perangkat keras ini menyediakan sumber daya untuk DSP berkecepatan tinggi yang bisa digunakann untuk implementasi algoritma yang intensif, terukur interkoneksi untuk mengalokasikan lebih banyak daya pemrosesan yang diperlukan, prosesor khusus, dan ekspansi interface yang lainnya.
- *Platform Support Packages* : Alat desain dan modul antarmuka tingkat rendah dirancang untuk memungkinkan penggunaan hardware oleh para peneliti di seluruh lapisan desain jaringan nirkabel.
- *Open-Access Repository* : Pusat penyimpanan untuk semua *source code*, model dan file desain hardware. *Content* secara lengkap akan tersedia di bawah lisensi BSD-seperti open-source.
- *Research Applications* : Implementasi dari algoritma baru, diaktifkan oleh hardware khusus dan paket mendukung platform. Sistem Kendali menggabungkan algoritma baru dapat dengan cepat dibangun menggunakan bangunan standar modul blok yang disediakan dalam repository.



- Downconversion: Mengubah sinyal RF ke basis sinyal In-Phase/Quadrature Band. Downconversion dari RF tergantung pada pengaturan PLL.
- Rx BB Amplifier: Receiver Basis Band Amplifier. Ada dua amplifier, satu untuk sinyal I dan satu untuk sinyal Q. Ini adalah *variabel Gain Amplifier* yang keduanya diatur dengan nilai penguatan yang sama, yang dapat dimasukkan oleh *user* dari *workspace* Matlab.
- RSSI: *Received Signal Strength Indicator*. Blok ini mengukur RSSI tersebut.
- ADC I/Q: *Analog-to-Digital Converter* untuk sampel In-Phase/Quadrature.
- ADC RSSI: Analog-to-Digital Converter untuk pengukuran RSSI. Data RSSI tersedia di 1/4 laju data I/Q.
- Rx I/Q Buffer: sampel *In-Phase* yang diterima akan disimpan dalam Rx Buffer I dan sampel *Quadrature* yang diterima akan disimpan di Rx Q Buffer.
- RSSI Buffer: RSSI data disimpan dalam buffer ini.

Blok PLL : Pengaturan PLL menentukan frekuensi pembawa yang dapat diatur ke salah satu dari 14 kanal di Wi-Fi 2,4 GHz band atau 23 saluran di 5 GHz. Saluran pembawa dapat diatur langsung dari *workspace* Matlab. CATATAN: *Receiver RF dan BB gain* dapat diatur menggunakan *Gain Manual Control (MGC)* atau *Automatic Gain Control (AGC)*. Dalam mode MGC pengguna mengambil nilai-nilai dari penguatan dan menetapkan penguatan pada modul menggunakan fungsi yang tersedia dalam Referensi WARPLab M-Code. Dalam mode AGC papan dikonfigurasi sehingga secara otomatis menetapkan penguatan penerima berdasarkan pengukuran RSSI. *Framework* WARPLab memberikan contoh yang menggambarkan bagaimana menggunakan mode MGC dan mode AGC.

### 2.4.3 Teknik Sinkronisasi di Penerima

Ada beberapa jenis sinkronisasi pada penerima seperti sinkronisasi pembawa, sinkronisasi frame dan sinkronisasi simbol. Berikut penjelasan lanjut dari teknik sinkronisasi di penerima.

#### 2.4.3.1 *Carrier Synchronization*

sinkronisasi pembawa terbagi kedalam dua jenis sinkronisasi yaitu sinkronisasi terhadap frekuensi pembawa dan sinkronisasi terhadap fase pembawa.

Berikut penjelasan lanjut dari *sinkronisasi terhadap frekuensi pembawa*.

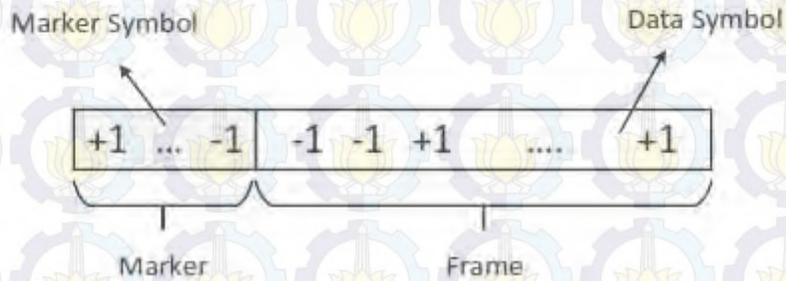
Tujuan dari sistem sinkronisasi frekuensi *carrier* terdiri dari estimasi dan kompensasi frekuensi *carrier offset* yang mungkin diinduksikan di penerima oleh ketidak stabilan osilator atau pergeseran Doppler. Berdasarkan tingkat pengetahuan dari simbol yang ditransmisikan, sinkronisasi frekuensi *carrier* diklasifikasikan menjadi tiga kategori: *data-aided* (DA), *decision-directed* (DD) dan *non-data aided* (NDA) atau *blind method*. Metode DA menganggap pengetahuan sempurna dari simbol yang ditransmisikan. Sementara metode NDA tidak memerlukan pengetahuan untuk itu. Metode DD mengandalkan pengetahuan dari simbol-simbol yang diperoleh pada output dari simbol berdasarkan simbol decoder. Sinkronisasi frekuensi *carrier* dapat diklasifikasikan ke dalam dua kelas:

1. *sinkronisasi frekuensi pembawa* yang dapat mengkompensasi frekuensi *offset* jauh lebih kecil dari pada *simbol rate* ( $1/T$ ), pada umumnya kurang dari 10% dari tingkat simbol.
2. *sinkronisasi frekuensi pembawa* yang dapat mengkompensasi *offset* frekuensi besar pada urutan *simbol rate* ( $1/T$ ).

#### 2.4.3.2 Sinkronisasi *Frame*

sinkronisasi *Frame* melibatkan langkah-langkah berikut. Pada langkah pertama, pemancar menyisipkan beberapa simbol yang memiliki pola tetap, yang disebut *marke*, ke setiap awal *frame* untuk membentuk *marker* dan pasangan *frame*,

yang dikenal sebagai paket. Ilustrasi dari sinkronisasi *paket frame* ditunjukkan pada Gambar 2.13.



Gambar 2.13. Ilustrasi paket dari *sinkronisasi frame*

Penerima mendeteksi paket yang datang dan mencari *marker*, setelah *marker* dideteksi kemudian *marker* tersebut dibuang hingga diperoleh deretan *frame* simbol informasi.

### 2.4.3.3 *Sinkronisasi Simbol*

Ketika penerima mengenerate sinyal *clock* simbol yang indentik dalam *phase* dan frekuensi pada waktu dari *clock* sinyal masuk, sinkronisasi simbol terjadi. Ini menentukan durasi dari sinyal informasi, yang merupakan prasarat untuk sampling dari sinyal untuk mengekstrak informasi.

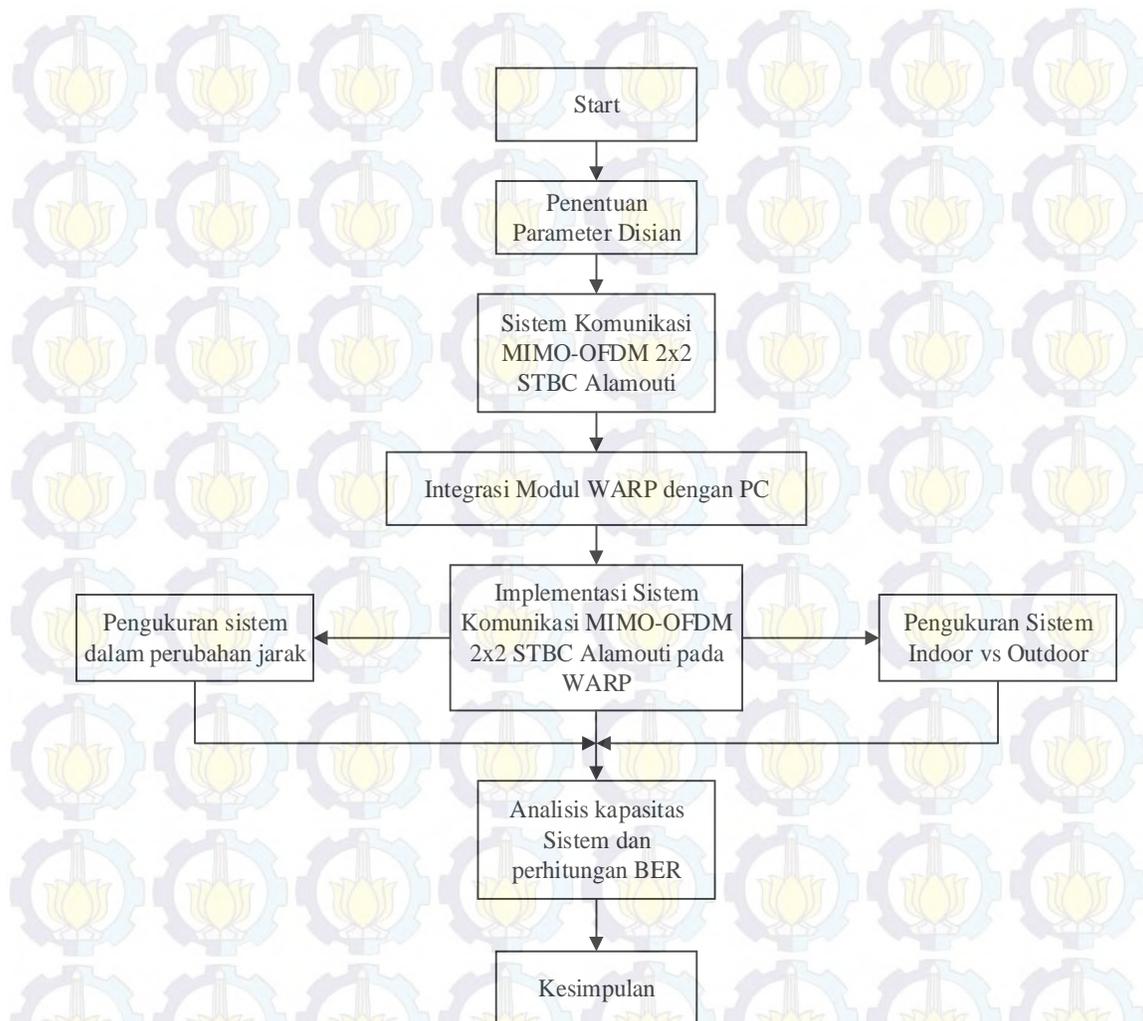
## BAB 3

### METODE PENELITIAN

Bab ini membahas tentang perancangan model sistem komunikasi MIMO OFDM basis WARP. Pembahasan dimulai dari parameter-parameter OFDM yang digunakan pada implementasi. Dilanjutkan dengan pembahasan blok-blok diagram yang digunakan untuk implementasi MIMO OFDM serta cara kerja masing-masing blok. Yang pertama dilakukan dalam penelitian ini adalah menentukan parameter-parameter dalam pendesainan sistem komunikasi. Tahap kedua, membangun sistem komunikasi MIMO-OFDM STBC Alamouti 2x2 menggunakan matlab. Tahap ketiga menghubungkan antara modul WARP dengan matlab yang ada pada computer yang digunakan. Tahap keempat, implementasi sistem komunikasi pada modul *Wireless Open Access Research Platform* (WARP). Hasil akhir yang akan dianalisis adalah grafik *bit error rate* (BER).

#### 3.1 Perancangan Penelitian

Berikut diagram blok perancangan penelitian yang di tunjukkan pada gambar 3.1. Parameter-parameter yang digunakan dalam pengukuran di tunjukan pada tabel 3.1 pada lampiran. Pengukuran kinerja sistem dilakukan pada lokasi *indoor* dan *outdoor* dengan skema pengukuran LOS. Dimana perancangan sistem komunikasi MIMO-OFDM STBC alamouti di lakukan pada matlab, kemudian sistem komunikasi MIMO-OFDM STBC alamouti di implementasikan pada modul WARP. Hasil yang diperoleh dari implementasi sistem berupa pengukuran *real time*, hasil pengukuran untuk kinerja BER versus daya pancar (dBm) pada kondisi *indoor* dan *outdoor* pada perubahan jarak antar *node* (m).



Gambar 3.1 Blok rancangan penelitian

### 3.1.1 Model transmitter

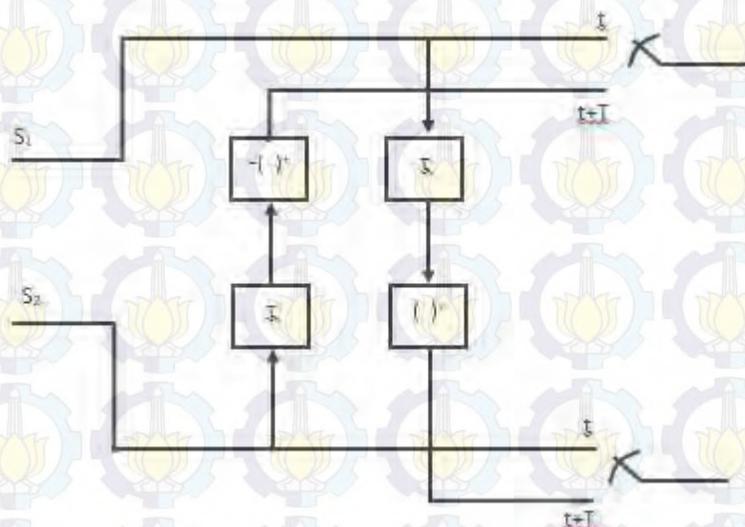
Pada gambar 3.2 ditunjukkan blok diagram sistem MIMO yang akan digunakan pada simulasi. Generator Data, yang bertugas membangkitkan data secara acak menggunakan fungsi *rand* pada MATLAB yang akan menghasilkan pola tertentu atau acak, *Signal mapper* yang digunakan pada metode yang akan disimulasikan adalah *Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)*. *Serial to Parallel Converter* mengubah menjadi dua buah aliran paralel. *Bit Rate* yang akan dihasilkan oleh blok *Serial to Parallel* menjadi setengah dari *bit rate* awal. Pembagian menjadi dua buah aliran paralel didasarkan pada urutan bit data masukan. Aliran data pertama merupakan kumpulan aliran data-data ganjil dari data masukan.

Sedangkan aliran data kedua merupakan aliran data-data genap dari data masukan[11].



Gambar 3.2. Blok Diagram bagian *transmitter* pada STBC MIMO-OFDM

Kedua buah simbol yang datang secara paralel, setelah dimodulasi, akan dilewatkan menuju pada dua *stream* yang berbeda, secara bersamaan. Pada saat  $t$ , *stream 1* akan memancarkan sinyal yang berasal dari simbol  $S_1$  sedangkan *stream 2* memancarkan sinyal yang berasal dari  $S_2$ . Pada saat  $t + T$ , setiap simbol  $S_1$  dan  $S_2$  selesai dikirim, *switch* pada masing-masing *stream 1* dan  $2$ , akan bergeser untuk mentransmisikan simbol-simbol berikutnya. Untuk *stream 1* akan mentransmisikan simbol  $S_2$  yang terlebih dahulu telah melalui proses konjugasi dan diberi muatan negatif. Sedangkan pada antenna  $T \times 2$ , pada saat yang sama, akan mentransmisikan simbol  $S_1$  yang telah melalui proses konjugasi. Gambar 3.3 menampilkan proses pentransmisian sinyal pada metode *Space Time Block Code*[11].



Gambar 3.3. Pola aliran data STBC

Sinyal yang diperoleh dari proses STBC merupakan *data stream* yang *independent*, kemudian *stream* data tersebut diproses dengan *ultrasampling* agar diperoleh jumlah *subcarrier* sesuai yang diinginkan dan posisi *stream* data berada ditengah-tengah deretan *subcarrier* secara paralel.

Sinyal yang diterima setelah *ultrasampling* akan di-*stream* kedalam beberapa *sub-block* dan dikalikan dengan faktor rotasi tertentu dan selanjutnya akan diproses dengan OFDM *Modulator*. Dari beberapa *sub-block* sebanyak  $V$  pada metode PTS atau sebanyak  $M$  pada metode SLM akan disortir berdasarkan pasangan PAPR terendah dari kedua aliran data tersebut dan akan dilanjutkan ke blok berikutnya.

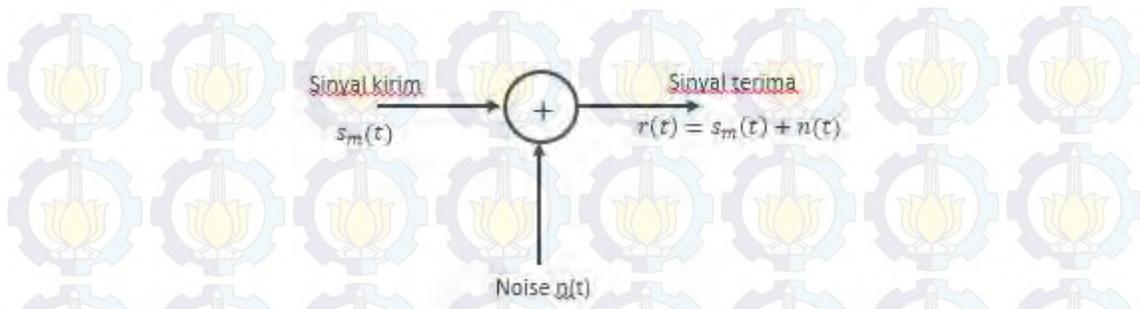
Proses berikutnya adalah penambahan *Guard Interval (Zero Padding)* yaitu, untuk mempertahankan properties ortogonalitas sinyal selama durasi waktu tertentu. Selain itu, *Inter Symbol Interference (ISI)* dan *Inter channel interference (ICI)* dapat dicegah dengan menambahkan *guard interval* pada awal frame. *Guard time* yang disisipkan dapat berupa deretan pulsa bernilai nol (*zero stream*).

### **3.1.2 Model Kanal**

Kanal yang akan digunakan adalah kanal *real-time*. Untuk pemodelan kanal tersebut, dua variabel utamanya adalah adanya *noise* dan terjadinya *multipath fading*.

#### **3.1.2.1 Kanal Additive White Gaussian Noise (AWGN)[18]**

*Noise* putih merupakan suatu proses stokhastik yang terjadi pada kanal dengan karakteristik memiliki rapat spektral daya *noise* merata di sepanjang *range* frekuensi. Pemodelan kanal AWGN dapat digambarkan seperti gambar 3.4.



Gambar 3.4. Pemodelan kanal AWGN

Seperti terlihat pada gambar 3.4, sinyal kirim  $S_m(t)$  yang ditransmisikan dari bagian pemancar akan diterima pada bagian penerima dengan persamaan:

$$r(t) = S_m(t) + n(t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (3.1)$$

Di mana  $n(t)$  merupakan *noise* yang terjadi selama proses transmisi sinyal kirim sampai diterima pada bagian penerima. Pada Matlab 7, fungsi pembangkitan *noise* dapat dilakukan melalui fungsi:

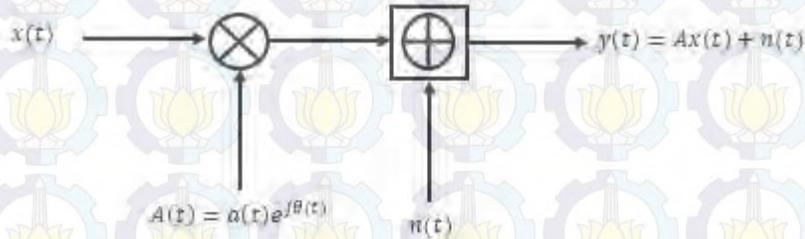
`signal_received=awgn(signal_transmit_from_tx,snr,'measured');`

Dengan fungsi tersebut bisa memberikan level AWGN kepada sinyal terkirim. Variabel SNR adalah nilai SNR yang akan dimasukkan. Kata 'measured' menunjukkan fungsi tersebut mengukur daya signal\_transmit\_from\_tx terlebih dahulu kemudian menambahkan level *noise*-nya sesuai dengan nilai SNR yang dimasukkan.

### 3.1.2.2 Kanal Multipath Fading Rayleigh

Suatu model statistik untuk selubung sinyal *fading* yang diterima pada kanal komunikasi bergerak sangat berguna dalam memprediksi kinerja sistem komunikasi. Pemodelan kanal *fading* Rayleigh merupakan model yang paling sering digunakan untuk menggambarkan kanal dalam lingkungan sistem komunikasi bergerak. Kanal ini menggambarkan penerimaan sinyal yang berfluktuasi akibat diterimanya beberapa sinyal dengan selubung atau fasa yang berbeda. Bila jalur-jalur sinyal yang diterima begitu banyak, maka dapat digunakan Teorema Limit sentral di mana sinyal yang diterima bisa dimodelkan sebagai proses acak *Gaussian*.

Jika dianggap proses acak *Gaussian* dengan *mean* nol, maka selubung sinyal yang diterima pada waktu tertentu akan terdistribusi secara Rayleigh. Pemodelan kanal ini disebut kanal Rayleigh. Model kanal ini ditunjukkan pada gambar 3.5.



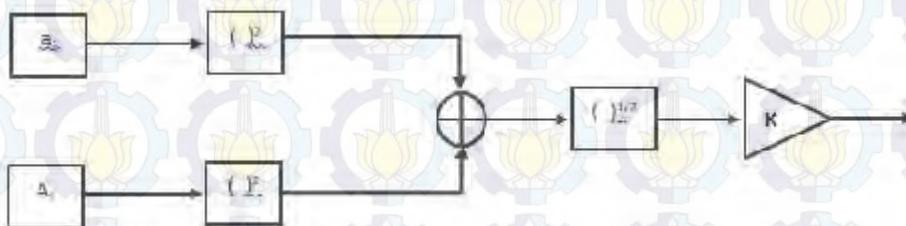
Gambar 3.5. Pemodelan kanal *rayleigh*

Model kanal pada gambar 3.5 diasumsikan menggunakan modulasi *M-ary Phase Shift Keying* (M-PSK) dengan deteksi koheren dan implikasi bahwa  $\theta$   $t$  diketahui pada penerima. Maka model sistem tersebut dapat direpresentasikan sebagai:

$$y_k = a_k \cdot x_k + n_k \quad (3.2)$$

di mana  $x_k$  adalah amplitudo simbol M-PSK dengan nilai  $\pm \sqrt{E_s}$ , sedangkan  $E_s$  merupakan energi per simbol.

Derau  $n$   $t$  adalah derau aditif yang terdistribusi secara *Gaussian* dengan *mean* nol dan variansi  $\sigma^2$  Sedangkan  $a$   $t$  merupakan variabel Rayleigh (*channel gain*) yang dibangkitkan dari dua variabel acak *Gaussian*  $a_c$  dan  $a_s$  dengan *mean* nol dan variansi  $\sigma^2$ . Generator yang digunakan untuk proses pembangkitan sinyal *fading* seperti yang ditunjukkan pada gambar 3.6.



Gambar 3.6. Generator pembangkit *fading rayleigh*

Pembangkitan sinyal *fading* dilakukan dengan menggunakan model Jakes. Pada model kanal ini,  $a_c$  dan  $a_s$  yang merupakan variabel acak *Gaussian* dengan *mean* nol dan variansi  $\sigma^2$ , ditentukan sebagai berikut:

$$a_c = \frac{2}{N_0} \sum_{n=1}^{N_0} \cos \beta_n \cos \omega_n t + \sqrt{2} \cos \alpha \cos \omega_n t \quad (3.3)$$

$$a_s = \frac{2}{N_0+1} \sum_{n=1}^{N_0} \cos \beta_n \cos \omega_n t + \sqrt{2} \cos \alpha \cos \omega_n t \quad (3.4)$$

$$a = \frac{a_c^2 + a_s^2}{2} \quad (3.5)$$

$N_0$  adalah osilator frekuensi rendah yang frekuensinya sama dengan  $\omega_n$ .

$$\omega_n = \omega_d \cos \frac{2\pi n}{N_1} \quad n = 1, 2, \dots, N_0 \quad (3.6)$$

Di mana

$$N_1 = 2(2 \cdot N_0 + 1) \quad (3.7)$$

$$N_0 = \frac{1}{2} \frac{N_1}{2} - 1 \quad (3.8)$$

$$\beta_n = \frac{\pi n}{N_0} \quad (3.9)$$

$$\alpha = \frac{\pi}{4} \quad (3.10)$$

Sedangkan

$$\omega_d = 2\pi \cdot f_d \quad (3.11)$$

$\omega_d$  merupakan pergeseran Doppler.

