



TUGAS AKHIR - TE 141599

KOMUNIKASI AKUSTIK BAWAH AIR DENGAN *TIME REVERSAL* MENGGUNAKAN *FILTERED MULTITONE MODULATION*

Aurum Puji Rahma Differentina
NRP 2215 105 086

Dosen Pembimbing
Dr. Ir. Wirawan, DEA
Dr. Ir. Endang Widjiati, M.Eng.Sc

DEPARTEMEN TEKNIK ELEKTRO
Fakultas Teknologi Elektro
Institut Teknologi Sepuluh Nopember
Surabaya 2017



FINAL PROJECT - TE 141599

***TIME REVERSAL UNDERWATER ACOUSTIC
COMMUNICATION USING FILTERED MULTITONE
MODULATION***

Aurum Puji Rahma Differentina
NRP 2215 105 086

Supervisors
Dr. Ir. Wirawan, DEA
Dr. Ir. Endang Widjiati, M.Eng.Sc

DEPARTEMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING
Faculty of Electrical Technology
Institute of Technology Sepuluh Nopember
Surabaya 2017

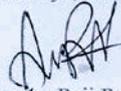
PERNYATAAN KEASLIAN TUGAS AKHIR

Dengan ini saya menyatakan bahwa isi sebagian maupun keseluruhan Tugas Akhir saya dengan judul "**Komunikasi Akustik Bawah Air dengan *Time Reversal Menggunakan Filtered Multitone Modulation***" adalah benar-benar hasil karya intelektual mandiri, diselesaikan tanpa menggunakan bahan-bahan yang tidak diijinkan dan bukan merupakan karya pihak lain yang saya akui sebagai karya sendiri.

Semua referensi yang dikutip maupun dirujuk telah ditulis secara lengkap pada daftar pustaka.

Apabila ternyata pernyataan ini tidak benar, saya bersedia menerima sanksi sesuai peraturan yang berlaku.

Surabaya, Juli 2017



Aurdm Puji Rahma D.
Nrp. 2215 105 086

Halaman ini sengaja dikosongkan

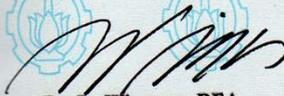
**KOMUNIKASI AKUSTIK BAWAH AIR DENGAN
TIME REVERSAL MENGGUNAKAN FILTERED
MULTITONE MODULATION**

TUGAS AKHIR

**Diajukan Guna Memenuhi Sebagian Persyaratan Untuk
Memperoleh Gelar Sarjana Teknik Elektro
Pada
Bidang Studi Telekomunikasi Multimedia
Departemen Teknik Elektro
Institut Teknologi Sepuluh Nopember**

Menyetujui

Dosen Pembimbing I,



Dr. Ir. Wirawan, DEA
NIP. 1963 11 09 1989 03 1011

Dosen Pembimbing II,



Dr. Ir. Endang Widjiati, M.Eng.Sc
NIP. 1967 12 29 1987 01 2001



Halaman ini sengaja dikosongkan

Komunikasi Akustik Bawah Air dengan *Time Reversal* Menggunakan *Filtered Multitone Modulation*

Nama : Aurum Puji Rahma Differentina
Dosen Pembimbing : 1. Dr. Ir. Wirawan, DEA
2. Dr. Ir. Endang Widjiati, M.Eng.Sc

ABSTRAK

Karena kanal *multipath* yang disebabkan dari *time-reversal* (TR) komunikasi akustik bawah air menggunakan *single-carrier* (SC) dengan modulasi tinggi berjumlah sangat banyak, maka akan menimbulkan adanya *Intersymbol Interference* (ISI). ISI yang disebabkan oleh *multipath* tersebut akan mengurangi kinerja proses TR sehingga perlu dihilangkan menggunakan *adaptive equalizer*. Dalam tugas akhir ini, metode komunikasi akustik TR menggunakan *filtered multitone* (FMT) *modulation* dimaksudkan untuk meningkatkan kinerja proses TR dengan mengurangi sisa ISI dalam sinyal yang diproses serta mengurangi kompleksitas *adaptive equalizer* untuk *post-process*.

Modulasi FMT digunakan untuk memodulasi simbol informasi ke *subcarrier* terpisah dengan memanfaatkan *bandwidth* masing-masing *subcarrier*. Pada sistem ini menggunakan *adaptive equalization* dengan algoritma RLS yang ada pada penerima untuk menekan sisa ISI dan *noise*. Kinerja dari metode yang diusulkan ini dinilai melalui simulasi dan data real dari uji coba di kolam eksperimental. Uji coba ini dilakukan dengan variasi jarak 11 m, 40 m, dan 70 m.

Hasil analisa TR menggunakan modulasi FMT pada jarak 11 m memiliki nilai BER sebesar 0.018 yang lebih kecil dibandingkan dengan TR menggunakan SC yaitu memiliki nilai BER sebesar 0.07. Hal tersebut menunjukkan bahwa performansi TR menggunakan modulasi FMT lebih baik daripada menggunakan modulasi SC.

Kata Kunci : FMT *modulation*, *Time Reversal*, ISI, *adaptive equalization*

Halaman ini sengaja dikosongkan

Time Reversal Underwater Acoustic Communication using Filtered Multitone Modulation

Name : Aurum Puji Rahma Differentina
Supervisors : 1. Dr. Ir. Wirawan, DEA
2. Dr. Ir. Endang Widjiati, M.Eng.Sc

ABSTRACT

Since the multipath channel caused by the Time Reversal (TR) of acoustic communication underwater using a single carrier (SC) with high modulation are very numerous, then there will be Intersymbol Interference (ISI) . ISI that caused by the multipath will reduce performance of TR process, have to be eliminated using an adaptive equalizer. In this final project, the acoustic communication TIME Reversal method uses filtered multitone modulation (FMT) to improve performance time reversal method itself by reducing the remaining ISI and help reducing the complexity of the adaptive equalizer for the post process.

FMT modulation is used to modulate information symbols into separate subcarriers. In this system it uses an adaptive equalization with existing RLS algorithm on the receiver to hold the rest of ISI and noise. The performance of the proposed method is assessed through simulations and real data from trials in experimental ponds. The trial was conducted with variations of distance of 11 m, 40 m, and 70 m.

TR analysis trial result using FMT modulation at distance of 11 m has BER value equals to 0,018 which is lower compare to TR using SC that has BER value equal to 0.23. It shows that the performance of TR using FMT modulation is better than using SC modulation.

Key Words : FMT modulation, Time Reversal, ISI, adaptive equalization

Halaman ini sengaja dikosongkan

KATA PENGANTAR

Alhamdulillah, dengan mengucapkan puji syukur kepada Allah Subhanahu Wa Ta'ala yang telah memberikan rahmat dan hidayah-Nya. Dan tak lupa penulis ucapkan shalawat serta salam kepada Rasulullah Shalallahu 'Alaihi Wassalam sehingga penulis dapat menyelesaikan Tugas Akhir yang berjudul :

”KOMUNIKASI AKUSTIK BAWAH AIR DENGAN *TIME REVERSAL* MENGGUNAKAN *FILTERED MULTITONE MODULATION*”

Dalam penyusunan laporan Tugas Akhir ini, penulis banyak mendapatkan bantuan dan dukungan dari berbagai pihak. Oleh karena itu, penulis dengan tulus ikhlas menyampaikan banyak terima kasih kepada Ayah dan Ibunda penulis yang telah memberikan dukungan moral, material, serta doa. Bapak Dr. Ir. Wirawan, DEA dan Ibu Dr. Ir. Endang Widjiati, M.Eng.Sc, selaku dosen pembimbing Tugas Akhir penulis, atas segala kesabaran dan kesediaannya meluangkan waktu untuk membimbing serta memberi dukungan sehingga Tugas Akhir ini dapat terselesaikan. Bapak dan Ibu dosen jurusan teknik elektro ITS, khususnya bidang studi Telekomunikasi Multimedia, atas segala ilmu yang telah diberikan selama penulis kuliah di ITS. Serta semua pihak yang tidak dapat penulis sebutkan satu persatu yang telah memberi dorongan dan bantuan dalam menyelesaikan Tugas Akhir ini baik secara langsung maupun tidak langsung.

Penulis menyadari bahwa pembuatan laporan serta Tugas Akhir ini belum sempurna. Oleh karena itu penulis sangat terbuka terhadap kritik dan saran untuk perbaikan karya tugas akhir ini.

Semoga buku Tugas Akhir ini dapat memberikan informasi dan manfaat bagi pembaca pada umumnya dan mahasiswa Jurusan Teknik Elektro bidang Studi Telekomunikasi Multimedia pada khususnya

Surabaya, Juli 2017

Penyusun

Halaman ini sengaja dikosongkan

DAFTAR ISI

HALAMAN JUDUL	i
PERNYATAAN KEASLIAN TUGAS AKHIR	v
LEMBAR PENGESAHAN	vii
ABSTRAK	ix
ABSTRACT	xi
KATA PENGANTAR	xiii
DAFTAR ISI	xv
TABLE OF CONTENTS	xvii
DAFTAR GAMBAR	xix
DAFTAR TABEL	xxi
BAB I PENDAHULUAN	1
1.1 Latar Belakang	1
1.2 Permasalahan	2
1.3 Batasan Masalah	2
1.4 Tujuan	2
1.5 Metodologi	2
1.6 Sistematika Laporan	3
1.7 Relevansi	4
BAB II TEORI PENUNJANG	5
2.1 Sistem Komunikasi Akustik Bawah Air	5
2.2 Kanal <i>Multipath</i>	5
2.3 <i>Intersymbol Interference (ISI)</i>	8
2.4 <i>Eye Diagram</i>	9
2.5 Metode <i>Time reversal</i>	11
2.6 <i>Filtered Multitone (FMT) Modulation</i>	14
2.6.1 <i>FMT transmitter</i>	14
2.6.2 <i>FMT receiver</i>	18
2.7 <i>Root raised cosine</i>	21
2.8 <i>Adaptive equalizer</i>	24
BAB III PEMODELAN DAN SIMULASI	27
3.1 <i>Transmitter</i>	28
3.2 <i>Receiver</i>	29
3.2.1 <i>FMT demodulation</i>	30

3.2.2	<i>Time reversal</i>	31
3.2.3	<i>Adaptive equalizer</i>	32
3.3	Simulasi	32
3.4	Hasil Simulasi	34
3.4.1	FMT <i>modulation</i>	34
3.4.2	FMT <i>demodulation</i>	34
3.4.3	<i>Post-process</i>	35
3.4.4	Analisa Simulasi	37
BAB IV	PENGUKURAN DAN ANALISA	39
4.1	Pengukuran	39
4.1.1	Pengukuran pada jarak <i>transmitter</i> dan <i>receiver</i> .. 11 m	42
4.1.2	Pengukuran pada jarak <i>transmitter</i> dan <i>receiver</i> .. 40 m	43
4.1.3	Pengukuran pada jarak <i>transmitter</i> dan <i>receiver</i> .. 70 m	45
4.2	Analisa Pengukuran	47
BAB V	PENUTUP	49
5.1	Kesimpulan	49
5.2	Saran	49
DAFTAR PUSTAKA	51
LAMPIRAN I	PROPOSAL TUGAS AKHIR	53
LAMPIRAN II	LISTING PROGRAM	65
LAMPIRAN III	DOKUMENTASI PENGUKURAN	75
RIWAYAT HIDUP PENULIS	77

TABLE OF CONTENTS

PAGE OF TITLE	i
STATEMENT ORIGINALITY OF FINAL PROJECT	v
APPROVAL SHEET	vii
ABSTRACT	ix
ABSTRACT	xi
FOREWORD	xiii
TABLE OF CONTENTS	xv
TABLE OF CONTENTS	xvii
TABLE OF FIGURES	xix
TABLES	xxi
BAB I PREFACE	1
1.1 Background	1
1.2 Problem	2
1.3 Limitation	2
1.4 Purpose	2
1.5 Methodology	2
1.6 Systematic Report	3
1.7 Relevance	4
BAB II BASIC THEORY	5
2.1 Underwater Communication System.....	5
2.2 Multipath Channel	5
2.3 Intersymbol Interference (ISI)	8
2.4 Eye Diagram	9
2.5 Time Reversal	11
2.6 Filtered Multitone (FMT) Modulation	14
2.6.1 FMT transmitter	14
2.6.2 FMT receiver	18
2.7 Root Raised Cosine	21
2.8 Adaptive Equalizer	24
BAB III DESIGN SYSTEM AND SIMULATION	27
3.1 Transmitter	28
3.2 Receiver	29
3.2.1 FMT Demodulation	30

3.2.2	Time Reversal.....	31
3.2.3	Adaptive Equalizer	32
3.3	Simulation	32
3.4	Simulation Result	34
3.4.1	FMT Modulation	34
3.4.2	FMT Demodulation	34
3.4.3	Post-process	35
3.4.4	Simulation Analysis.....	37
BAB IV	MEASUREMENT AND ANALYSIS	39
4.1	Measurement.....	39
4.1.1	Measurement at distance of transmitter and receiver 11 m.....	42
4.1.2	Measurement at distance of transmitter and receiver 40 m.....	43
4.1.3	Measurement at distance of transmitter and receiver 70 m.....	45
4.2	Analysis	47
BAB V	CLOSING.....	49
5.1	Conclusion	49
5.2	Suggestion	49
REFERENCE		51
APENDIX		53
BIOGRAPHY		77

DAFTAR GAMBAR

Gambar 2.1	<i>Multipath</i> dalam domain waktu dan frekuensi.....	6
Gambar 2.2	Skema <i>multipath</i>	7
Gambar 2.3	(a) Data yang dikirim, (b) Data yang diterima.....	8
Gambar 2.4	<i>Intersymbol Interference</i>	9
Gambar 2.5	Diagram mata dari sinyal BPSK (a) tanpa ISI dan (b) dengan ISI.....	9
Gambar 2.6	Pengukuran diagram mata.....	10
Gambar 2.7	Prinsip umum <i>time-reversal</i>	12
Gambar 2.8	Deteksi sinyal <i>passive time-reversal</i>	13
Gambar 2.9	Respon frekuensi ideal dari <i>prototype</i> low pass filter..	15
Gambar 2.10	<i>Frequency shifted</i> dari <i>prototype</i>	15
Gambar 2.11	FMT sistem.....	16
Gambar 2.12	FMT spectrum 5 subcarrier.....	17
Gambar 2.13	Implementasi efisien FMT <i>transmitter</i>	19
Gambar 2.14	Implementasi efisien FMT <i>receiver</i>	20
Gambar 2.15	Bentuk pulsa spektrum <i>root raised cosine</i> pada domain waktu dan frekuensi.....	22
Gambar 2.16	Bentuk pulsa spektrum <i>square root raised cosine</i> pada domain waktu dan frekuensi.....	23
Gambar 3.1	Diagram alir proses penelitian	27
Gambar 3.2	Blok diagram <i>transmitter</i>	28
Gambar 3.3	<i>Complex baseband</i> spektrum FMT <i>transmitter</i>	29
Gambar 3.4	Blok diagram <i>receiver</i>	30
Gambar 3.5	(a) Sinyal modulasi FMT, (b) Sinyal modulasi SC.....	34
Gambar 3.6	(a) Sinyal FMT setelah melewati kanal (b) Sinyal modulasi SC setelah melewati kanal.....	35
Gambar 3.7	(a) Sinyal FMT setelah demodulasi, (b) Sinyal modulasi SC setelah demodulasi.....	35
Gambar 3.8	(a) Bit yang dikirim, (b) Sampling bit yang dikirim dengan modulasi FMT, (c) Bit yang diterima, dan (d) Sampling bit yang diterima dengan modulasi FMT.....	36
Gambar 3.9	(a) Bit yang dikirim, (b) Sampling bit yang dikirim dengan modulasi SC, (c) Bit yang diterima, dan (d) Sampling bit yang diterima dengan modulasi SC.....	36

Gambar 3.10	Kurva BER modulasi FMT dan modulasi SC.....	37
Gambar 4.1	Skema pengukuran tampak atas.....	39
Gambar 4.2	Skema pengukuran tampak samping.....	39
Gambar 4.3	Konfigurasi pengukuran SIMO.....	40
Gambar 4.4	(a) Transmit simbol modulasi FMT, (a) Transmit simbol modulasi SC.....	41
Gambar 4.5	(a) Sinyal modulasi FMT yang dikirim, (b) Sinyal modulasi SC yang dikirim.....	41
Gambar 4.6	(a) Sinyal modulasi FMT yang diterima, dan (b) Sinyal modulasi SC yang diterima.....	42
Gambar 4.7	(a) Simbol modulasi FMT yang diterima, dan (b) Simbol modulasi SC yang diterima.....	42
Gambar 4.8	(a) Sampel bit yang dikirim, dan (b) Sampel bit yang diterima.....	43
Gambar 4.9	(a) Sampel bit yang dikirim, dan (b) Sampel bit yang diterima.....	43
Gambar 4.10	(a) Sinyal suara TR modulasi FMT yang diterima, dan (b) Sinyal suara TR modulasi SC yang diterima.....	44
Gambar 4.11	(a) Simbol modulasi FMT yang diterima, dan (b) Simbol modulasi SC yang diterima.....	44
Gambar 4.12	(a) Sampel bit yang dikirim, dan (b) Sampel bit yang diterima.....	44
Gambar 4.13	(a) Sampel bit yang dikirim, dan (b) Sampel bit yang diterima.....	45
Gambar 4.14	(a) Sinyal suara modulasi FMT yang diterima, dan (b) Sinyal suara modulasi SC yang diterima.....	45
Gambar 4.15	(a) Simbol modulasi FMT yang diterima, dan (b) Simbol modulasi SC yang diterima.....	46
Gambar 4.16	(a) Sampel bit yang dikirim, dan (b) Sampel bit yang diterima.....	46
Gambar 4.17	(a) Sampel bit yang dikirim, dan (b) Sampel bit yang diterima.....	46
Gambar 4.18	Diagram mata modulasi FMT (a) sebelum <i>equalizer</i> , dan (b) setelah <i>equalizer</i>	47
Gambar 4.19	Diagram mata modulasi SC (a) sebelum <i>equalizer</i> , dan (b) setelah <i>equalizer</i>	48

DAFTAR TABEL

Tabel 4.1	Parameter yang digunakan pada pengukuran	40
Tabel 4.2	Parameter yang digunakan pada pengukuran	47

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB I

PENDAHULUAN

1.1 Latar Belakang

Indonesia merupakan negara maritim yang sebagian besar wilayahnya berupa lautan dan perairan. Dua per tiga wilayah Indonesia terdiri dari laut dengan luas kira-kira 5.800.000 km². Luasnya perairan di Indonesia tentunya memiliki potensi yang besar untuk dimanfaatkan baik dalam hal pertambangan, perikanan, pariwisata, militer, dan sebagainya. Oleh karena itu, dibutuhkan berbagai penelitian agar dapat menggali berbagai potensi dalam dunia bawah air.

Teknologi bawah air yang semakin canggih menuntut ilmuwan dan akademisi untuk meneliti lebih dalam penerapan dan aplikasi yang dapat digunakan untuk menggali potensi kelautan. Hal ini yang mendorong penulis untuk mengambil topik *underwater acoustic*. Salah satu topik yang diminati dalam penelitian *underwater acoustic* adalah teknologi dalam mendeteksi keberadaan suatu sumber baik sumber aktif maupun sumber pasif.

Dalam mendeteksi keberadaan sumber tersebut terdapat berbagai macam metode. Disini, metode yang digunakan adalah *time-reversal*. Metode ini paling akurat dalam mendeteksi keberadaan sumber akustik sehingga tidak hanya digunakan untuk deteksi tapi lebih sering digunakan untuk komunikasi bawah air.

Dalam rangka mencapai kinerja yang handal dengan kompleksitas implementasi yang relatif rendah, data rate yang tinggi *single-carrier* (SC) komunikasi akustik menggunakan *time reversal* (TR) telah dipelajari dalam beberapa tahun terakhir [1-6]. Untuk saluran akustik bawah air terdapat *multipath* besar yang menyebar, menghasilkan *symbol rate* yang lebih tinggi dan rentang *intersymbol interference* (ISI) lebih besar yang akan mengurangi kinerja proses TR.

