



DISERTASI - EE186602

TEKNIK *PASSIVE TIME-REVERSAL*
UNTUK KOMUNIKASI AKUSTIK BAWAH AIR

YUNING WIDIARTI
07111560010008

Pembimbing:
Dr.Ir.Suwadi, M.T.
Dr. Ir.Wirawan, DEA

PROGRAM DOKTOR
DEPARTEMEN TEKNIK ELEKTRO
FAKULTAS TEKNOLOGI ELEKTRO DAN INFORMATIKA CERDAS
INSTITUT TEKNOLOGI SEPULUH NOPEMBER
SURABAYA
2020



DISERTASI - EE186602

**TEKNIK *PASSIVE TIME-REVERSAL*
UNTUK KOMUNIKASI AKUSTIK BAWAH AIR**

**YUNING WIDIARTI
07111560010008**

**Pembimbing:
Dr.Ir.Suwadi, M.T.
Dr. Ir.Wirawan, DEA**

**PROGRAM DOKTOR
DEPARTEMEN TEKNIK ELEKTRO
FAKULTAS TEKNOLOGI ELEKTRO DAN INFORMATIKA CERDAS
INSTITUT TEKNOLOGI SEPULUH NOPEMBER
SURABAYA
2020**

Halaman ini sengaja dikosongkan

LEMBAR PENGESAHAN DISERTASI

Disertasi disusun untuk memenuhi salah satu syarat memperoleh gelar

Doktor (Dr)

di

Institut Teknologi Sepuluh Nopember

Oleh:

YUNING WIDIARTI

NRP: 07111560010008

Tanggal Ujian: 10 Juni 2020

Periode Wisuda: September 2020

Disetujui oleh:

Pembimbing:

1. Dr. Ir. Suwadi, M.T.
NIP: 196808181993031002



2. Dr. Ir. Wirawan, DEA
NIP: 196311091989031011



Penguji:

1. Prof. Henry M. Manik, Ph.D.
NIP: 197012291997031008



2. Dr. Dhany Arifianto, S.T., M.Eng.
NIP: 197310071998021001



3. Dr. Ir. Titiek Suryani, M.T.
NIP: 196411301989032001



Kepala Departemen Teknik Elektro
dan Informatika

Dede Candra Riawan, S.T., M.Eng, Ph.D.

NIP: 197311192000031001

Halaman ini sengaja dikosongkan

PERNYATAAN KEASLIAN DISERTASI

Dengan ini saya menyatakan bahwa isi keseluruhan Disertasi saya dengan judul **TEKNIK PASSIVE TIME-REVERSAL UNTUK KOMUNIKASI AKUSTIK BAWAH AIR** 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, 20 Juli 2020



Yuning Widiarti
NRP:07111560010008

Halaman ini sengaja dikosongkan

KATA PENGANTAR

Puji syukur ke hadirat Allah SWT yang telah memberikan rahmat dan hidayah-Nya sehingga penulis dapat menyelesaikan disertasi yang merupakan salah satu syarat akademik dalam menempuh studi di Program Doktorat, Departemen Teknik Elektro, Fakultas Teknologi Elektro dan Informatika Cerdas, Institut Teknologi Sepuluh Nopember, Surabaya. Teriring salam dan shalawat selalu tercurah pada Nabi Muhammad SAW.

Studi ini berlangsung dengan dukungan beasiswa BPPDN Tahun 2015-2019 dan dukungan semua pihak yang telah memberikan sumbangsih berupa: doa, bimbingan, nasehat, saran, motivasi, serta fasilitas selama penulis melaksanakan studi. Oleh karena itu, penulis mengucapkan terima kasih yang tulus dan penghargaan yang setinggi-tingginya kepada yang terhormat:

1. Dr. Ir. Suwadi, M.T. dan Dr. Ir. Wirawan, DEA selaku pembimbing disertasi yang telah mencurahkan banyak waktu, tenaga, pikiran, saran, serta motivasi hingga terselesaikannya penelitian disertasi dan studi penulis;
2. Tim penguji, yaitu: Prof. Henry Munandar Manik, M.T., Ph.D. dari Jurusan Ilmu dan Teknologi Kelautan Fakultas Perikanan dan Ilmu Kelautan *IPB*, Dr. Dhany Arifianto, S.T., M.Eng. dari Jurusan Teknik Fisika Fakultas Teknologi Industri dan Rekayasa Sistem, ITS, dan Dr. Ir. Titiék Suryani, M.T. dari Jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknik Elektro dan Informatika Cerdas, ITS yang telah banyak memberikan usulan, saran, dan masukan untuk penelitian serta perbaikan disertasi ini;
3. Laboratorium Hidrodinamika Indonesia, BPPT-Surabaya, yang telah memberi dukungan fasilitas untuk pengambilan data eksperimen selama penelitian;
4. Dr. Endang Widjiati, B.Eng., M.Sc. dari BPPT-Surabaya, yang selalu memberi dukungan dalam penelitian dan eksperimen di lapangan dan Dr. Tribudi Santoso, S.T., M.T. dari Politeknik Elektronika Negeri Surabaya yang telah banyak memberikan wawasan dan saran kepada penulis;