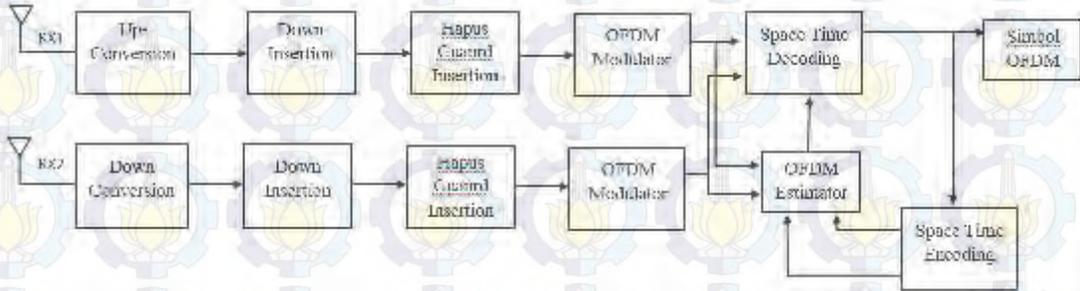
Efek Doppler merupakan suatu gejala di mana frekuensi yang diterima penerima tidak sama dengan frekuensi yang dikirim oleh pemancar yang disebabkan pergeseran relatif antara pengirim dan penerima. Frekuensi yang diterima akan meningkat jika penerima bergerak mendekati pengirim dan menurun jika penerima bergerak menjauhi pengirim. Frekuensi Doppler maksimum adalah:

$$f_d = \frac{v \cdot f_c}{c} \quad (2.12)$$

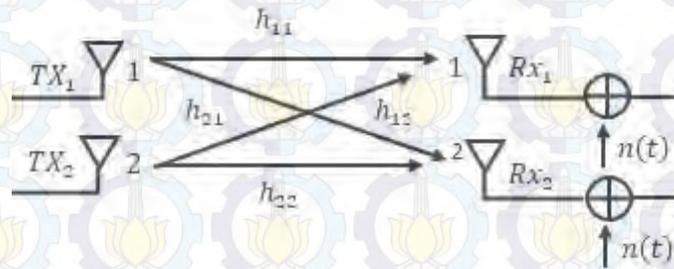
di mana  $v$  adalah kecepatan penerima,  $f_c$  adalah besarnya frekuensi pembawa dan  $c$  adalah kecepatan cahaya.

### 3.1.3 Model Penerima[8]

Pada bagian penerima, sinyal yang ditransmisikan selanjutnya diterima oleh antenna untuk kemudian diproses dengan urutan seperti gambar 3.7:



Gambar 3.7 Blok diagram penerima pada sistem STBC MIMO-OFDM



Gambar 3.8 Penerimaan sinyal pada antenna Rx

Gambar 3.8 menunjukkan proses bagaimana sinyal diterima oleh antenna penerima yang berjumlah dua buah. Pada antenna Rx1 dan antenna Rx2 akan menerima sinyal yang datang dari antenna Tx1 dan antenna Tx2 tetapi melalui lintasan yang berbeda. Untuk antenna Rx1, akan menerima sinyal dengan persamaan:

$$y_{11} = h_{11} \cdot s_1 + h_{12} \cdot s_2 + n_{11} \quad (3.13)$$

Sedangkan antenna Rx2 akan menerima sinyal yang memiliki persamaan:

$$y_{21} = h_{21} \cdot s_1 + h_{22} \cdot s_2 + n_{21} \quad (3.14)$$

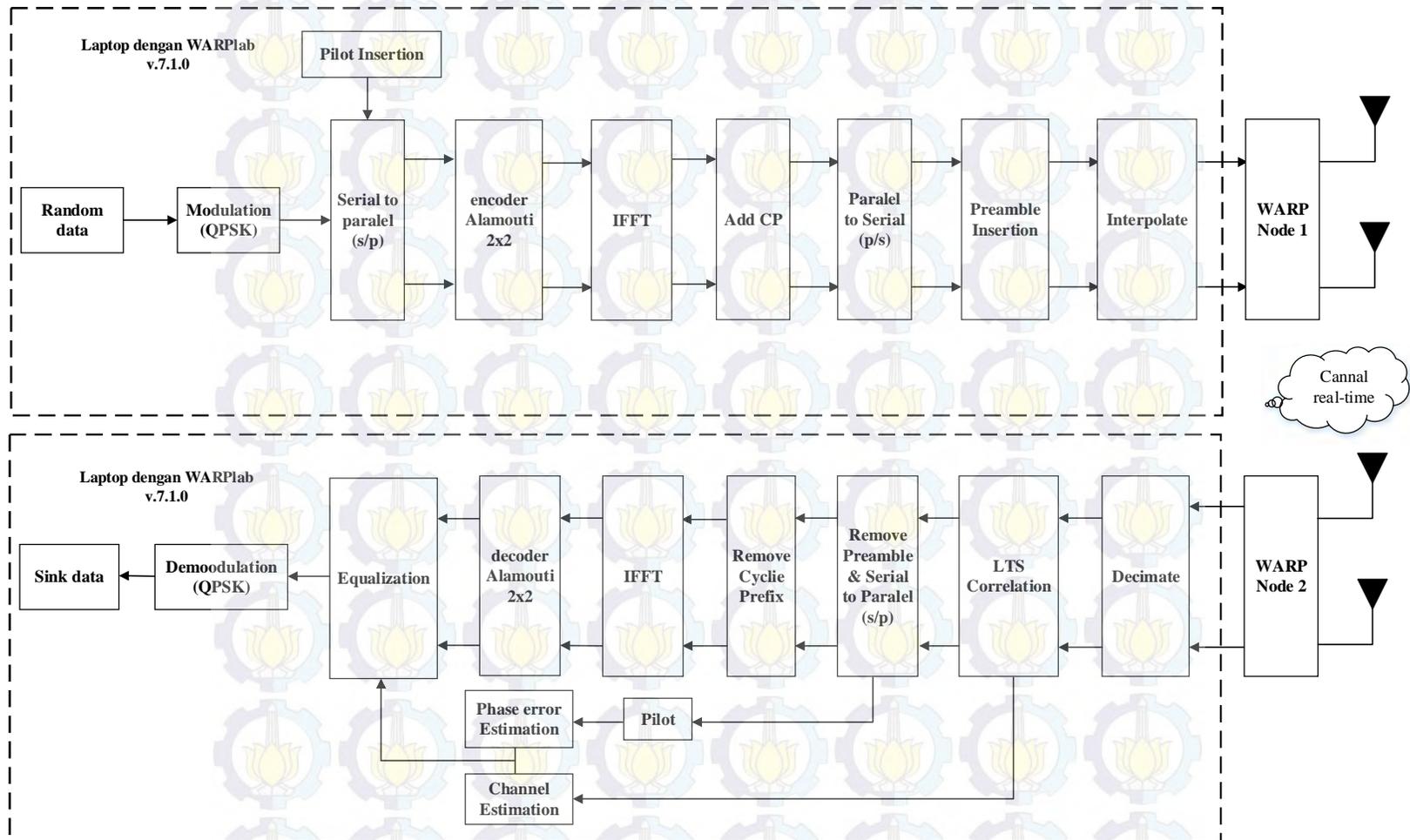
Data yang diterima dari antenna penerima akan dilakukan *down conversion* dan *downsampling* sehingga diterima data tanpa adanya duplikasi. Kemudian pada data tersebut, dilakukan proses penghilangan GI (*Guard interval insertion*) yang

ditambahkan selama proses transmisi di sisi pengirim. Setelah penghilangan *guard interval* akan diproses dengan OFDM Demodulator kemudian dibagi kembali sebanyak  $V$  *sub-block* pada metode PTS dan akan dikalikan dengan konjugat dari faktor rotasi fasa yang dilakukan pada PAPR *reduction*. Pada metode SLM, aliran data langsung dikalikan dengan konjugat faktor rotasi. Estimasi kanal dilakukan untuk mengetahui respon kanal yang terjadi selama sinyal ditransmisikan dari pemancar ke penerima. Lintasan yang akan diestimasi terdiri dari  $\mathbb{Z}_{11}$  yang merupakan respon kanal dari lintasan yang dilewati sinyal antara

### 3.2 Diagram Blok Desain Sistem Implementasi MIMO-OFDM 2x2 STBC Pada WARP

Diagram Blok sistem yang digunakan dalam mengimplementasikan MIMO-OFDM 2x2 STBC pada modul WARP ditunjukkan seperti pada gambar 3.9.

Pada gambar 3.9 menunjukkan blok diagram dari implementasi sistem MIMO-OFDM STBC Alamouti pada WARP, dimana input yang di bangkitkan data acak, bit informasi yang dibangkitkan di pemancar dan bit informasi yang diterima pada sistem MIMO-OFDM untuk 40 bit informasi pertama ditunjukkan pada gambar 3.10. dan Simbol hasil modulasi QPSK yang di pancarkan ditunjukkan pada gambar 3.11.

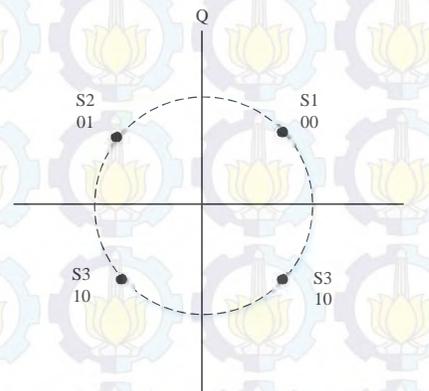


Gambar 3.9 Blok desain implementasi sistem komunikasi



Tabel 3.2 *Mapping* modulasi QPSK

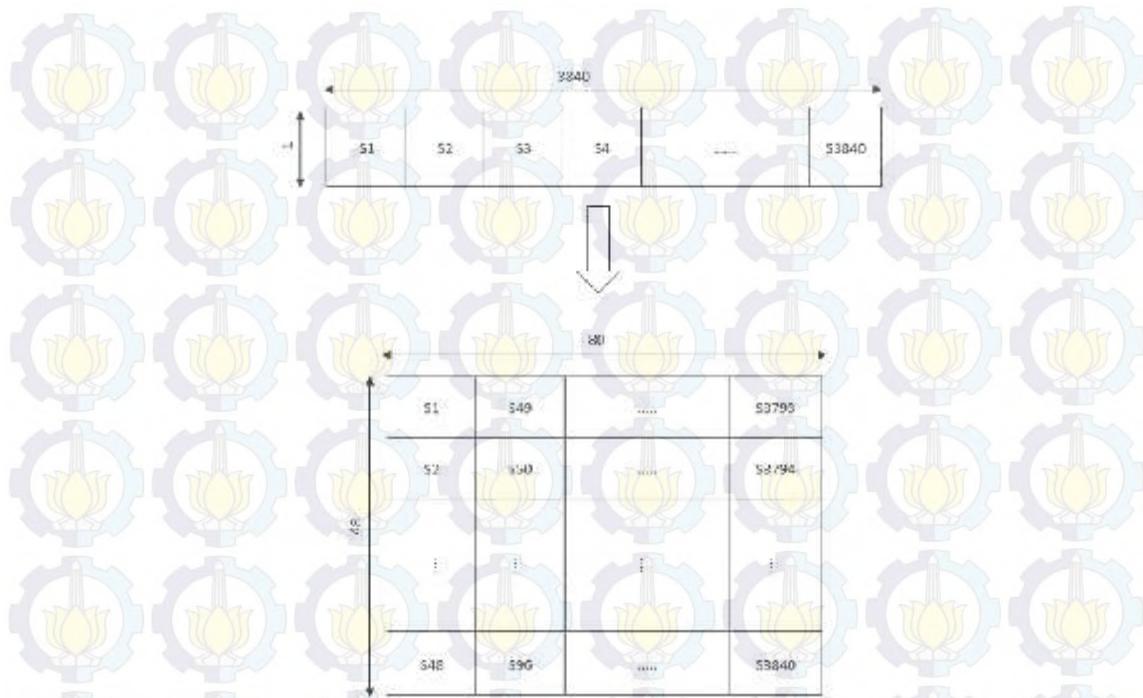
Bit Info (left-msb)	Simbol	Nilai Simbol
00	S <sub>1</sub>	1 + j0
01	S <sub>2</sub>	0 + j1
10	S <sub>3</sub>	- 1 + j0
11	S <sub>4</sub>	0 - j1



Gambar 3.12 Konstelasi QPSK

### 3.2.1 Konversi Serial ke Paralel

Setelah mengalami modulasi, data akan dibuat dalam bentuk paralel, serial ke paralel berfungsi untuk mengubah aliran data yang terdiri dari satu baris dan beberapa kolom menjadi beberapa baris dan kolom. Hasil dari konversi serial ke paralel berupa matriks bit-bit dengan jumlah baris yang menyatakan jumlah subcarrier yang akan digunakan dan jumlah kolom menyatakan jumlah simbol data yang dikirimkan pada tiap subcarrier. Data yang dibuat dalam bentuk paralel dengan ukuran sebesar 48x80. Proses serial ke paralel ditunjukkan pada gambar 3.13.



Gambar 3.13 Konversi Serial ke Paralel

### 3.2.2 STBC Alamouti Encoder

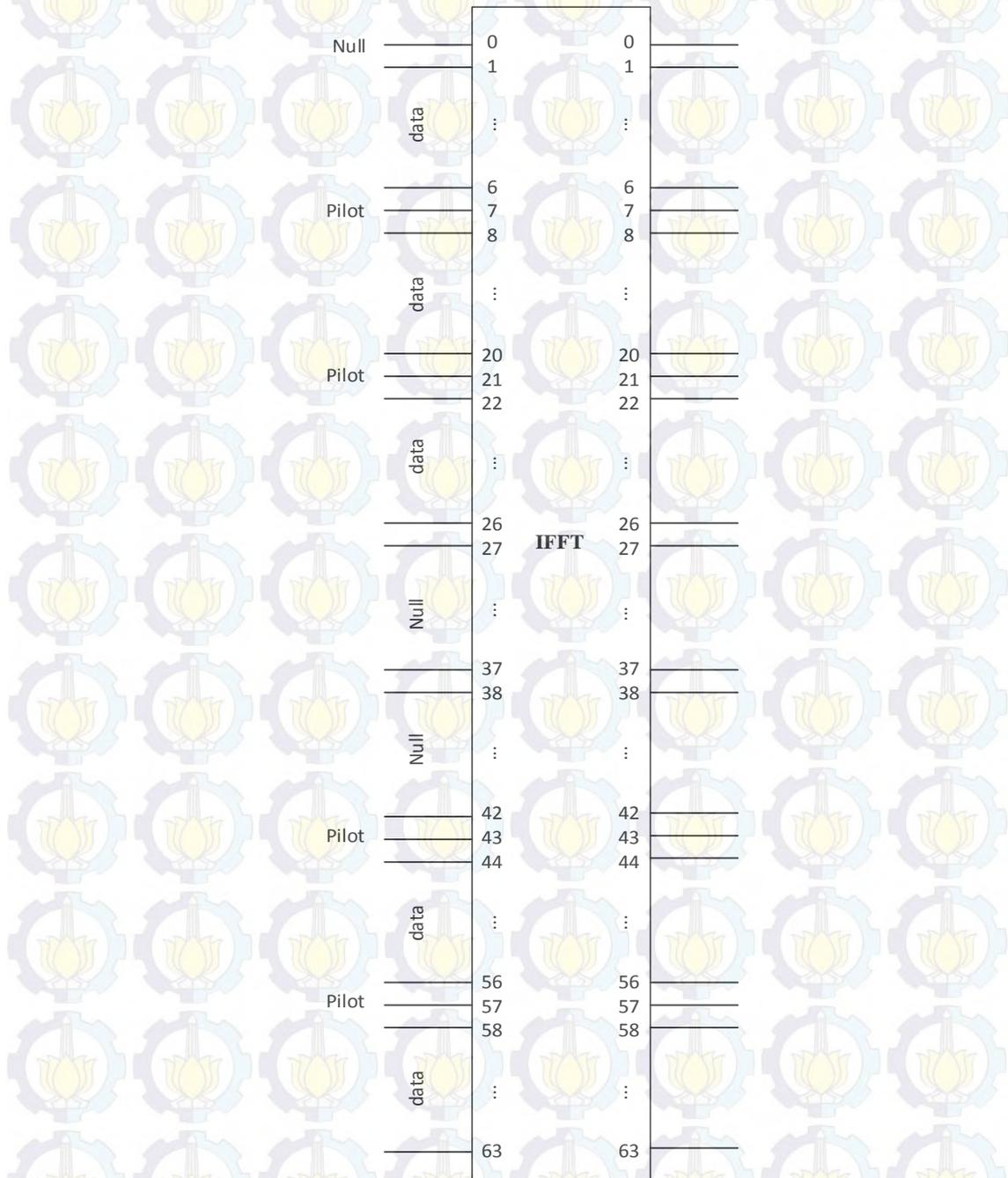
Sistem STBC yang digunakan pada penelitian menggunakan Alamouti 2x2.

Simbol akan ditransmisikan melalui dua antenna pengirim dan penerima secara bersamaan. Pada saat  $t$ , antenna  $T_{x1}$  mentransmisikan simbol  $S_0$  sedangkan antenna  $T_{x2}$  mentransmisikan simbol  $S_0$ . Pada saat  $t+T$ , Switch masing-masing antenna akan bergeser untuk mentransmisikan simbol berikutnya. Saat  $t+T$ , antenna  $T_{x1}$  mentransmisikan simbol  $-S_1^*$  sedangkan antenna antenna  $T_{x2}$  mentransmisikan simbol  $S_0^*$ .

### 3.2.3 Inverse Fast Fourier Transform (IFFT)

IFFT berfungsi sebagai baseband modulator yang akan membangkitkan *subcarrier-subcarrier* yang saling *orthogonal* satu dengan yang lain. Dengan ukuran 64, Keluaran dari proses N-point IFFT yaitu matrik dengan ukuran 64x80 yang terdiri dari 64 baris dan hanya 48 baris yang di tempatkan untuk data sementara untuk pilot yaitu 4, proses akhir dari IFFT akan membentuk simbol OFDM. Urutan

penempatan data dan pilot ditunjukkan pada gambar 3.14. struktur pilot yang digunakan adalah tipe *comb*.



Gambar 3.14 Penempatan data dan pilot pada blok IFFT

#### 3.2.4 *Cyclic Prefic*

Setelah data dan pilot disusun kemudian ditambahkan *Cyclic Prefic*, karena data yang saling *orthogonal* pada sistem OFDM akan menyebabkan terjadinya ICI sehingga di perlukan penambahan *Cyclic Prefic*. *Cyclic Prefic* adalah salinan bagian akhir dari simbol OFDM dan ditambahkan pada awal simbol OFDM. Jumlah *Cyclic Prefic* yang akan digunakan adalah ukuran 25% dari simbol OFDM pada setiap *subcarrier*. Jumlah simbol OFDM pada setiap *subcarrier* berjumlah 64 sehingga jumlah *Cyclic Prefic* adalah 16. Dimana salinan simbol *Cyclic Prefic* dimulai pada simbol ke 64 sampai ke 80.

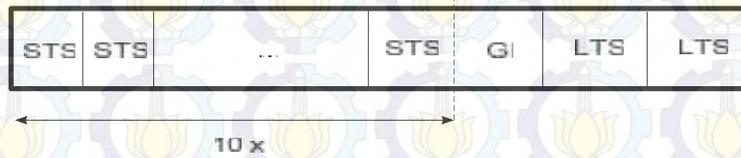
Setelah diketahui jumlah *Cyclic Prefic* yang akan digunakan maka akan dilakukan penyalinan pada simbol OFDM pada setiap *subcarrier*. Simbol OFDM yang akan disalin adalah 16 simbol OFDM terakhir dan akan diletakan pada awal simbol OFDM.

#### 3.2.5 Konversi paralel ke serial

Setelah melakukan penyisipan simbol pilot dan penambahan *Cyclic Prefic* pada data paralel maka data tersebut sebelum dikirim harus berbentuk serial sehingga pada sistem OFDM yang terdiri dari data paralel dilakukan konversi paralel ke serial sehingga ukurannya menjadi 1x6400.

#### 3.2.6 *Preamble*

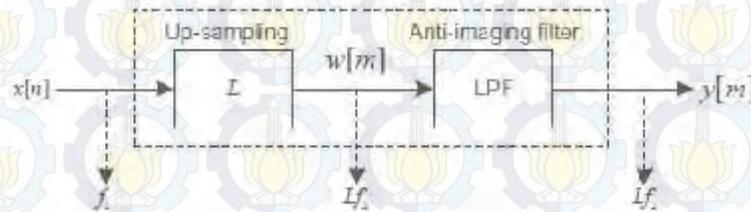
Setelah data berbentuk serial kemudian menambahkan *preamble* pada awal data yang berukuran 1x6400. *preamble* dimaksudkan sebagai sinkronisasi transmisi dengan menggunakan simbol yang telah ditetapkan dan diketahui oleh sistem yang diletakan pada bagian awal dari deretan simbol informasi. *preamble* merupakan gabungan dari dari *Short Training Symbol (STS)* dan *Long Training Symbol (LTS)* yang di tunjukkan pada gambar 3.15. dimana ukuran *preamble* yaitu 1x640 yang terdiri dari 1x16 ukuran STS, GI berukuran 1x32 dan LTS yang berukuran 1x64.



Gambar 3.15 Susunan *preamble*

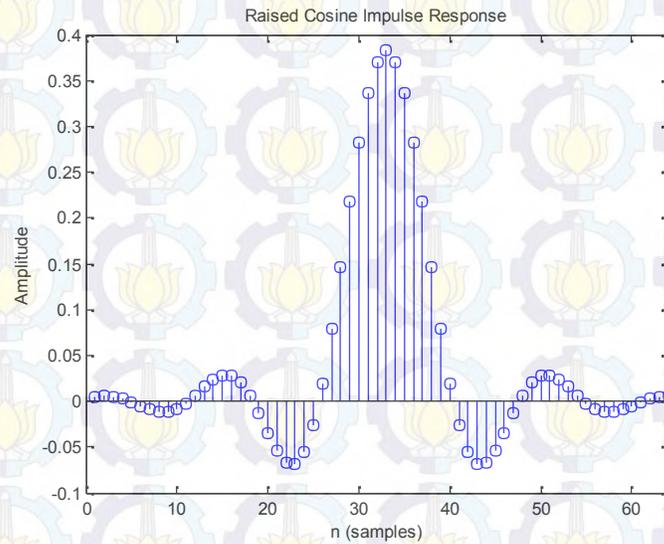
### 3.2.7 Interpolasi

Proses interpolasi dilakukan sebelum sinyal dikirim melalui WARP dimana sinyal tersebut telah ditambah *preamble*, proses interpolasi berfungsi untuk mengatasi sinyal yang dikirim dari error yang terjadi pada frekuensi selektif pada kanal *wireless* yang akan merusak sinyal-sinyal OFDM yang akan dikirim. Proses interpolasi ditunjukkan pada gambar 3.16.