Metode komunikasi akustik TR menggunakan modulasi *filtered multitone* (FMT) diusulkan dalam tugas akhir ini dimaksudkan untuk meningkatkan kinerja proses TR dan mengurangi kompleksitas komputasi *equalizers* adaptif untuk *post-process*. Dalam modulasi FMT dimanfaatkan untuk memodulasi simbol informasi ke *subcarrier* terpisah untuk transmisi paralel, dan teknik TR, serta pemerataan adaptif, pada penerima untuk menekan ISI dan *noise*. Indikator kinerja dari metode yang diusulkan adalah perbandingan dengan komunikasi

akustik TR menggunakan SC modulasi dengan efisiensi spektrum yang sama, dan hasilnya menunjukkan validitas metode yang diusulkan.

1.2 Permasalahan

Permasalahan yang dibahas dalam tugas akhir ini adalah:

1. Bagaimana pengaruh *FMT modulation* pada metode *time-reversal* untuk menekan ISI dari sinyal yang terdeteksi oleh penerima?
2. Bagaimana perbandingan performansi deteksi sinyal dengan metode *time-reversal* menggunakan *FMT modulation* dan dengan *time-reversal* menggunakan *Single Carrier modulation*?

1.3 Batasan Masalah

Adapun batasan permasalahan tugas akhir ini adalah:

1. *Software* yang digunakan adalah *software* Matlab.
2. Data yang diperoleh adalah data dari uji coba kolam eksperimental dengan 3 variasi jarak yaitu 11 m, 40 m dan 70 m.

1.4 Tujuan

Tujuan Tugas Akhir ini adalah sebagai berikut:

1. Menganalisa secara simulasi dan praktik pengaruh metode *time-reversal* menggunakan *FMT modulation* terhadap ISI.
2. Menganalisa perbandingan performansi dari detektor dengan metode *time-reversal* menggunakan *FMT modulation* dan dengan *time-reversal* menggunakan *Single Carrier modulation*.

1.5 Metodologi

Metodologi yang akan diterapkan dalam tugas akhir ini terdiri dari tahapan-tahapan sebagai berikut:

1. Studi Literatur

Studi literature dilakukan dengan mempelajari *paper* dan buku yang sesuai dengan topik tugas akhir, materi yang dipelajari yaitu:

- a. Modulasi FMT, mempelajari tentang proses modulasi sinyal akustik pada pengirim dan proses demodulasi pada penerima.
- b. *Time Reversal*, mempelajari teknik pengiriman sinyal transmisi dan pengolahan sinyal pantulan yang masuk ke sisi penerima
- c. *Adaptive Equalizer*, mempelajari tentang equalizer yang ada pada *post-process*.

- d. *Single-Carrier Modulation*, mempelajari proses modulasi *single-carrier* untuk menjadikan perbandingan kinerja dengan modulasi FMT.

2. Desain Sistem

Dari studi literatur yang telah dilakukan, dibuatlah suatu perencanaan sistem untuk membuat sistem komunikasi tersebut dengan lebih teratur sehingga kesalahan atau kegagalan dapat dihindarkan. Adapun hal yang akan dilakukan adalah desain sistem pada transmitter dan receiver. Pada transmitter dilakukan desain menggunakan FMT modulator. Sedangkan pada receiver dilakukan desain pada FMT demodulator, metode *time-reversal* (estimasi kanal) dan *post-process adaptive equalization*.

3. Pengujian Sistem

Pada tugas akhir ini akan dilakukan pengujian sistem komunikasi *time reversal* menggunakan modulasi FMT dan *time reversal* menggunakan modulasi *single-carrier*. Indikator simulasi dan pengukuran pada pengujian sistem ini adalah untuk mengurangi ISI.

4. Pengolahan dan Analisis Data serta Kesimpulan

Data dari pengujian sistem kemudian dianalisis dan dibandingkan antara metode *time reversal* menggunakan modulasi FMT dengan *time reversal* menggunakan modulasi *single-carrier*. Hasil perbandingan tersebut ditarik sebagai kesimpulan.

5. Penyusunan Laporan

Penyusunan laporan dilakukan setelah semua tahap terselesaikan sehingga hasil yang diperoleh dari pembuatan alat dapat dijelaskan secara rinci dan spesifik sesuai dengan data-data yang diperoleh.

1.6 Sistematika Laporan

Dalam penyusunan buku Tugas Akhir ini, pembahasan mengenai sistem alat yang dibuat dibagi menjadi lima bab dengan sistematika sebagai berikut :

BAB I : PENDAHULUAN

Mendiskripsikan tentang latar belakang, permasalahan, tujuan, metodologi, sistematika penulisan, serta relevansi yang berkaitan dengan judul Tugas Akhir ini.

BAB II : TEORI PENUNJANG

Berisi penjelasan dasar teori mengenai konsep yang digunakan dalam Tugas Akhir ini. Materi meliputi metode yang digunakan

dalam sistem komunikasi bawah air ini antara lain *Filtered Multitone Modulation*, *time-reversal*, *adaptive equalizer*, *ISI*, *root raised cosine filter*, dan *multipath*.

BAB III : PEMODELAN SISTEM DAN SIMULASI

Pembahasan secara detail tentang simulasi menggunakan software Matlab sistem secara keseluruhan maupun secara terpisah menurut diagram blok sistem.

BAB IV : PENGUKURAN DAN ANALISA

Berisi data-data pengujian sistem secara keseluruhan beserta analisisnya. Pengukuran data dilakukan di kolam eksperimental. Analisa perbandingan *time-reversal* dengan modulasi FMT dan *time-reversal* dengan modulasi *single-carrier*.

BAB V : PENUTUP

Berisi kesimpulan yang diperoleh dari pembuatan Tugas Akhir ini dan saran - saran untuk pengembangan selanjutnya.

1.7 Relevansi

Dalam pembuatan tugas akhir ini tentu ada beberapa manfaat terkait dengan judul, yaitu :

1. Dapat dijadikan sebagai dasar penelitian selanjutnya tentang metode *time-reversal*, khususnya menggunakan modulasi FMT.
2. Dapat mendalami pemanfaatan *software* Matlab untuk melakukan desain sistem modulasi FMT.
3. Dapat dijadikan pertimbangan penentuan metode *time-reversal* yang tepat dalam mengurangi ISI.
4. Penyelesaian Tugas Akhir.

BAB II

TEORI PENUNJANG

Dalam bab ini dijelaskan pemahaman dasar yang berhubungan dengan topik ini agar dapat memahami lebih rinci, penjelasan definisi dasar dan aspek-aspek yang lain mengenai teori fisik suara dan noise.

2.1 Sistem Komunikasi Akustik Bawah Air

Ada beberapa hal yang mempengaruhi sistem komunikasi bawah air ini, diantaranya adalah air laut itu sendiri. Air laut merupakan cairan biner yang mengandung kandungan garam yang bervariasi. Keberadaan garam tersebut mempengaruhi jumlah dari parameter yang ingin diukur, yaitu tekanan, kecepatan suara, index refraktif, titik beku, dan density maksimum dari temperatur. Adapun beberapa karakteristik dari kanal bawah air yang selama beberapa tahun ini telah diteliti untuk mendukung modulasi tertentu [10].

Komunikasi akustik bawah air menggunakan gelombang suara atau gelombang akustik yang dapat mencapai jarak lebih jauh dari gelombang komunikasi lain tetapi memiliki kecepatan dan *bandwidth* yang terbatas [2]. Sistem komunikasi akustik bawah air merupakan media komunikasi yang sulit, karena adanya *attenuation*, lintas jamak atau *multipath*, *absorption*, dan *delay spread*. Propagasi akustik di dalam air bekerja dengan baik pada frekuensi rendah yaitu 10–15 KHz, dan dengan kecepatan 1500 m/s [3]. Untuk perairan dangkal dengan kondisi lingkungan yang sangat kompleks, *bandwidth* yang tersedia terbatas tergantung dari jarak dan frekuensi. Desain dan simulasi membutuhkan pemodelan kanal yang akurat, dengan menggunakan metode *ray teory* untuk memberikan gambaran deterministik propagasi *multipath* dengan menambahkan deskripsi statistik dan variasi kanal secara acak terhadap waktu [4,5]. Untuk kondisi kanal akustik bawah air dengan kedalaman beragam, mulai dari kondisi ekstrim sangat dangkal dan lingkungan berderau untuk daerah muara sungai dan pelabuhan sampai kondisi relatif dalam.

2.2 Kanal Multipath

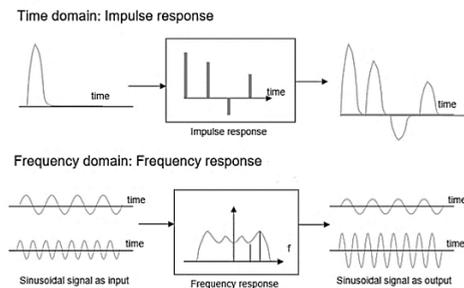
Perairan sebagai media propagasi sinyal akustik dibatasi oleh permukaan air dan dasar air. Pada saat sinyal akustik merambat pada medium akan mengalami pantulan berturut-turut [6]. Variasi dalam

kecepatan sinyal akustik dalam medium juga mengganggu propagasi gelombang akustik. Dengan adanya proses ini, sinyal yang dikirim dapat merambat dari sumber ke penerima dengan beberapa jalan yang berbeda, sesuai dengan arah dan durasi sampai ke penerima.

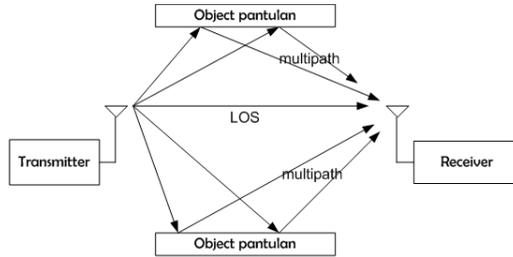
Sinyal utama yang terpropagasikan secara langsung, tiba bersama dengan serangkaian gema, dengan kondisi amplitudo yang menurun tentu saja akhirnya terpengaruh, dan kinerja sistem dapat mudah terdegradasi oleh sinyal parasit. Hal tersebut yang seringkali merugikan, khususnya pada transmisi data. Jumlah beberapa jalur propagasi sangat bervariasi, tergantung pada konfigurasi; tidak satupun sinyal datang berada pada kondisi terbaik, lebih dari puluhan hingga ratusan dalam propagasi jarak jauh (jalur individu tidak mungkin untuk dapat dibedakan dalam struktur *multipath*, dan biasanya muncul sebagai jejak sinyal kontinyu).

Multipath dapat dianalisa dari dua sudut pandang, tergantung pada jenis detektor dan aplikasinya. Pada frekuensi tinggi, untuk sinyal pendek (lebih pendek dari *typical delay* diantara kedatangan *path*), efek *multipath* dapat diamati dalam domain waktu dengan urutan beberapa gema seperti yang dilihat pada Gambar 2.1. Sedangkan untuk frekuensi rendah yang stabil, maka hal ini menciptakan pola interferensi yang stabil, dengan variasi yang jelas dalam amplitudo saat sinyal direkam.

Terjadinya percampuran yang dominan dan permanen pada beberapa sinyal yang datang hampir bersamaan mengakibatkan terjadinya fenomena *fading* yaitu gangguan akibat kedatangan beberapa sinyal sehingga menyebabkan variasi *pseudorandom* pada amplitudo akustik, menyebabkan hilangnya nilai frekuensi tertentu [8]. Selain itu, terjadi efek spasial dan frekuensi selektif yang cukup mengganggu terutama pada aplikasi transmisi data.



Gambar 2.1 *Multipath* dalam domain waktu dan frekuensi



Gambar 2.2 Skema *multipath*

Representasi skematik dari kanal digambarkan pada Gambar 2.2. dalam kanal tersebut suara dipantulkan dari suatu sumber merambat seperti sinyal yang dipantulkan dari objek permukaan dan dasar serta jalur langsung. Efek ini menyebabkan sinyal tiba pada penerima melalui dua atau lebih jalur yang berbeda dengan waktu penerimaan yang berbeda. Hal ini akan berpengaruh pada output filter FIR dengan sebuah respon:

$$h(t) = \sum_{i=1}^K a_i \delta(t - \tau_i) \quad a_i, \tau_i \in R \quad (2.2)$$

dimana a_i merupakan koefisien attenuasi dan τ_i waktu delay pada jalur ke- i . K merupakan jumlah jalur dan $\delta(\cdot)$ adalah fungsi delta.

Untuk sinyal wideband $e(t)$ sinyal yang diterima $r(t)$ dapat dinyatakan sebagai berikut:

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (2.3)$$

$$s(t) = \sum_{i=1}^K a_i e(t - \tau_i) \quad (2.4)$$

$s(t)$ adalah sinyal murni tanpa noise dan $n(t)$ adalah *noise*. Untuk sinyal datang dengan waktu yang berdekatan (jika waktu delay lebih kecil dibandingkan dengan nilai sampling), maka estimasi waktu kedatangan menjadi masalah yang sulit. Selain gangguan *noise*, dua sinyal atau lebih akan menghasilkan interferensi jika time-frekuensi masing-masing terlalu dekat.

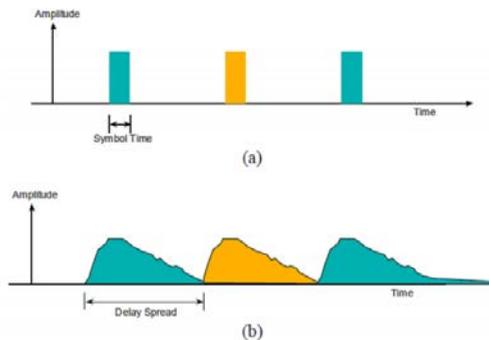
2.3 Intersymbol Interference (ISI)

Dalam telekomunikasi, gangguan ISI merupakan bentuk distorsi sinyal di mana satu simbol mengganggu simbol berikutnya. ISI biasanya disebabkan oleh propagasi multipath atau respons non-linier yang melekat pada frekuensi saluran menyebabkan simbol berurutan untuk "blur" bersama-sama. Kehadiran ISI dalam sistem memperkenalkan kesalahan dalam perangkat keputusan pada output penerima. Oleh karena itu, dalam desain filter transmisi dan menerima, tujuannya adalah untuk meminimalkan efek dari ISI, dan dengan demikian memberikan data digital ke tujuan dengan tingkat kesalahan sekecil mungkin. Cara untuk melawan gangguan *intersymbol* meliputi pemerataan adaptif dan kode koreksi kesalahan.

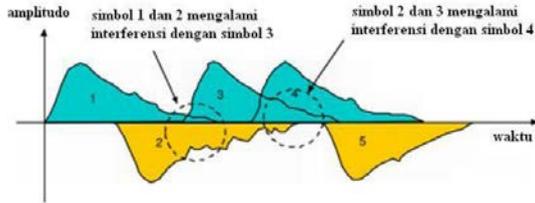
ISI dapat menyebabkan kesalahan penerjemahan bit dari informasi yang diterima. Hal ini terjadi karena adanya penerimaan sinyal informasi yang berulang dengan waktu yang berbeda, sehingga memungkinkan sebuah sinyal bertumpuk dengan sinyal berikutnya.

Untuk menghilangkan ISI dapat dilakukan dengan memberikan filter ekualizer disisi penerima. Selain gangguan yang berupa ISI, gangguan lain yang biasanya terjadi adalah noise.

Pada Gambar 2.1 ditunjukkan terjadinya ISI dimana pada Gambar 2.3 (a) menunjukkan ilustrasi data yang dikirimkan dan pada Gambar 2.3 (b) menunjukkan data yang diterima. Terlihat bahwa data yang diterima mengalami pelebaran energi akibat adanya delay dari saluran transmisi. Dimana keberadaan ISI ini sangat tidak diperlukan seperti layaknya noise yang dapat mengakibatkan komunikasi kurang baik untuk diandalkan [8].



Gambar 2.3 (a) Data yang dikirim (b) Data yang diterima

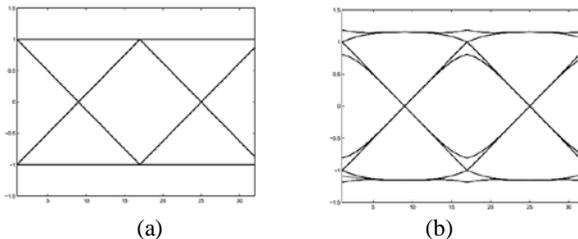


Gambar 2.4 Intersymbol interference

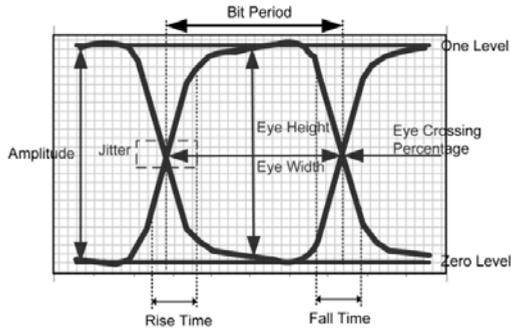
Untuk menghilangkan gangguan tersebut, salah satu caranya adalah dengan membuat jaringan filter yang nilai koefisien-koefisiennya harus direncanakan terlebih dahulu. Dibawah ini ditunjukkan bagaimana pelebaran sinyal seperti diatas dapat mengakibatkan dampak yang buruk pada sinyal. Gambar 2.4. menunjukkan sinyal yang dikirimkan mengalami banyak peristiwa pada kanal yang mengakibatkan sinyal tersebut tercampur dengan noise dan mengalami ISI sehingga pada saat diterima simbol-simbol melebar dan mengganggu simbol yang lain [8].

2.4 Eye diagram

Cara yang biasa digunakan untuk mengamati dan mengukur (kualitatif) pengaruh ISI adalah dengan melihat diagram mata (*eye diagram*) dari sinyal yang diterima. Efek ISI dan *noise* lainnya dapat diamati pada osiloskop yang menampilkan keluaran dari *matched filter* pada input vertikal dengan horisontal sweep rate set pada kelipatan $1 = T$. Tampilan tersebut disebut diagram mata. Diagram mata untuk kasus dimana tidak ada ISI dan ada ISI ditunjukkan pada Gambar 2.5. Efek ISI menyebabkan pengurangan pembukaan mata dengan mengurangi puncak sekaligus menyebabkan ketidakjelasan dalam informasi timing.



Gambar 2.5 Diagram mata dari sinyal BPSK (a) tanpa ISI dan (b) dengan ISI



Gambar 2.6 Pengukuran diagram mata

Pengukuran diagram mata didefinisikan sebagai berikut [9]:

1. *One level*
One level dalam pola mata adalah nilai rata-rata logika satu.
2. *Zero level*
Zero level dalam pola mata adalah nilai mean dari logika nol.
3. *Amplitudo*
 Amplitudo adalah perbedaan antara level satu dan nol. Penerima data akan menentukan apakah bit data yang diterima adalah "0" atau "1," berdasarkan amplitudo mata.
4. *Eye height*
Eye height adalah ukuran dari bagian terbuka secara vertikal dari diagram mata. Untuk pengukuran diagram mata secara nyata, noise akan menyebabkan diagram mata menutup. Akibatnya, pengukuran *Eye height* menentukan penutupan mata karena *noise*. Rasio *signal to noise* terhadap sinyal data kecepatan tinggi juga secara langsung ditunjukkan dengan jumlah penutupan mata.
5. *Eye Crossing Percentage*
Eye Crossing Percentage adalah nilai rata-rata dari jendela histogram vertikal yang berpusat pada titik persimpangan diagram mata. Persentase persilangan mata memberikan indikasi siklus distorsi atau masalah simetri pulsa dalam kecepatan tinggi.
6. *Periode Bit*
 Periode bit adalah ukuran pembukaan horizontal diagram mata pada titik persimpangan mata. Data rate adalah kebalikan dari bit period (periode 1/bit). Periode bit

biasanya disebut Unit Interval (UI) saat mendeskripsikan diagram mata. Keuntungan menggunakan UI bukan waktu aktual pada sumbu horizontal adalah bahwa hal itu normal dan diagram mata dengan kecepatan data berbeda dapat dengan mudah dibandingkan.