5. Seluruh rekan dosen dan karyawan di Politeknik Perkapalan Negeri Surabaya yang telah memberikan dukungan dan motivasi selama masa studi;
6. Rekan-rekan seperjuangan di Laboratorium B303 dan B304, yaitu: Ibu Mike Yuliana, Ibu Ari Endang Jayati, Ibu Lusia Rakhmawati, Ibu Farah Afianti, Bapak Wahyu Pamungkas, Bapak Fathur Zaini Rachman, dan Bapak Michael Ardita yang telah memberikan dukungan, motivasi, dan doanya;
7. Para dosen dan seluruh rekan mahasiswa S1, S2, dan S3 di bidang studi Telekomunikasi Multimedia Jurusan Teknik Elektro ITS, rekan mahasiswa Jurusan Teknik Fisika ITS serta Fakultas Teknologi Kelautan ITS yang telah banyak membantu hingga terselesaikannya penelitian disertasi ini;
8. Segenap pengelola Program Pascasarjana dan Karyawan Jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknologi Elektro dan Informatika Cerdas, ITS yang telah memberikan dukungan dan bantuan selama masa studi ;
9. Suami dan anak-anakku tersayang yang selalu mendoakan dan memberikan dukungan hingga terselesaikannya studi ini;
10. Kedua orangtua dan Ibu mertua beserta keluargaku tercinta atas doa, dukungan dan restunya;
11. Kerabat dan handai taulan yang telah memberikan doa dan dukungan kepada penulis;

Semoga semua dukungan dan doa Bapak Ibu serta rekan diterima sebagai amal baik oleh Allah SWT dan senantiasa dilimpahkan rahmat serta hidayahNya.

Penulis menyadari bahwa penulisan disertasi ini masih jauh dari sempurna, sehingga kritik dan saran yang membangun masih diharapkan untuk meningkatkan kualitas penelitian selanjutnya. Semoga disertasi ini bermanfaat dan dapat memberikan kontribusi bagi masyarakat serta kemajuan ilmu dan teknologi khususnya.

Surabaya, 20 Juli 2020

Penulis

TEKNIK *PASSIVE TIME-REVERSAL* UNTUK KOMUNIKASI AKUSTIK BAWAH AIR

Nama mahasiswa : Yuning Widiarti
NRP : 07111560010008
Pembimbing I : Dr. Ir. Suwadi, M.T.
Pembimbing II : Dr. Ir. Wirawan, DEA

ABSTRAK

Perkembangan riset di bidang akustik bawah air (ABA) yang terjadi dalam tahun terakhir telah mengalami peningkatan kinerja dan tingkat kehandalan dibandingkan dengan sistem yang telah terbangun sebelumnya. Sebagai contoh nyata implementasi teknologi adalah dibangunnya jaringan sensor nirkabel akustik bawah air (JSNABA). Sensor-sensor bawah air (*UW-sensor*) membentuk suatu kluster, dimana *node sink* berperan sebagai sebuah *gateway* dalam jaringan. *Node sink* mengkomunikasikan data yang terkumpul ke pusat pemrosesan data yang terletak dibawah permukaan laut, sebagai contoh: kapal selam, kapal permukaan atau pusat perintah yang dapat mengirimkan perintah ke *UW-sensor* melalui *node sink*. Oleh karena itu, dibutuhkan sistem komunikasi yang handal untuk dapat menunjang berlangsungnya proses pengiriman dan penerimaan informasi secara akurat. Namun, proses transmisi data didalam air sangat dipengaruhi oleh rugi-rugi transmisi, derau, gema dan perubahan kanal ABA, baik secara temporal maupun spasial. Rugi-rugi transmisi dan derau lingkungan merupakan variabel yang berpengaruh pada *signal-to-noise ratio (SNR)* dan lintasan jamak (*multipath*) yang bervariasi terhadap waktu merupakan faktor utama yang berpengaruh pada pemrosesan sinyal dan membatasi performansi sistem. Lintasan jamak dapat mengakibatkan *intersymbol interference (ISI)* yang merupakan interferensi antar simbol karena kedatangan jamak dari masing-masing simbol yang ditransmisikan, sehingga dapat menurunkan performansi sistem. Efek lintasan jamak lebih sering terjadi pada lingkungan perairan dangkal karena interaksi antara permukaan dan dasar laut lebih besar.