Gambar 3.16 Blok diagram interpolasi

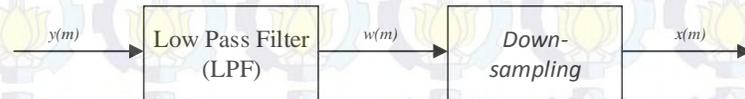
Pada gambar 3.16 interpolasi dilakukan dalam dua proses dimana yang pertama sinyal di *up-sampling* dengan ukuran  $L$  yaitu  $L > 1$  dan proses yang kedua adalah LPF dimana LPF adalah response impulse dari  $h[m]$  [20]. LPF berfungsi untuk memfilter sinyal yang telah di *up-sampling*, setelah sinyal di interpolasi kemudian sinyal dikirimkan melalui WARP.



Gambar 3.17 Respon impuls

### 3.2.8 Desimasi

Sinyal yang dikirim dari pemancar pada penerima akan di proses desimasi terlebih dahulu dimana proses desimasi adalah kebalikan dari proses interpolasi, proses desimasi di tunjukkan pada gambar 3.18.



Gambar 3.18 Blok Diagram Desimasi

### 3.2.9 Cross correlation

*Cross correlation* berfungsi untuk menentukan awal frame OFDM yang pertama dan juga bertujuan untuk estimasi kanal, proses *Cross correlation* di lakukan dengan rumus sebagai berikut [21]. Hasil dari proses *Cross correlation* adalah mendapat dua nilai puncak yang berfungsi menentukan awal dari frame OFDM.

$$r = \sum_{l=0}^{M-1} \sum_{k=1}^N r^* l^* N + k + n s^* (l^* N + k) \quad (3.15)$$

Dimana:

$r$  : Keseluruhan preamble pada penerima

$s$  : Satu buah LTS

$N$  : Panjang dari data OFDM (64 sample)

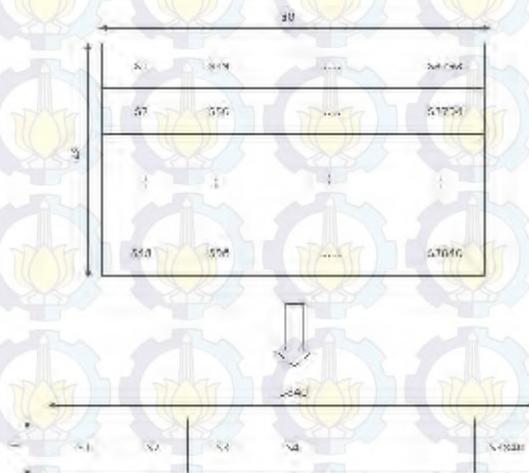
$M$  : Jumlah dari LTS yang di proses *Cross correlation*.

### 3.2.10 Remove *Cyclic Prefic* dan proses FFT

*Cyclic Prefic* yang di tambahkan pada pengirim pada proses ini di hilangkan untuk mengembalikan sinyal pada posisi awal yang berukuran 64x80. Setelah sinyal tambah *Cyclic Prefic* kemudian di proses FFT dengan ukuran yang sama seperti pada pemancar. Proses FFT berfungsi sebagai *baseband demodulator* dengan cara mengubah sinyal pada domain frekuensi. Kemudian sinyal melalui proses *equalizer* dengan kanal estimasi yang didapat pada proses korelasi LTS dan *error phase* dengan menggunakan pilot. Dimana data-data informasi yang diterima pada penerima akan di ambil setelah proses *equalizer*.

### 3.2.11 Konversi Parallel ke Serial

Parallel ke serial berfungsi mengubah kembali deretan data paralel menjadi data serial sebelum data dimodulasi. Proses Parallel ke Serial di tunjukkan pada gmabar 3.19. Kemudian data di proses *STBC decoder*.



Gambar 3.19 Konversi paralel ke serial

### 3.2.12 STBC Alamouti Decoder

STBC decoder berfungsi untuk menentukan sinyal yang diterima pada penerima dengan cara menghitung nilai respon kanal maka sinyal  $s_1$  dan  $s_2$  dapat ditentukan, sebelum data didemodulasi QPSK untuk mengubah simbol menjadi bentuk bit informasi.

### 3.2.13 Demodulasi QPSK

Proses demodulasi merupakan kebalikan dari proses modulasi pada sisi pemancar dimana demodulasi berfungsi untuk memetakan kembali deretan simbol menjadi bit-bit informasi berdasarkan daerah konstelasi dari simbol tersebut, proses demodulasi di tunjukkan pada gambar 3.20.



Gambar 3.20 Blok demodulasi QPSK

### 3.2.14 Estimasi kanal

Pada umumnya, banyak sekali metode yang digunakan dalam pengestimasi kanal. Banyak metode ini didasari pada pengurangan error yang terjadi dengan membandingkan simbol pilot pada penerima dengan yang dikirim. Pada penelitian ini menggunakan metode estimasi kanal *least-square* karena lebih mudah dan sederhana untuk diaplikasikan. Dimana Estimasi kanal *least-square* berfungsi untuk mengatasi pengurangan nilai magnitude yang terjadi pada frekuensi selektif dari kanal *multipath* dan *noise*. Estimasi kanal menggunakan LTS dapat dilihat pada persamaan berikut[22]:

$$R_{l,k} = H_{l,k}d_{l,k} + W_{l,k} \quad (3.71)$$

Dimana  $R_{l,k}$  adalah LTS pada penerima yang telah melalui proses blok FFT,  $H_{l,k}$  adalah impulse respon kanal,  $d_{l,k}$  adalah LTS pada pemancar, dan  $W_{l,k}$  adalah noise. Setelah proses estimasi kanal selesai selanjutnya dilakukan proses ekualisasi *payload* pada semua simbol OFDM yang diterima dengan menggunakan persamaan sebagai berikut[22]:

$$xe\ k = \frac{x(k)}{\bar{H}_k} \quad (3.72)$$

Dimana

$xe\ k$  : Sinyal hasil ekualisasi

$x(k)$  : Sinyal sebelum ekualisasi

$\bar{H}_k$  : Nilai estimasi kanal

### 3.2.15 Estimasi Fasa Error

Estimasi fasa error berfungsi untuk mengoreksi kembali fasa error yang masih terdapat sisa dari (*residual*) error pada *timing offset* yang disebabkan oleh adanya karakteristik variasi waktu pada kanal mengakibatkan letak simbol-simbol OFDM pada penerima kerang tepat. Untuk memperbaiki sisa error pada *timing offset* digunakan pilot-pilot yang disisipkan pada simbol OFDM. Penyusunan letak pilot dibuat sedemikian rupa agar supaya antara pilot tidak saling terganggu.

proses yang dilakukan pada estimasi fasa error adalah dengan mengalikan simbol yang diterima dengan  $e^{-j\theta}$  dimana  $\theta$  adalah sudut dari estimasi fasa, persamaan estimasi fasa error sebagai berikut:

$$s'(k) = s(k)e^{-j\theta} \quad (3.72)$$

Dimana:

$s'(k)$  : Nilai sinyal pada penerima setelah proses korelasi fasa

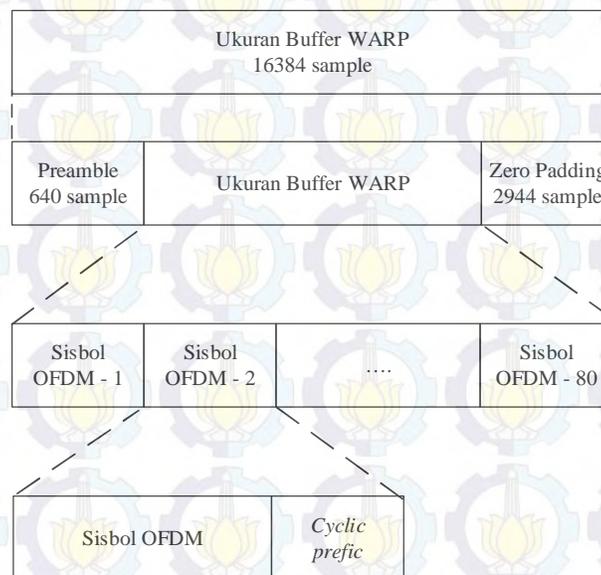
$s(k)$  : Nilai sinyal pada penerima sebelum proses korelasi fasa

$\theta$  : sudut dari estimasi fasa

Dimana nilai  $\theta$  didapat dari rata-rata perbedaan nilai sudut antara pilot yang diterima dengan pilot yang di pemancar.

### 3.2.16 Desain *frame* OFDM

Sebuah OFDM *frame* terdiri atas simbol, *pilot*, *cyclic prefik*, dan *virtual subcarrier*. Untuk satu *frame* komunikasi yang akan dikirimkan melalui WARP *frame* OFDM akan di tambahkan dengan *preamble* dan *zero padding*. *Frame* komunikasi keseluruhan di tunjukkan pada gambar 3.21.



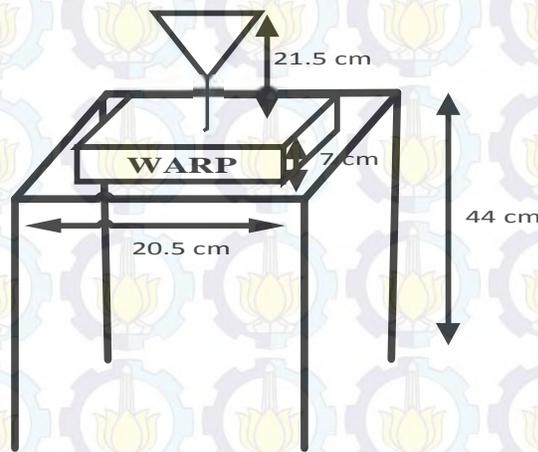
Gambar 3.21 Struktur *frame* komunikasi

## 3.3 Skenario Pengukuran

Pengukuran sistem implementasi sistem komunikasi MIMO-OFDM STBC Alamouti 2x2 dilakukan pada dua kondisi yaitu indoor dan outdoor. Kinerja yang diukur untuk hasil implemntasi sistem adalah nilai *bit error rate* (BER) dimana nilai BER di amati dalam dua keadaan, yang pertama BER terhadap fungsi daya pancar dan yang kedua BER terhadap fungsi jarak. Pengukuran sistem komunikasi MIMO-OFDM STBC Alamouti ditunjukkan pada Gambar 3.22. dimana modul WARP diletakan diatas kursi seperti ditunjukkan pada gambar 3.23.



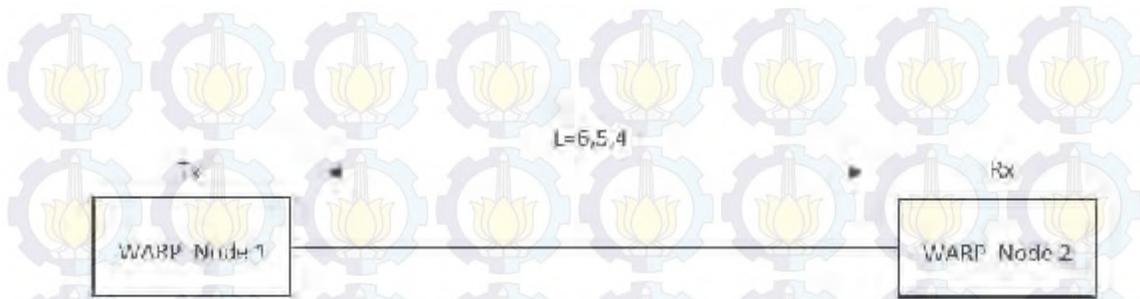
Gambar 3.22 Pengukuran Sistem Implementasi Sistem Komunikasi MIMO-OFDM STBC Alamouti pada WARP



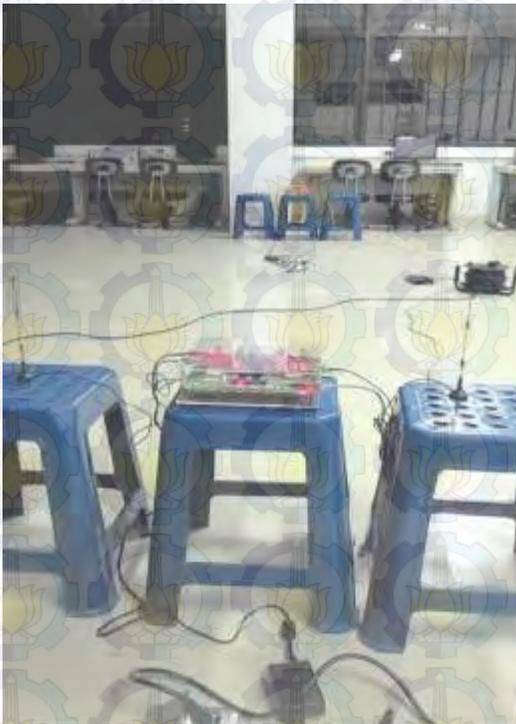
Gambar 3.23 Ukuran fisik penempatan perangkat WARP

### 3.3.1 Lingkungan *Indoor*

Pada lingkungan indoor pengukuran sistem komunikasi MIMO-OFDM STBC Alamouti dilakukan di ruangan laboratorium jaringan telekomunikasi dengan jarak 4,5,6. Untuk variasi jarak antar node WARP dapat di lihat pada gambar 3.24. Pengukuran ditunjukkan pada gambar 3.25. Hasil akhir yang di inginkan dari pengukuran *indoor* untuk mengetahui perbedaan nilai BER pada saat perubahan jarak.



Gambar 3.24 Sketsa Pengukuran Sistem dengan variasi jarak



Gambar (a)



Gambar (b)

Gambar 3.25 Pengukuran sistem *indoor*



Gambar (c)

Gambar 3.25 (lanjutan)

(a) jarak pengukuran 4 meter (b) jarak pengukuran 5 meter

(c) jarak pengukuran 6 meter

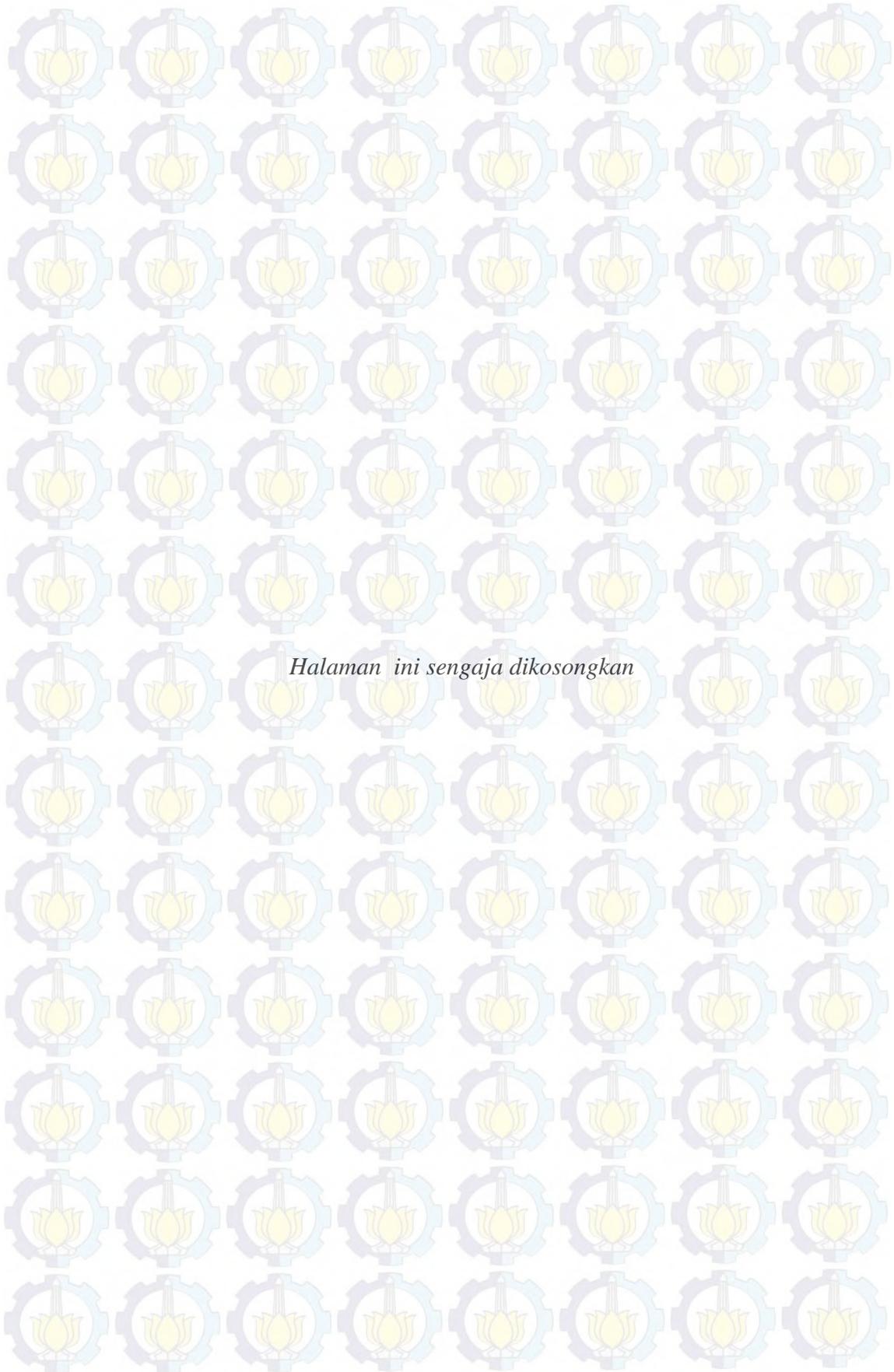
### 3.3.2 Lingkungan *outdoor*

Pada lingkungan *outdoor* pengukuran sistem komunikasi MIMO-OFDM STBC Alamouti dilakukan diluar ruangan laboratorium jaringan telekomunikasi dengan jarak yang sama dengan kondisi *indoor*. Pada pengukuran *outdoor* menggunakan skema dan kondisi yang sama dengan *indoor*. Hasil akhir yang diinginkan dari pengukuran *outdoor* yaitu perbandingan antara kondisi lingkungan

*indoor* dan *outdoor*. Kondisi pengukuran lingkungan *outdoor* di tunjukkan pada gambar 3.26.



Gambar 3.26 Pengukuran Lingkungan *outdoor*.



*Halaman ini sengaja dikosongkan*

## BAB 4

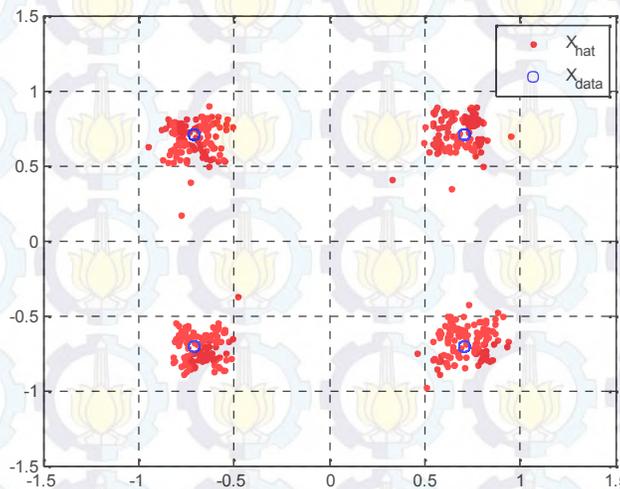
### HASIL DAN ANALISIS

Bab ini menampilkan hasil serta analisis dari pengukuran yang telah dilakukan dari sistem implementasi sistem MIMO-OFDM STBC Alamouti  $2 \times 2$  pada WARP. Pengukuran yang dilakukan dengan berbagai variasi dan parameter sistem komunikasi seperti yang telah dijelaskan pada bab 3.

#### 4.1 Analisis Sistem Komunikasi MIMO-OFDM STBC Alamouti

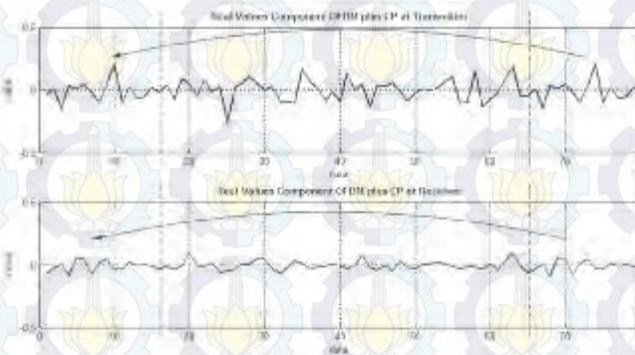
Sistem yang diimplementasikan dan dianalisis mengacu pada blok implementasi sistem MIMO-OFDM STBC Alamouti yang di tunjukkan pada gambar 3.9 di bab 3.

Scatter plot simbol di penerima untuk sistem MIMO-OFDM STBC Alamouti ditunjukkan pada gambar 4.1, dapat dilihat pada gambar bahwa konstelasi dari simbol yang diterima yang telah melalui proses estimasi baik estimasi kanal maupun fasa error, simbol yang diterima mendekati posisi simbol yang dikirim (*decision area*) maka simbol yang terbaca oleh penerima bernilai BER adalah 0.

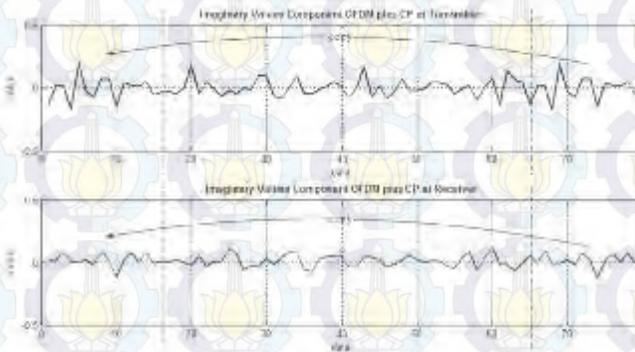


Gambar 4.1 Scatter plot Simbol

Hasil dari proses IFFT yang telah ditambahkan *cyclic prefix* ditunjukkan pada gambar 4.2 dapat dilihat simbol yang diterima tidak sama dengan simbol pada pemancar sinyal yang dilewatkan pada WARP telah mengalami banyak gangguan, seperti suhu daerah, atenuasi dan redaman. Sehingga sinyal yang diterima pada penerima menjadi lebih kecil nilainya. Untuk mengembalikan sinyal yang diterima seperti pada pemancar maka dilakukan estimasi dipenerima yang dilakukan setelah proses IFFT. Untuk ukuran *cyclic prefix* yang mana berukuran 25% dari total panjang 1 simbol OFDM ditunjukkan pada gambar 4.2 di mana *cyclic prefix* berisi 16 data awal yang di copy dari 16 data akhir dari simbol OFDM.



(a) Simbol Real Tx (b) Simbol Real Rx

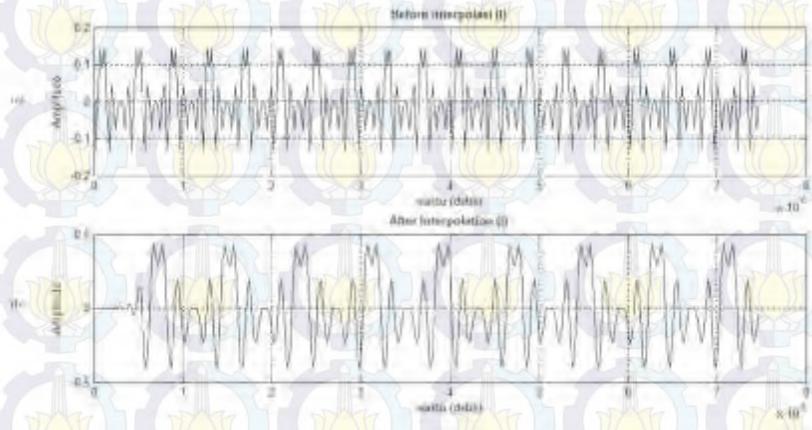


(c) Sinyal Imaginer Tx (d) Sinyal Imaginer Rx

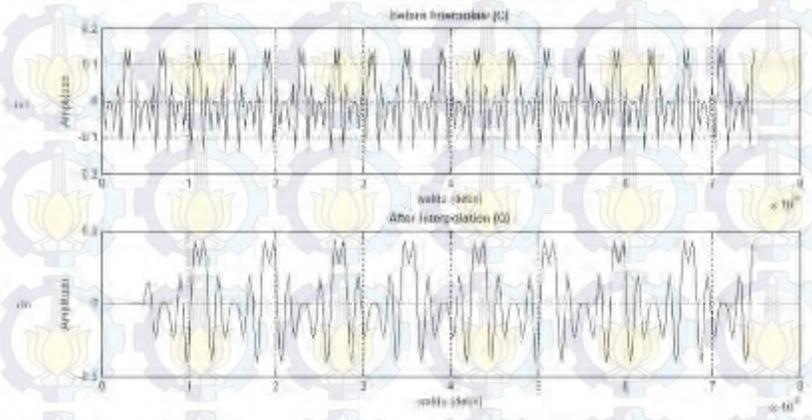
Gambar 4.2 Simbol OFDM

Kemudian dilakukan proses Interpolasi pada sinyal untuk meningkatkan *sampling rate* atau mengandakan ukuran sinyal yang akan dikirimkan untuk

menghindari sinyal terhadap error yang terjadi pada frekuensi selektif pada kanal wifi. Proses interpolasi di tunjukkan pada gambar 4.3.