7. *Eye Width*
Eye Width adalah ukuran bagian terbuka secara horizontal pada diagram mata. Hal ini dihitung dengan mengukur perbedaan antara mean statistik dari titik persimpangan.
8. *Rise Time*
Rise Time adalah ukuran waktu transisi rata-rata data pada kemiringan ke atas diagram mata.
9. *Fall time*
Fall time adalah ukuran waktu transisi rata-rata data di kemiringan bawah diagram mata.
10. *Jitter*
Jitter adalah deviasi waktu dari timing ideal dari data-bit dan merupakan salah satu karakteristik terpenting dari sinyal data digital dengan kecepatan tinggi.

Cara umum untuk mengkarakterisasi diagram mata adalah dengan mengukur *fall time*, *rise time*, *jitter* di tengah titik persimpangan mata, adanya overshoot dan banyak lainnya.

2.5 Metode *Time Reversal*

Time-reversal disebut juga *frequency conjugation* dalam domain frekuensi. Pada prosesnya terdapat teknik pengiriman dua arah, proses yang pertama adalah saat penerima menangkap sinyal akustik dari sumber dan yang kedua adalah pengiriman kembali sinyal *time-reversal* menuju sumber. Proses tersebut digambarkan pada Gambar 2.7. Metode *time-reversal* dapat dianggap sebagai *matched filter* terhadap sinyal gelombang akustik yang telah melewati sistem dalam air [3].

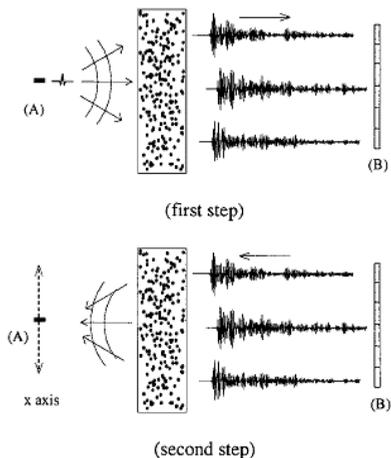
Sinyal $x(t)$ ditransmisikan dari sebuah sumber di dalam air yang kemudian sinyal tersebut dikonvolusikan dengan respon impuls dari perairan $h_i(t)$, maka sinyal $y_i(t) = x(t) * h_i(t)$ diterima oleh sejumlah *i source / receiver* (SRA). SRA menerima $y_i(t)$ kemudian mengirimkan sinyal tersebut kembali kedalam versi *time-reversal* $y_i(-t)$. Pada arah pengiriman ini, sinyal *time-reversal* menjadi *matched*

filter yang linier sehingga dapat membentuk autokorelasi dengan impulse respon dari perairan yang dilewati sebelumnya. Sinyal yang diterima kembali pada sumber dapat dirumuskan sebagai berikut:

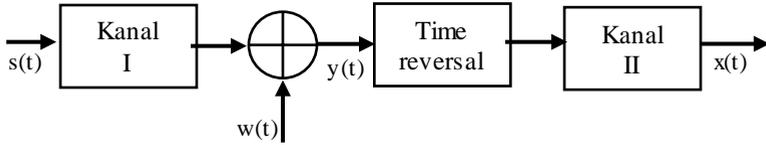
$$x_r(t) = \sum_{i=1}^N x_i(-t) * (h_i(-t) * h_i(t)) \quad (2.5)$$

Persamaan (2.6) emnunjukkan bahwa kualitas sinyal *time-reversal* yang diterima bergantung pada jumlah *echo* yang terdeteksi dan jumlah elemen SRA yang digunakan. Gambar 2.7 menunjukkan teknik sederhana *time-reversal*. Sumber mengirim sinyal akustik, kemudian SRA menangkap dan merekan sinyal datang. Sinyal hasil rekaman dibalik untuk dikirimkan kembali menjadi sinyal *time-reversal*. Energi akustik yang dikirimkan diubah menjadi sinyal asal sesuai tempat dan kedalamannya. Penerima sinyal *time-reversal* ditempatkan seperti posisi sumber *vertical receiver array* (VRA).

Untuk memodelkan proses *time-reversal* menggunakan analisa matematis dengan cara menurunkan persamaan yang ada pada referensi. Sinyal yang ditangkap kemudian direkam dan seakan-akan dikirim kembali setelah dilakukan proses *time-reversal* yaitu dalam keadaan sinyal terbalik dalam fungsi waktu.



Gambar 2.7 Prinsip umum *time-reversal* [5]



Gambar 2.8 Deteksi sinyal *passive time-reversal*

Sesuai dengan definisi dari *time-reversal*, *hydrophone* yang digunakan sebagai penerima harus *mono-static* karena kanal dalam daerah propagasi mengandung dua sistem yaitu penerimaan dan pengiriman. Namun, dalam prinsip deteksi *passive time reversal* proses penerimaan sinyal dan pengiriman kembali yang dilakukan *hydrophone* hanya diselesaikan pada proses matematis yaitu membuat kanal buatan dengan menggunakan langkah komputasi. Dapat diasumsikan bahwa kanal buatan dibentuk dari bagian sinyal yang ditangkap. Dimana kanal II adalah bentuknya dari kanal I seperti pada Gambar 2.8.

Pada Gambar 2.8, sinyal $s(t)$ adalah sinyal sumber, $y(t)$ adalah sinyal yang ditangkap oleh *hydrophone* $x(t)$ adalah sinyal sumber yang diteliti dan $w(t)$ adalah noise yang ditambahkan pada sistem. Diasumsikan bahwa fungsi impulse respon pada kanal I dan kanal II adalah $h(t)$, maka:

$$y(t) = s(t) * h(t) + w(t) \quad (2.6)$$

$$x(t) = y(-t) * h(t) \quad (2.7)$$

$$x(t) = s(-t) * h(-t) * h(t) + w(-t) * h(t) \quad (2.8)$$

$$X(\omega) = S^*(\omega) \cdot |H(\omega)|^2 + W(\omega) \cdot H(\omega) \quad (2.9)$$

Dimana $H(\omega)$ adalah transformasi Fourier dari $h(t)$ dan bagian awal dari persamaan (2.8) merupakan bagian dari sinyal. Dalam kenyataannya, cara ini lebih mudah dalam mendeteksi frekuensi dari sumber melalui *fast fourier transformation* (FFT) setelah proses *time-reversal* dibandingkan dengan menggunakan $S(\omega) \cdot H(\omega)$ dalam persamaan $Y(\omega)$.

Dalam proses *passive time-reversal* terdapat sinyal sumber dan *noise* tambahan, maka performansi deteksi tersebut dipengaruhi oleh SNR. Jika kanal propagasi adalah $h(t)$ yang mengandung beberapa komponen faktor (*multipath channel*). Efek multipath diasumsikan karena adanya pantulan sinyal akibat permukaan dan dasar perairan.

2.6 Filtered Multitone (FMT) Modulation

Modulasi FMT adalah kasus khusus modulasi multicarrier dimana partisi spektral tidak overlapping. Teknik modulasi ini berbasis pada filter sebanyak M yang memiliki frekuensi shifted dari filter pass filter yang rendah (uniform filter bank). Filter yang dirancang tersebut dapat mencapai tingkat penahanan spektral yang tinggi sehingga gangguan interchannel (ICI) dalam sistem hampir diabaikan dan subcarriers bisa dianggap dekat dengan ortogonal, terlepas dari panjang saluran multipath.

Respons domain waktu dari filter ini mungkin akan mendekati orthogonal di domain frequency di kedua saluran input dan output. Setiap subcarrier perlu equalization guna mengurangi Interferensi intersymbol yang tersisa. Tingginya penahanan spektral subchannel adalah properti yang diinginkan untuk banyak aplikasi. Untuk misalnya, karena kebocoran energi sinyal antara subchannel dapat dianggap diabaikan. Selain itu, sinkronisasi antar pengguna yang berbeda tidak diperlukan.

Ketahanan spektral subchannel yang tinggi akan baik untuk manajemen spektrum saat pengguna yang berbeda berbagi saluran yang sama

2.6.1 FMT transmitter

Dengan FMT, memilih kasus tertentu dari *uniform filter bank* yang terdiri dari versi frekuensi shifted dari filter low pass filter. Filter ini dipilih untuk mencapai tingkat penahanan spektral yang tinggi, sehingga ICI dapat diabaikan dibandingkan dengan tingkat sinyal kebisingan lainnya di sistem. Dalam [12], diusulkan agar filter prototipe tidak diperlukan untuk memenuhi rekonstruksi sempurna karena kendala ini hanya terjamin bila saluran transmisi tidak mengenali distorsi sinyal. Jadi ketika sebuah saluran mengenali distorsi amplitudo dan fasa, tujuan penahanan spektral tinggi lebih mudah dicapai untuk rekonstruksi sempurna. Maka perlu menggunakan *equalizer* untuk menghapus ISI dan dapat menggunakan salah satu metode yang terkenal (misalnya Window, Remez, dll) untuk merancang *prototype lowpass* filter $h(n)$

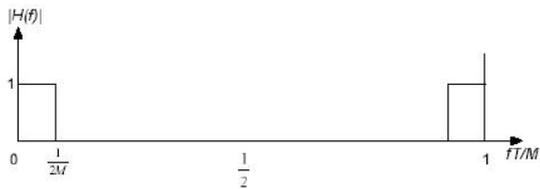
dengan tujuan mendapatkan simetris *Finite Impulse Response* (FIR) Filter dengan koefisien nyata yang akan mendekati respons frekuensi ideal $H(f)$ yang ditunjukkan pada Gambar 2.9.

Dengan FMT, orthogonality antar subchannel dipastikan dengan menggunakan karakteristik spektral yang tidak tumpang tindih. Jumlah penahanan spektral yang dibutuhkan harus dicapai dengan kompleksitas filter yang dapat diterima. Dalam sebuah filter [8], pemisahan frekuensi dari band pass akan menjadi $1/T$ dengan total band M . Dengan cara ini, masing-masing pemancar melewati filter band akan diubah dengan frekuensi dari low pass filter seperti ditunjukkan pada Gambar 2.10.

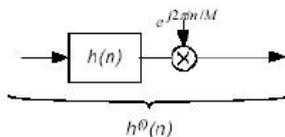
$$h^{(i)}(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} h(n) e^{-j2\pi \frac{i}{M}n} \quad ; \quad (2.10)$$

$$n = 0, 1, \dots, M\gamma - 1, \text{ dan } i = 0, 1, \dots, M - 1$$

Panjang filter prototipe $M\gamma$ adalah kelipatan dari jumlah subchannels M . Parameter γ disebut overlap [7] karena jumlah blok (masing-masing contoh M) yang mana diperluas. Nilai γ di FMT biasanya antara 8 dan 20. Pada Gambar 2.9 menunjukkan bahwa respon frekuensi dari 6 subchannels pertama dari 64 subchannel system menggunakan prototipe dengan overlap = 14. Karena keluarnya daya band lebih rendah dari 55dB pada band yang berdekatan dan bahkan lebih sedikit untuk band lain, maka dapat dianggap bahwa ICI nol dibandingkan dengan sistem sinyal *noise* lainnya seperti AWGN.



Gambar 2.9 Respon frekuensi ideal dari *prototype low pass filter*

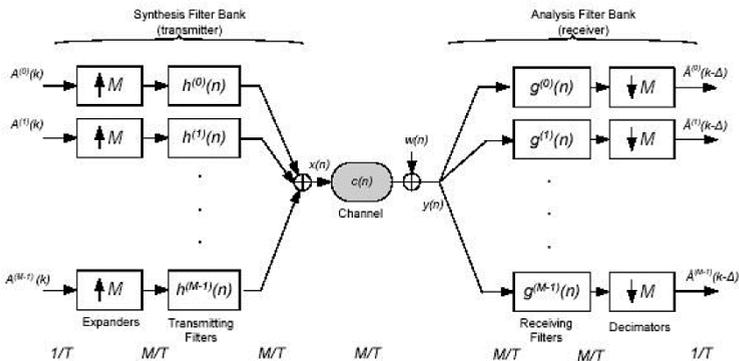


Gambar 2.10 *Frequency shifted* dari *prototype*

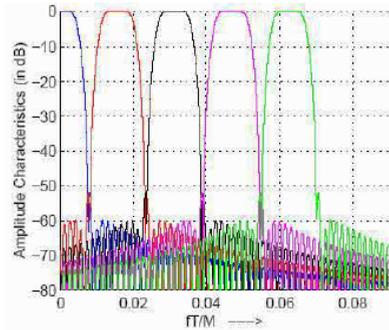
Implementasi langsung dari filter bank FMT (keduanya pemancar dan penerima) ditampilkan di Gambar 2.11. Masukannya adalah simbol QAM atau QPSK yang tidak harus dari konstelasi yang sama. Setelah disalurkan oleh faktor M , setiap simbol modulasi disaring dengan kecepatan M / T (Di mana T adalah periode simbol FMT) oleh filter subchannel yang didefinisikan dalam Pers. (2.10) berpusat di frekuensi $f_i = i / T$. Sinyal transmisi $x(n)$ diperoleh pada tingkat transmisi M / T dengan menambahkan sinyal filter M yang telah disesuaikan dengan frekuensi.

Dalam notasi dan gambar, telah menunjukkan k sebagai indeks untuk sampel dengan periode sampling yang sama dengan T dan n untuk sampel dengan periode sampling sama dengan T / M . Sistem ditunjukkan pada Gambar 2.12 menunjukkan spektrum FMT dalam domain frekuensi. Gambar 2.11 tidak akan praktis jika tidak dapat memperoleh implementasi yang efisien karena semua operasi filternya dilakukan secara paralel dan pada tingkat M / T . Berdasarkan dari Gambar 2.11, implementasi yang efisien yang memanfaatkan Inverse Discrete Fourier Transform (IDFT).

Saat menganalisis sistem pemrosesan sinyal multirate biasanya sampai pada situasi dimana respon filter lebih baik dijelaskan dalam hal komponen polyphase mereka [8].



Gambar 2.11 FMT sistem



Gambar 2.12 FMT spektrum 5 subcarrier

Transformasi Z untuk $h(n)$:

$$H(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n)z^{-n} \quad (2.11)$$

Indeks n dapat dipartisi menjadi fasa M , dimana setiap fasa ditandai dengan memilih indeks yang sama dengan modulo M . Kemudian untuk bilangan bulat M , dapat menguraikan $H(z)$ sebagai:

$$H(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(nM)z^{-nM} + z^{-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(nM + 1)z^{-nM} + \dots + z^{-(M-1)} \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(nM + M - 1)z^{-nM} \quad (2.12)$$

Fasa ke- k dari $h(n)$ dinyatakan sebagai:

$$h_{(k)}(m) = h(mM + k) \quad (2.13)$$

Penerapan representasi polyphase untuk menunjukkan bagaimana implementasi komputasi yang efisien bisa diaplikasikan pada struktur bagian trasmitter pada Gambar 2.11.

Dengan menggunakan definisi filter dari Pers. (2.10), sinyal pada input saluran pada gambar 2.11 didefinisikan sebagai berikut:

$$x(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{k=-\infty}^{\infty} A^{(i)}(k) h(n - kM) e^{j2\pi i(n-kM)/M} \quad (2.14)$$

$$x(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(n - kM) \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{i=0}^{M-1} A^{(i)}(k) e^{j2\pi i(n-kM)/M} \quad (2.15)$$

Mengganti notasi $n=IM+m$ memudahkan untuk mengenali komponen polyphaser dari $h(n)$. dengan notasi $x(IM+m) = x_{(m)}(l)$ dan $h(IM+m) = h_{(m)}(l)$ untuk $m=0,1,\dots,M-1$ maka:

$$x_{(m)}(l) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h_{(m)}(l - k) \left\{ \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{i=0}^{M-1} A^{(i)}(k) e^{j2\pi i(n-kM)/M} \right\} \quad (2.16)$$

$$x_{(m)}(l) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h_{(m)}(l - k) a^{(m)}(k) \quad (2.17)$$

Dimana $a^{(m)}(k)$, $0 \leq m \leq M-1$ adalah IDFT dari $A^{(i)}(k)$ yang dapat diimplementasikan secara efisien dengan *Inverse Fast Fourier Transform* (IFFT). Output ke- m dari IFFT disaring oleh komponen polyphase $h(n)$ ke- m dan operasi filtering ini dilakukan pada tingkat $1/T$ dan bukan M/T . Dari Pers. (2.16) dapat memperoleh implementasi efisien yang ditunjukkan pada Gambar 2.13.

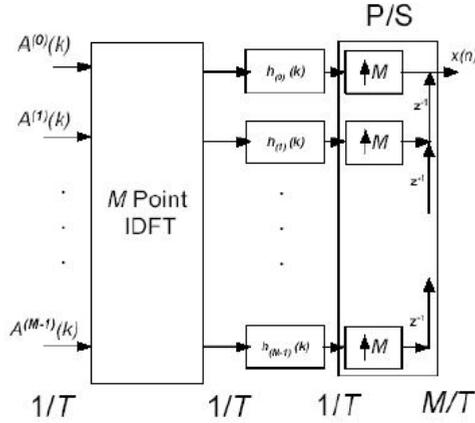
2.6.2 FMT receiver

Dalam arsitektur filter bank receiver ditunjukkan pada Gambar 2.7, filter penerima $\{g^{(i)}(n)\}$ adalah dirancang agar sesuai dengan yang sesuai pada pemancar, yaitu dari Pers. (3.1) $G^{(i)}(f) = (H^{(i)}(f))^*$. Dengan menggunakan DTFT $(H^{(i)}(f))^* \xrightarrow{F-1} (h^{(i)}(f))^*$ maka

$$g^{(i)}(n) = (h^{(i)}(f))^* \quad (2.18)$$

$$g^{(i)}(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} h(n) e^{-j\frac{2\pi}{M}(-n)i}; n = -My + 1, \dots, 0, \quad (2.19)$$

Filter ini tidak kausal. Karena $g(n)$ mendefinisikan $n = -My + 1, \dots, 0$ maka harus memasukkan nilai minimum delay $My - 1$ sample untuk membuatnya menjadi kausal. Menerapkan penundaan yang merupakan kelipatan dari M . Maka akan terjadi penundaan dengan M Sampel dan rpson ini disebut $g^{(i)}(n)$.