Pada penelitian ini, teknik Time-Reversal (TR) pasif dipertimbangkan sebagai teknik yang digunakan untuk mengatasi permasalahan ISI efek dari lintasan jamak. Teknik TR memiliki kemampuan mengkompresi lintasan jamak secara temporal maupun spasial (*temporal-spatial focusing*). Pemfokusan temporal dapat mereduksi efek ISI dan meningkatkan SNR, sedangkan pemfokusan spasialnya dapat mengatasi efek *channel fading*. Meskipun demikian, reduksi lintasan jamak yang dilakukan dengan TR terbatas oleh lingkungan kanal ABA yang berubah-ubah dan hal ini berpengaruh pada estimasi kanal yang tidak sempurna. Pada lingkungan dengan lintasan jamak yang buruk, seringkali proses TR menghasilkan ISI residual. Untuk mengatasinya, dalam penelitian ini teknik TR dikombinasi dengan teknik equalisasi adaptif *decision feedback equalizer (DFE)*. Dalam proses equalisasi DFE, ISI residual dapat dihilangkan dengan adanya filter umpan balik yang

meminimalkan *mean-square-error* (MSE). Kombinasi kedua teknik ini (TR-DFE) diharapkan dapat mengatasi ISI residual sekaligus meningkatkan kinerja sistem.

Sistem nirkabel di masa depan diharapkan dapat memberikan layanan *data rate* yang tinggi kepada pengguna. Oleh sebab itu, diperlukan bandwidth yang lebih besar. Namun keterbatasan bandwidth yang ada pada kanal ABA, maka penerapan sistem OFDM sebagai alternatif dari *single carrier* dianggap sebagai solusi yang tepat. Dalam penelitian ini, teknik TR diaplikasikan pada sistem multicarrier (OFDM) dan diharapkan mampu menghasilkan performansi yang lebih unggul. Selain itu, skema TR-OFDM ini dapat diaplikasikan pada lingkungan dengan sifat dispersif yang tinggi. *Channel fading* merupakan fenomena yang sering muncul pada kanal ABA dan keberadaannya dapat menurunkan performansi sistem komunikasi. Metode efektif yang dipertimbangkan untuk mengatasi efek *channel fading* adalah teknik kombinasi diversitas spasial, dimana konsep dari teknik diversitas spasial adalah penggunaan banyak salinan sinyal transmisi yang independen secara statistik sehingga dapat mencegah hilangnya sinyal akibat *channel fading*. Teknik kombinasi diversitas spasial yang digunakan pada penelitian ini adalah *Maximum Ratio Combining* (MRC) dan *Equally Gain Combining* (EGC). Pada penelitian ini juga diusulkan kombinasi TR-precoding dengan teknik *spatial diversity combining* untuk meningkatkan reliabilitas dan performansi sistem.

Sebagai representasi lingkungan perairan dangkal, maka dilakukan pengukuran respon impuls kanal dan parameter lingkungan pada sebuah *towing tank* milik Laboratorium Hidrodinamika Indonesia (LHI) yang berdimensi 200 m x 12 m x 6 m. Performansi sistem yang diusulkan dapat diketahui dari simulasi Monte Carlo yang dilakukan. Hasil simulasi menunjukkan bahwa kombinasi TR-DFE adaptif memiliki performansi BER yang lebih unggul jika dibandingkan dengan skema DFE konvensional dan equalisasi linier. Keunggulan TR-DFE terhadap DFE konvensional mencapai 7 dB pada nilai BER 0,08 dengan jarak sumber dan penerima sejauh 40 m dan kedalaman 1,5 m dari permukaan. Dari hasil simulasi ini, equalisasi linier memiliki performansi BER yang paling rendah. Sedangkan pada hasil simulasi Monte Carlo untuk sistem gabungan TR-MRC precoding memiliki performansi BER paling unggul jika dibandingkan dengan skema TR precoding dan TR-EGC precoding. Terdapat selisih hingga 6 dB antara TR-MRC dan TR-EGC untuk mencapai nilai BER 0,07. TR precoding memiliki performansi BER paling rendah jika dibandingkan dengan skema TR kombinasi. Selain itu, ekspresi *closed form* dari BER gabungan TR precoding dan teknik diversitas spasial pada skema SIMO telah dihasilkan pada penelitian ini untuk mengetahui pengaruh SNR transmisi terhadap nilai BER yang dihasilkan.

Kata kunci: komunikasi ABA, perairan dangkal, *intersymbol interference* (ISI), Time-Reversal Pasif, DFE, *precoding*, *spatial diversity combining*, TR-MRC, TR-EGC, BER.