(a) Sinyal Real Sebelum Interpolasi (b) Sinyal Real Setelah Interpolasi



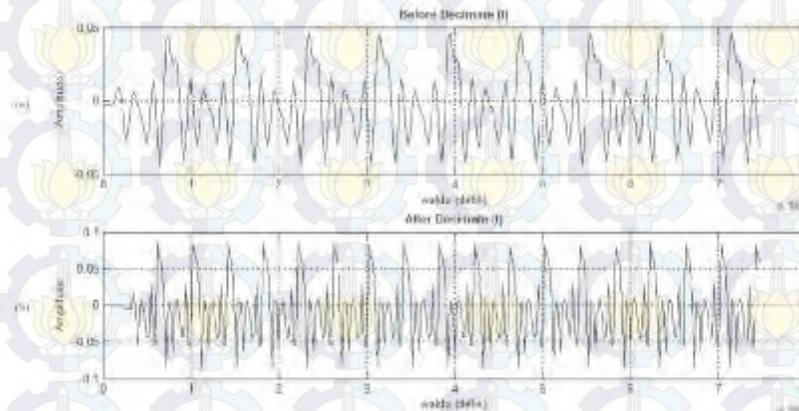
(c) Sinyal Imaginer Sebelum Interpolasi (d) Sinyal Imaginer Setelah Interpolasi

Gambar 4.3 Sinyal Interpolasi

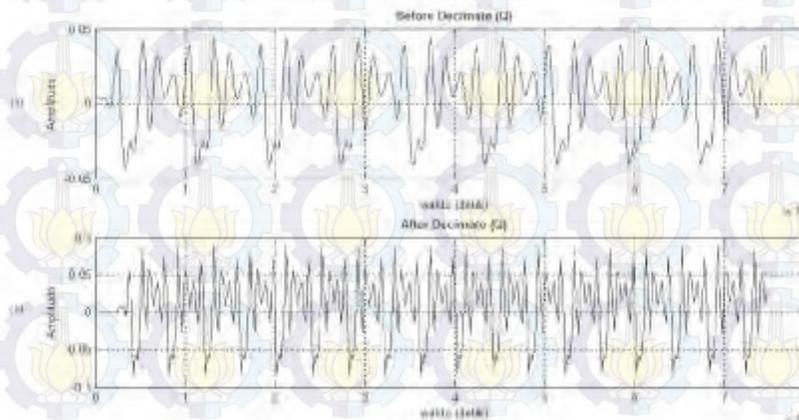
Dari gambar 4.3 terlihat bahwa sinyal yang sebelum dan sesudah interpolasi diliahat pada waktu yang sama ukuran sinyal mengalami pelebaran sampai dua kali lipat dimana jumlah puncak sebelum interpolasi sebanyak 19 puncak setelah di interpolasi menjadi 9 puncak. Ukuran menjadi 2 kali lebih besar pada saat di interpolasi hal ini dikarenakan menggunakan ukuran *upsample* yaitu 2.

Sinyal yang telah diproses interpolasi pada pengirim maka pada penerima dilakukan proses kebalikannya yaitu desimasi, untuk mengembalikan simbol

OFDM ke bentuk semula seperti pada pengirim. Gambar proses desimasi ditunjukkan pada gambar 4.4.



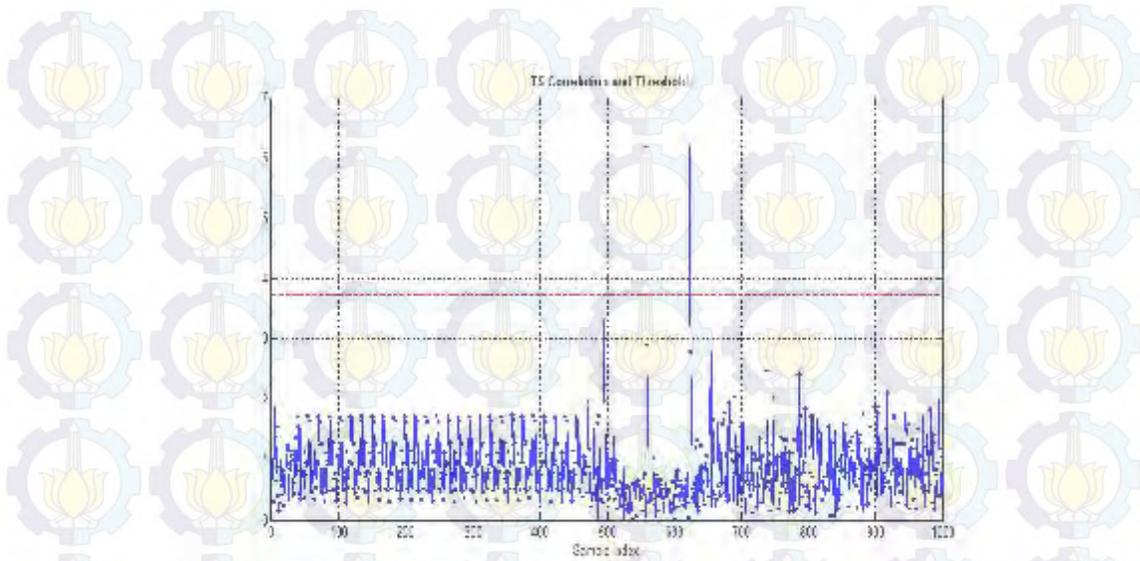
(a) Sinyal *Real* sebelum di desimasi (b) Sinyal *real* sesudah desimasi



(c) Sinyal *Imajiner* sebelum di desimasi (b) Sinyal *imaginer* sesudah desimasi

Gamabr 4.4 Proses Desimasi

Fungsi dari desimasi kebalikan dari interpolasi dimana sinyal *real* dan *imaginer* bertambah menjadi dua kali lipat, sinyal yang semua berjumlah 9 puncak di desimal menjadi 18 puncak dengan waktu pengamatan yang sama.



Gambar 4.5 Korelasi LTS

Korelasi LTS berfungsi untuk menentukan letak awal dari simbol OFDM, hasil dari korelasi LTS ditunjukkan pada gambar 4.5. Dimana letak awal dari simbol OFDM pertama di lihat dari 2 nilai puncak dari hasil korelasi LTS tersebut, 2 nilai puncak tersebut menandakan lokasi dari 2 buah LTS yang digunakan. Untuk nilai puncak dari hasil korelasi LTS yang diijinkan dilihat dari nilai *threshold* yang diijinkan, batas nilai *threshold* yang diijinkan pada gambar di tandai dengan garis merah. Dimana nilai *threshold* yang digunakan yaitu 0.6. Dilihat pada gambar nilai puncak dari 2 buah LTS tersebut berada pada *sample* ke 559 dan 623 dimana selisih dari nilai *sample* adalah 64 *sample*. Maka sesuai dengan parameter yang digunakan dimana terdapat 64 *sample* dalam 1 buah LTS.

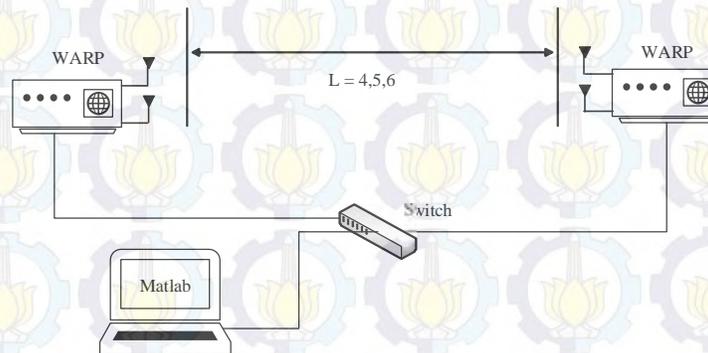
Selanjutnya pada penerima dilakukan estimasi kanal dan estimasi error, hasil dari estimasi tergantung pada nilai *magnitude* yang setelah melewati kanal pada setiap *subcarrier*. hasil dari proses fase error nilai fase error sangat kecil hal ini sesuai dengan yang diinginkan karena menandakan bahwa posisi simbol OFDM mendekati posisi referensi yang terdapat pada pemancar. Apabila fase error semakin besar maka menandakan posisi simbol OFDM semakin jauh dari referensi. Hal ini dinamakan offset phase antara pemancar dan penerima.

## 4.2 Analisis Hasil Pengukuran Implementasi Sistem Komunikasi MIMO-OFDM STBC Alamouti Pada WARP

Dalam pengukuran MIMO-OFDM STBC Alamouti ini, unjuk kerja dari sistem dilihat dari kinerja *bit error rate* (BER) yang di bandingkan terhadap daya pancar, dimana BER merupakan parameter yang paling utama dalam menentukan kualitas suatu sistem. BER yang tinggi menandakan, informasi yang di terima pada sisi penerima mengalami banyak perubahan selama ditransmisikan. Hasil pengukuran kinerja sistem diliahat pada dua kondisi yaitu kondisi *indoor* dan *outdoor*.

### 4.2.1 Analisis Perbandingan BER dalam kondisi lingkungan *indoor* dan *outdoor*

Hasil dari implementasi sistem MIMO-OFDM STBC Alamouti pada WARP yang akan analisis adalah kinerja *bit error rate* (BER) terhadap daya pancar. Pada kondisi *indoor* dan *outdoor* ini akan di analisis BER pada perubahan jarak dan BER pada waktu yang berbeda, dimana skema yang digunakan yaitu *line-of-sight*, skema LOS ditunjukkan pada gambar 4.6.

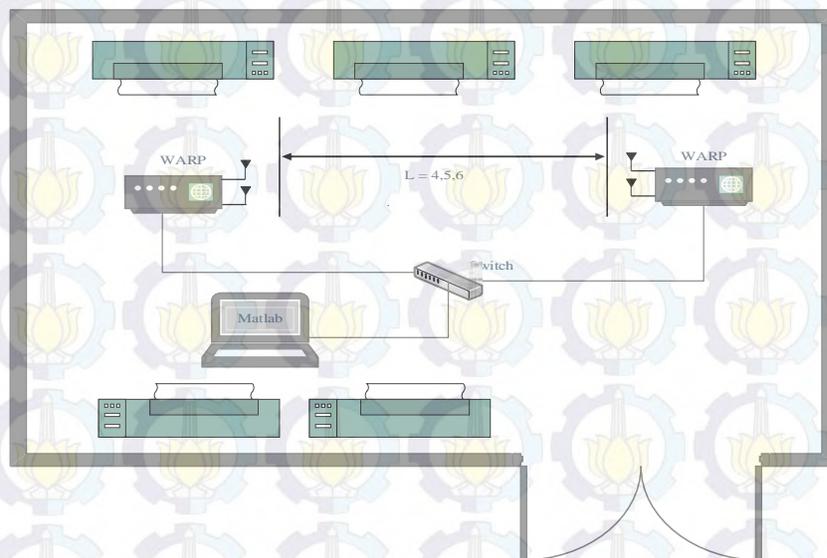


Gambar 4.6 Skema pengukuran LOS

#### 4.2.1.1 Analisis Kinerja BER Pada Perubahan Jarak Kondisi *Indoor*

Pada gambar 4.9 memperlihatkan performansi hasil pengukuran perbandingan BER terhadap daya pancar pada perubahan jarak 4,5, dan 6 meter indoor. Jarak minimal pengukuran adalah 4 meter dikarenakan pada jarak 2 meter

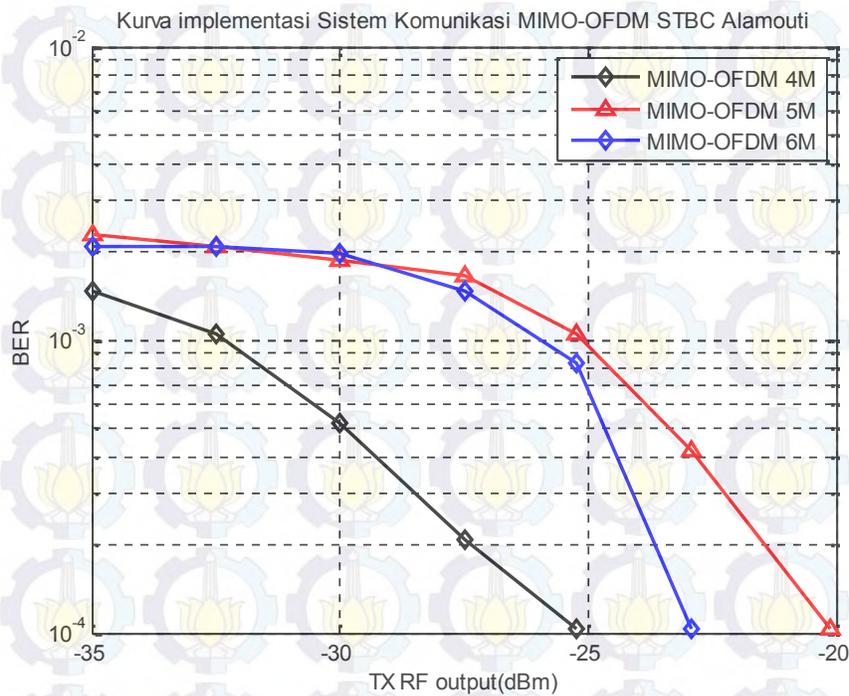
pada daya pancar -35 dBm nilai BER sudah 0 dan pada jarak 4 meter nilai BER pada daya pancar -35 dBm adalah  $1.458 \times 10^{-3}$ . Dilihat dari hasil pengukuran pada gambar 4.14 dan tabel pada lampiran 1 kinerja sistem komunikasi MIMO-OFDM pada jarak 4 meter lebih baik dari pada jarak 5 dan 6 meter itu dilihat dari BER yang dihasilkan pada saat daya pancar -25.25 dBm untuk jarak 4 meter BER bernilai  $1.08 \times 10^{-4}$  sedangkan saat jarak 5 meter BER bernilai  $1.042 \times 10^{-3}$  dan untuk jarak 6 meter BER bernilai  $8.33 \times 10^{-4}$  terlihat bahwa nilai BER terbaik didapatkan pada jarak 4 meter, dan saat perubahan jarak daya pancar harus lebih besar untuk mendapatkan nilai BER yang lebih baik tapi pada saat jarak 6 meter nilai BER lebih baik dari pada jarak 5 meter terlihat pada nilai BER terkecil yang di dapatkan adalah  $1.04 \times 10^{-4}$  pada jarak 4 meter dibutuhkan daya pancar -25.25 dan untuk 5 meter -20.125 sedangkan pada jarak 6 meter dibutuhkan daya pancar -22.9372 terlihat bahwa jarak 6 meter lebih baik dari pada 5 meter terlihat bahwa sistem komunikasi MIMO-OFDM STBC Almaouti ini baik terhadap perubahan jarak.



Gambar 4.7 Skema pengukuran *indoor* terhadap perubahan jarak



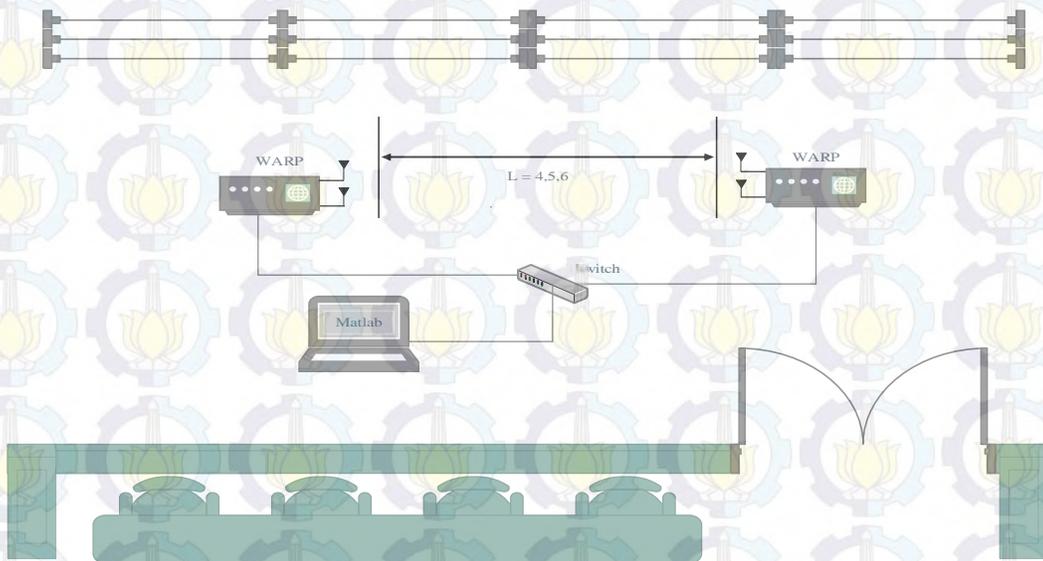
Gambar 4.8 Kondisi pengukuran sistem saat *indoor*



Gambar 4.9 Perbandingan BER terhadap daya pancar pada perubahan jarak meter untuk lingkungan *indoor*

#### 4.2.1.2 Analisis Kinerja BER Pada Perubahan Jarak Kondisi *Outdoor*

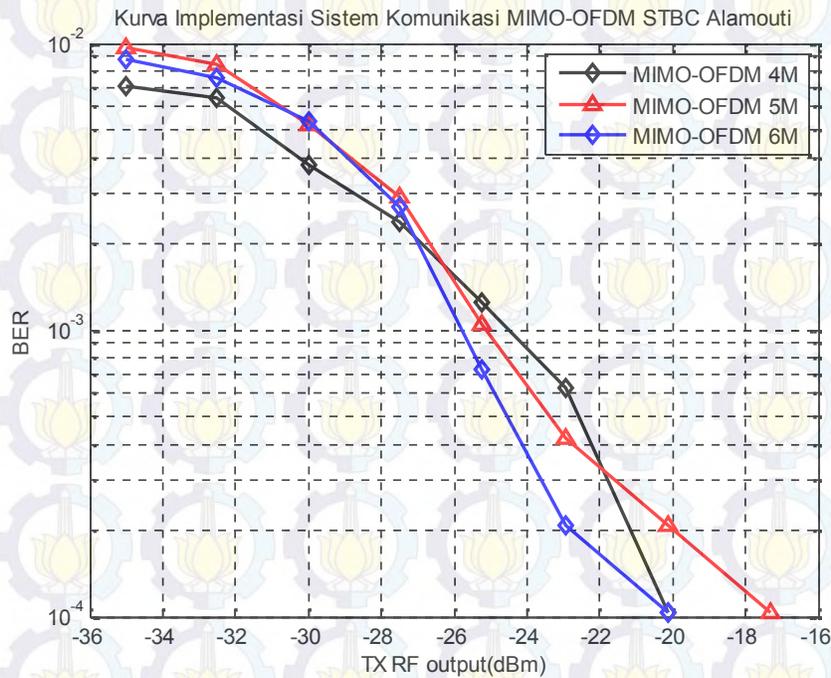
Pada gambar 4.12 memperlihatkan performansi hasil pengukuran perbandingan BER terhadap daya pancar pada perubahan jarak 4,5, dan 6 meter *outdoor*.



Gambar 4.10 Skema pengukuran *outdoor* terhadap perubahan jarak



Gambar 4.11 Kondisi pengukuran sistem saat *outdoor*



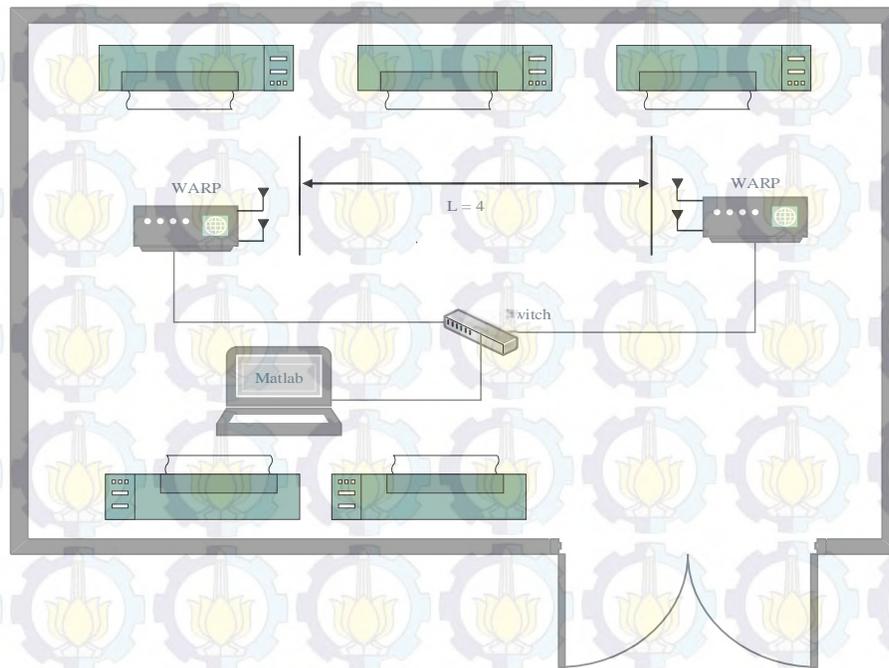
Gambar 4.12 perbandingan BER terhadap daya pancar pada perubahan jarak meter untuk lingkungan *outdoor*

Dari gambar 4.12 dan tabel pada lampiran 1 hasil pengukuran nilai BER pada saat perubahan kondisi *outdoor* saat pengukuran menghasilkan BER lebih jelek di bandingkan dengan *indoor* dapat dilihat pada nilai BER pada saat -35 dBm pengukuran *outdoor* jarak 4 meter menghasilkan nilai BER  $7.083 \times 10^{-3}$  sedangkan pengukuran kondisi *indoor* nilai BER bernilai  $1.458 \times 10^{-3}$  dan untuk nilai BER terkecil  $1.04 \times 10^{-4}$  pada saat *outdoor* didapat pada saat daya pancar -20.125 dBm sedangkan pada kondisi *indoor* didapat pada saat daya pancar -25.25 dBm. Untuk perbandingan jarak kondisi *outdoor* pada gambar 4.12 dapat dilihat pada jarak 4 meter lebih baik dari pada jarak 5 dan 6 meter dilihat dari nilai BER pada saat daya pancar mulai dari -35 dBm sampai -27.5 dBm, dan pada saat daya pancar lebih dari -27.5 dBm samapi -20.125 dBm nilai BER terbaik didapat pada saat jarak 6 meter. Untuk nilai BER masing-masing dari jarak didapat nilai BER terkecil adalah  $1.04 \times 10^{-4}$  pada jarak 4 meter di dapat pada daya pancar -20.125 dBm dan untuk

jarak 5 meter didapatkan pada daya pancar -17.3125 dBm pada jarak 6 meter didapat nilai BER  $1.04 \times 10^{-4}$  pada saat daya pancar -20.125 dBm.