Gambar 2.13 Implementasi efisien FMT *transmitter*

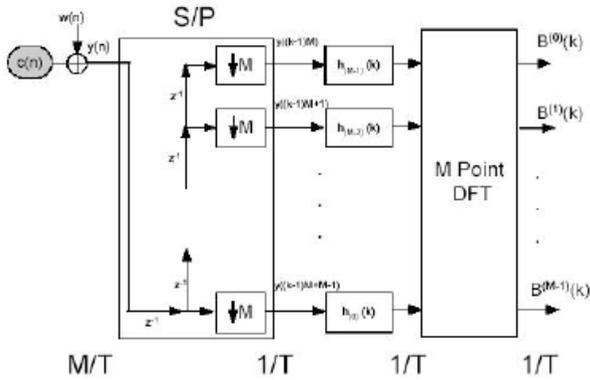
Dengan memperhatikan karena menggunakan blok multirate, perbedaan satu sampel ini membuat perubahan pada respon keseluruhan filter. Dalam implementasinya yang efisien, juga memungkinkan untuk mengambil dari sampel M dengan cara yang berbeda, jika tidak, akan ada offset dalam mengambil sampel di pemancar dan penerima. Menerapkan penundaan M sampel ke Pers. (2.19), matched filter akan memaksimalkan SNR pada saat tertentu [1]. Oleh karena itu, sistem akan memiliki delay. Namun, karena kendala rekonstruksi prototipenya tidak didesain dengan sempurna, tidak bisa mengatakan bahwa output dari filter bank adalah $A(k - \gamma)$. Menerapkan delay ke filter penerima di Pers. (2.19) memperoleh:

$$g^{(i)}(n) = g^{(i)}(n - M\gamma) \quad (2.20)$$

$$g^{(i)}(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} h(-(n - M\gamma)) e^{j\frac{2\pi}{M}(n-M\gamma)i}, n = 1, 2, \dots, M\gamma \quad (2.21)$$

Sehingga dapat disederhanakan menjadi:

$$g^{(i)}(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} h(M\gamma - n) e^{j\frac{2\pi}{M}ni}, n = 1, 2, \dots, M\gamma \quad (2.22)$$



Gambar 2.14 Implementasi efisien pada FMT receiver

Karena $h(n)$ simetris, maka receiver filter pada subchannel ke- i adalah:

$$g^{(i)}(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} h(n-1) e^{j\frac{2\pi}{M}ni}, \quad n = 1, 2, \dots, M\gamma \quad (2.23)$$

Dengan memasukkan Pers. (2.17), pada output subchannel ke- i sesuai Gambar 2.7 maka didapatkan:

$$B^{(i)}(k) = \sum_{n=1}^{M\gamma} y(kM-n) g^{(i)}(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{n=1}^{M\gamma} y(kM-n) h(n-1) e^{j\frac{2\pi}{M}ni} \quad (2.24)$$

Untuk menganalisis komponen polyphase $h(n)$ yang didefinisikan pada Pers. (2.13) maka $n = lM + t, l = 0, 1, \dots, \gamma - 1$ dan $t = 1, 2, \dots, N$ untuk mendjabarkan pada persamaan berikut:

$$B^{(i)}(k) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{t=1}^M \sum_{l=0}^{\gamma-1} y(kM - lM - t) h(lM + t - 1) e^{j\frac{2\pi}{M}(lM+t)i} \quad (2.25)$$

$$B^{(i)}(k) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{t=1}^M \sum_{l=0}^{\gamma-1} y((k-l)M - t) h(lM + t - 1) e^{j\frac{2\pi}{M}ti} \quad (2.26)$$

Jika variable $p = t - 1$, maka:

$$B^{(i)}(k) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{t=1}^M \sum_{l=0}^{Y-1} y((k-l)M - (p+1)) h(lM+p) e^{j\frac{2\pi}{M}(p+1)i} \quad (2.27)$$

Dan dengan menerapkan:

$$e^{j\frac{2\pi}{M}(p+1)i} = e^{j\frac{2\pi}{M}(M-p-1)i} \quad (2.28)$$

Maka didapatkan persamaan berikut:

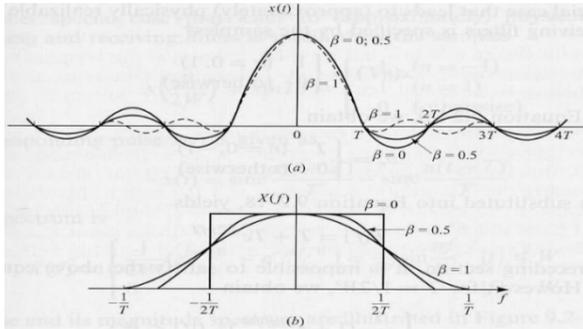
$$B^{(i)}(k) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{t=1}^M \left\{ \sum_{l=0}^{Y-1} y((k-l)M - p - 1) h(lM+p) \right\} e^{j\frac{2\pi}{M}(M-p-1)i} \quad (2.29)$$

Dari Pers. (2.29), didapatkan implementasi yang efisien yang ditunjukkan pada Gambar 2.14 dimana diterapkan operasi DFT (diimplementasikan efisien dengan FFT) ke M output dari M *polyphase filter*. Dan dari Pers. (2.29) dapat dilihat bahwa implementasi pada Gambar 2.14 dicerminkan (cocok) dengan implementasi pada Gambar 2.13. Karena prototipenya yang simetris dan memiliki M sampel, untuk masing-masing dari komponen polyphase $h_{(i)}(n) = h(nM+i)$, *matched filter* sebenarnya adalah $h_{(M-i-1)}(n)$. Itulah sebabnya pada Gambar 2.14 berada dalam urutan terbalik dengan yang ada pada Gambar 2.13, karena keseluruhan implementasinya adalah cocok dengan Gambar 2.13.

2.7 Root Raised Cosine

Bentuk sinyal pulsa pada komunikasi digital memiliki spektrum yang lebar pada domain frekuensi. Untuk mengatasi hal tersebut pada kanal yang *Band-Limited*, diperlukan desain dari sinyal *Band-Limited* tanpa *Intersymbol Interference*, dengan berdasarkan teorema Nyquist. Bentuk spektrum pulsa khusus seperti yang ada pada Gambar 2.15, yang memiliki properti spektral yang sesuai, dan telah umum digunakan pada prakteknya, adalah spektrum *raised cosine* [12]. Karakteristik frekuensinya dapat dijelaskan melalui persamaan berikut ini:

$$Z(f) = \begin{cases} Ts, & 0 \leq |f| \leq \frac{1-\beta}{2Ts} \\ \frac{Ts}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi Ts}{\beta} \left(|f| - \frac{1-\beta}{2Ts} \right) \right] \right\}, & \frac{1-\beta}{2Ts} \leq |f| \leq \frac{1+\beta}{2Ts} \\ 0, & |f| > \frac{1+\beta}{2Ts} \end{cases} \quad (2.30)$$



Gambar 2.15 Bentuk pulsa spektrum *raised cosine* pada domain waktu dan frekuensi [11]

Sedangkan persamaannya dalam domain waktu adalah sebagai berikut:

$$z(t) = \text{sinc} \left(\frac{\pi t}{Ts} \right) \frac{\cos \left(\frac{\pi \beta t}{Ts} \right)}{1 - \frac{4\beta^2 t^2}{T^2}} \quad (2.31)$$

dimana β disebut dengan *roll-off factor*, dimana pengertiannya adalah besarnya bandwidth yang ditempati oleh sinyal melebihi frekuensi Nyquist $1/2T$. Nilai β yang semakin besar akan menghasilkan *sidelobe* yang makin kecil pada domain waktu.

Spektrum *square root raised cosine* memiliki hubungan dengan spektrum *raised cosine* pada domain frekuensi sebagai berikut:

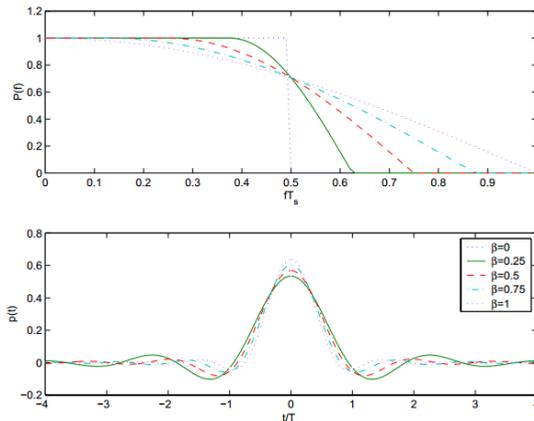
$$P(f) = |Z(f)|^2 \quad (2.32)$$

Sehingga menghasilkan bentuk pulsa yang dalam fungsi waktu dapat didefinisikan melalui persamaan berikut [12]:

$$p(t) = \frac{2\beta}{\pi\sqrt{T_s}} \frac{\cos\left[(1+\beta)\pi\frac{t}{T_s}\right] \frac{\sin\left[(1-\beta)\pi\frac{t}{T_s}\right]}{4\beta\frac{t}{T_s}}}{\left[1 - \left(4\beta\frac{t}{T_s}\right)^2\right]} \quad (2.33)$$

Sama seperti bentuk pulsa *raised cosine*, SQRRC ini juga dipengaruhi oleh *roll-off factor* untuk menentukan bentuk *sidelobe*. Bentuk pulsa yang dihasilkan dari persamaan diatas adalah seperti pada Gambar 2.16.

Dalam penelitian ini, filter digital akan digunakan untuk memfilter sinyal respon impuls pada sisi penerima. Jenis filter yang akan digunakan adalah filter *root raised cosine*, bukan *raised cosine*. Hal ini dikarenakan, dalam tahapan *time-reversal*, sinyal respon impuls digunakan dua kali, yakni sebagai respon impuls kanal itu sendiri $h[n]$, serta pada saat dimana sinyal respon impuls di-*time reversed* dan dikonjugasikan $g[n]$. Sehingga, untuk menjaga magnitudo sinyal pada domain frekuensi tetap, digunakan filter *root raised cosine*, yang merupakan akar dari persamaan domain frekuensi *raised cosine*, sehingga setelah dikonvolusikan antara $h[n]$ dan $g[n]$, akan kembali ke nilainya semula.



Gambar 2.16 Bentuk pulsa *square root raised cosine* pada domain waktu dan frekuensi [15]

2.8 Adaptive Equalizer

Intersymbol Interference (ISI) yang disebabkan oleh saluran multipath mendistorsi sinyal transmisi yang mana akan menyebabkan kesalahan bit pada penerima. Untuk meminimalkan ISI ini, maka proses *equalization* dibutuhkan. *Equalizer* meminimalkan kesalahan antara output aktual dan keluaran yang diinginkan dengan terus memperbarui koefisien filternya [3]. Proses *equalization* dapat dilakukan baik di domain waktu maupun domain frekuensi. *Equalization* dalam domain frekuensi lebih mudah digunakan dibandingkan dengan domain waktu. *Equalizer* pada dasarnya menggunakan algoritma adaptif untuk mengurangi efek *deep fade* dan juga ISI.

Algoritma RLS (*recursive least squares*) digunakan untuk menentukan koefisien filter adaptif. Algoritma RLS menggunakan informasi dari semua input sampel sebelumnya untuk mendekati matriks autokorelasi vector input. Untuk mengurangi pengaruh input sampel, digunakan *forgetting factor* untuk mempengaruhi setiap sampel digunakan.

Proses pertama adalah penyaringan dimana RLS menghitung output dari filter linier sebagai respons terhadap sinyal input dan menghasilkan kesalahan estimasi. Kedua adalah penyesuaian parameter filter sesuai dengan estimasi error.

$$R(n) = wH(n)C(n) \quad (2.34)$$

Persamaan di atas menggambarkan bagian filter dari algoritma RLS. Filter transversal menghitung perkiraan kesalahan yang diberikan oleh persamaan berikut.

$$E(n) = d(n) - R(n) \quad (2.35)$$

$d(n)$ adalah respon yang diinginkan. Pers. (2.37) menggambarkan operasi adaptif di setiap *vector tap* yang diperbarui dengan menambahkan nilai lama dengan jumlah yang sama dengan kompleks *conjugate* dari estimasi error.

$$d(n) = wR(n) \quad (2.36)$$

$$W(nr + 1) = W(Nr) - \mu C(n)e * (N) \quad (2.37)$$

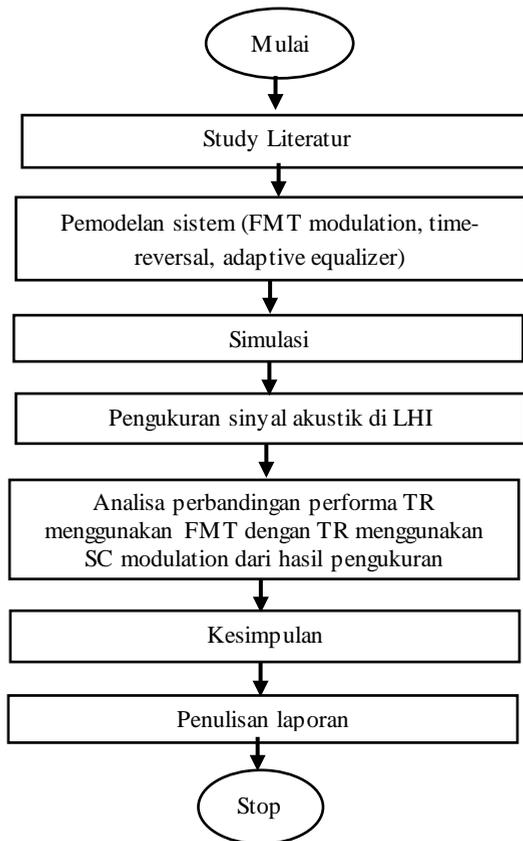
Dimana n_r adalah jumlah iterasi dan μ adalah jumlah step, yang mengendalikan laju konvergensi dan stabilitas algoritma RLS. RLS adalah algoritma adaptif yang berdasarkan kuadrat terkecil. Algoritma RLS digunakan untuk menghilangkan pengaruh dari perhitungan sebelumnya [14]. Algoritma RLS lebih lama memprediksi koefisien kanal daripada algoritma lain. Perbedaan antara nilai sesungguhnya dan prediksi yang diperoleh dengan menggunakan algoritma RLS sangat kurang dan karenanya dapat disimpulkan bahwa tracking akan lebih efisien jika menggunakan algoritma RLS.

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB III

PEMODELAN DAN SIMULASI

Pada bab ini akan dijelaskan mengenai tahapan penelitian dari pemodelan hingga simulasi yang didapatkan untuk selanjutnya digunakan pengukuran dan analisa. Adapun tahapan-tahapan pemodelan dan simulasi yang dilalui untuk dapat sampai ke tahap pengukuran dan analisa digambarkan seperti pada Gambar 3.1.



Gambar 3.1 Diagram alir proses penelitian

Pemodelan sistem komunikasi bawah air dengan metode *time-reversal* menggunakan *Filtered Multitoned Modulation* (FMT). Parameter kinerja yang diukur dalam perancangan simulasi ini adalah perbandingan *time-reversal* (TR) menggunakan FMT *modulation* dalam menekan ISI dan *noise* dengan TR menggunakan *single-carrier* (SC) *modulation*.

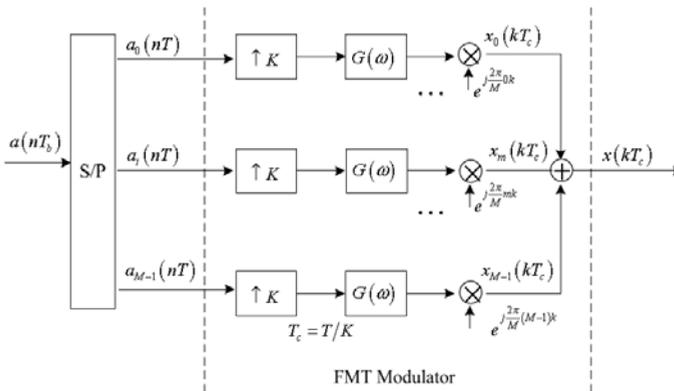
Penjelasan pemodelan sistem ini akan dibagi menjadi 2 bagian yaitu *transmitter* dan *receiver*. Simulasi yang dilakukan adalah dengan menggunakan *software* Matlab.

3.1 Transmitter

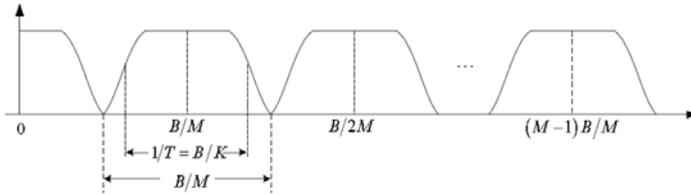
Diagram blok *transmitter* dijelaskan pada Gambar 3.2. Simbol informasi $a(nT_b)$ dengan simbol interval sebesar T_b akan diproses dengan *serial-to-parallel converter* kemudian dari setiap sinyal input dari *serial-to-parallel converter* akan di *upsample* sebanyak K-kali. Selanjutnya akan difilter dan akan melewati *carrier modulator*.

Sesuai dengan Gambar 3.2, sinyal FMT yang akan ditransmisikan dapat dinyatakan dengan rumus sebagai berikut:

$$x(kT_c) = \sum_{i=1}^M \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_i(nkT_c) g(kT_c - nkT_c) e^{j\frac{2\pi}{M}ik} \quad (3.1)$$



Gambar 3.2 Block diagram *transmitter*



Gambar 3.3 Complex baseband spektrum FMT transmitter

Untuk mencapai efisiensi spektrum yang tinggi filter yang digunakan seharusnya filter *low-pass* ideal. Namun, karena filter *low-pass* ideal tidak dapat dicapai dalam keadaan sesungguhnya, filter harus dirancang untuk mencapai keseimbangan antara kompleksitas implementasi dan penahanan spektral [7]. Dalam metode FMT ini, desain filter transmisi menggunakan desain filter yang diusulkan oleh Wilbur dkk. [7] yang memilih menggunakan *root raised cosine* (RRC) filter. Gambar 3.3 menunjukkan bentuk spektrum *baseband* yang kompleks dari sinyal FMT $x(kTc)$ yang ditransmisikan melewati RRC filter. Mengacu pada Gambar 3.3, seluruh pita B dibagi menjadi M subcarrier, *bandwidth* masing-masing subcarrier adalah B/M , *bandwidth* efektif tiap subcarrier adalah B/K .

Faktor *roll-off* dari RRC membentuk filter adalah $\alpha = (K/M)-1$. Karena α harus berada dalam kisaran dari 0 dan 1, K dapat berubah dari M menjadi $2M$ untuk M yang diberikan untuk kompromi antara sensitivitas ICI / ISI dan tingkat simbol. Gambar 3.3 menunjukkan bahwa karena puncak *side-lobe* maksimum dari filter transmisi modulator FMT dirancang sangat mendekati nol dalam praktiknya, maka efek ICI dapat diabaikan. Selanjutnya, karena subcarrier di FMT memiliki bandwidth yang cukup lebar, ICI juga merupakan masalah kecil dibandingkan dengan ISI di saluran akustik dengan pergeseran *Doppler* yang realistis.

3.2 Receiver

Pemodelan *receiver* dapat dilihat pada Gambar 3.4. Setelah sinyal $x(k)$ ditransmisikan melalui kanal akustik $H(\omega)$, sinyal yang diterima $r(k)$ dapat dinyatakan sebagai berikut

$$r(k) = \sum_{p=-\infty}^{+\infty} x(k-p)h(p) + w(k) \quad (3.2)$$

Dimana $h(k)$ adalah respon *time domain* dari kanal akustik $H(\omega)$, dan $w(k)$ adalah *noise* kanal akustik.

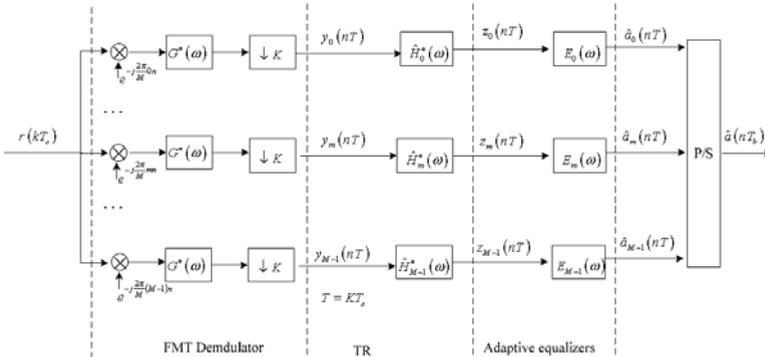
3.2.1 FMT demodulation

Gambar 3.4 menunjukkan bahwa diagram blok *receiver* berdasarkan model *baseband*. Sesuai dengan Gambar 3.4, FMT modulator terdiri dari *subcarrier* demodulator, filter pada penerima dan K -kali *downsample*.

Sinyal output dari FMT demodulator dapat dinyatakan sebagai berikut:

$$\begin{aligned}
 y_m(nK) &= \sum_{i=1}^M \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{p=-\infty}^{+\infty} g(k-p - \\
 lK) h(p) e^{-i\frac{2\pi}{M}lp} g'(nK-k) e^{-i\frac{2\pi}{M}(i-m)k} a_i(lK) + \sum_{k=-\infty}^{+\infty} w(k) g'(nK - \\
 k) e^{-i\frac{2\pi}{M}mk} \\
 &= \sum_{i=1}^M \sum_{l=-\infty}^{+\infty} f^{(m,i)}(l,n) a_i(lK) + \eta_m(nK) \quad (3.3)
 \end{aligned}$$

dimana $g'(k)$ adalah respon *time domain* dari filter $G^*(\omega)$, $f^{(m,i)}(l,n)$ adalah respon *time domain* dari kanal antara input sinyal ke- i dari FMT modulator $a_i(nK)$, $y_m(nK)$ adalah output dari FMT demodulator dan $\eta_m(nK)$ adalah *noise* pada sinyal output FMT demodulator.