#### 4.2.1.3 Analisis Kinerja BER Pada Perbedaan Waktu Kondisi *Indoor* dan *Outdoor*

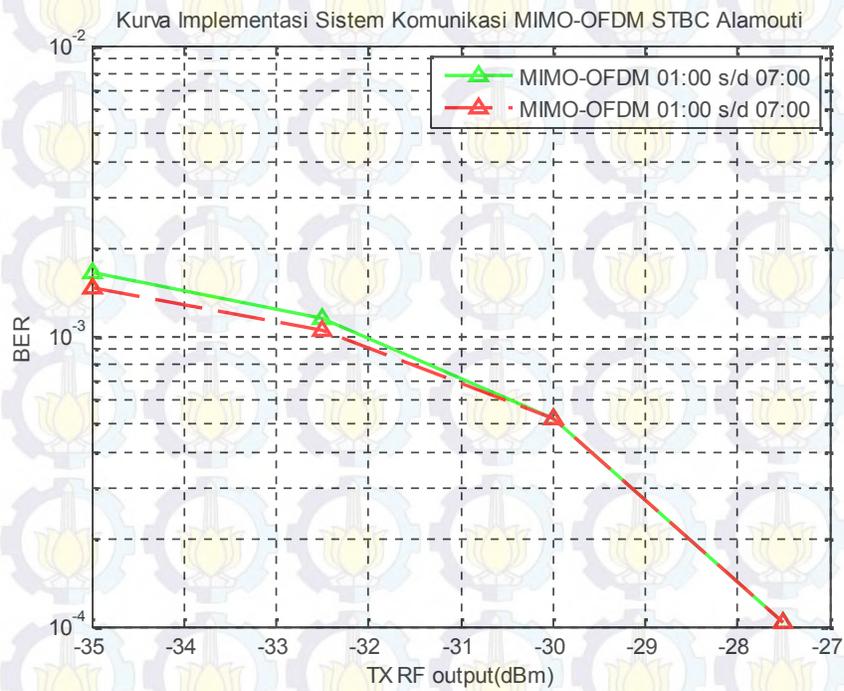
Setelah melakukan pengukuran dan analisis pada sistem komunikasi MIMO-OFDM saat perubahan jarak 4, 5, dan 6 meter selanjutnya melihat kinerja sistem pada saat waktu yang berbeda. Pada pengukuran sistem komunikasi MIMO-OFDM pada saat waktu yang berdeda analisis pengukuran hanya dilihat pada jarak 4 meter. Dan sistem akan dilihat kinerjanya dari nilai BER yang didapat dan sistem juga akan di bandingkan dengan sistem komunikasi MISO-OFDM pada pengukuran jarak 4 meter.



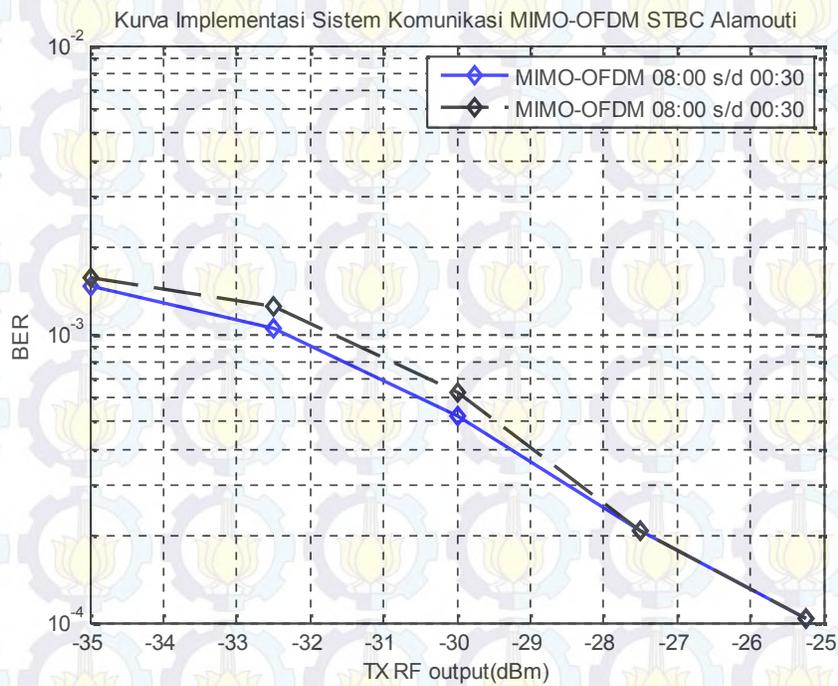
Gambar 4.13 Skema pengukuran MIMO-OFDM kondisi *indoor* perbedaan waktu pada jarak 4 meter



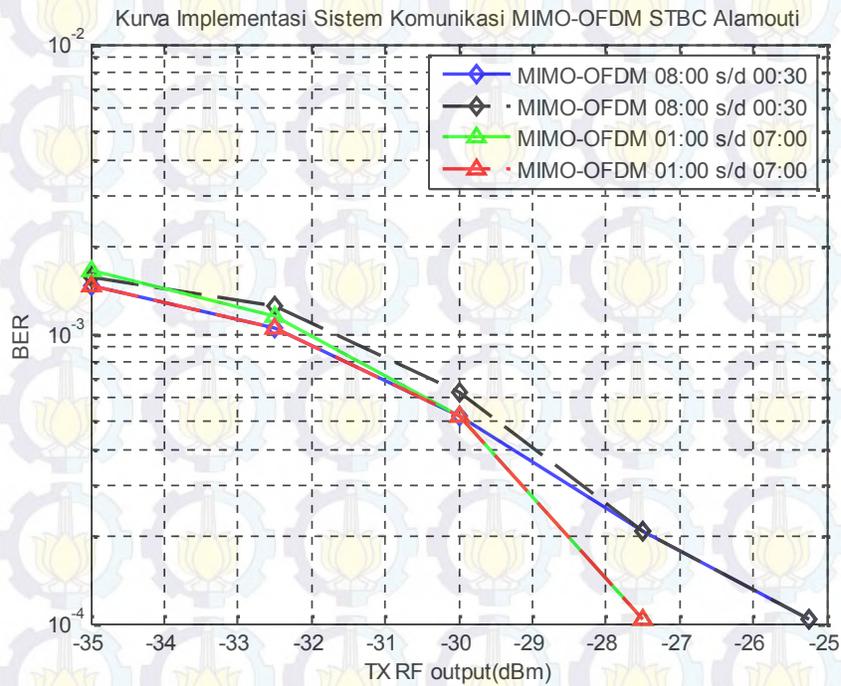
Gambar 2.14 Kondisi pengukuran sistem *indoor*



Gambar 4.15 Kurva sistem MIMO-OFDM pada waktu 08:00 s/d 00:30 *indoor*

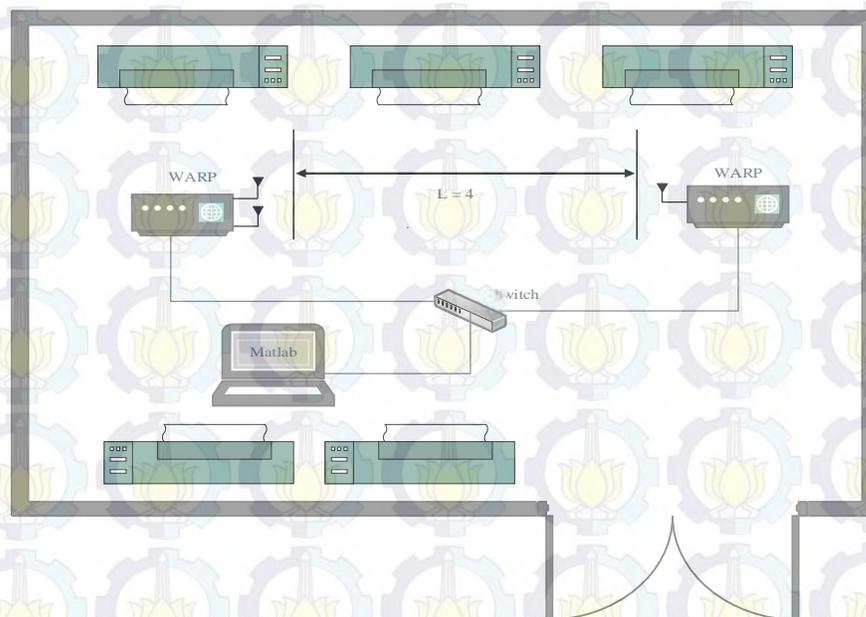


Gambar 4.16 Kurva sistem MIMO-OFDM pada waktu 01:00 s/d 07:00 *indoor*



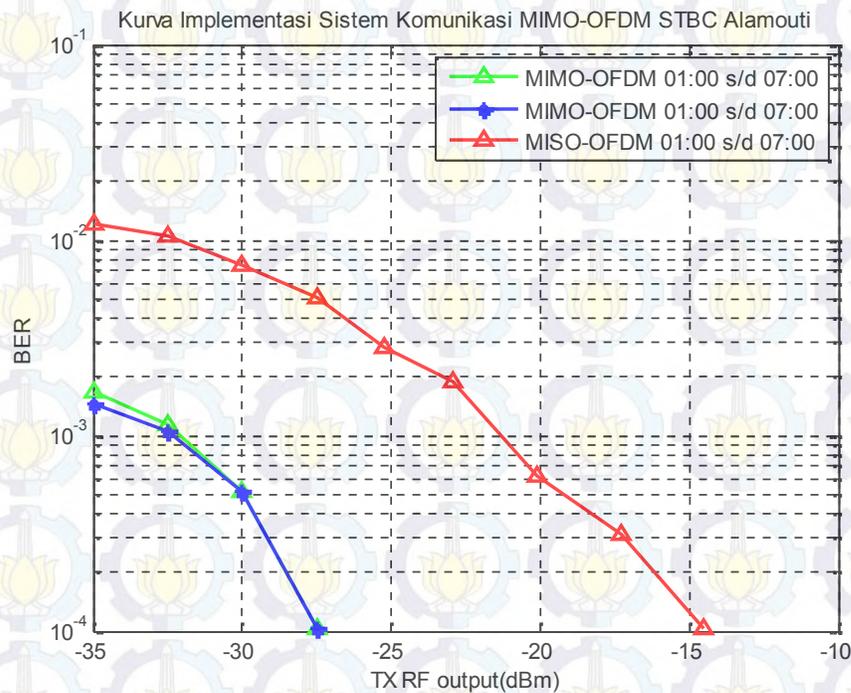
Gambar 4.17 Kurva perbandingan BER pada waktu yang berbeda saat kondisi *indoor*

Pada gambar 4.17 dan tabel pada lampiran 1 hasil pengukuran sistem komunikasi MIMO-OFDM STBC Alamouti pada kondisi waktu yang berbeda tidak jauh berbeda nilai BER yang di peroleh itu dapat dilihat dari hasil pengukuran yang di dapat, pada daya pancar -35 dBm sampai -30 dBm nilai BER yang di dapat hamper sama. Hanya saja pada daya pancar -30 dBm -25.25 dBm sistem lebih baik pada waktu 01:00 s/d 07:00, dimana pada pengukuran 01:00 s/d 07:00 pada saat daya pancar -25.25 dBm nilai BER yang di dapat 0 sedangkan pada waktu 08:00 s/d 00:30 BER yang dihasilkan  $1.04 \times 10^{-4}$ . Dari gambar 4.11 hasil pengukuran pada waktu yang sama hasil yang di dapat tidak jauh berbeda pada saat pengukuran pertama saat daya pancar -30 dBm nilai BER adalah  $1.458 \times 10^{-3}$  dan nilai BER pada saat pengukuran kedua di dapat  $1.563 \times 10^{-3}$ , dimana untuk nilai BER terkecil pada waktu 08:00 s/d 00:30 di dapat pada daya pancar yang sama yaitu -25.25, dan untuk waktu 01:00 s/d 07:00 hasil yang didapat juga tidak jauh berbeda dapat dilihat dari nilai BER yang di dapat pada saat daya pancar -27.5 dBm nilai BER adalah  $1.04 \times 10^{-4}$ .

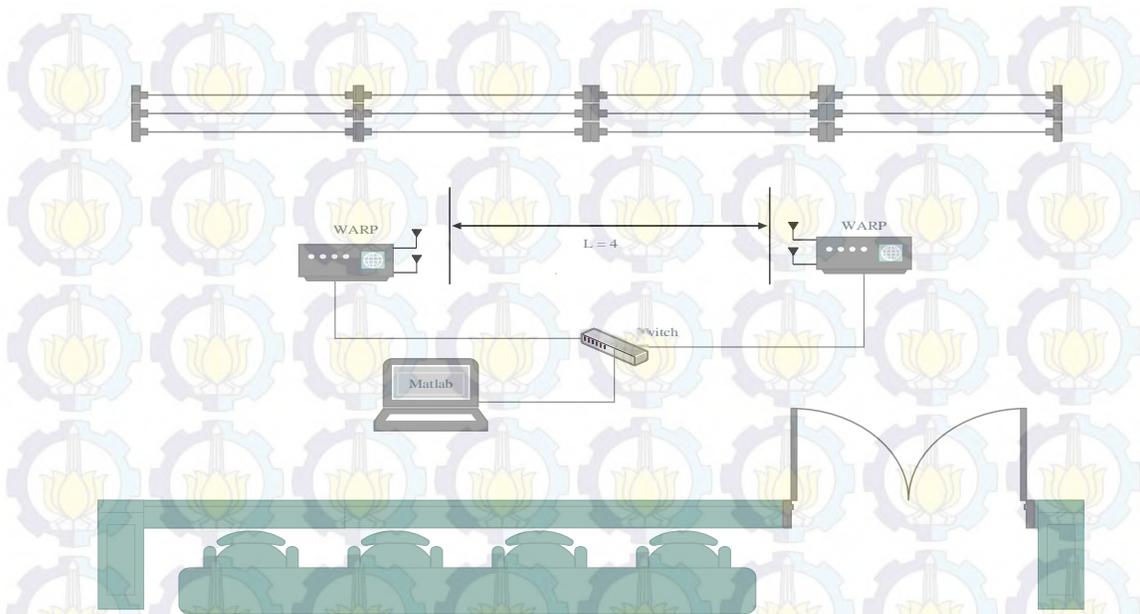


Gambar 4.18 Skema pengukuran MISO-OFDM kondisi *indoor* perbedaan waktu pada jarak 4 meter

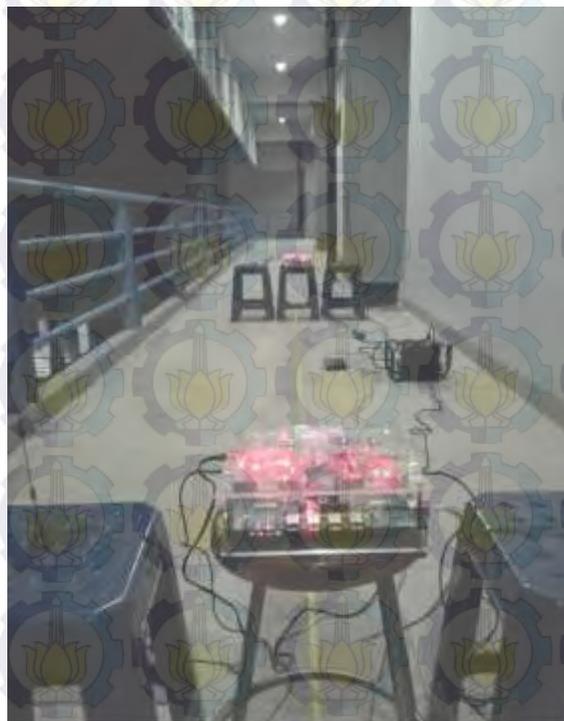
Perbandingan nilai BER terhadap daya pancar pada sistem MIMO-OFDM dan MISO-OFDM ditunjukkan pada gambar 4.19 dan tabel pada lampiran 1 hasil yang didapat pada dua sistem ini sangat jauh berbeda dimana kinerja sistem MIMO-OFDM lebih baik dari sistem MISO-OFDM dilihat pada daya pancar -30 dBm nilai BER pada sistem komunikasi MIMO-OFDM bernilai  $1.458 \times 10^{-3}$  sedangkan pada sistem komunikasi MISO-OFDM nilai BER yang didapat adalah  $1.2188 \times 10^{-2}$ . Ini menunjukkan sistem komunikasi MIMO-OFDM STBC Alamouti baik dalam implementasi pada WARP.



Gambar 4.19 Kurva perbandingan sistem MIMO-OFDM dan MISO-OFDM pada jarak 4 meter *indoor*

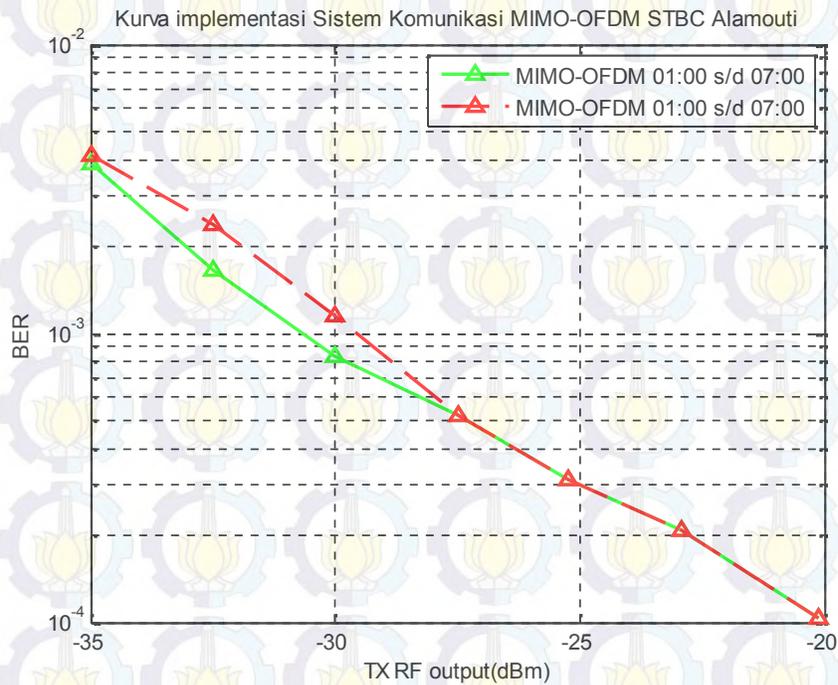


Gambar 4.20 Skema pengukuran MIMO-OFDM kondisi *outdoor* perbedaan waktu pada jarak 4 meter

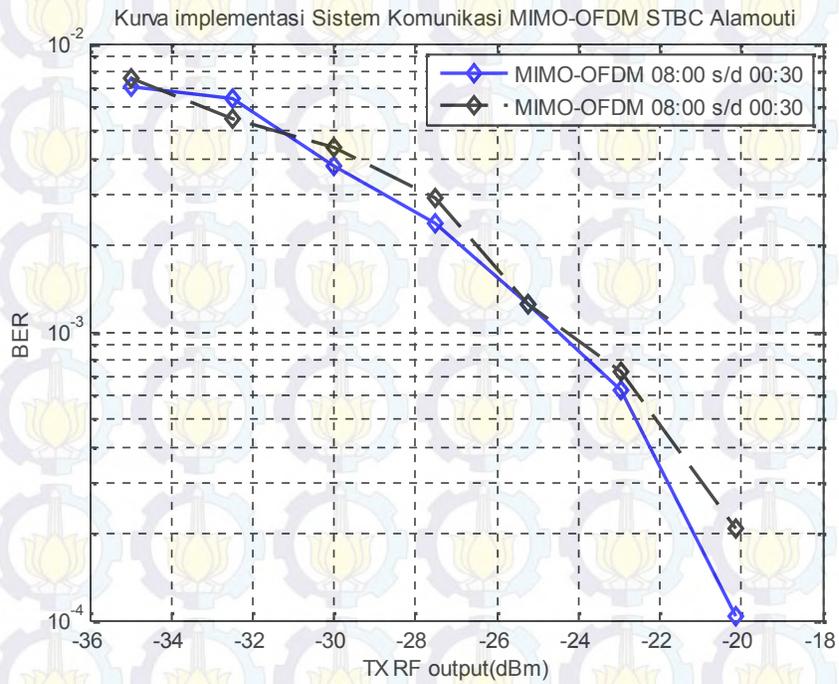


Gambar 2.21 Kondisi pengukuran sistem *outdoor*

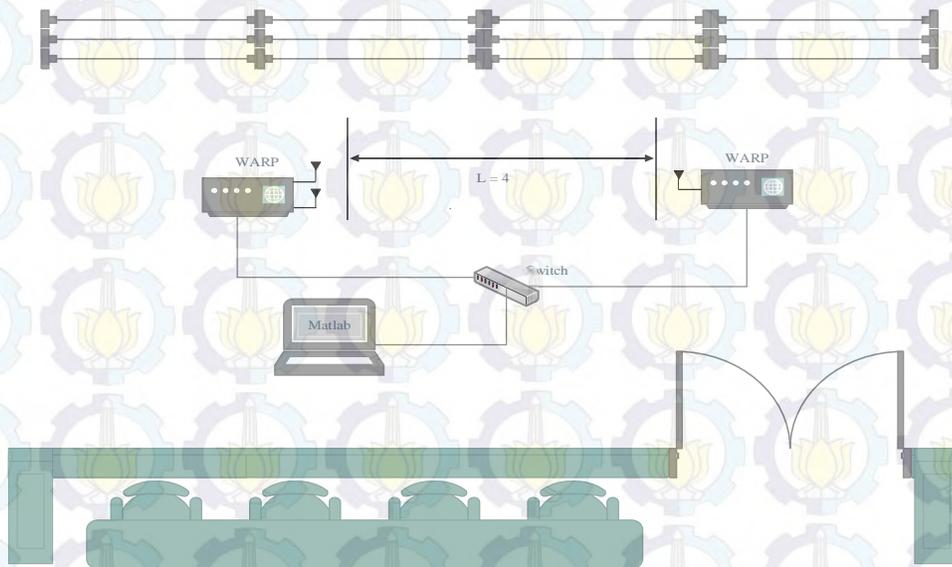
Pada gambar 4.22 dan tabel pada lampiran 1 hasil pengukuran sistem komunikasi MIMO-OFDM pada kondisi *outdoor* pada waktu 08:00 s/d 00:30 nilai BER yang didapat tidak jauh berbeda dimana pada saat daya pancar -17.3125 dBm nilai BER pada pengukuran pertama adalah  $1.04 \times 10^{-4}$  sedangkan pada pengukuran kedua nilai BER yang didapat bernilai  $2.08 \times 10^{-2}$ . Begitu juga pada waktu 01:00 s/d 07:00 yang di perlihatkan pada gambar 4.17 hanya saja pada waktu 01:00 s/d 07:00 nilai kinerja MIMO-OFDM lebih baik dari pada waktu 08:00 s/d 00:30.



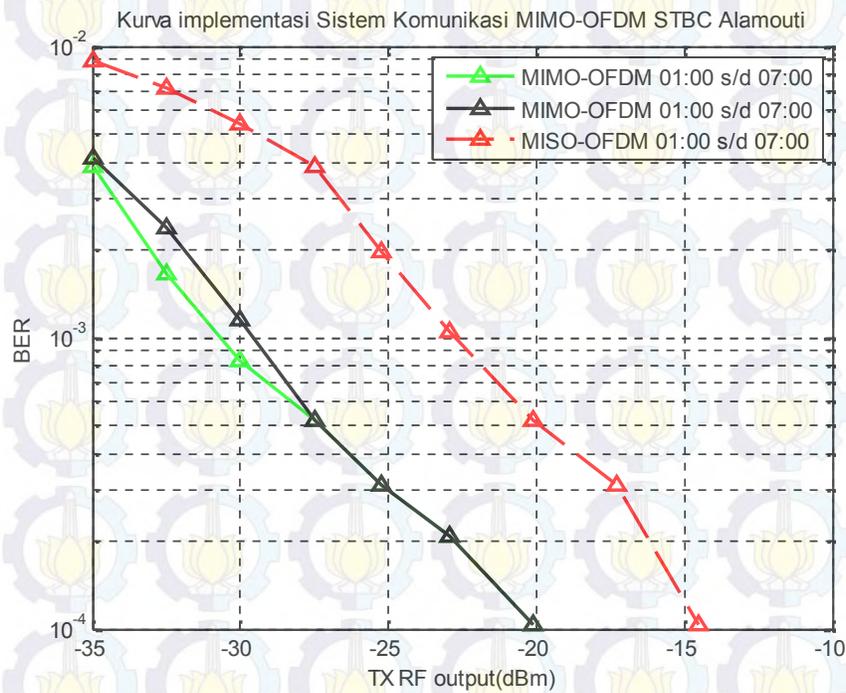
Gambar 4.22 Kurva sistem MIMO-OFDM pada waktu 08:00 s/d 00:30 *outdoor*



Gambar 4.23 Kurva sistem MIMO-OFDM pada waktu 01:00 s/d 07:00 *outdoor*

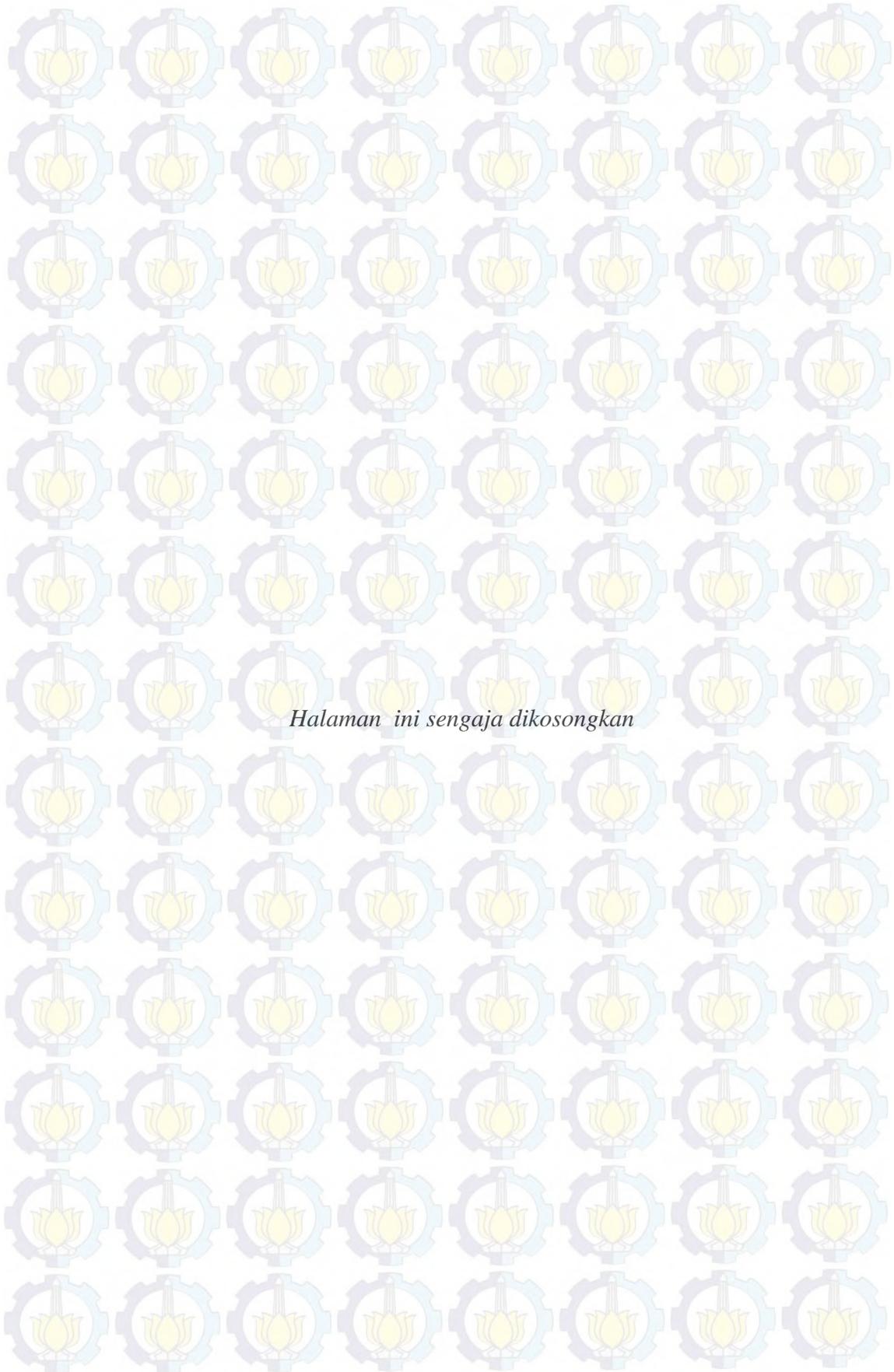


Gambar 4.24 Skema pengukuran MISO-OFDM kondisi *outdoor* perbedaan waktu pada jarak 4 meter



Gambar 4.25 Kurva perbandingan sistem MIMO-OFDM & MISO-OFDM pada jarak 4 meter *outdoor*

Dari gambar 4.25 dan tabel pada lampiran 1 menunjukkan kinerja dari sistem komunikasi MIMO-OFDM lebih baik dari pada dibandingkan dari sistem MISO-OFDM bisa dilihat dari hasil pengukuran pada daya pancar -17.3125 dBm nilai BER MIMO-OFDM bernilai  $1.04 \times 10^{-4}$  sedangkan pada sistem komunikasi MISO-OFDM nilai BERnya sebesar  $5.21 \times 10^{-4}$ .



*Halaman ini sengaja dikosongkan*

## BAB 5 PENUTUP

### 5.1 Kesimpulan

Dari hasil pengukuran dan analisis implementasi sistem komunikasi MIMO-OFDM skema STBC alamouti pada modul WARP yang telah dilakukan, dapat diambil beberapa kesimpulan antara lain sebagai berikut:

1. Kinerja sistem komunikasi MIMO-OFDM skema STBC alamouti yang di implementasikan pada WARP berjalan dengan baik itu dapat dilihat dari hasil perbandingan BER dengan daya pancar yang dihasilkan semakin besar daya pancar maka semakin kecil BER yang dihasil contohnya pada jarak pemancar dengan penerima 4 meter dalam kondisi *indoor* saat daya pancar -25.25 dBm BER yang dihasilkan adalah 0.
2. Dengan penggabungan sistem MIMO-OFDM skema STBC alamouti peningkatan kinerja sistem lebih baik bila dibandingkan dengan sistem MISO-OFDM skema alamouti dilihat dari hasil pengukuran pada saat daya pancar -22.9375 dBm nilai BER yang dihasilkan sistem MIMO-OFDM skema STBC alamouti adalah 0 sedangkan sistem MISO-OFDM skema STBC alamouti adalah  $2.813 \times 10^{-3}$ .
3. Dengan bertambahnya antenna pada sistem MIMO maka kinerja sistem MIMO-OFDM skema STBC alamouti semakin meningkat. Hasil pengukuran menunjukkan penghematan daya pada nilai BER =  $10^{-3}$  pada lingkungan *indoor* pada sistem MIMO-OFDM memiliki keunggulan dari sistem MISO-OFDM STBC alamouti sebanyak 10 dBm.
4. Untuk hasil pengukuran perbandingan BER pada sistem MIMO-OFDM skema STBC alamouti pada perubahan jarak antara pemancar dan penerima tidak terlalu berpengaruh terhadap nilai BER itu dilihat

nilai BER yang dihasilkan pada jarak 5 dan 6 meter semakin jauh jarak pemancar dan penerima maka nilai BER semakin baik, pada daya pancar - 20.125 dBm pada jarak 5 meter BER bernilai 0 sedangkan 5 meter BER bernilai  $1.04 \times 10^{-4}$ .

5. Hasil pengukuran sistem MIMO-OFDM skema STBC Alamouti pada WARP pada saat kondisi lingkungan yang berbeda yaitu *indoor* dan *outdoor*. Nilai BER yang dihasilkan pada saat *outdoor* lebih besar dari *indoor* ini dikarenakan sistem MIMO-OFDM skema STBC Alamouti baik dalam lingkungan yang banyak pantulan *multipath*nya. Terlihat dari nilai BER pada saat daya pancar -25.25 pada jarak 4 meter nilai BER pada kondisi *indoor* adalah  $1.04 \times 10^{-4}$  sedangkan pada kondisi *outdoor* nilai BER adalah  $1.25 \times 10^{-3}$ .

## 5.2 Saran

Adapun saran untuk penelitian selanjutnya dari implementasi sistem komunikasi MIMO-OFDM skema STBC Alamouti menggunakan WARP adalah sebagai berikut:

1. Penggunaan implementasi sistem MIMO menggunakan kombinasi antena pemancar dan penerima lebih dari dua antena, seperti MIMO 3x3 atau 4x4.
2. Menggunakan skema algoritma *encoder* dan *decoder* pada sistem MIMO-OFDM yang lainnya.
3. Melihat kinerja MIMO-OFDM skema STBC Alamouti pada lingkungan yang lain dan kondisi jarak yang lebih jauh untuk melihat kinerja optimal pada sistem.
4. Menerapkan frekuensi yang lebih besar pada WARP untuk melihat kinerja sistem MIMO-OFDM skema STBC Alamouti.

## BAB 5

### PENUTUP

#### 5.1 Kesimpulan

Dari hasil pengukuran dan analisis implementasi sistem komunikasi MIMO-OFDM skema STBC alamouti pada modul WARP yang telah dilakukan, dapat diambil beberapa kesimpulan antara lain sebagai berikut:

1. Kinerja sistem komunikasi MIMO-OFDM skema STBC alamouti yang di implementasikan pada WARP berjalan dengan baik itu dapat dilihat dari hasil perbandingan BER dengan daya pancar yang dihasilkan semakin besar daya pancar maka semakin kecil BER yang dihasil contohnya pada jarak pemancar dengan penerima 4 meter dalam kondisi *indoor* saat daya pancar -25.25 dBm BER yang dihasilkan adalah 0.
2. Dengan penggabungan sistem MIMO-OFDM skema STBC alamouti peningkatan kinerja sistem lebih baik bila dibandingkan dengan sistem MISO-OFDM skema alamouti dilihat dari hasil pengukuran pada saat daya pancar -22.9375 dBm nilai BER yang dihasilkan sistem MIMO-OFDM skema STBC alamouti adalah 0 sedangkan sistem MISO-OFDM skema STBC alamouti adalah  $2.813 \times 10^{-3}$ .
3. Dengan bertambahnya antenna pada sistem MIMO maka kinerja sistem MIMO-OFDM skema STBC alamouti semakin meningkat. Hasil pengukuran menunjukkan penghematan daya pada nilai BER =  $10^{-3}$  pada lingkungan *indoor* pada sistem MIMO-OFDM memiliki keunggulan dari sistem MISO-OFDM STBC alamouti sebanyak 10 dBm.
4. Untuk hasil pengukuran perbandingan BER pada sistem MIMO-OFDM skema STBC alamouti pada perubahan jarak antara pemancar dan penerima tidak terlalu berpengaruh terhadap nilai BER itu dilihat

nilai BER yang dihasilkan pada jarak 5 dan 6 meter semakin jauh jarak pemancar dan penerima maka nilai BER semakin baik, pada daya pancar - 20.125 dBm pada jarak 5 meter BER bernilai 0 sedangkan 5 meter BER bernilai  $1.04 \times 10^{-4}$ .

5. Hasil pengukuran sistem MIMO-OFDM skema STBC alamouti pada WARP pada saat kondisi lingkungan yang berbeda yaitu *indoor* dan *outdoor*. Nilai BER yang di hasilkan pada saat *outdoor* lebih besar dari *indoor* ini dikarenakan sistem MIMO-OFDM skema STBC alamouti baik dalam lingkungan yang banyak pantulan *multipathnya*. Terlihat dari nilai BER pada saat daya pancar -25.25 pada jarak 4 meter nilai BER pada kondisi *indoor* adalah  $1.04 \times 10^{-4}$  sedangkan pada kondisi *outdoor* nilai BER adalah  $1.25 \times 10^{-3}$ .

## 5.2 Saran

Adapun saran untuk penelitian selanjutnya dari implementasi sistem komunikasi MIMO-OFDM skema STBC alamouti menggunakan WARP adalah sebagai berikut:

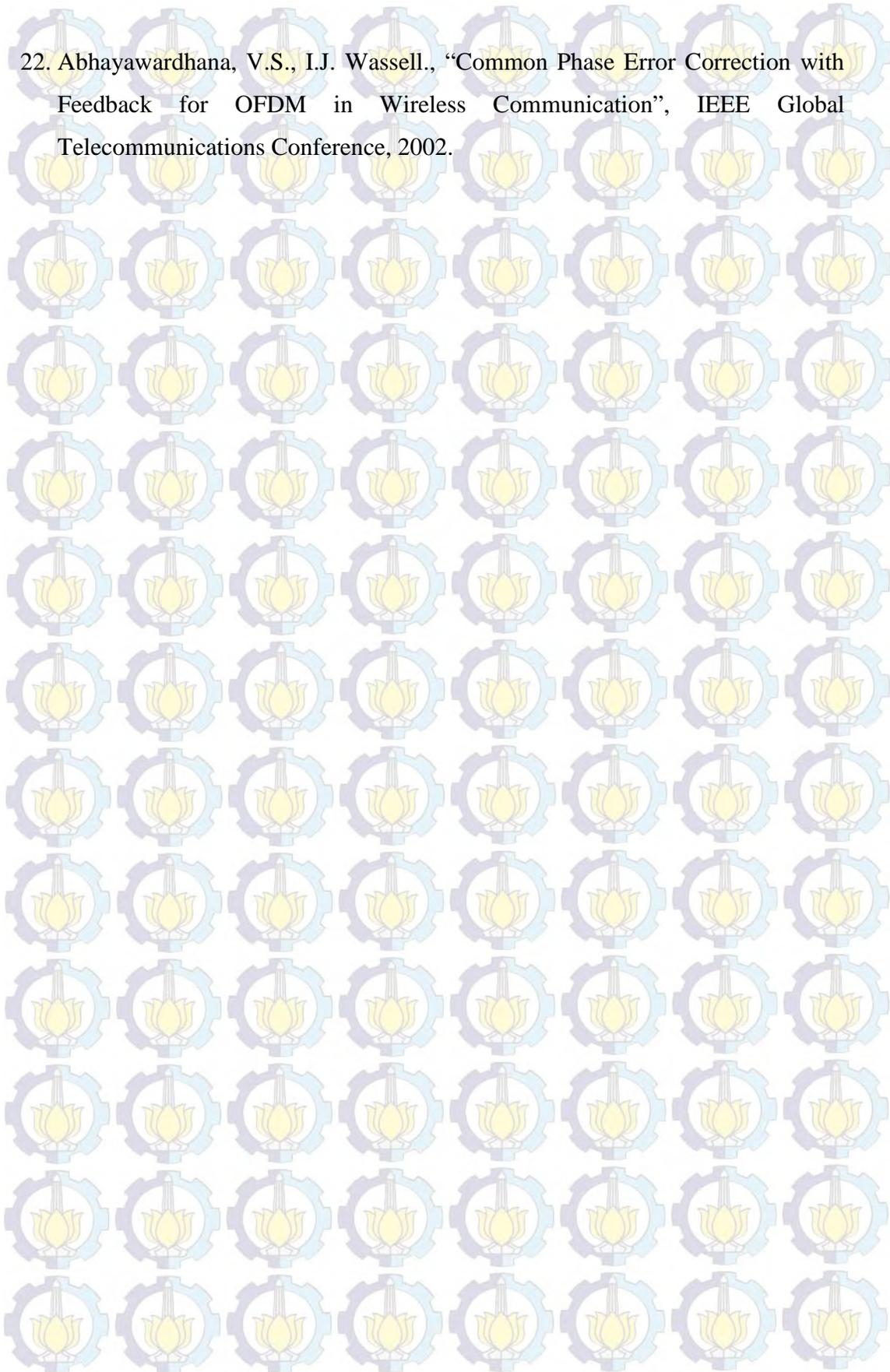
1. Penggunaan implementasi sistem MIMO menggunakan kombinasi antena pemancar dan penerima lebih dari dua antena, seperti MIMO 3x3 atau 4x4.
2. Menggunakan skema algoritma *encoder* dan *decoder* pada sistem MIMO-OFDM yang lainnya.
3. Melihat kinerja MIMO-OFDM skema STBC alamouti pada lingkungan yang lain dan kondisi jarak yang lebih jauh untuk melihat kinerja optimal pada sistem.
4. Menerapkan frekuensi yang lebih besar pada WARP untuk melihat kinerja sistem MIMO-OFDM skema STBC alamouti.

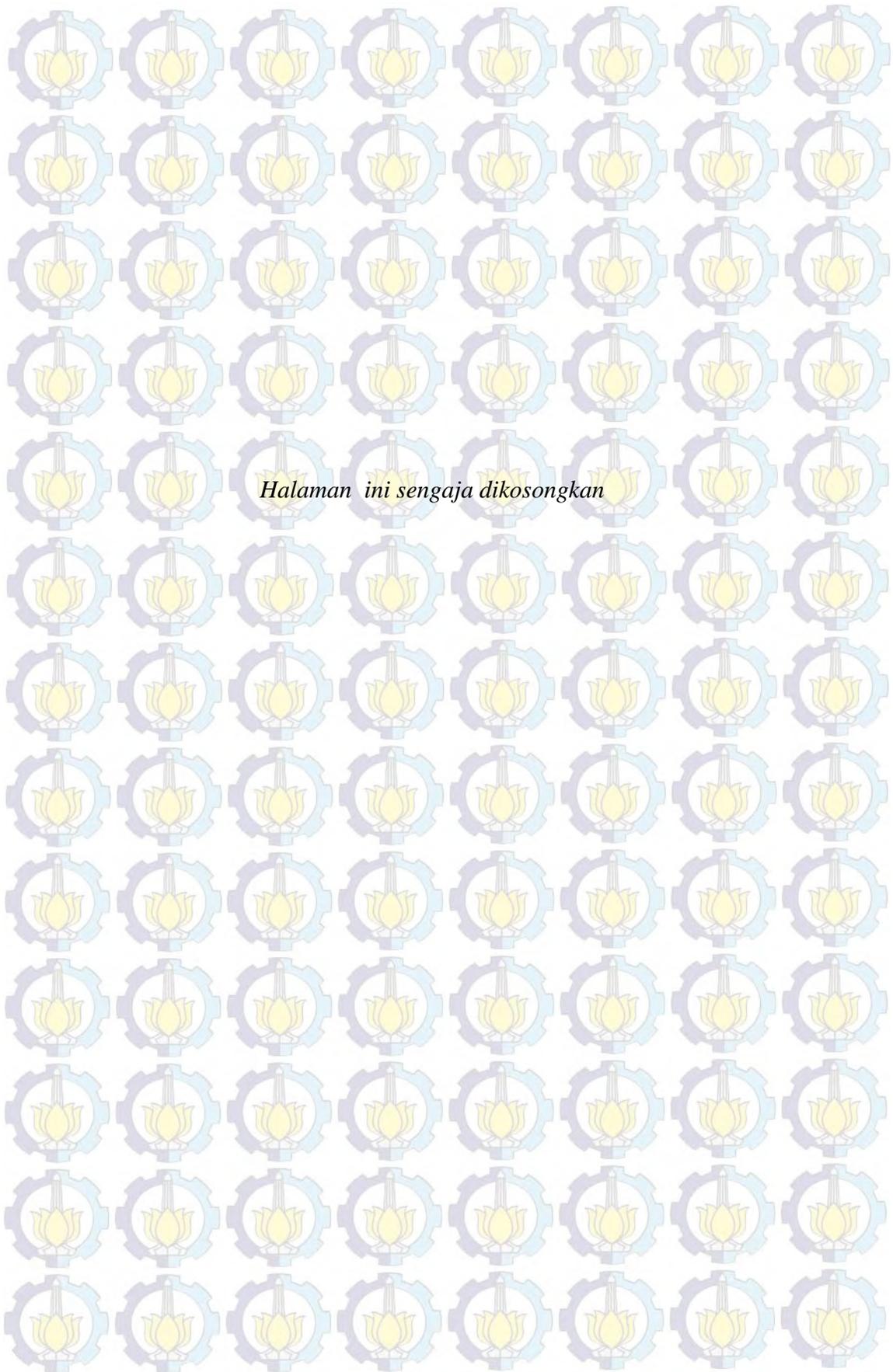
## DAFTAR FUSTAKA

1. Akbar M. Sayeed, "Multiuser Detection in Fast-Fading Multipath Environments", *IEEE Journal On Selected Areas In Communications.*, VOL. 16, NO. 9, DECEMBER 1998.
2. Andrews, J.G., Ghosh, A., Muhamed, R., "Fundamentals of WiMAX", Pearson Education, Inc., New Jersey, 2007.
3. Uma Shanker Jha and Ramjee Prasad, "OFDM Towards Fixed and Mobile Broadband Wireless Access", Artech House, Inc., London, 2007.
4. Gesbert, David et al, "From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems", Tutorial Paper, IEEE Journal On Selected Areas In Communication, Oslo University, Norway, Vol. 21, No.3 April 2003.
5. P. Murphy, L. Feifei, A. Sabharwal and J.P. Frantz, "An FPGA based rapid prototyping platform for MIMO systems," Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, pp. 900-904, Nov. 2003.
6. Jankiraman, Mohinder, "Space-Time Codes and MIMO Systems", Artech House, Inc., London, 2004.
7. Pravin W. Raut, S.L. Badjate, "MIMO-Future Wireless Communication", International Journal of Innovative Technology and Exploring Engineering (IJITEE) ISSN: 2278-3075, Vol.2, Issue-5, April 2010
8. Ezio Biglieri, et al, "MIMO Wireless Communications," Cambridge University Press, New York, 2007.
9. Goldsmith, Andrea, Syeh Ali Jafar, Nihar Jindal, Sriram Vishwanath, "Capacity Limits of MIMO Channels", IEEE Journal on Selected Areas in Comm., vol.21 No. 5. June 2003.
10. Y.-W.P. Hong, W.J. Huang, dan C.-C.J. Kou, "cooperative communication and networking" technologies and system design, Springer New York Dordrecht Heidelberg London, 2010.

11. A. B. Gershman, N. D. Sidiropoulos “*Space-Time Processing for MIMO Communications*”, 2005.
12. tim C W schenk, Guido Dolmans, Isabella Modonesi."throughput of a MIMO OFDM based WLAN System". proc.Syposium IEEE Benelux Chaper on Communications and vehicular technologu, Belgium. 2004.
13. Albert Van Zelst “*MIMO OFDM for Wirelees LANs*”, Technisce universitei of Eindhoven. Eindhoven. Eindhoven, 2004.
14. Ye Geoffrey Li. “*MIMO-OFDM for Wireless Communications: Signal Detection With Enhanced Channel Estimation*”. IEEE Transactions On Communications, VOL. 50, NO. 9, SEPTEMBER 2002.
15. Lajos. Hanzo, Yosef, Akhtman and Li. Wang, ” *MIMO-OFDM for LTE, Wi-Fi and WiMAX*”, Coherent versus Non-coherent and Cooperative Turbo-transceivers, 2011.
16. SM Alamouti. “*A simple transmit diversity technique for wireless communications*”. IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 16: 1451-1458, 1998.
17. Amiri. K, Yang Sun, Murphy. P, Hunter. C, Cavallaro. J.R, Sabharwal. A, “*WARP, a Unified Wireless Network Testbed for Education and Research*”, Microelectronic Systems Education, 2007. MSE '07. IEEE , 34 June 2007.
18. Chang, K. Kuusilinna, B. Richards, A. Chen, N. Chan, R.W. Brodersen, and B. Nikolic, “*Rapid design and analysis of communication systems using the BEE hardware emulation environment,*” IEEE International Workshop on Rapid Systems Prototyping, June 2003.
19. <http://warp.rice.edu/>.
20. Cho, Yong Soo., Jaekwon Kim., Won Young Yang., Chung-Gu Kang, “*MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*”, John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd, Singapore, 2010.
21. Liu, Ming., Matthieu Crussiere, Jean-Francois Helard ., “*Improved Channel Estimation Methods based on PN Sequence for TDS-OFDM*”, 19th International Conference on Telecommunication (ICT 2012).