Gambar 3.4 Block diagram *receiver*

3.2.2 Time reversal

Sesuai pada rumus (3.3) respon kanal pada *subcarrier* yang ke- i dapat dinyatakan sebagai berikut:

$$H_i(\omega) = H\left(\omega + \frac{2\pi}{M}i\right) \quad (3.4)$$

Sinyal output dari *matched filter* $\hat{H}^*(\omega)$ dapat dinyatakan sebagai berikut:

$$\begin{aligned} z_m(nK) &= \sum_{i=1}^M \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{\lambda=-\infty}^{+\infty} g(k-p- \\ & lK) h_i(p) g'(\lambda K - k) \hat{h}'_m(nK - \lambda K) e^{-i\frac{2\pi}{M}(i-m)k} a_i(lK) + \\ & \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \eta_m(nK) \hat{h}'_m(nK - \lambda K) \\ & = \sum_{i=1}^M \sum_{l=-\infty}^{+\infty} q^{(m,i)}(l, n) a_i(lK) + \zeta_m(nK) \end{aligned} \quad (3.5)$$

Dimana $q^{(m,i)}(l, n)$ adalah respon *time domain* dari kanal antara $a_i(nK)$, $z_m(nK)$ adalah output sinyal dari TR. $\hat{h}'_m(nK)$ adalah respon *time domain* dari *matched filter* $\hat{H}^*_m(\omega)$ dan $\zeta_m(nK)$ adalah *noise* output dari proses TR. Secara lebih rinci persamaan TR dapat dinyatakan pada persamaan sebagai berikut:

$$\begin{aligned} z_m(nK) &= q^{(m,m)}(n, n) a_m(nK) + \sum_{\substack{l=-\infty \\ l \neq n}}^{+\infty} q^{(m,m)}(l, n) a_m(lK) + \\ & \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq M}}^M \sum_{l=-\infty}^{+\infty} q^{(m,i)}(l, n) a_i(lK) + \zeta_m(nK) \end{aligned} \quad (3.6)$$

Pada persamaan (16) menunjukkan bahwa interferensi pada sinyal keluaran dari proses TR terdiri dari ISI, ICI, dan *noise*. ISI adalah faktor utama yang menurunkan kinerja dari proses TR saat energi simbol yang ditransmisikan cukup tinggi. Hal ini ditunjukkan dari respon masing-masing filter untuk proses TR adalah sesuai dengan perkiraan respon saluran untuk setiap *subcarrier*, ISI dapat dikompres dengan menggunakan TR proses. Namun, harus disebutkan bahwa respon domain frekuensi dari filter ke- m untuk proses TR adalah $\hat{H}^*(\omega)$ bukan $\hat{H}^I(\omega)$, dan sisa ISI masih ada bahkan saat kanal diperkirakan tanpa *error*. Sisa ISI ini menyebabkan menurunnya kinerja proses TR.

3.2.3 Adaptive equalizer

Untuk mengurangi sisa ISI, *adaptive equalizer* ditunjukkan pada Gambar 3.3 yang digunakan pada sistem ini untuk *post-process*. *Adaptive equalizer* yang digunakan untuk setiap *subcarrier* adalah linear. Sinyal output dari *adaptive equalizer* ke- m dapat dinyatakan sebagai berikut:

$$\hat{a}_m(nK) = \sum_{i=-N_1}^{N_2} d_m^i z_m(nK - iK) \quad (3.7)$$

Dimana d_m^i adalah koefisien tap ke- i dari *adaptive equalizer* ke- m dengan jumlah tap N_1+N_2+1 . Jumlah tap ini berhubungan dengan rentang ISI di kanal akustik. Semakin besar rentang ISI maka semakin besar jumlah tap yang digunakan dalam equalizer adaptif ini.

Dalam metode yang diusulkan, algoritma *Recursive Least Square* (RLS) dipilih untuk mengatur koefisien tap masing-masing *adaptive equalizer*, karena tingkat konvergensi RLS relatif cepat dan tidak tergantung pada sinyal input. Tap dari *adaptive equalizer* disesuaikan untuk setiap *subcarrier*.

Mengacu pada Gambar 3.3, sinyal output dari semua equalizer adaptif diproses oleh *parallel-to-serial converter* dan kemudian diperoleh estimasi simbol yang dikirimkan $\hat{a}(nT_b)$.

3.3 Simulasi

Simulasi ini digunakan untuk memodelkan kanal akustik. Model kanal dibangun berdasarkan geometri multipath [1]. Respon frekuensi saluran air dangkal dapat terjadi dinyatakan sebagai:

$$H(\omega) = \sum_{p=1}^P c_p e^{-j\omega\tau_p} \quad (3.8)$$

Dimana P menunjukkan jumlah multipath, c_p menunjukkan gain dari jalur propagasi ke- p , dan τ_p menunjukkan delay dari jalur propagasi ke- p . Baik c_p dan τ_p dihitung dari panjangnya l_p jalur propagasi ke- p . Delay τ_p dihitung sebagai:

$$\tau_p = l_p/c \quad (3.9)$$

Dimana c menunjukkan kecepatan suara. Fase gain jalur c_p dihitung sebagai:

$$\angle c_p = -2\pi f_c \tau_p \quad (3.10)$$

Dimana f_c menunjukkan frekuensi carrier. Besarnya magnitude c_p dihitung sebagai:

$$|c_p| = \Gamma_p / \sqrt{A(l_p)} \quad (3.11)$$

Dimana Γ_p menunjukkan besaran koefisien refleksi kumulatif sepanjang jalur propagasi ke- p dan $A(l_p)$ menunjukkan *loss* besarnya dari jalur propagasi ke- p . Besarnya koefisien refleksi kumulatif Γ_p dihitung sebagai

$$\Gamma_p = |v_s|^{n_s} |v_b|^{n_b} \quad (3.12)$$

Dimana $|v_s|$ menunjukkan magnitudo koefisien refleksi permukaan, $|v_b|$ menunjukkan magnitudo dari koefisien refleksi bawah/dasar, n_s menunjukkan jumlah refleksi di permukaan, dan n_b menunjukkan jumlah refleksi bawah. *Loss* propagasi $A(l_p)$ dihitung sebagai:

$$A(l_p) = l_p^i [a(f_c)]^{l_p} \quad (3.13)$$

Dimana k menunjukkan *spreading factor* dan $a(f_c)$ menunjukkan koefisien absorpsi. Koefisien $a(f_c)$ dihitung pada dB/km sebagai:

$$10 \log a(f_c) = 0.11 \frac{f_c^2}{(1+f_c^2)} + 44 f_c^2 (4100 + f_c^2) + 2.75 \times 10^{-4} f_c^2 + 0.0003 \quad (3.14)$$

Dimana f_c dalam kHz.

Parameter untuk simulasi pemodelan kanal akustik air dangkal ditetapkan sebagai berikut. Saluran itu 6 m di kedalaman, dan bagian dasarnya dianggap datar. Pengirim dan sensor penerimanya ditempatkan secara terpisah pada 2.5 m dan 2.5 m di bawah permukaan air, dan jarak di antara pengirim dan sensor penerima adalah 11 m.

Pemodelan Kecepatan suara c , diatur ke 1500 m/s. Koefisien refleksi permukaan $|v_s|$, dan koefisien refleksi bawah $|v_b|$ masing-masing diatur ke 1 dan 0.8. *Spreading factor* k diatur 2. Rentang

frekuensi yang digunakan adalah 7.5-15.5 kHz. Frekuensi pembawa f_c adalah 11,5 kHz ketika respon kanal akustik sesuai dengan modulasi *single-carrier* (SC).

Ketika respon kanal sesuai dengan subcarrier modulasi FMT yang pertama dihitung, nilai frekuensi pembawa diatur ke 8 kHz untuk $M = 8$. Respon kanal saluran untuk *subcarrier* FMT lainnya untuk $M = 8$ dihitung berdasarkan Persamaan (3.4).

Parameter lainnya ditetapkan sebagai berikut. *Biner Phase Shift Keying* (BPSK) digunakan untuk mengkodekan simbol informasi. Jumlah simbol informasi adalah 6400. *Roll-off factor* dari RRC filter adalah $\alpha=0.5$.

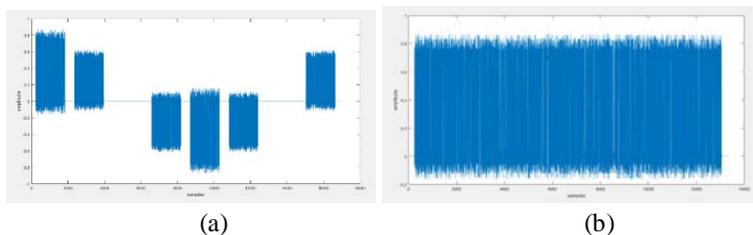
3.4 Hasil simulasi

3.4.1 FMT modulation

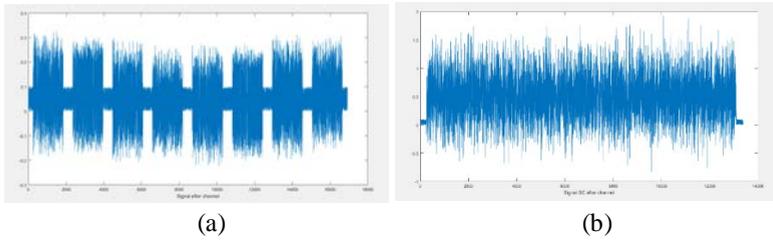
Data yang dikirim sebanyak 6400 bit. Kemudian data tersebut diolah dengan modulasi FMT untuk dijadikan sinyal *transmitter* dan diolah menggunakan modulasi SC. Gambar 3.5 (a) menunjukkan sinyal transmit FMT $x(kT_c)$ (b) menunjukkan sinyal transmit dengan modulasi SC.

3.4.2 FMT demodulation

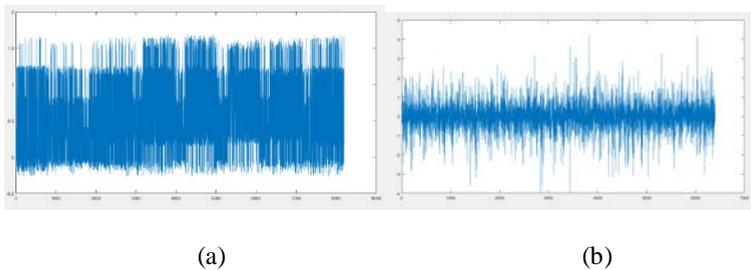
Sinyal yang diterima oleh *receiver* $r(k)$ adalah sinyal transmit yang disimulasikan melewati kanal *rayleigh* dan *noise* *awgn* dengan asumsi jarak antar *transmitter* dan *receiver* sejauh 40 m. Gambar 3.6 menunjukkan sinyal yang diterima setelah melalui kanal *multipath* dan *noise*.



Gambar 3.5 (a) Sinyal modulasi FMT, (b) Sinyal modulasi SC



Gambar 3.6 (a) Sinyal FMT setelah melewati kanal, (b) Sinyal modulasi SC setelah melewati kanal

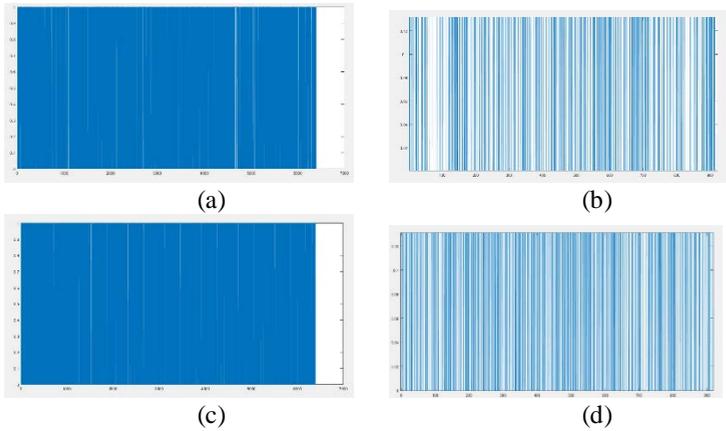


Gambar 3.7 (a) Sinyal FMT setelah demodulasi. (b) Sinyal modulasi SC setelah demodulasi

Kemudian sinyal yang diterima akan diproses dengan FMT *demodulation*. Hasil tersebut berupa bit-bit seperti bit yang dikirimkan seperti yang ada pada Gambar 3.7.

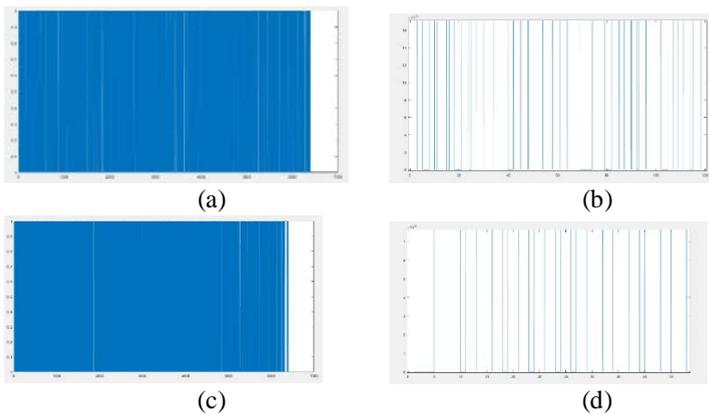
3.4.3 Post-process

Pada *post-process* ini terdapat *time-reversal* dan *adaptive equalization*. Bit hasil dari demodulasi masing-masing metode akan diteruskan ke *time-reversal* dan *adaptive equalizer*. Pada Gambar 3.8 menunjukkan bahwa perbedaan bit yang dikirim dan sinyal yang diterima setelah *post-process* pada metode modulasi FMT.



Gambar 3.8 (a) Bit yang dikirim, (b) Sampling bit yang dikirim dengan modulasi FMT, (c) Bit yang diterima, dan (d) Sampling bit yang diterima dengan modulasi FMT

Sedangkan untuk hasil simulasi metode modulasi SC dapat dilihat pada Gambar 3.9.

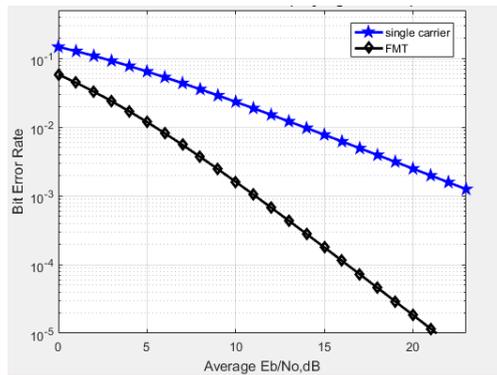


Gambar 3.9 (a) Bit yang dikirim, (b) Sampling bit yang dikirim dengan modulasi SC, (c) Bit yang diterima, dan (d) Sampling bit yang diterima dengan modulasi SC

3.4.4 Analisa Simulasi

Simulasi dilakukan sebelum melaksanakan pengukuran data real di kolam eksperimental, guna mengetahui apakah sistem tersebut sudah berjalan sesuai yang diharapkan. Hasil yang didapatkan dari simulasi ini diindikasikan dengan nilai BER pada setiap metode modulasi baik modulasi FMT ataupun modulasi SC. Dari simulasi yang dilakukan dengan menggunakan *software* Matlab, didapatkan perbandingan hasil kurva BER dari TR menggunakan modulasi FMT dan TR menggunakan modulasi SC seperti pada Gambar 3.10.

Pada Gambar 3.10 menunjukkan bahwa grafik BER dengan SNR 0-23 dB modulasi FMT memiliki nilai lebih kecil jika dibandingkan dengan kurva BER modulasi SC. Nilai BER dengan yang angka lebih kecil menunjukkan bahwa performansi dari modulasi FMT adalah lebih baik dari modulasi SC.



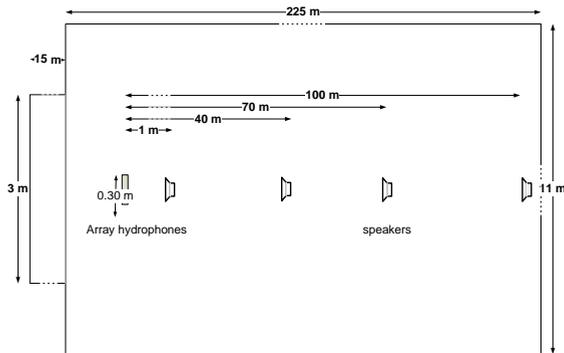
Gambar 3.10 Kurva BER modulasi FMT dan modulasi SC

Halaman ini sengaja dikosongkan

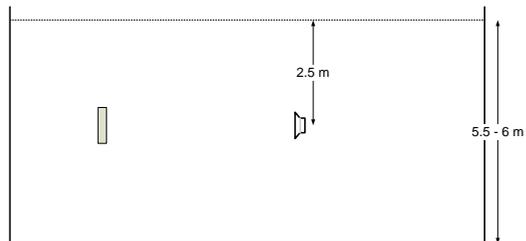
BAB IV PENGUKURAN DAN ANALISA

Dalam perencanaan dan pembuatan suatu sistem, pengukuran dan analisa sangat diperlukan, karena dengan melakukan pengukuran atau implementasi secara langsung dan analisa dimaksudkan untuk mengetahui kinerja dari sistem sudah sesuai dengan yang diinginkan atau belum. Selain itu dapat mengetahui kelemahan-kelemahan dari metode yang diusulkan tersebut sehingga dapat ditemukan cara untuk memperbaiki atau mengembangkannya menjadi lebih baik lagi. Pada bab ini akan dibahas tentang pengukuran dan analisa sistem secara keseluruhan.

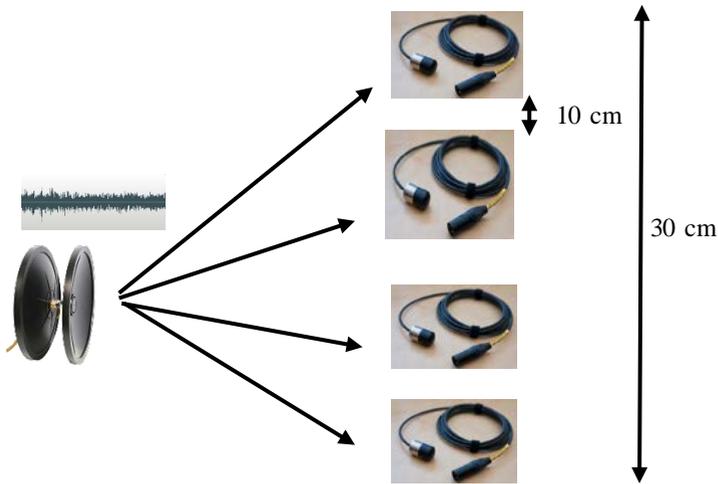
4.1 Pengukuran



Gambar 4.1 Skema pengukuran tampak atas



Gambar 4.2 Skema pengukuran tampak samping



Gambar 4.3 Konfigurasi pengukuran SIMO

Pengukuran ini dilakukan di kolam ekperimental. Pengukuran dilakukan pada tanggal 21 Mei 2017. Pada pengukuran ini dilakukan dalam variasi jarak antara *receiver* dan *transmitter* yang berbeda yaitu 11 m, 40 m, dan 70 m dengan 2 jenis sinyal yang berbeda yaitu sinyal dengan metode modulasi FMT dan sinyal dengan modulasi SC. Sinyal-sinyal tersebut dimodulasikan menggunakan *phase shift keying* (PSK) *modulation*.

Pada Gambar 4.1, Gambar 4.2 dan Gambar 4.3 menunjukkan skema pengukuran yang dilakukan di kolam dengan panjang 225 m, lebar 11 m dan kedalaman 6 m. Pada *transmitter* digunakan *speaker underwater* 1 buah yang ditempatkan 2.5 m dibawah permukaan air. *Receiver* sensor yang digunakan pada Tugas Akhir ini adalah *hydrophone* sebanyak 2 buah yang ditempatkan 2.5 m dibawah permukaan air.