22. Abhayawardhana, V.S., I.J. Wassell., “Common Phase Error Correction with Feedback for OFDM in Wireless Communication”, IEEE Global Telecommunications Conference, 2002.





*Halaman ini sengaja dikosongkan*

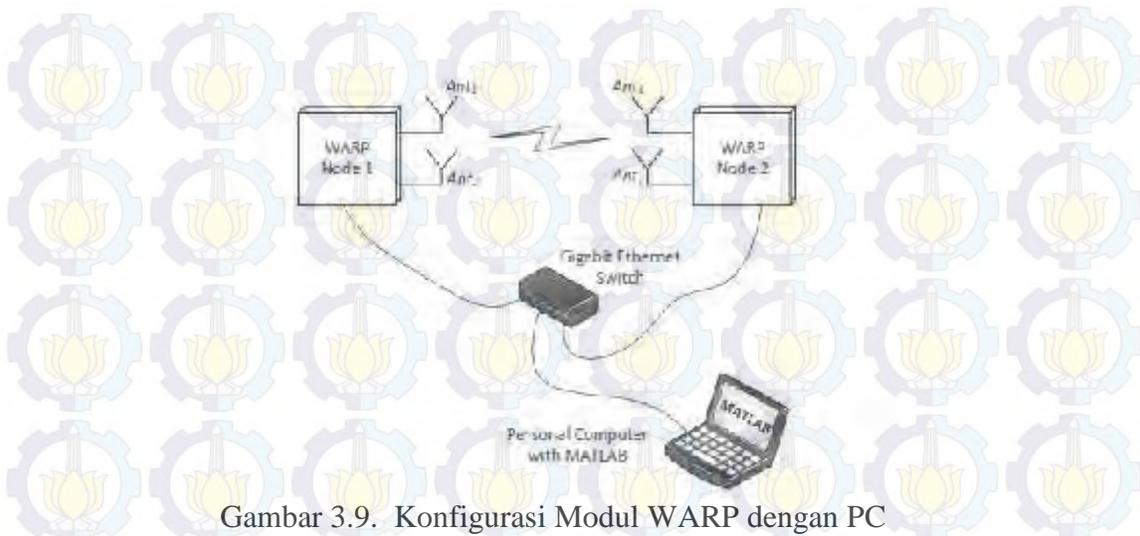
## LAMPIRAN 1

Tabel 3.1 Parameter pengukuran

Parameter	Nilai
<i>Bit rate</i>	24 Mbps
<i>QPSK Symbol rate per carrier (baud rate)</i>	12 MBd
<i>Jumlah subcarrier</i>	64 (48 data + 4 p ilot)
<i>OFDM symbol rate</i>	250 kBd
<i>Ratio cyclic prefix</i>	25 %
Bit Terkirim	16384 bit
Jarak <i>node</i> Tx dan Rx	Bervariasi
Setting Gain pada WARP: - Tx Baseband: - Tx RF: - Rx Baseband: - Rx RF:	2 0- 60 ( -35 d Bm s/d -4.7 d Bm) 2 2
Skema Pengukuran	LOS
Lokasi Pengukuran	<i>Indoor &amp; Outdoor</i>

### Integrasi Modul WARP dengan PC

Integrasi modul WARP dengan PC digunakan *Switch ethernet* dan untuk menghubungkan matlab pada PC dengan WARP digunakan WARPlab, di mana WARPlab berfungsi untuk mengintegrasikan modul WARP dengan matlab supaya sinyal yang di proses pada matlab dapat ditransmisikan secara *real-time* melalui udara (*over-the-air*) dengan menggunakan WARP modul.



Gambar 3.9. Konfigurasi Modul WARP dengan PC

Pada gambar 3.9 menunjukkan pada penelitian ini menggunakan 2 node modul WARP setiap node menggunakan 2 antenna dimana *node 1* berfungsi sebagai trasmitter dan *node 2* sebagai reciever. Adapun langkah-langkah untuk mengintegrasikan modul WARP dengan PC sebagai berikut :

1. Menghubungkan modul WARP dengan PC menggunakan *Switch ethernet* seperti pada gambar 3.9.
2. Set IP pada modul WARP dengan mengatur *DIP-Switch* pada *node*, pada *node* WARP pertama dengan nomor IP yaitu 10.0.0.1, dan pada *node* WARP kedua yaitu 10.0.0.1.



Gambar 3.10 Setting IP pada Modul WARP

### 3. Mengatur IP address pada PC.



Gambar 3.11 Setting IP Address pada PC

### 4. Mengatur routing ARP pada "Command Prompt" dengan langkah sebagai berikut:

arp -a → melihat alamat IP protokol dalam tabel ARP

arp -s 10.0.0.255 ff-ff-ff-ff-ff-ff → menambahkan IP pada tabel ARP



- Lakukan perintah “ping” pada masing-masing modul WARP dari aplikasi “Commad Prompt”.

Ping 10.0.0.1 → Modul WARP ke-1

Ping 10.0.0.2 → Modul WARP ke-2



- Memeriksa koneksi WARP dengan matlab dengan menjalankan `wl_setap` yang ada pada WARPlab. Kemudian dengan menggunakan command: `wl_initNodes(2)`, kemudian akan muncul pada matlab seperti gambar 3.12, dimana dua baris dalam tabel *results summary* di dalam gambar 3.12 menunjukkan penggunaan 2 *node* WARP.



Gambar 3.12 Indikator Keberhasilan Koneksi WARP pada PC

Perbandingan BER terhadap daya pancar untuk jarak 4,5,6 pada saat kondisi indoor

BER Error Rate (BER)	Jarak			TX RF output (dBm)
	4 meter	5 meter	6 meter	
0.001458	0.002292	0.002083	-35	
0.001042	0.002083	0.002083	-32.5	
0.000521	0.001875	0.001979	-30	
0.000208	0.001667	0.001458	-27.5	
0.000104	0.001042	0.000833	-25.25	
0	0.000417	0.000104	-22.9375	
0	0.000104	0	-20.125	
0	0	0	-17.3125	
0	0	0	-14.5	
0	0	0	-12.625	
0	0	0	-10.375	
0	0	0	-7.5625	
0	0	0	-4.714286	

Perbandingan BER terhadap daya pancar untuk jarak 4,5,6 pada saat kondisi outdoor

BER Error Rate (BER)	Jarak			TX RF output (dBm)
	4 meter	5 meter	6 meter	
0.007083	0.009688	0.008854	-35	
0.006458	0.008437	0.007604	-32.5	
0.00375	0.005208	0.005312	-30	
0.002396	0.002917	0.002708	-27.5	
0.00125	0.001042	0.000729	-25.25	
0.000625	0.000417	0.000208	-22.9375	
0.000104	0.000208	0.000104	-20.125	
0	0.000104	0	-17.3125	
0	0	0	-14.5	
0	0	0	-12.625	
0	0	0	-10.375	
0	0	0	-7.5625	
0	0	0	-4.714286	

Perbandingan BER terhadap perubahan waktu pada jarak 4 meter *indoor*

BER Error Rate (BER)	Waktu				TX RF output (dBm)
	Malam		Pagi		
	Hari Minggu	Hari senin	Hari Minggu	Hari senin	
	0.001458	0.001563	0.001667	0.001458	-35
	0.001042	0.00125	0.001146	0.001042	-32.5
	0.000521	0.000625	0.000521	0.000521	-30
	0.000208	0.000208	0.000104	0.000104	-27.5
	0.000104	0.000104	0	0	-25.25
	0	0	0	0	-22.9375
	0	0	0	0	-20.125
	0	0	0	0	-17.3125
	0	0	0	0	-14.5
	0	0	0	0	-12.625
	0	0	0	0	-10.375
	0	0	0	0	-7.5625
	0	0	0	0	-4.714286

Perbandingan BER terhadap daya pancar sistem MIMO-OFDM & MISO-OFDM  
4 meter *indoor*

BER Error Rate (BER)	Sistem Komunikasi			TX RF output (dBm)
	MIMO-OFDM		MISO-OFDM	
	Pagi Minggu	Pagi Senin		
				-35
	0.001667	0.001458	0.012188	-32.5
	0.001146	0.001042	0.010417	-30
	0.000521	0.000521	0.007396	-27.5
	0.000104	0.000104	0.005104	-25.25
	0	0	0.002813	-22.9375
	0	0	0.001875	-20.125
	0	0	0.000625	-17.3125
	0	0	0.000313	-14.5
	0	0	0.000104	-12.625
	0	0	0	-10.375
	0	0	0	-7.5625
	0	0	0	-4.714286

Perbandingan BER terhadap daya pancar kondisi malam hari *outdoor*

BER Error Rate (BER)	Sistem Komunikasi MIMO-OFDM		TX RF output (dBm)
	Kondisi malam hari		
	Minggu	Senin	
			-35
0.007083	0.007604		-32.5
0.006458	0.005521		-30
0.00375	0.004375		-27.5
0.002396	0.002917		-25.25
0.00125	0.00125		-22.9375
0.000625	0.000729		-20.125
0.000104	0.000208		-17.3125
0	0		-14.5
0	0		-12.625
0	0		-10.375
0	0		-7.5625
0	0		-4.714286

Perbandingan BER terhadap daya pancar kondisi pagi hari *outdoor*

BER Error Rate (BER)	Sistem Komunikasi MIMO-OFDM		TX RF output (dBm)
	Kondisi Pagi Hari		
	Minggu	Senin	
			-35
0.003854	0.004167		-32.5
0.001667	0.002396		-30
0.000833	0.001146		-27.5
0.000521	0.000521		-25.25
0.000313	0.000313		-22.9375
0.000208	0.000208		-20.125
0.000104	0.000104		-17.3125
0	0		-14.5
0	0		-12.625
0	0		-10.375
0	0		-7.5625
0	0		-4.714286

Perbandingan BER terhadap daya pancar sistem MIMO-OFDM & MISO-OFDM

4 meter *outdoor*

BER Error Rate (BER)	Sistem Komunikasi			TX RF output (dBm)
	MIMO-OFDM		MISO-OFDM	
	Pagi Minggu	Pagi Senin		
				-35
	0.003854	0.004167	0.008958	-32.5
	0.001667	0.002396	0.007188	-30
	0.000833	0.001146	0.005417	-27.5
	0.000521	0.000521	0.003854	-25.25
	0.000313	0.000313	0.001979	-22.9375
	0.000208	0.000208	0.001042	-20.125
	0.000104	0.000104	0.000521	-17.3125
	0	0	0.000313	-14.5
	0	0	0.000104	-12.625
	0	0	0	-10.375
	0	0	0	-7.5625
	0	0	0	-4.714286

## LAMPIRAN 2

### Program Sistem Komunikasi MIMO-OFDM skema STBC alamouti

```
% simple mode MIMO
clc;
clear all;
close all;

% frame tx MIMO OFDM
frame_tx;

% kanal
fc = 2.4; % Carrier Frequency
channel = 11; % Channel in the 2.4 GHz band. In [1:14]
TxGainBB = 2; % Tx Baseband Gain. In [0:3]
TxGainRF = 0; % Tx RF Gain. In [0:63]
RxGainBB = 2; % Rx Baseband Gain in [0:31]
RxGainRF = 2; % Rx RF Gain in [1:3]
gains = TxGainRF;

USE_WARPLAB_TXRX = 0;
if (USE_WARPLAB_TXRX)
    [rx_vec_air_A, rx_vec_air_B] =
    warp_transmit_mimo(tx_vec_air_A,tx_vec_air_B,TxGainRF,TxGainBB,RxGainRF,RxGainBB,fc,channel);
else
    % use sane defaults for hardware-dependent params in sim-only
    version
    TX_NUM_SAMPS = 16384;
    ebno=10;
    % nilai 16384 didapat dari 2^14
    SAMP_FREQ = 40e6;
    rx_vec_air_A = awgn(tx_vec_air_A + 1e-
    2*complex(randn(1,length(tx_vec_air_A)),
    randn(1,length(tx_vec_air_A))),ebno);
    rx_vec_air_B = awgn(tx_vec_air_B + 1e-
    2*complex(randn(1,length(tx_vec_air_B)),
    randn(1,length(tx_vec_air_B))),ebno);
    rx_vec_air_A = (rx_vec_air_A + rx_vec_air_B);
    rx_vec_air_A = (rx_vec_air_A + rx_vec_air_B);
end
% frame rx MIMO OFDM
frame_rx_mimo;

% frame Tx
```

```

% waveform params
N_OFDM_SYMS = 10;
MOD_ORDER   = 4;
TX_SCALE    = 1.0;
INTERP_RATE = 2;

% OFDM params
SC_IND_PILOTS = [8 22 44 58];
SC_IND_DATA   = [2:7 9:21 23:27 39:43 45:57 59:64];
N_SC          = 64;
CP_LEN        = N_SC/4;
N_DATA_SYMS   = N_OFDM_SYMS * length(SC_IND_DATA);

% Rx processing params
FFT_OFFSET   = N_SC/16;
LTS_CORR_THRESH = 0.6;
DO_APPLY_CFO_CORRECTION = 0;
USE_PILOT_TONES = 1;
DECIMATE_RATE = INTERP_RATE;

% Define a halfband 2x interp filter response
interp_filt2 = zeros(1,43);
interp_filt2([1 3 5 7 9 11 13 15 17 19 21]) = [12 -32 72 -140 252
-422 682 -1086 1778 -3284 10364];
interp_filt2([23 25 27 29 31 33 35 37 39 41 43]) =
interp_filt2(fliplr([1 3 5 7 9 11 13 15 17 19 21]));
interp_filt2(22) = 16384;
interp_filt2 = interp_filt2./max(abs(interp_filt2));

%% Define the preamble
sts_f = zeros(1,64);
sts_f(1:27) = [0 0 0 0 -1-1i 0 0 0 -1-1i 0 0 0 1+1i 0 0 0 1+1i
0 0 0 1+1i 0 0 0 1+1i 0 0];
sts_f(39:64) = [0 0 1+1i 0 0 0 -1-1i 0 0 0 1+1i 0 0 0 -1-1i 0 0
0 -1-1i 0 0 0 1+1i 0 0 0];
sts_t = ifft(sqrt(13/6).*sts_f, 64);
sts_t = sts_t(1:16);

% LTS for CFO and channel estimation
lts_f = [0 1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 1 -1 -1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 1 -1 1 -
1 1 1 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 1 1 1 1
-1 -1 1 1 -1 1 -1 1 1 1 1];
lts_t = ifft(lts_f, 64);

% Use 30 copies of the 16-sample STS for extra AGC settling
margin
preamble = [repmat(sts_t, 1, 30) lts_t(33:64) lts_t lts_t];

%% Tx_A & Tx_B
tx_data = randi(MOD_ORDER, 1, N_DATA_SYMS) - 1;
% Functions for data -> complex symbol mapping (avoids comm
toolbox requirement for qammod)
modvec_Rpsk = (1/sqrt(2)) .* [-1 1];

```

```

modvec_16qam = (1/sqrt(10)) .* [-3 -1 +3 +1];
mod_fcn_Rpsk = @(x) complex(modvec_Rpsk(1+x),0);
mod_fcn_qpsk = @(x) complex(modvec_Rpsk(1+bitshift(x, -1)),
modvec_Rpsk(1+mod(x, 2)));
mod_fcn_16qam = @(x) complex(modvec_16qam(1+bitshift(x, -2)),
modvec_16qam(1+mod(x,4)));

% Map the data values on to complex symbols
switch MOD_ORDER
case 2 %BPSK
tx_syms = arrayfun(mod_fcn_Rpsk, tx_data);
case 4 %QPSK
tx_syms = arrayfun(mod_fcn_qpsk, tx_data);
case 16 %16-QAM
tx_syms = arrayfun(mod_fcn_16qam, tx_data);
otherwise
fprintf('Invalid MOD_ORDER (%d)!\n', MOD_ORDER);
return;
end

% Reshape the symbol vector to a matrix with one column per OFDM
symbol
tx_syms_mat = reshape(tx_syms, length(SC_IND_DATA), N_OFDM_SYMS);

% Define the pilot tones
if (USE_PILOT_TONES)
pilots = [1 1 1 1].';
else
pilots = [0 0 0 0].';
end

% Repeat the pilots across all OFDM symbols
pilots_mat = repmat(pilots, 1, N_OFDM_SYMS);

%% IFFT
% Construct the IFFT input matrix
ifft_in_mat = zeros(N_SC, N_OFDM_SYMS);

% Insert the data and pilot values; other subcarriers will
remain at 0
ifft_in_mat(SC_IND_DATA, :) = tx_syms_mat;
ifft_in_mat(SC_IND_PILOTS, :) = pilots_mat;

ifft_in_mat_A = zeros(N_SC, N_OFDM_SYMS);
ifft_in_mat_B = zeros(N_SC, N_OFDM_SYMS);

%% Alamouti Start
for i = 1:N_OFDM_SYMS/2
x1(:,i) = ifft_in_mat(:,2*i-1);
x2(:,i) = ifft_in_mat(:,2*i);
ifft_in_mat_A(:,2*i-1) = x1(:,i);
ifft_in_mat_A(:,2*i) = -conj(x2(:,i));

```

```

ifft_in_mat_B(:,2*i-1) = x2(:,i);
ifft_in_mat_B(:,2*i) = conj(x1(:,i));
end

% Perform the IFFT
tx_payload_mat_A = ifft(ifft_in_mat_A, N_SC, 1);
tx_payload_mat_B = ifft(ifft_in_mat_B, N_SC, 1);

% Insert the cyclic prefix
if(CP_LEN > 0)
tx_cp_A = tx_payload_mat_A((end-CP_LEN+1 : end), :);
tx_payload_mat_A = [tx_cp_A; tx_payload_mat_A];

tx_cp_B = tx_payload_mat_B((end-CP_LEN+1 : end), :);
tx_payload_mat_B = [tx_cp_B; tx_payload_mat_B];
end

% Reshape to a vector
tx_payload_vec_A = reshape(tx_payload_mat_A, 1,
numel(tx_payload_mat_A));
tx_payload_vec_B = reshape(tx_payload_mat_B, 1,
numel(tx_payload_mat_B));

% Construct the full time-domain OFDM waveform
tx_vec_A = [preamble zeros(1,length(preamble)) tx_payload_vec_A];
tx_vec_B = [zeros(1,length(preamble)) preamble tx_payload_vec_B];

% Pad with zeros for transmission
tx_vec_padded_A = [tx_vec_A zeros(1,(16384/INTERP_RATE)-
length(tx_vec_A))];
tx_vec_padded_B = [tx_vec_B zeros(1,(16384/INTERP_RATE)-
length(tx_vec_B))];

%% Interpolate
if (INTERP_RATE == 1)
tx_vec_air_A = tx_vec_padded_A;
tx_vec_air_B = tx_vec_padded_B;
elseif(INTERP_RATE == 2)
tx_vec_2x_A = zeros(1, 2*numel(tx_vec_padded_A));
tx_vec_2x_A(1:2:end) = tx_vec_padded_A;
tx_vec_air_A = filter(interp_filt2, 1, tx_vec_2x_A);

tx_vec_2x_B = zeros(1, 2*numel(tx_vec_padded_B));
tx_vec_2x_B(1:2:end) = tx_vec_padded_B;
tx_vec_air_B = filter(interp_filt2, 1, tx_vec_2x_B);
end

% Scale the Tx vector
tx_vec_air_A = TX_SCALE .* tx_vec_air_A ./ max(abs(tx_vec_air_A));
tx_vec_air_B = TX_SCALE .* tx_vec_air_B ./ max(abs(tx_vec_air_B));

flag=1;

```

```

%% frame Rx
while (flag==1)
%% Decimate
if (DECIMATE_RATE == 1)
raw_rx_dec_A = rx_vec_air_A;
raw_rx_dec_B = rx_vec_air_B;
elseif(DECIMATE_RATE == 2)
raw_rx_dec_A = filter(interp_filt2, 1, rx_vec_air_A);
raw_rx_dec_A = raw_rx_dec_A(1:2:end);

raw_rx_dec_B = filter(interp_filt2, 1, rx_vec_air_B);
raw_rx_dec_B = raw_rx_dec_B(1:2:end);
end

%% Correlate for LTS
% Complex cross correlation of Rx waveform with time-domain LTS
lts_corr_A = abs(conv(conj(fliplr(lts_t)),
sign(raw_rx_dec_A)));
lts_corr_B = abs(conv(conj(fliplr(lts_t)),
sign(raw_rx_dec_B)));

% Skip early and late samples
lts_corr_A = lts_corr_A(32:end-32);
lts_corr_B = lts_corr_B(32:end-32);

% Find all correlation peaks
lts_peaks_A = find(lts_corr_A >
LTS_CORR_THRESH*max(lts_corr_A));
lts_peaks_B = find(lts_corr_B >
LTS_CORR_THRESH*max(lts_corr_B));

% Select best candidate correlation peak as LTS-payload boundary
[LTS1_A, LTS2_A] =
meshgrid(lts_peaks_A,lts_peaks_A);
[lts_second_peak_index_A,y_A] = find(LTS2_A-LTS1_A ==
length(lts_t));

[LTS1_B, LTS2_B] =
meshgrid(lts_peaks_B,lts_peaks_B);
[lts_second_peak_index_B,y_B] = find(LTS2_B-LTS1_B ==
length(lts_t));

% Punt if no valid correlation peak was found
% if (isempty(lts_second_peak_index_A) ||
isempty(lts_second_peak_index_B))
% fprintf('No LTS Correlation Peaks Found!\n');
% return;
% end

%% Beginning Channel Estimation
if (length(lts_peaks_A)==4)
% Set the sample indices of the payload symbols and preamble

```

```

payload_ind_AA = lts_peaks_A(2)+32;
lts_ind_AA     = payload_ind_AA-160;
payload_ind_AB = lts_peaks_A(4)+32;
lts_ind_AB     = payload_ind_AB-160;
flag          = 0;
else
flag          = 1;
end
if (length(lts_peaks_B)==4)
% Set the sample indices of the payload symbols and preamble
payload_ind_BA = lts_peaks_B(2)+32;
lts_ind_BA     = payload_ind_BA-160;
payload_ind_BB = lts_peaks_B(4)+32;
lts_ind_BB     = payload_ind_BB-160;
flag          = 0;
else
flag          = 1;
end
end

rx_cfo_est_lts_AA = 0;
rx_cfo_est_lts_AB = 0;
rx_cfo_est_lts_BA = 0;
rx_cfo_est_lts_BB = 0;

% Apply CFO correction to raw Rx waveform
rx_cfo_corr_t_AA =
exp(1i*2*pi*rx_cfo_est_lts_AA*[0:length(raw_rx_dec_A)-1]);
rx_dec_cfo_corr_AA = raw_rx_dec_A .* rx_cfo_corr_t_AA;

rx_cfo_corr_t_AB =
exp(1i*2*pi*rx_cfo_est_lts_AB*[0:length(raw_rx_dec_A)-1]);
rx_dec_cfo_corr_AB = raw_rx_dec_A .* rx_cfo_corr_t_AB;

rx_cfo_corr_t_BA =
exp(1i*2*pi*rx_cfo_est_lts_BA*[0:length(raw_rx_dec_B)-1]);
rx_dec_cfo_corr_BA = raw_rx_dec_B .* rx_cfo_corr_t_BA;

rx_cfo_corr_t_BB =
exp(1i*2*pi*rx_cfo_est_lts_BB*[0:length(raw_rx_dec_B)-1]);
rx_dec_cfo_corr_BB = raw_rx_dec_B .* rx_cfo_corr_t_BB;

% Re-extract LTS for channel estimate
rx_lts_AA = rx_dec_cfo_corr_AA(lts_ind_AA : lts_ind_AA+159);
rx_lts1_AA = rx_lts_AA(-64+FFT_OFFSET + [97:160]);
rx_lts2_AA = rx_lts_AA(-FFT_OFFSET + [97:160]);
rx_lts1_f_AA = fft(rx_lts1_AA);
rx_lts2_f_AA = fft(rx_lts2_AA);

rx_lts_AB = rx_dec_cfo_corr_AB(lts_ind_AB : lts_ind_AB+159);
rx_lts1_AB = rx_lts_AB(-64+FFT_OFFSET + [97:160]);
rx_lts2_AB = rx_lts_AB(-FFT_OFFSET + [97:160]);