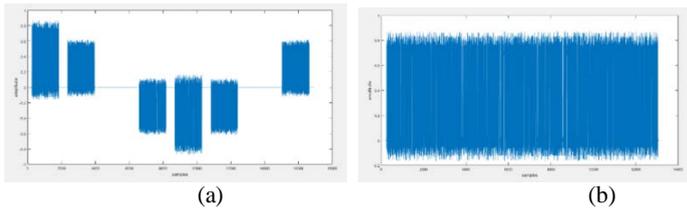
Tabel 4.1 Parameter yang digunakan pada pengukuran

Parameter	TR modulasi FMT	TR modulasi SC
Frequency band B	7.5-15.5 kHz	7.5-15.5 kHz
Subcarrier M	8	1
Constellation	BPSK	BPSK

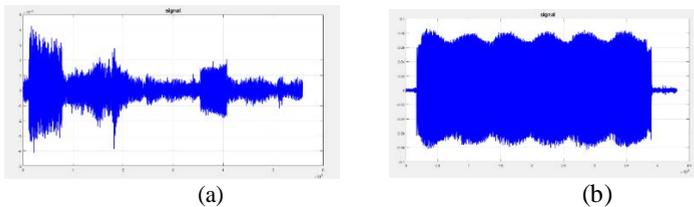
Parameter	TR modulasi FMT	TR modulasi SC
Equalizer	8	1
Forgetting factor of RLS	0.999	0.999
Total symbol	8 x 800	6400
Symbol interval	1.5 ms	0.01875 ms
Roll-off factor	0.5	0.5

Sinyal yang dikirim berupa bit sebanyak 6400 untuk TR modulasi SC dan 8x800 untuk TR modulasi FMT. Untuk sinyal FMT masing-masing subcarrier memiliki bandwidth 1 kHz. Sedangkan untuk sinyal *single-carrier* memiliki bandwidth sebesar 8 kHz. Symbol yang dikirim dapat dilihat pada Gambar 4.4.

Dari simbol-simbol yang sudah dimodulasi dengan metode FMT dan SC, masing-masing akan dirubah menjadi bentuk sinyal suara .wav. Untuk dapat mengubah simbol-simbol tersebut menjadi sinyal suara, perlu menggunakan *phase shift keying* (PSK) modulation.



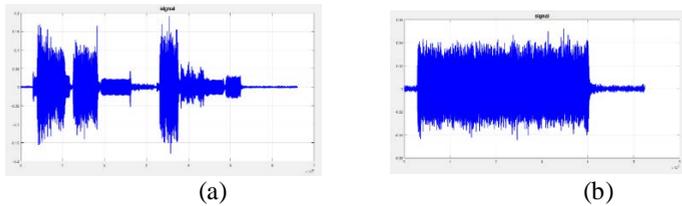
Gambar 4.4 (a) Transmit symbol modulasi FMT, (a) Transmit symbol modulasi SC



Gambar 4.5 (a) Sinyal modulasi FMT yang dikirim, (b) Sinyal modulasi SC yang dikirim

Bentuk sinyal kirim dari masing-masing metode (FMT dan SC) dapat dilihat pada Gambar 4.5.

4.1.1 Pengukuran pada jarak *transmitter* dan *receiver* 11 m



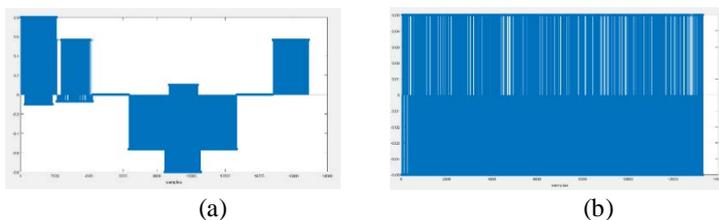
Gambar 4.6 (a) Sinyal modulasi FMT yang diterima, dan (b) Sinyal modulasi SC yang diterima

Sinyal yang diterima sensor pada jarak *transmitter-receiver* 11 m dapat dilihat pada Gambar 4.6.

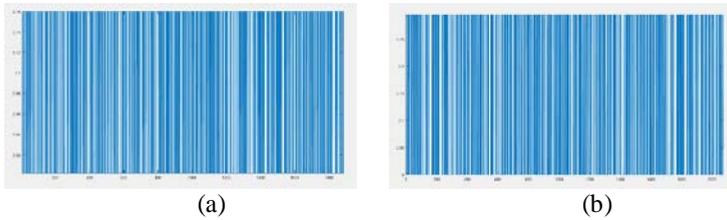
Kemudian setelah sinyal suara tersebut dikirimkan, dan diterima oleh 2 buah sensor yang ada, maka sinyal suara tersebut akan diubah lagi menjadi bentuk samples seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.7 sebelum didemodulasi menggunakan FMT demodulator ataupun SC demodulator.

Selanjutnya sinyal akan diproses dengan *time-reversal* (TR) dan *adaptive equalizer*. Algoritma adaptif yang digunakan adalah algoritma RLS dan *forgetting factor* adalah 0,999.

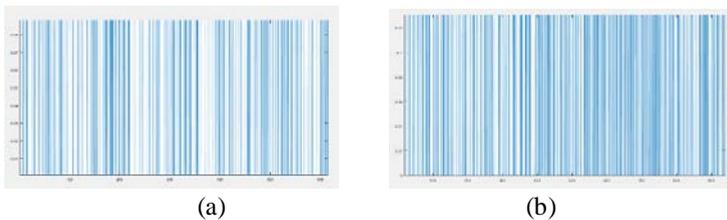
Perhitungan *bit error rate* (BER) yang ada. Pada TR dengan modulasi FMT dengan jarak *transmitter* dan *receiver* 11 m terdapat BER sebesar 0.018 atau 1.8 % sedangkan pada TR dengan modulasi SC terdapat BER sebesar 0.07 atau 7 %.



Gambar 4.7 (a) Simbol modulasi FMT yang diterima, dan (b) Simbol modulasi SC yang diterima



Gambar 4.8 (a) Sampel bit yang dikirim, dan (b) Sampel bit yang diterima



Gambar 4.9 (a) Sampel bit yang dikirim, dan (b) Sampel bit yang diterima

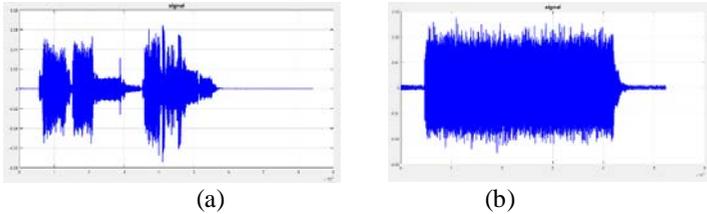
Perbandingan simbol bit yang dikirimkan dengan simbol bit yang diterima pada TR akustik menggunakan modulasi FMT dapat dilihat pada Gambar 4.8.

Perbandingan simbol bit yang dikirimkan dengan simbol bit yang diterima pada TR akustik menggunakan modulasi SC dapat dilihat pada Gambar 4.9.

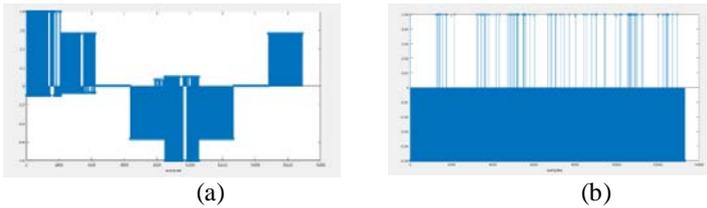
4.1.2 Pengukuran pada jarak *transmitter* dan *receiver* 40 m

Sinyal yang diterima sensor pada jarak *transmitter-receiver* 40 m dapat dilihat pada Gambar 4.10.

Hal yang sama dilakukan seperti analisa pada jarak *transmitter receiver* 11 m, yang mana setelah sinyal suara tersebut dikirimkan, dan diterima, maka sinyal suara tersebut akan diubah lagi menjadi bentuk samples seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.11 sebelum didemodulasi menggunakan FMT demodulator ataupun SC demodulator.



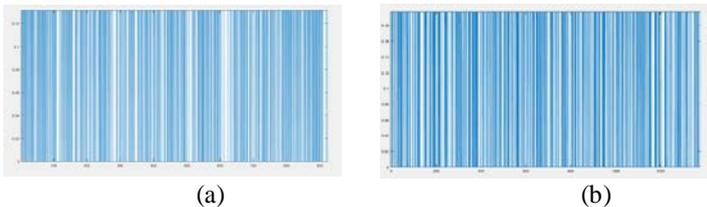
Gambar 4.10 (a) Sinyal suara TR modulasi FMT yang diterima, dan (b) Sinyal suara TR modulasi SC yang diterima



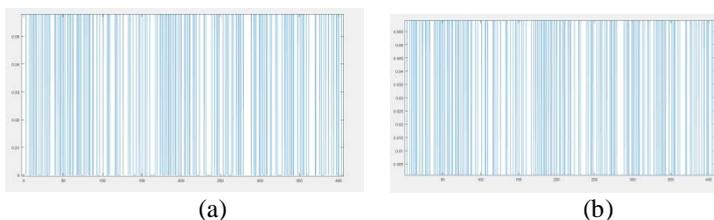
Gambar 4.11 (a) Simbol modulasi FMT yang diterima, dan (b) Simbol modulasi SC yang diterima

Dan proses selanjutnya sinyal akan diproses dengan time-reversal (TR) dan *adaptive equalizer*. Sehingga didapatkan bit informasi yang diterima. Kemudian dihitung *bit error rate* (BER) yang ada. Pada TR dengan modulasi FMT dengan jarak *transmitter* dan *receiver* 40 m terdapat BER sebesar 0.023 atau 2.3 %. Sedangkan pada TR dengan modulasi SC terdapat BER sebesar 0.099 atau 9.9 %.

Perbandingan simbol bit yang dikirimkan dengan simbol bit yang diterima pada TR akustik menggunakan modulasi FMT dapat dilihat pada Gambar 4.12.



Gambar 4.12 (a) Sampel bit yang dikirim, dan (b) Sampel bit yang diterima



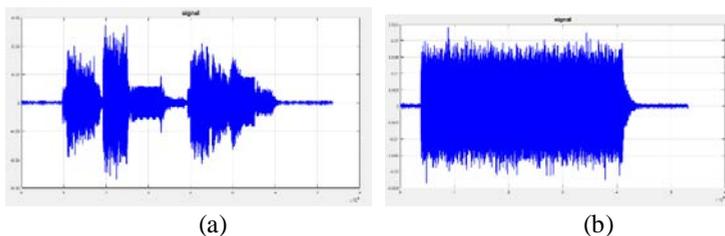
Gambar 4.13 (a) Sampel bit yang dikirim, dan (b) Sampel bit yang diterima

Perbandingan simbol bit yang dikirimkan dengan simbol bit yang diterima pada TR akustik menggunakan modulasi SC dapat dilihat pada Gambar 4.13.

4.1.3 Pengukuran pada jarak *transmitter* dan *receiver* 70 m

Sinyal yang diterima sensor pada jarak *transmitter-receiver* 70 m dapat dilihat pada Gambar 4.14.

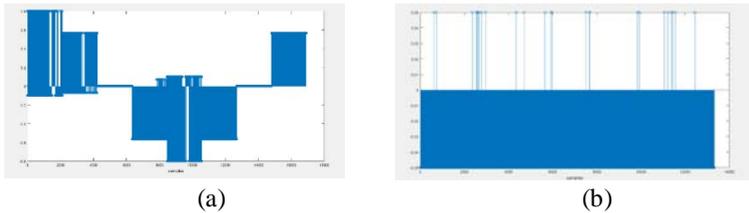
Selanjutnya sinyal suara tersebut akan diubah lagi menjadi bentuk sample seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.15 sebelum didemodulasi menggunakan FMT demodulator ataupun SC demodulator.



Gambar 4.14 (a) Sinyal suara modulasi FMT yang diterima, dan (b) Sinyal suara modulasi SC yang diterima

Setelah dilakukan proses demodulasi, maka selanjutnya sinyal akan diproses dengan time-reversal (TR) dan *adaptive equalizer*. Sehingga didapatkan bit informasi yang diterima. Kemudian dihitung *bit error rate* (BER) yang ada. Pada TR dengan modulasi FMT dengan jarak *transmitter* dan *receiver* 70 m terdapat BER sebesar 0.04 atau 4 %.

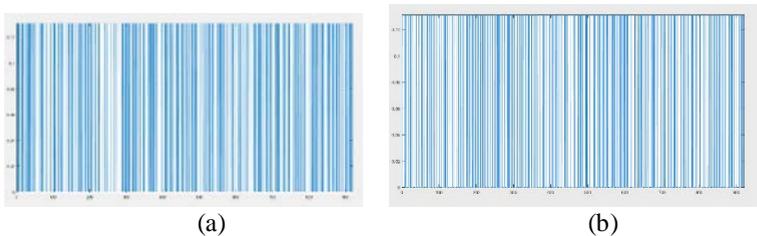
Sedangkan pada TR dengan modulasi SC terdapat BER sebesar 0.101 atau 10.1 %.



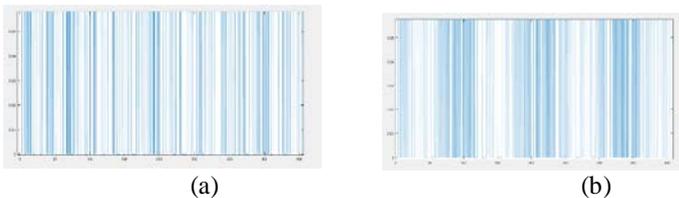
Gambar 4.15 (a) Simbol modulasi FMT yang diterima, dan (b) Simbol modulasi SC yang diterima

Perbandingan simbol bit yang dikirimkan dengan simbol bit yang diterima pada TR akustik menggunakan modulasi FMT dapat dilihat pada Gambar 4.16.

Perbandingan simbol bit yang dikirimkan dengan simbol bit yang diterima pada TR akustik menggunakan modulasi SC dapat dilihat pada Gambar 4.17.



Gambar 4.16 (a) Sampel bit yang dikirim, dan (b) Sampel bit yang diterima



Gambar 4.17 (a) Sampel bit yang dikirim, dan (b) Sampel bit yang diterima

4.2 Analisa Pengukuran

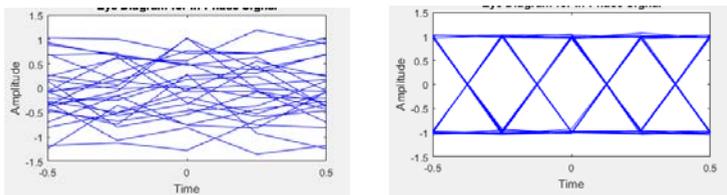
Tabel 4.2 Hasil pengukuran

Jarak	Modulasi	Nilai BER
11 m	FMT	0.018
11 m	SC	0.07
40 m	FMT	0.023
40 m	SC	0.099
70 m	FMT	0.04
70 m	SC	0.101

Dari Tabel 4.2 hasil pengukuran, didapatkan perbandingan performansi dengan membandingkan nilai BER yang diperoleh antara TR dengan modulasi FMT dan TR dengan modulasi SC. Perbedaan nilai BER dapat dipengaruhi oleh banyaknya *multipath*. Semakin jauh jarak yang dilalui dari *transmitter* ke *receiver* maka akan semakin banyak pula jumlah *multipath*. Hal ini akan mempengaruhi banyaknya ISI yang terjadi.

Dalam hal ini, ditunjukkan bahwa modulasi FMT berpengaruh terhadap pengurangan ISI dan peningkatan performansi dibandingkan dengan modulasi SC. Pada Gambar 4.21 menunjukkan diagram mata dari modulasi FMT pada jarak antar *transmitter* dan *receiver* sejauh 11m.

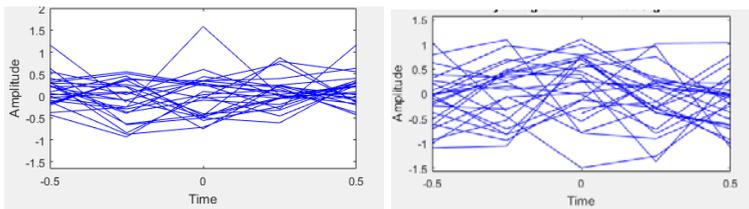
Pada Gambar 4.18 hanya diambil satu subcarrier dari 8 subcarrier. Gambar 4.181 menunjukkan bahwa sebelum *equalizer* masih terdapat banyak sisa ISI yang disebabkan oleh modulasi FMT. Dari diagram mata tersebut, didapatkan perhitungan nilai BER sebelum proses *equalizer* yaitu 0.081 dan nilai BER setelah proses *equalizer* yaitu 0.013.



Gambar 4.18 Diagram mata modulasi FMT (a) sebelum *equalizer*, dan (b) setelah *equalizer*

Sedangkan pada Gambar 4.19 menunjukkan diagram mata dari modulasi SC pada jarak antar *transmitter* dan *receiver* sejauh 11m. Dari Gambar 4.19 didapatkan perhitungan nilai BER modulasi SC sebelum proses *equalizer* yaitu 0.21 dan nilai BER setelah proses *equalizer* yaitu 0.072.

Semakin banyak ISI dan *noise*, maka diagram mata akan semakin menutup (memiliki *eye height* yang kecil). Peningkatan performansi dengan menggunakan modulasi FMT juga ditunjukkan dengan nilai BER yang lebih kecil.



Gambar 4.19 Diagram mata modulasi SC (a) sebelum *equalizer*, dan (b) setelah *equalizer*

BAB V

PENUTUP

Setelah melakukan pemodelan sistem, simulasi, pengukuran dan analisa dapat ditarik beberapa kesimpulan dan saran. Kesimpulan dan saran Tugas Akhir ini adalah sebagai berikut :

5.1 Kesimpulan

Dari Tugas Akhir yang telah dikerjakan, dapat disimpulkan bahwa :

1. Modulasi FMT berpengaruh terhadap penurunan ISI yang dapat dibuktikan pada diagram mata yang menunjukkan *eye width* yang lebih besar.
2. Nilai BER yang didapatkan sistem TR menggunakan modulasi FMT lebih kecil daripada nilai BER yang didapatkan sistem TR menggunakan modulasi SC dengan perbandingan variasi jarak yang berbeda-beda. Nilai BER modulasi FMT pada jarak 11 m adalah 0.018 sedangkan nilai BER modulasi SC pada jarak yang sama adalah 0.07. Sehingga menunjukkan adanya peningkatan performansi.

5.2 Saran

Untuk pengembangan dan penyempurnaan dari Tugas Akhir ini, maka diberikan beberapa saran sebagai berikut :

1. Dalam penelitian ini tidak dilakukan MIMO, namun SIMO. Maka sebaiknya untuk pengembangan selanjutnya dilakukan pengukuran sistem menggunakan MIMO. Dengan harapan akan membantu kinerja dari *time-reversal* yang memanfaatkan *multipath*.