```

```

rx_lts1_f_AB = fft(rx_lts1_AB);
rx_lts2_f_AB = fft(rx_lts2_AB);

rx_lts_BA = rx_dec_cfo_corr_BA(lts_ind_BA : lts_ind_BA+159);
rx_lts1_BA = rx_lts_BA(-64+FFT_OFFSET + [97:160]);
rx_lts2_BA = rx_lts_BA(-FFT_OFFSET + [97:160]);
rx_lts1_f_BA = fft(rx_lts1_BA);
rx_lts2_f_BA = fft(rx_lts2_BA);

rx_lts_BB = rx_dec_cfo_corr_BB(lts_ind_BB : lts_ind_BB+159);
rx_lts1_BB = rx_lts_BB(-64+FFT_OFFSET + [97:160]);
rx_lts2_BB = rx_lts_BB(-FFT_OFFSET + [97:160]);
rx_lts1_f_BB = fft(rx_lts1_BB);
rx_lts2_f_BB = fft(rx_lts2_BB);

% Calculate channel estimate
rx_H_est_AA = lts_f .* (rx_lts1_f_AA + rx_lts2_f_AA)/2;
rx_H_est_AB = lts_f .* (rx_lts1_f_AB + rx_lts2_f_AB)/2;

rx_H_est_BA = lts_f .* (rx_lts1_f_BA + rx_lts2_f_BA)/2;
rx_H_est_BB = lts_f .* (rx_lts1_f_BB + rx_lts2_f_BB)/2;

%% Rx payload processing
% Extract the payload samples (integral number of OFDM symbols
following preamble)
payload_vec_A = rx_dec_cfo_corr_AB(payload_ind_AB :
payload_ind_AB+(N_OFDM_SYMS)*(N_SC+CP_LEN)-1); %At the end of
payload_ind_B, then the start of OFDM symbols
payload_mat_A = reshape(payload_vec_A, (N_SC+CP_LEN),
N_OFDM_SYMS);

payload_vec_B = rx_dec_cfo_corr_BB(payload_ind_BB :
payload_ind_BB+(N_OFDM_SYMS)*(N_SC+CP_LEN)-1); %At the end of
payload_ind_B, then the start of OFDM symbols
payload_mat_B = reshape(payload_vec_B, (N_SC+CP_LEN),
N_OFDM_SYMS);

% Remove the cyclic prefix, keeping FFT_OFFSET samples of CP (on
average)
payload_mat_noCP_A = payload_mat_A(CP_LEN-FFT_OFFSET+[1:N_SC], :);
payload_mat_noCP_B = payload_mat_B(CP_LEN-FFT_OFFSET+[1:N_SC], :);

% Take the FFT
syms_f_mat_A = fft(payload_mat_noCP_A, N_SC, 1);
syms_f_mat_B = fft(payload_mat_noCP_B, N_SC, 1);

%% Alamouti Decoding
for i = 1:(N_OFDM_SYMS/2)
    for j = 1:64
        H_A(1,1) = rx_H_est_AA(j);
        H_A(1,2) = rx_H_est_AB(j);
        H_A(2,1) = conj(rx_H_est_AB(j));
        H_A(2,2) = -conj(rx_H_est_AA(j));
    end
end

```

```

y_hat_A(1,1) = syms_f_mat_A(j,2*i-1);
y_hat_A(2,1) = conj(syms_f_mat_A(j,2*i));
x_hat_A      = inv(H_A)*y_hat_A;
X_hat_A(j,2*i-1) = x_hat_A(1,1);
X_hat_A(j,2*i)   = x_hat_A(2,1);
H_B(1,1) = rx_H_est_BA(j);
H_B(1,2) = rx_H_est_BB(j);
H_B(2,1) = conj(rx_H_est_BB(j));
H_B(2,2) = -conj(rx_H_est_BA(j));
y_hat_B(1,1) = syms_f_mat_B(j,2*i-1);
y_hat_B(2,1) = conj(syms_f_mat_B(j,2*i));
x_hat_B      = inv(H_B)*y_hat_B;
X_hat_B(j,2*i-1) = x_hat_B(1,1);
X_hat_B(j,2*i)   = x_hat_B(2,1);

%      y_hat(1,1)   = y_hat_A(1,1);
%      y_hat(2,1)   = conj(y_hat_A(2,1));
%      y_hat(3,1)   = conj(y_hat_B(1,1));
%      y_hat(4,1)   = y_hat_B(1,1);
%
%      H_C(1,1)     = H_A(1,1);
%      H_C(1,2)     = H_A(1,2);
%      H_C(2,1)     = H_B(1,1);
%      H_C(2,2)     = H_B(1,2);
%      H_C(3,1)     = conj(H_A(1,2));
%      H_C(3,2)     = -conj(H_A(1,1));
%      H_C(4,1)     = conj(H_B(1,2));
%      H_C(4,2)     = -conj(H_B(1,1));
%
%      x_hat        = inv(H_C)*y_hat;
%      X_hat(j,2*i-1) = x_hat(1,1);
%      X_hat(j,2*i)   = x_hat(2,1);

X_hat      = (X_hat_A + X_hat_B)/2;

H=0;
end
end

pilots_f_mat      = X_hat(SC_IND_PILOTS, :);
pilot_phase_err  = angle(mean(pilots_f_mat.*pilots_mat));
pilot_phase_corr = repmat(exp(-1i*pilot_phase_err), N_SC, 1);

%      Apply the pilot phase correction per symbol
syms_eq_pc_mat    = X_hat .* pilot_phase_corr;
payload_syms_mat  = syms_eq_pc_mat(SC_IND_DATA, :);

%%      Demod
rx_syms           = reshape(payload_syms_mat, 1, N_DATA_SYMS);
demod_fcn_bpsk   = @(x) double(real(x)>0);
demod_fcn_qpsk   = @(x) double(2*(real(x)>0) + 1*(imag(x)>0));
demod_fcn_16qam = @(x) (8*(real(x)>0)) + (4*(abs(real(x))<0.6325))
+ (2*(imag(x)>0)) + (1*(abs(imag(x))<0.6325));

```

```

switch(MOD_ORDER)
case 2 %BPSK
rx_data = arrayfun(demod_fcn_bpsk, rx_syms);
case 4 %QPSK
rx_data = arrayfun(demod_fcn_qpsk, rx_syms);
case 16 %16-QAM
rx_data = arrayfun(demod_fcn_16qam, rx_syms);
end
%% Calculate Rx stats
sym_errs = sum(tx_data ~= rx_data);
bit_errs = length(find(dec2bin(bitxor(tx_data, rx_data),8) ==
'1'));
fprintf('\nResults:\n');
fprintf('Sym Errors: %d (of %d total symbols)\n', sym_errs,
N_DATA_SYMS);
fprintf('SER: %d \n', sym_errs/N_DATA_SYMS);
fprintf('Bit Errors: %d (of %d total bits)\n', bit_errs,
N_DATA_SYMS * log2(MOD_ORDER));
fprintf('BER: %d \n', bit_errs/(N_DATA_SYMS * log2(MOD_ORDER)));

%% Plot Results
figure;
clf;
plot (payload_syms_mat(:, 'r. '));
hold on;
plot (tx_syms_mat(:, 'bo'));
hold on;
grid on;
axis ([-1.5 1.5 -1.5 1.5]);
legend ('X_h_a_t', 'X_d_a_t_a');

%% %% Plot Results
% figure;
% clf;
% plot (payload_syms_mat(:, 'r. '));
% hold on;
% plot (tx_syms_mat(:, 'bo'));
% hold on;
% grid on;
% axis ([-1.5 1.5 -1.5 1.5]);
% legend ('X_h_a_t', 'X_d_a_t_a');
%
% figure(2)
% subplot(2,1,1)
% stem(tx_data)
% subplot(2,1,2)
% stem(rx_data)

```

```

%% warp transmit
function [rx_vec_air_A,rx_vec_air_B,rx_RSSI,rx_gains] =
warp_transmit(tx_vec_air_A,tx_vec_air_B,TxGainRF,TxGainBB,RxGainRF
,RxGainBB,fc,channel)

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%
% Set up the WARPLab experiment
% Prepare for Transmit Using WARP
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%

USE_AGC      = false;

NUMNODES    = 2;

%Create a vector of node objects
nodes       = wl_initNodes(NUMNODES);

%Create a UDP broadcast trigger and tell each node to be ready for
it
eth_trig    = wl_trigger_eth_udp_broadcast;
wl_triggerManagerCmd(nodes,'add_ethernet_trigger',[eth_trig]);

%Get IDs for the interfaces on the boards. Since this example
assumes each
%board has the same interface capabilities, we only need to get
the IDs
%from one of the boards
[RFA,RFB]   = wl_getInterfaceIDs(nodes(1));

%Set up the interface for the experiment
wl_interfaceCmd(nodes,'RF_ALL','tx_gains',TxGainBB,TxGainRF);
wl_interfaceCmd(nodes,'RF_ALL','channel',fc,channel);

if(USE_AGC)
wl_interfaceCmd(nodes,'RF_ALL','rx_gain_mode','automatic');
wl_basebandCmd(nodes,'agc_target',-10);
wl_basebandCmd(nodes,'agc_trig_delay', 511);
else
wl_interfaceCmd(nodes,'RF_ALL','rx_gain_mode','manual');
RxGainRF = 2; % Rx RF Gain in [1:3]
RxGainBB = 12; % Rx Baseband Gain in [0:31]
wl_interfaceCmd(nodes,'RF_ALL','rx_gains',RxGainRF,RxGainBB);
end

% use the transmitter's I/Q buffer size to determine how long
our
% transmission can be
TX_NUM_SAMPS = nodes(1).baseband.txIQLen; % 16384

```

```

SAMP_FREQ = wl_basebandCmd(nodes(1), 'tx_buff_clk_freq'); %
40 MHz
node_tx = nodes(1);
node_rx = nodes(2);

%Set up the baseband for the experiment
wl_basebandCmd(nodes, 'tx_delay', 0);
wl_basebandCmd(nodes, 'tx_length', TX_NUM_SAMPS);

%Write the Tx waveform to the Tx node
wl_basebandCmd(node_tx, [RFA RFB], 'write_IQ', [tx_vec_air_A(:)
,tx_vec_air_B(:)]);

%Enable the Tx and Rx radios
wl_interfaceCmd(node_tx, [RFA+RFB], 'tx_en');
wl_interfaceCmd(node_rx, [RFA+RFB], 'rx_en');

%Enable the Tx and Rx buffers
wl_basebandCmd(node_tx, [RFA+RFB], 'tx_buff_en');
wl_basebandCmd(node_rx, [RFA+RFB], 'rx_buff_en');

%Trigger the Tx/Rx cycle at both nodes
eth_trig.send();

%Retrieve the received waveform from the Rx node
rx_vec_air_A = wl_basebandCmd(node_rx, [RFA], 'read_IQ', 0,
TX_NUM_SAMPS);
rx_vec_air_A = rx_vec_air_A(:).';

rx_vec_air_B = wl_basebandCmd(node_rx, [RFB], 'read_IQ', 0,
TX_NUM_SAMPS);
rx_vec_air_B = rx_vec_air_B(:).';

%Disable the Tx/Rx radios and buffers
wl_basebandCmd(nodes, RFA+RFB, 'tx_rx_buff_dis');
wl_interfaceCmd(nodes, RFA+RFB, 'tx_rx_dis');
end

w%% warp transmit

function [rx_vec_air,rx_RSSI,rx_gains] =
arp_transmit(tx_vec_air_A,tx_vec_air_B,TxGainRF,TxGainBB,RxGainRF,
RxGainBB,fc,channel)

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%
% Set up the WARPLab experiment
% Prepare for Transmit Using WARP
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%

```

```

USE_AGC      = false;
NUMNODES     = 1;
%Create a vector of node objects
nodes        = wl_initNodes(NUMNODES);

%Create a UDP broadcast trigger and tell each node to be ready for
it
eth_trig     = wl_trigger_eth_udp_broadcast;
wl_triggerManagerCmd(nodes, 'add_ethernet_trigger', [eth_trig]);

%Get IDs for the interfaces on the boards. Since this example
assumes each
%board has the same interface capabilities, we only need to get
the IDs
%from one of the boards
[RFA,RFB]    = wl_getInterfaceIDs(nodes(1));

%Set up the interface for the experiment
wl_interfaceCmd(nodes, 'RF_ALL', 'tx_gains', TxGainBB, TxGainRF);
wl_interfaceCmd(nodes, 'RF_ALL', 'channel', fc, channel);

if(USE_AGC)
wl_interfaceCmd(nodes, 'RF_ALL', 'rx_gain_mode', 'automatic');
wl_basebandCmd(nodes, 'agc_target', -10);
wl_basebandCmd(nodes, 'agc_trig_delay', 511);
else
wl_interfaceCmd(nodes, 'RF_ALL', 'rx_gain_mode', 'manual');
RxGainRF = 2; % Rx RF Gain in [1:3]
RxGainBB = 12; % Rx Baseband Gain in [0:31]
wl_interfaceCmd(nodes, 'RF_ALL', 'rx_gains', RxGainRF, RxGainBB);
end

% use the transmitter's I/Q buffer size to determine how long
our
% transmission can be
TX_NUM_SAMPS = nodes(1).baseband.txIQLen; % 16384
SAMP_FREQ    = wl_basebandCmd(nodes(1), 'tx_buff_clk_freq'); %
40 MHz
% node_tx    = nodes(1);
node_rx      = nodes(2);

%Set up the baseband for the experiment
% wl_basebandCmd(nodes, 'tx_delay', 0);
% wl_basebandCmd(nodes, 'tx_length', TX_NUM_SAMPS);

%Write the Tx waveform to the Tx node
% wl_basebandCmd(node_tx, [RFA RFB], 'write_IQ', [tx_vec_air_A(:)
,tx_vec_air_B(:)]);

%Enable the Tx and Rx radios

```

```

% wl_interfaceCmd(node_tx,[RFA+RFB],'tx_en');
wl_interfaceCmd(node_rx,[RFA],'rx_en');

%Enable the Tx and Rx buffers
% wl_basebandCmd(node_tx,[RFA+RFB],'tx_buff_en');
wl_basebandCmd(node_rx,[RFA],'rx_buff_en');

%Trigger the Tx/Rx cycle at both nodes
eth_trig.send();

%Retrieve the received waveform from the Rx node
rx_vec_air = wl_basebandCmd(node_rx,[RFA],'read_IQ', 0,
TX_NUM_SAMPS);
rx_vec_air = rx_vec_air(:).';

%Disable the Tx/Rx radios and buffers
wl_basebandCmd(nodes,'RF_ALL','tx_rx_buff_dis');
wl_interfaceCmd(nodes,'RF_ALL','tx_rx_dis');
end

%% warp transmit

function [rx_vec_air,rx_RSSI,rx_gains] =
warp_transmit(tx_vec_air_A,tx_vec_air_B,TxGainRF,TxGainBB,RxGainRF
,RxGainBB,fc,channel)

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Set up the WARPLab experiment
% Prepare for Transmit Using WARP
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

USE_AGC = false;

NUMNODES = 1;

%Create a vector of node objects
nodes = wl_initNodes(NUMNODES);

%Create a UDP broadcast trigger and tell each node to be ready for
it
eth_trig = wl_trigger_eth_udp_broadcast;
wl_triggerManagerCmd(nodes,'add_ethernet_trigger',[eth_trig]);

%Get IDs for the interfaces on the boards. Since this example
assumes each
%board has the same interface capabilities, we only need to get
the IDs
%from one of the boards
[RFA,RFB] = wl_getInterfaceIDs(nodes(1));

```

```

%Set up the interface for the experiment
wl_interfaceCmd(nodes, 'RF_ALL', 'tx_gains', TxGainBB, TxGainRF);
wl_interfaceCmd(nodes, 'RF_ALL', 'channel', fc, channel);

if(USE_AGC)
wl_interfaceCmd(nodes, 'RF_ALL', 'rx_gain_mode', 'automatic');
    wl_basebandCmd(nodes, 'agc_target', -10);
wl_basebandCmd(nodes, 'agc_trig_delay', 511);
else
wl_interfaceCmd(nodes, 'RF_ALL', 'rx_gain_mode', 'manual');
RxGainRF = 2; % Rx RF Gain in [1:3]
RxGainBB = 12; % Rx Baseband Gain in [0:31]
wl_interfaceCmd(nodes, 'RF_ALL', 'rx_gains', RxGainRF, RxGainBB);
end

% use the transmitter's I/Q buffer size to determine how long
our
% transmission can be
TX_NUM_SAMPS = nodes(1).baseband.txIQLen; % 16384
SAMP_FREQ = wl_basebandCmd(nodes(1), 'tx_buff_clk_freq'); %
40 MHz
node_tx = nodes(1);
% node_rx = nodes(2);

%Set up the baseband for the experiment
wl_basebandCmd(nodes, 'tx_delay', 0);
wl_basebandCmd(nodes, 'tx_length', TX_NUM_SAMPS);

%Write the Tx waveform to the Tx node
wl_basebandCmd(node_tx, [RFA RFB], 'write_IQ', [tx_vec_air_A(:)
, tx_vec_air_B(:)]);

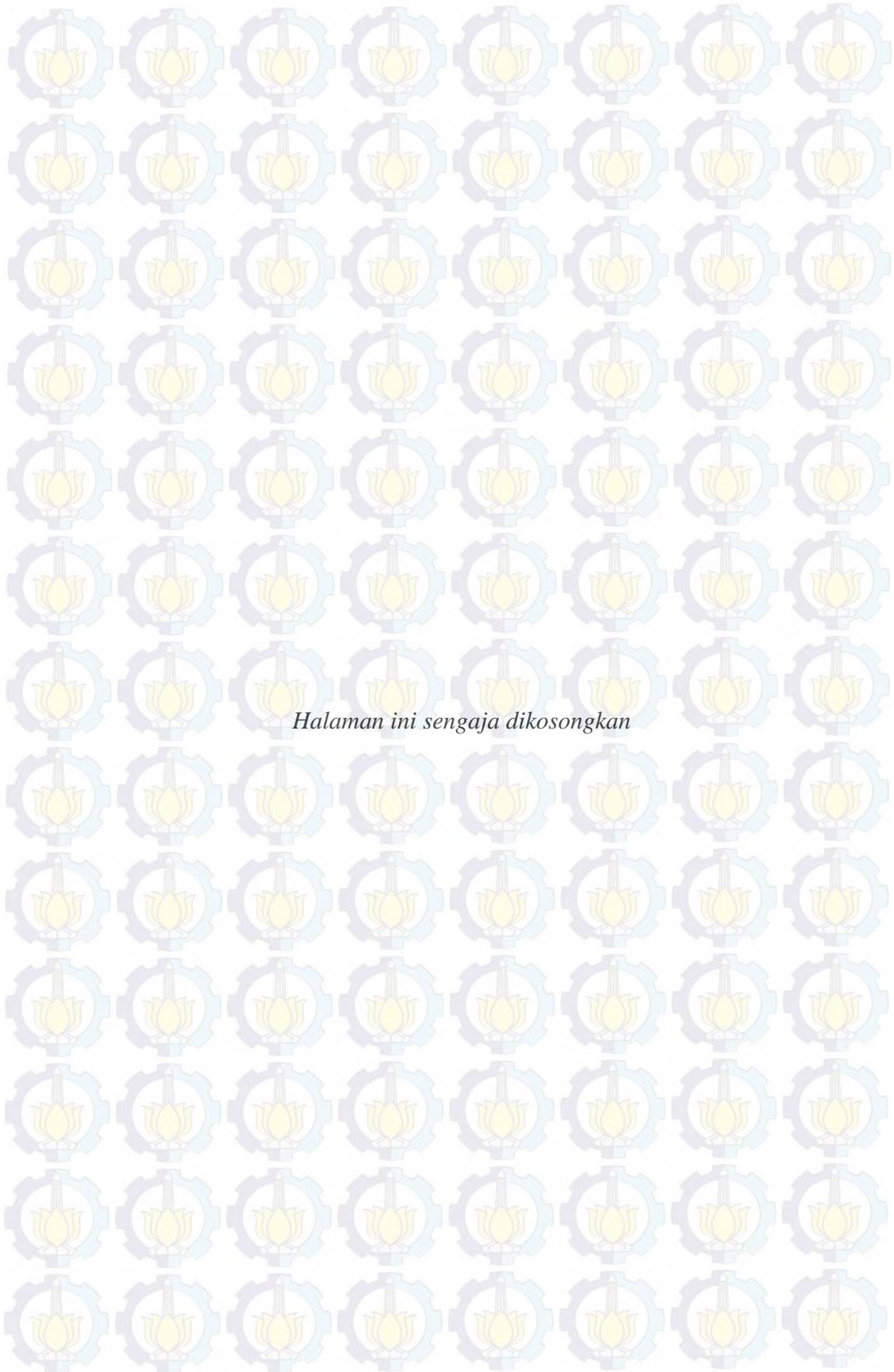
%Enable the Tx and Rx radios
wl_interfaceCmd(node_tx, [RFA+RFB], 'tx_en');
% wl_interfaceCmd(node_rx, [RFA], 'rx_en');

%Enable the Tx and Rx buffers
wl_basebandCmd(node_tx, [RFA+RFB], 'tx_buff_en');
% wl_basebandCmd(node_rx, [RFA], 'rx_buff_en');

%Trigger the Tx/Rx cycle at both nodes
eth_trig.send();

%Retrieve the received waveform from the Rx node
% rx_vec_air = wl_basebandCmd(node_rx, [RFA], 'read_IQ', 0,
TX_NUM_SAMPS);
% rx_vec_air = rx_vec_air(:).';
%Disable the Tx/Rx radios and buffers
wl_basebandCmd(nodes, 'RF_ALL', 'tx_rx_buff_dis');
wl_interfaceCmd(nodes, 'RF_ALL', 'tx_rx_dis');
end

```



*Halaman ini sengaja dikosongkan*

## RIWAYAT HIDUP PENULIS



Mahmud Idris dilahirkan di Kerinci , 13 Agustus 1989. Merupakan anak ke tiga dari tiga bersaudara dari pasangan Hakim dan Nurmawan. Pada tahun 2002 lulus dari pendidikan dasar di SDN 229 Kayu aro ambaik Kabupaten Kerinci, selanjutnya melanjutkan pendidikan Ke SMP Negeri 3 Danau Kerinci Kabupaten Kerinci lulus pada tahun 2005. Kemudian melanjutkan ke SMK Negeri 2 Sungai Penuh Kabupaten Kerinci lulus pada tahun 2008.

Setelah menamatkan SMK, penulis melanjutkan Studi ke Jurusan Teknik Elektronika di Universitas Negeri Padang melalui jalur SPMB lulus pada tahun 2013 dengan gelar S1. Kemudian melanjutkan studi S2 di jurusan Teknik Elektro program studi Teknik Telekomunikasi Multimedia Institut Teknologi Sepuluh Nopember Surabaya lulus pada tahun 2016. Penulis dapat dihubungi melalui alamat email [mahmud.idris76@yahoo.com](mailto:mahmud.idris76@yahoo.com)