Halaman ini sengaja dikosongkan

DAFTAR PUSTAKA

- [1] Stojanovic, M. Retrofocusing techniques for high rate acoustic communications. *J. Acoust. Soc. Am.* **2005**, *117*, 1173–1185.
- [2] Song, H.C.; Kim, J.S.; Hodgkiss, W.S.; Kuperman, W.A. High-rate multiuser communications in shallow water. *J. Acoust. Soc. Am.* **2010**, *128*, 2920–2925.
- [3] Song, A.; Badiy, M.; McDonald, V.K.; Yang, T.C. Time reversal receivers for high data rate acoustic multiple-input–multiple-output communication. *IEEE J. Ocean. Eng.* **2013**, *36*, 525–538.
- [4] Banerjee, S.; Agrawal, M. A time reversal technique for minimizing equalizer complexity in high rate multi-antenna UWA link. In Proceedings of the IEEE National Conference on Communications (NCC), New Delhi, India, 15–17 February 2013; pp. 1–5.
- [5] Sun, L.; Chen, B.; Li, H.; Zhou, T.; Li, R. Time Reversal Acoustic Communication Using Filtered Multitone Modulation. *Sensors*. **2015**, *15*, 23554–23571.
- [6] Zhang, G.S.; Hovem, J.M.; Dong, H.F. Experimental assessment of different receiver structure for underwater acoustic communications over multipath channels. *Sensors* **2012**, *12*, 2118–2135.
- [7] Borna, B.; Davidson, T.N. Efficient design of FMT systems. *IEEE Trans. Commun.* **2006**, *54*, 794–797.
- [8] Tonello, A.M. Performance limits for filtered multitone modulation in fading channels. *IEEE Trans. Wirel. Commun.* **2005**, *4*, 2121–2135.
- [9] Wilbur, M.R.; Davidson, T.N.; Reilly, J.P. Efficient design of oversampled NPR GDFT filterbanks. *IEEE Trans. Sign. Process.* **2003**, *52*, 1947–1963.
- [10] Stojanovic, M.; Prejsig, J. Underwater acoustic communication channels: Propagation models and statistical characterization. *IEEE Commun. Mag.* **2009**, *47*, 84–89.
- [11] Stojanovic, M.; Catipovic, J.; Proakis, J.G. Adaptive multichannel combining and equalization for underwater acoustic communications. *J. Acoust. Soc. Am.* **1993**, *94*, 1621–1631.
- [12] Sun L, Chen B, Li H, Zhou T, Li R. Time Reversal Acoustic Communication Using Filtered Multitone Modulation. *Sensors*

(Basel, Switzerland). **2015**, 15: 23554-23571. PMID 26393586
DOI: 10.3390/s150923554

- [13] Aprilia J. Analisis Modem Akustik Ofdm Menggunakan TMS320C6416 pada Lingkungan Kanal Bawah Air. *Jurnal Teknik Its Vol. 4, No. 2.* **2015**. 2337-3539.
- [14] Stojanovic, M.; Catipovic, J.; Proakis, J.G. Adaptive multichannel combining and equalization for underwater acoustic communications. *J. Acoust. Soc. Am.* **1993**, *94*, 1621–1631.
- [15] Zoltowski, M., “Equations for the Raised Cosine and Square-Root Raised Cosine Shapes”. <URL: <https://engineering.purdue.edu/~ee538/SquareRootRaisedCosine.pdf>>, 2017

LAMPIRAN I PROPOSAL TUGAS AKHIR

Departemen Teknik Elektro
Fakultas Teknologi Elektro – ITS

TE141599 TUGAS AKHIR – 4 SKS

Nama Mahasiswa : Aurum Puji Rahma Differentina
Nomer Pokok : 2215 105 086
Bidang Studi : Telekomunikasi Multimedia
Tugas Diberikan : Semester Genap Th. 2016/2017
Dosen Pembimbing : 1. Dr. Ir. Wirawan, DEA
2. Dr. Ir. Endang Widjati, M.Eng.Sc.
Judul Tugas Akhir : **Komunikasi Akustik Bawah Air dengan *Time Reversal* Menggunakan *Filtered Multitone Modulation* (*Time Reversal Under Water Acoustic Communication using Filtered Multitone Modulation*)**

10 FEB 2017

Uraian Tugas Akhir :

Kanal *multipath* yang tersebar pada akustik bawah air sangat banyak, oleh karena itu, ketika *symbol rate* dari *time-reversal* (TR) komunikasi akustik menggunakan *single-carrier* (SC) yang modulasinya tinggi, intersymbol interference (ISI) yang disebabkan oleh *multipath* akan mengurangi kinerja proses TR dan perlu dihilangkan menggunakan *adaptive equalizer*. Dalam tugas akhir ini, metode komunikasi akustik TR menggunakan *filtered multitone* (FMT) *modulation* dimaksudkan untuk meningkatkan kinerja proses TR dengan mengurangi sisa ISI dalam sinyal yang diproses serta mengurangi kompleksitas komputasi *equalizers* adaptif untuk *post-process*. Dalam metode yang diusulkan, modulasi FMT digunakan untuk memodulasi simbol informasi ke *subcarrier* terpisah dengan penahanan spektrum yang tinggi dan teknik TR, serta *adaptive equalization* yang diadopsi pada penerima untuk menekan ISI dan *noise*. Kinerja dari metode yang diusulkan ini dinilai melalui simulasi dan data real dari uji coba di kolam eksperimental. Metode yang diusulkan akan dibandingkan dengan TR komunikasi akustik menggunakan modulasi SC dengan efisiensi spektrum yang sama.

Dosen Pembimbing I,



Dr. Ir. Wirawan, DEA
Nip : 196311091989031011

Mengetahui,
Ketua Program Studi S1



Debet C. Riawan, ST, M.Eng, Ph.D.
Nip : 197311192000031001

Dosen Pembimbing II,



Dr. Ir. Endang Widjati, M.Eng.Sc.
Nip : 196712291987012001

Menyetujui,
Kepala Laboratorium Komunikasi
Multimedia



Dr. Ir. Endrovanono, DEA
Nip : 196504041991021001

A. JUDUL TUGAS AKHIR

Komunikasi Akustik Bawah Air dengan *Time Reversal*
Menggunakan *Filtered Multitone Modulation*

B. RUANG LINGKUP

1. Akustik Bawah Air
2. Metode *Time Reversal*
3. *Filtered Multitone Modulation*
4. *Adaptive Equalizer*

C. LATAR BELAKANG

Indonesia merupakan negara maritim yang sebagian besar wilayahnya berupa lautan dan perairan. Dua per tiga wilayah Indonesia terdiri dari laut dengan luas kira-kira 5.800.000 km². Luasnya perairan di Indonesia tentunya memiliki potensi yang besar untuk dimanfaatkan baik dalam hal pertambangan, perikanan, pariwisata, militer, dan sebagainya. Oleh karena itu, dibutuhkan berbagai penelitian agar dapat menggali berbagai potensi dalam dunia bawah air.

Teknologi bawah air yang semakin canggih menuntut ilmuwan dan akademisi untuk meneliti lebih dalam penerapan dan aplikasi apa saja yang dapat digunakan untuk menggali potensi kelautan. Hal ini yang mendorong penulis untuk mengambil topik *underwater acoustic*. Salah satu topik yang diminati dalam penelitian *underwater acoustic* adalah teknologi dalam mendeteksi keberadaan suatu sumber baik sumber aktif maupun sumber pasif.

Dalam mendeteksi keberadaan sumber tersebut terdapat berbagai macam metode. Disini, metode yang digunakan adalah *time-reversal*. Metode ini paling akurat dalam mendeteksi keberadaan sumber akustik sehingga tidak hanya digunakan untuk deteksi tapi lebih sering digunakan untuk komunikasi bawah air.

Untuk membuat jaringan sensor akustik bawah air, data rate yang tinggi pada komunikasi akustik telah diteliti secara luas untuk meningkatkan throughput node sensor. Dalam rangka mencapai kinerja yang handal dengan kompleksitas implementasi yang relatif rendah, data rate yang tinggi *single-carrier* (SC) komunikasi akustik menggunakan *time reversal* (TR) telah dipelajari dalam beberapa tahun terakhir [1-6]. Untuk saluran akustik bawah air terdapat multipath besar yang menyebar, menghasilkan symbol rate yang lebih tinggi dan rentang

intersymbol interference (ISI) lebih besar yang akan mengurangi kinerja proses TR.

Metode komunikasi akustik TR menggunakan modulasi *filtered multitone* (FMT) diusulkan dalam tugas akhir ini dimaksudkan untuk meningkatkan kinerja proses TR dan mengurangi kompleksitas komputasi equalizers adaptif untuk *post-process*. Dalam modulasi FMT dimanfaatkan untuk memodulasi simbol informasi ke *subcarrier* terpisah untuk transmisi paralel, dan teknik TR, serta pemerataan adaptif, pada penerima untuk menekan ISI dan *noise*. Indikator kinerja dari metode yang diusulkan adalah perbandingan dengan komunikasi akustik TR menggunakan SC modulasi dengan efisiensi spektrum yang sama, dan hasilnya menunjukkan validitas metode yang diusulkan.

D. PERUMUSAN MASALAH

Permasalahan yang dibahas dalam tugas akhir ini adalah:

1. Bagaimana pengaruh *FMT modulation* pada metode *time-reversal* untuk menekan ISI dari sinyal yang terdeteksi oleh penerima?
2. Bagaimana perbandingan performansi deteksi sinyal dengan metode *time-reversal* menggunakan *FMT modulation* dan dengan *time-reversal* menggunakan *Single Carrier modulation*?

E. TUJUAN

Tujuan Tugas Akhir ini adalah sebagai berikut:

1. Menganalisa secara simulasi dan praktik pengaruh proses deteksi suatu sumber pada metode *time-reversal* menggunakan *FMT modulation* terhadap ISI.
2. Menganalisa perbandingan performansi dari detektor dengan metode *time-reversal* menggunakan *FMT modulation* dan dengan *time-reversal* menggunakan *Single Carrier modulation*.

F. BATASAN MASALAH

Adapun batasan permasalahan tugas akhir ini adalah:

1. *Software* yang digunakan adalah *software* Matlab.
2. Data yang diperoleh adalah data dari uji coba kolam eksperimental.

G. TINJAUAN PUSTAKA

1. Sistem Komunikasi Akustik Bawah Air

Ada beberapa hal yang mempengaruhi sistem komunikasi bawah air ini, diantaranya adalah air laut itu sendiri. Air laut merupakan cairan biner yang mengandung kandungan garam yang bervariasi. Keberadaan garam tersebut mempengaruhi jumlah dari parameter yang ingin diukur, yaitu tekanan, kecepatan suara, index refraktif, titik beku, dan density maksimum dari temperatur. Adapun beberapa karakteristik dari kanal bawah air yang selama beberapa tahun ini telah diteliti untuk mendukung modulasi tertentu [13].

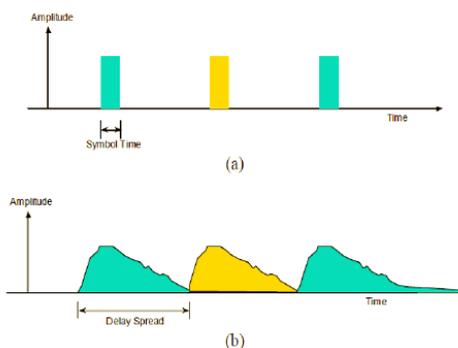
Komunikasi akustik bawah air menggunakan gelombang suara atau gelombang akustik yang dapat mencapai jarak lebih jauh dari gelombang komunikasi lain tetapi memiliki kecepatan dan *bandwidth* yang terbatas [2]. Sistem komunikasi akustik bawah air merupakan media komunikasi yang sulit, karena adanya *attenuation*, lintas jamak atau *multipath*, *absorption*, dan *delay spread*. Propagasi akustik di dalam air bekerja dengan baik pada frekuensi rendah yaitu 10–15 KHz, dan dengan kecepatan 1500 m/s [3]. Untuk perairan dangkal dengan kondisi lingkungan yang sangat kompleks, *bandwidth* yang tersedia terbatas tergantung dari jarak dan frekuensi. Desain dan simulasi membutuhkan pemodelan kanal yang akurat, dengan menggunakan metode *ray teory* untuk memberikan gambaran deterministik propagasi *multipath* dengan menambahkan deskripsi statistik dan variasi kanal secara acak terhadap waktu [4,5]. Untuk kondisi kanal akustik bawah air dengan kedalaman beragam, mulai dari kondisi ekstrim sangat dangkal dan lingkungan berderau untuk daerah muara sungai dan pelabuhan sampai kondisi relatif dalam [14]

2. Intersymbol Interference (ISI)

Efek lain dari fenomena *multipath* adalah terjadinya ISI (Inter Symbol Interference) yang dapat menyebabkan kesalahan pembacaan bit pada penerima. ISI merupakan suatu bentuk gangguan pada sebuah sinyal dimana simbol yang satu akan mengganggu simbol yang lainnya. Hal ini dapat terjadi karena pantulan sinyal (refleksi) yang menyebabkan penerimaan sinyal informasi berulang dengan waktu yang berbeda (*delay*) [15].

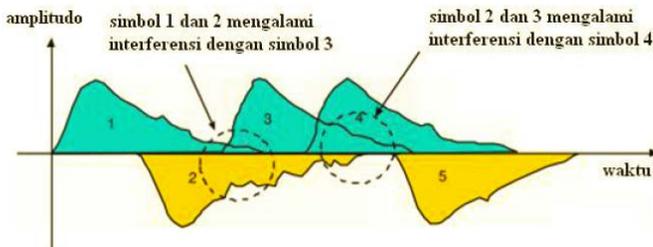
Pada gambar 1 ditunjukkan terjadinya ISI dimana pada gambar (a) menunjukkan ilustrasi data yang dikirimkan dan pada gambar (b) menunjukkan data yang diterima. Terlihat bahwa data yang diterima

mengalami pelebaran energi akibat adanya delay dari saluran transmisi. Dimana keberadaan ISI ini sangat tidak diperlukan seperti layaknya noise yang dapat mengakibatkan komunikasi kurang baik untuk diandalkan.



Gambar 1. (a) Data yang dikirim (b) Data yang diterima

Untuk menghilangkan gangguan tersebut, salah satu caranya adalah dengan membuat jalaran filter yang nilai koefisien-koefisiennya harus direncanakan terlebih dahulu. Dibawah ini ditunjukkan bagaimana pelebaran sinyal seperti diatas dapat mengakibatkan dampak yang buruk pada sinyal. Gambar 2 menunjukkan sinyal yang dikirimkan mengalami banyak peristiwa pada kanal yang mengakibatkan sinyal tersebut tercampur dengan noise dan mengalami ISI sehingga pada saat diterima simbol-simbol melebar dan mengganggu simbol yang lain.



Gambar 2. Intersymbol Interference

3. Modulasi FMT

Filtered Multitone (FMT) adalah skema modulasi multichannel dimana sub-kanal disintesis menggunakan struktur filterbank termodulasi. Tingginya tingkat penahanan spektral dicapai oleh FMT memungkinkan pengolahan independen dari sub-kanal oleh penerima, dan membuat potensi kandidat yang untuk sistem komunikasi broadband di mana ada kebutuhan untuk mengurangi dampak dari selektivitas frekuensi, gangguan narrowband, crosstalk, atau masker spektral peraturan; misalnya, *digital subscriber line* (DSL). Memang, telah ditunjukkan [1] bahwa untuk kabel DSL panjang, tingkat dicapai dari FMT adalah lebih besar dari multitone diskrit (DMT) modulasi. FMT juga menarik untuk aplikasi komunikasi nirkabel tertentu.

Blok diagram untuk struktur mengirimkan berdasarkan model baseband ditampilkan pada Gambar 1. Sebuah symbol informasi dengan interval simbol T_b yang pertama diproses oleh paralel serial-to-converter. Setiap sinyal output $a_i(nT)$, $i = 1, M$, dari konverter serial-to-paralel kemudian diproses oleh up-sampler K , lalu mengirimkan filter dan modulator. Melalui penggabungan semua sinyal termodulasi, sinyal transmisi FMT dapat diperoleh.

$$x(kT_c) = \sum_{i=1}^M \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_i(nkT_c) g(kT_c - nkT_c) e^{j\frac{2\pi}{M}ik} \quad (1)$$

Dimana $T_c = T/K$ menunjukkan interval simbol setelah up-sampling dan $g(kT_c)$ menunjukkan domain waktu Tanggapan dari transmit yang menyaring $G(\omega)$. Untuk mendapatkan efisiensi spektrum tertinggi, transmit filter harus ideal low-pass filter. Namun, karena yang ideal low-pass filter tidak dapat dicapai, pada kenyataannya, filter transmitter harus dirancang untuk menjaga keseimbangan antara kompleksitas implementasi dan penahanan spektral [7,10].

Pada demodulator, simbol interval T_c , dihilangkan di bagian berikut. Setelah $x(k)$ ditransmit melalui saluran akustik $H(\omega)$, sinyal yang diterima FMT sinyal $r(k)$ dapat dinyatakan sebagai:

$$r(k) = \sum_{p=-\infty}^{+\infty} x(k-p)h(p) + w(k) \quad (2)$$

Dimana $h(k)$ menunjukkan waktu respon domain dari saluran akustik $H(\omega)$, dan $w(k)$ menunjukkan saluran suara.

4. Time Reversal [4]

Sesuai dengan definisi dari time-reversal array penerima sinyal harus mono-statis karena kanal dalam daerah propagasi mengandung dua sistem yaitu penerimaan dan pengiriman. Pada prinsip deteksi passive time reversal proses penerimaan sinyal dan pengiriman kembali yang dilakukan oleh hydrophone hanya diselesaikan pada proses matematis yaitu membuat kanal buatan dengan menggunakan langkah komputasi. $s(t)$ adalah sinyal sumber, $y(t)$ adalah sinyal yang ditangkap oleh hydrophone, $x(t)$ adalah sinyal sumber yang diteliti. $w(t)$ adalah noise yang ditambahkan dalam sistem. Diasumsikan bahwa fungsi impuls respon dari kanal adalah $h(t)$, maka dapat dimodelkan secara matematis seperti persamaan (3).

$$y(t) = s(t) * h(t) + w(t) \quad (3)$$

$$x(t) = y(-t) * h(t) \quad (4)$$

$$x(t) = s(-t) * h(-t) * h(t) + w(-t) * h(t) \quad (5)$$

5. Adaptive Equalizer

Equalizer merupakan alat yang digunakan untuk memperbaiki data yang rusak akibat distorsi kanal. Equalizer merupakan filter digital yang dipasang pada sisi penerima yang bertujuan agar sinyal yang masuk pada sisi penerima tidak lagi berupa sinyal yang mengalami interferensi [15]. Untuk kanal komunikasi yang karakteristiknya tidak diketahui, filter di penerima tidak dapat di desain secara langsung. Pada beberapa kanal, equalizer dibutuhkan untuk menghilangkan ISI yang disebabkan oleh distorsi pada kanal. Ada beberapa macam jenis equalizer, diantaranya :

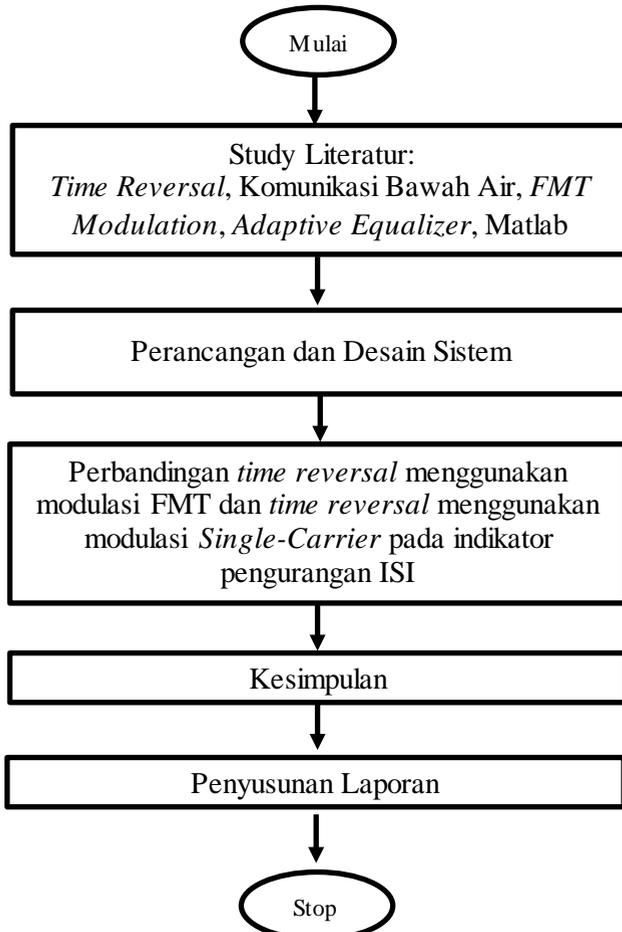
1. Maximum Likelihood (ML) Sequence Detection, optimal namun tidak dalam praktek.
2. Linear Equalization, tidak begitu optimal namun sangat sederhana.
3. Non-Linear Equalization, digunakan untuk beberapa jenis ISI.

Linear equalization sangat mudah diimplementasikan dan sangat efektif untuk kanal yang tidak mengandung ISI (seperti kanal dalam

kabel telephone) maupun kanal yang mengandung ISI (seperti kanal wireless). Kebanyakan linear equalizer diimplementasikan sebagai linear transversal filter.

H. METODOLOGI

Metodologi yang akan diterapkan dalam tugas akhir ini terdiri dari tahapan-tahapan sebagai berikut:



Gambar 3. Diagram Metodologi Penelitian

1. Studi Literatur

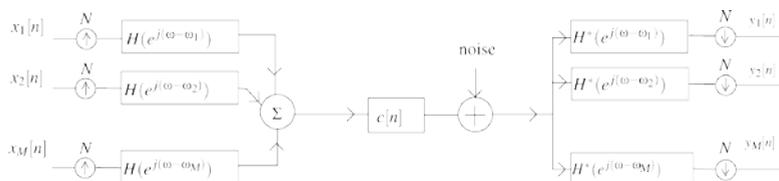
Studi literature dilakukan dengan mempelajari *paper* dan buku yang sesuai dengan topik tugas akhir, materi yang dipelajari yaitu:

- Modulasi FMT, mempelajari tentang proses modulasi sinyal akustik pada pengirim dan proses demodulasi pada penerima.
- Time Reversal*, mempelajari teknik pengiriman sinyal transmisi dan pengolahan sinyal pantulan yang masuk ke sisi penerima
- Adaptive Equalizer*, mempelajari tentang equalizer yang ada pada *post-process*.
- Single-Carrier Modulation*, mempelajari proses modulasi *single-carrier* untuk menjadikan perbandingan kinerja dengan modulasi FMT.

2. Desain Sistem

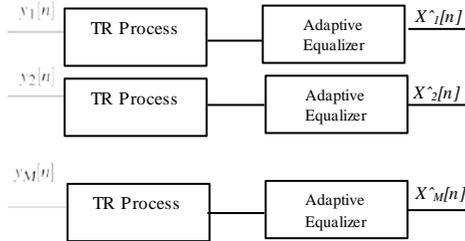
Dari studi literatur yang telah dilakukan, dibuatlah suatu perencanaan sistem untuk membuat sistem komunikasi tersebut dengan lebih teratur sehingga kesalahan atau kegagalan dapat terhindarkan. Adapun hal yang akan dilakukan adalah desain sistem pada transmitter dan receiver. Pada transmitter dilakukan desain menggunakan FMT modulator. Sedangkan pada receiver dilakukan desain pada FMT demodulator, metode *time-reversal* (estimasi kanal) dan *post-process adaptive aqualization*.

- Desain transmitter dan receiver pada FMT system



Gambar 4. FMT System

- Desain *post-process*



Gambar 5. Diagram Blok *Time Reversal* dan *Adaptive Equalizer*

3. Pengujian Sistem

Pada tugas akhir ini akan dilakukan pengujian sistem komunikasi *time reversal* menggunakan modulasi FMT dan *time reversal* menggunakan modulasi *single-carrier*. Indikator simulasi pada pengujian sistem ini adalah untuk mengurangi ISI.

4. Pengolahan dan Analisis Data serta Kesimpulan

Data dari pengujian sistem kemudian dianalisis dan dibandingkan antara *time reversal* menggunakan modulasi FMT dan *time reversal* menggunakan modulasi *single-carrier*. Hasil perbandingan tersebut ditarik sebagai kesimpulan.

5. Penyusunan Laporan

Penyusunan laporan dilakukan setelah semua tahap terselesaikan sehingga hasil yang diperoleh dari pembuatan alat dapat dijelaskan secara rinci dan spesifik sesuai dengan data-data yang diperoleh.

I. JADWAL PELAKSANAAN

KEGIATAN	Februari				Maret				April				Mei				
	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4	
Studi literatur	■	■	■	■													
Desain sistem FMT		■	■	■	■												
Pembuatan sistem time reversal dan adaptive equalizer					■	■	■	■	■	■							
Pengolahan dan Analisis Data, Kesimpulan									■	■	■	■	■				
Penyusunan Laporan													■	■	■	■	

J. DAFTAR PUSTAKA

1. Stojanovic, M. Retrofocusing techniques for high rate acoustic communications. *J. Acoust. Soc. Am.* **2005**, *117*, 1173–1185.
2. Song, H.C.; Kim, J.S.; Hodgkiss, W.S.; Kuperman, W.A. High-rate multiuser communications in shallow water. *J. Acoust. Soc. Am.* **2010**, *128*, 2920–2925.
3. Song, A.; Badiy, M.; McDonald, V.K.; Yang, T.C. Time reversal receivers for high data rate acoustic multiple-input–multiple-output communication. *IEEE J. Ocean. Eng.* **2013**, *36*, 525–538.
4. Banerjee, S.; Agrawal, M. A time reversal technique for minimizing equalizer complexity in high rate multi-antenna UWA link. In Proceedings of the IEEE National Conference on Communications (NCC), New Delhi, India, 15–17 February 2013; pp. 1–5.
5. Sun, L.; Chen, B.; Li, H.; Zhou, T.; Li, R. Time Reversal Acoustic Communication Using Filtered Multitone Modulation. *Sensors*. **2015**, *15*, 23554–23571.
6. Zhang, G.S.; Hovem, J.M.; Dong, H.F. Experimental assessment of different receiver structure for underwater acoustic communications over multipath channels. *Sensors* **2012**, *12*, 2118–2135.
7. Borna, B.; Davidson, T.N. Efficient design of FMT systems. *IEEE Trans. Commun.* **2006**, *54*, 794–797.

8. Tonello, A.M. Performance limits for filtered multitone modulation in fading channels. *IEEE Trans. Wirel. Commun.* **2005**, 4, 2121–2135.
9. Wilbur, M.R.; Davidson, T.N.; Reilly, J.P. Efficient design of oversampled NPR GDFT filterbanks. *IEEE Trans. Sign. Process.* **2003**, 52, 1947–1963.
10. Stojanovic, M.; Prejsig, J. Underwater acoustic communication channels: Propagation models and statistical characterization. *IEEE Commun. Mag.* **2009**, 47, 84–89.
11. Stojanovic, M.; Catipovic, J.; Proakis, J.G. Adaptive multichannel combining and equalization for underwater acoustic communications. *J. Acoust. Soc. Am.* **1993**, 94, 1621–1631.
12. Sun L, Chen B, Li H, Zhou T, Li R. Time Reversal Acoustic Communication Using Filtered Multitone Modulation. *Sensors (Basel, Switzerland)*. **2015**, 15: 23554-23571. PMID 26393586 DOI: 10.3390/s150923554
13. Aprilia J. Analisis Modem Akustik Ofdm Menggunakan TMS320C6416 pada Lingkungan Kanal Bawah Air. *Jurnal Teknik Its Vol. 4, No. 2*. **2015**. 2337-3539.
14. Panrereng, M.M. Estimasi Kanal Akustik Bawah Air Untuk Perairan Dangkal Menggunakan Metode Least Square (LS) dan Minimum Mean Square Error (MMSE). *SETRUM Vol. 2, No. 1*. **2013**. 2301-4652.
15. Chandran Vijaya, “ *Equalizer Simulation*”, Paper, EECS 862 Project II.

LAMPIRAN II

LISTING PROGRAM

```
%initialization;
M=8;                %sub channel number

%original data generation
In_Data=randi([0 1],6400,1)>0.5;% generating 0,1
with equal probability
Miu=2;
hMod = comm.BPSKModulator;

%reshape
y1=reshape(In_Data,8,[]);
yiha=y1(1,:);
yihau= step(hMod,yiha.').';
yih1=y1(2,:);
yihau1= step(hMod,yiha.').';
yih2=y1(3,:);
yihau2= step(hMod,yiha.').';
yih3=y1(4,:);
yihau3= step(hMod,yiha.').';
yih4=y1(5,:);
yihau4= step(hMod,yiha.').';
yih5=y1(6,:);
yihau5= step(hMod,yiha.').';
yih6=y1(7,:);
yihau6= step(hMod,yiha.').';
yih7=y1(8,:);
yihau7= step(hMod,yiha.').';

%upsample
z=zeros(1,11);
o=[yiha z];
o1=[yih1 z];
o2=[yih2 z];
o3=[yih3 z];
o4=[yih4 z];
o5=[yih5 z];
o6=[yih6 z];
```

```

o7=[yiha7 z];

%filter
upsample=2;
sps=2;
num = rcosdesign(0.5, 246, sps);           % Raised
cosine FIR filter design
x = upfirdn(o, num,sps);
x1 = upfirdn(o1, num,sps);
x2 = upfirdn(o2, num,sps);
x3 = upfirdn(o3, num,sps);
x4 = upfirdn(o4, num,sps);
x5 = upfirdn(o5, num,sps);
x6 = upfirdn(o6, num,sps);
x7 = upfirdn(o7, num,sps);

%perkalian eksponensial
k0=exp(i*2*pi*0/M);
k1=exp(i*2*pi*1/M);
k2=exp(i*2*pi*2/M);
k3=exp(i*2*pi*3/M);
k4=exp(i*2*pi*4/M);
k5=exp(i*2*pi*5/M);
k6=exp(i*2*pi*6/M);
k7=exp(i*2*pi*7/M);

yy=(x*k0);
yy1=(x1*k1);
yy2=(x2*k2);
yy3=(x3*k3);
yy4=(x4*k4);
yy5=(x5*k5);
yy6=(x6*k6);
yy7=(x7*k7);

out=[yy yy1 yy2 yy3 yy4 yy5 yy6 yy7];
%transmitted data

```

```

[yiu, Fs] = audioread('track 1_001.wav'); %
membaca sinyal rekaman

M = 6400; % number of bits or symbols
Eb_N0_dB = [1]; % multiple Eb/N0 values
nTx = 2;
nRx = 2;
for ii = 1:length(Eb_N0_dB)

    N= length(mnrx);

    sMod = kron(him,ones(nRx,1)); %
    sMod = reshape(sMod,[nRx,nTx,N/nTx]); %
grouping in [nRx,nTx,N/NTx ] matrix

    h = 1/sqrt(2)*[randn(nRx,nTx,N/nTx) +
j*randn(nRx,nTx,N/nTx)]; % Rayleigh channel
    n = 1/sqrt(2)*[randn(nRx,N/nTx) +
j*randn(nRx,N/nTx)]; % white gaussian noise, 0dB
variance

    % Channel and noise Noise addition
    y = squeeze(sum(h.*sMod,2)) + 10^(-
Eb_N0_dB(ii)/20)*n;

    % Receiver

    hCof = zeros(2,2,N/nTx) ;
    hCof(1,1,:) =
sum(h(:,2,:).*conj(h(:,2,:)),1) + 10^(-
Eb_N0_dB(ii)/10); % d term
    hCof(2,2,:) =
sum(h(:,1,:).*conj(h(:,1,:)),1) + 10^(-
Eb_N0_dB(ii)/10); % a term
    hCof(2,1,:) = -
sum(h(:,2,:).*conj(h(:,1,:)),1); % c term
    hCof(1,2,:) = -
sum(h(:,1,:).*conj(h(:,2,:)),1); % b term

```

```

hDen = ((hCof(1,1,:).*hCof(2,2,:)) -
(hCof(1,2,:).*hCof(2,1,:))); % ad-bc term
hDen =
reshape(kron(reshape(hDen,1,N/nTx),ones(2,2)),2,
2,N/nTx); % formatting for division
hInv = hCof./hDen; % inv(H^H*H)

hMod = reshape(conj(h),nRx,N); % H^H
operation

yMod = kron(y,ones(1,2));
yHat = sum(reshape(hInv,2,N).*yMod,1); %
inv(H^H*H)*H^H*y

Ndata_rx=reshape(yHat,8,[]);

%perkalian eksponensial
k03=exp(-i*2*pi*0/M);
k13=exp(-i*2*pi*1/M);
k23=exp(-i*2*pi*2/M);
k33=exp(-i*2*pi*3/M);
k43=exp(-i*2*pi*4/M);
k53=exp(-i*2*pi*5/M);
k63=exp(-i*2*pi*6/M);
k73=exp(-i*2*pi*7/M);

yrx=Ndata_rx(1,:);
yrx1=Ndata_rx(2,:);
yrx2=Ndata_rx(3,:);
yrx3=Ndata_rx(4,:);
yrx4=Ndata_rx(5,:);
yrx5=Ndata_rx(6,:);
yrx6=Ndata_rx(7,:);
yrx7=Ndata_rx(8,:);

in=[yrx yrx1 yrx2 yrx3 yrx4 yrx4 yrx5 yrx6
yrx7];

```

```

%filter
span=246;
rxFilt1 = upfirdn(yrx, num, 1, sps);
rxFilt2 = rxFilt1(span+1:end-span);
rxFilt11 = upfirdn(yrx1, num, 1, sps);
rxFilt21 = rxFilt11(span+1:end-span);
rxFilt12 = upfirdn(yrx2, num, 1, sps);
rxFilt22 = rxFilt12(span+1:end-span);
rxFilt13 = upfirdn(yrx3, num, 1, sps);
rxFilt23 = rxFilt13(span+1:end-span);
rxFilt14 = upfirdn(yrx4, num, 1, sps);
rxFilt24 = rxFilt14(span+1:end-span);
rxFilt15 = upfirdn(yrx5, num, 1, sps);
rxFilt25 = rxFilt15(span+1:end-span);
rxFilt16 = upfirdn(yrx6, num, 1, sps);
rxFilt26 = rxFilt16(span+1:end-span);
rxFilt17 = upfirdn(yrx7, num, 1, sps);
rxFilt27 = rxFilt17(span+1:end-span);

%downsample
Mi=rxFilt2(:,1:end-11);
Mi1=rxFilt21(:,1:end-11);
Mi2=rxFilt22(:,1:end-11);
Mi3=rxFilt23(:,1:end-11);
Mi4=rxFilt24(:,1:end-11);
Mi5=rxFilt25(:,1:end-11);
Mi6=rxFilt26(:,1:end-11);
Mi7=rxFilt27(:,1:end-11);

ngek= [Mi Mi1 Mi2 Mi3 Mi4 Mi5 Mi6 Mi7];
%time reversal
uh=wrev(Mi); uh1=wrev(Mi1); uh2=wrev(Mi2);
uh3=wrev(Mi3); uh4=wrev(Mi4); uh5=wrev(Mi5);
uh6=wrev(Mi6); uh7=wrev(Mi7);
iuh=fft(uh);
ieh=fft(Mi);
oh=wrev(yiha);
ioh=fft(oh);
qa= conv(iuh,ieh);

```

```

qo= conv(qa, ioh);
qi=ifft(qo);
q= conv(Mi, yHat);

Miu = 2 ;
eqrls = lineareq(6, rls(0.99,0.1));
eq_current = eqrls;
ltr = 1; trainsig = uh(1:ltr);
trainsig1 = uh1(1:ltr);
trainsig2 = uh2(1:ltr);
trainsig3 = uh3(1:ltr);
trainsig4 = uh4(1:ltr);
trainsig5 = uh5(1:ltr);
trainsig6 = uh6(1:ltr);
trainsig7 = uh7(1:ltr);

% Introduce channel distortion.
chan=[1 0.45 0.3+0.2i]; % Channel
coefficients
filtmsg = filter(h1,1,yihau);
filtmsg1 = filter(h1,1,yihau1);
filtmsg2 = filter(h1,1,yihau2);
filtmsg3 = filter(h1,1,yihau3);
filtmsg4 = filter(h1,1,yihau4);
filtmsg5 = filter(h1,1,yihau5);
filtmsg6 = filter(h1,1,yihau6);
filtmsg7 = filter(h1,1,yihau7);

% Equalize the received signal.
[s1 det]=
equalize(eq_current,filtmsg,trainsig);
[s2 det1] =
equalize(eq_current,filtmsg1,trainsig1);
[s3 det2] =
equalize(eq_current,filtmsg2,trainsig2);
[s4 det3] =
equalize(eq_current,filtmsg3,trainsig3);

```

```

[s5 det4] =
equalize(eq_current,filtmsg4,trainsig4);
[s6 det5] =
equalize(eq_current,filtmsg5,trainsig5);
[s7 det6] =
equalize(eq_current,filtmsg6,trainsig6);
[s8 det7] =
equalize(eq_current,filtmsg7,trainsig7);

ub=[s1 s2 s3 s4 s5 s6 s7 s8];
detmsg=[det det1 det2 det3 det4 det5 det6
det7];
% receiver - hard decision decoding
ipHat = real(ub)>0;
ip='In_Data';

% counting the errors
nErr(ii) = size(find([ip- ipHat]),2);

end

simBer = nErr/N; % simulated ber
EbN0Lin = 10.^(Eb_N0_dB/10);
theoryBer_nRx1 = 0.5.*(1-1*(1+1./EbN0Lin).^(-
0.5));
p = 1/2 - 1/2*(1+1./EbN0Lin).^(-1/2);
theoryBerMRC_nRx2 = p.^2.*(1+2*(1-p));

figure
semilogy(Eb_N0_dB,theoryBer_nRx1,'bp-
','LineWidth',2);
axis([0 25 10^-5 0.5])
grid on
xlabel('Average Eb/No,dB');
ylabel('Bit Error Rate');
title('BER for BPSK modulation with 2x2 MIMO and
MMSE equalizer (Rayleigh channel)');

```

```

hDemod = comm.BPSKDemodulator;
yDemod1=step(hDemod,detmsg. ');

figure;plot(yDemod1)
figure;plot(In_Data)

for jj = 1:4
filtmsg = filter(chan,1,yihau);
filtmsg1 = filter(h1,1,yihau1);
    filtmsg2 = filter(h1,1,yihau2);
    filtmsg3 = filter(h1,1,yihau3);
    filtmsg4 = filter(h1,1,yihau4);
    filtmsg5 = filter(h1,1,yihau5);
    filtmsg6 = filter(h1,1,yihau6);
    filtmsg7 = filter(h1,1,yihau7);

% Set up training sequence for first iteration.
if jj == 1
    ltr = 1; trainsig = uh(1:ltr);
    trainsig1 = uh1(1:ltr);
    trainsig2 = uh2(1:ltr);
    trainsig3 = uh3(1:ltr);
    trainsig4 = uh4(1:ltr);
    trainsig5 = uh5(1:ltr);
    trainsig6 = uh6(1:ltr);
    trainsig7 = uh7(1:ltr);
else
    % Use decision-directed mode after first
iteration.
    ltr = 0; trainsig = [];
end

% Equalize the received signal.
[s det]=
equalize(eq_current,filtmsg1,trainsig);

```

```

    [s2 det1] =
equalize(eq_current,filtmsg1,trainsig1);
    [s3 det2] =
equalize(eq_current,filtmsg2,trainsig2);
    [s4 det3] =
equalize(eq_current,filtmsg3,trainsig3);
    [s5 det4] =
equalize(eq_current,filtmsg4,trainsig4);
    [s6 det5] =
equalize(eq_current,filtmsg5,trainsig5);
    [s7 det6] =
equalize(eq_current,filtmsg6,trainsig6);
    [s8 det7] =
equalize(eq_current,filtmsg7,trainsig7);

    ub=[s1 s2 s3 s4 s5 s6 s7 s8];
    detmsg=[det det1 det2 det3 det4 det5 det6
det7];

    % Plot signals.
    h = scatterplot(filtmsg(ltr+1:end),1,0,'bx');
hold on;

    scatterplot(ub(ltr+1:end),1,0,'g.',h);
%     scatterplot(sigconst,1,0,'k*',h);
    legend('Received signal','Equalized
signal','Signal constellation');
    title(['Iteration #' num2str(jj) ' ('
eq_current.AlgType ')']);
    hold off;
end

```

Halaman ini sengaja dikosongkan

LAMPIRAN III
DOKUMENTASI PENGUKURAN





RIWAYAT HIDUP PENULIS



Aurum Puji Rahma Differentina, anak pertama dari tiga bersaudara. Lahir di Bojonegoro pada tanggal 11 April 1994. Memulai pendidikan formal di SDN Kepuh Kiriman III lulus pada tahun 2006. Melanjutkan di SMPN 1 Waru, lulus pada tahun 2009. Kemudian melanjutkan ke SMAN 3 Sidoarjo dan lulus pada tahun 2012. Setelah lulus SMA, penulis melanjutkan ke jenjang diploma (D3) di Institut Teknologi Sepuluh Nopember (ITS) Surabaya, jurusan Teknik Elektro, dan selanjutnya penulis melanjutkan untuk sarjana (S1) di Institut Teknologi Sepuluh Nopember (ITS) Surabaya, jurusan Teknik Elektro, dengan mengambil bidang konsentrasi Bidang Studi Telekomunikasi Multimedia. Selama kuliah, penulis juga aktif di organisasi kampus, khususnya di HIMA D3 Teknik Elektro FTI-ITS.

e-mail: adifferentina@gmail.com

Halaman ini sengaja dikosongkan