PASSIVE TIME-REVERSAL TECHNIQUE FOR UNDERWATER ACOUSTIC COMMUNICATION

Student Name : Yuning Widiarti
NRP : 07111560010008
Promotor : Dr. Ir. Suwadi, M.T.
Co-Promotor : Dr. Ir. Wirawan, DEA

ABSTRACT

The development of underwater acoustic research in recent years has increased its performance and level of reliability compared to the existing systems. A concrete example of technology implementation is the development of an underwater wireless acoustic sensor network (UWASN). The sensors (UW-sensors) form a cluster, where the sink node acts as a gateway in the network. The sink node communicates data collected to a data processing center which is located below the surface of the water, for example, submarines, surface vessels or, command centers that can send commands to UW-sensors via sink nodes. Therefore, a reliable communication system is needed to support the process of sending and receiving information accurately. However, the process of transmitting data in water is greatly affected by transmission losses, noise, echoes, and changes in the underwater acoustic channel, both temporally and spatially. The transmission losses and environmental noise are variables that affect signal-to-noise ratio (SNR) and multipath that vary with time is one of the main factors that affect signal processing and limit system performance. The multipath can cause intersymbol interference (ISI) which is interference between symbols because of the multiple arrivals of each transmitted symbol, this can reduce the system performance. Multipath effects occur more frequently in shallow-water environments because the interactions between the surface and the seabed are greater.

In this study, passive time-reversal (TR) technique is considered as a method to overcome the multipath effect. Time-reversal has properties of temporal and spatial focusing. Temporal focusing can reduce the ISI effect and increase SNR, while spatial focusing can overcome the channel fading effect. The reduction of the multipath effect performed by TR is limited by changes in the underwater acoustic channels and this affects the estimation of imperfect channels. In rich-multipath environment, TR process often leaves a residual ISI. In this study, passive-TR is combined with DFE adaptive equalization technique. In DFE equalization process, the residual ISI can be eliminated with a feedback filter that minimizes the mean-square-error (MSE). By combining these two techniques (TR-DFE) is expected to overcome the ISI problem and improve the system performance.

In the future, a wireless system is expected to provide a high data rate service to the users. Therefore, a greater bandwidth is needed. With the existing limitations on the underwater acoustic channel, the application of OFDM systems is considered as an alternative to a single carrier. In this study, TR technique applied to multicarrier (OFDM) system can produce superior performance. Besides, this

TR-OFDM scheme can be applied to multipath fading environments where the underwater wireless sensor network and monitoring system, a reliable acoustic data link is needed. The spatial diversity combination techniques such as maximum ratio combining (MRC) and equally gain combining (EGC) are considered as an effective way of avoiding signal loss due to the channel fading. In this study, also proposed a combination of TR-precoding with spatial diversity combining techniques to improve system reliability and performance.

As a representation of the shallow water environment, measurements of the channel impulse response and environmental parameters were measured at a towing tank owned by the Indonesian Hydrodynamics Laboratory (IHL) with dimensions of 200 m x 12 m x 6 m. To observe the proposed system performance, a Monte Carlo simulation is performed. The simulation results show that the adaptive TR-DFE combination has a superior performance to the conventional DFE scheme and linear equalization. The superiority of TR-DFE over conventional DFE reaches 7 dB at a BER value of 0,08 with a source and receiver distance of 40 m and a depth of 1.5 m from the water surface. From the result of simulations, the linear equalization has the lowest BER performance compared to the other schemes. Meanwhile, BER of the combined TR-MRC precoding system has the most superior performance when compared to the TR precoding and TR-EGC precoding scheme. There is a difference of up to 6 dB between TR-MRC and TR-EGC to reach the BER value of 0,07. TR precoding has the lowest BER performance when compared to the combined TR scheme. Besides, the closed-form expression of BER of TR precoding and its combination in SIMO scheme has been generated in this study, so the BER value can be estimated with this formula.

Keywords: underwater acoustic communication, shallow-water, intersymbol interference (ISI), passive Time-Reversal, DFE, precoding, spatial diversity combining, TR-MRC, TR-EGC, BER.

DAFTAR ISI

LEMBAR JUDUL	i
LEMBAR PENGESAHAN	iii
KATA PENGANTAR	vii
ABSTRAK	ix
ABSTRACT	xi
DAFTAR ISI	xiii
DAFTAR GAMBAR	xvii
DAFTAR TABEL	xix
DAFTAR NOTASI	xxi
DAFTAR SINGKATAN	xxv
BAB 1 PENDAHULUAN	1
1.2 Perumusan Masalah	6
1.3 Batasan Masalah	7
1.4 Tujuan Penelitian	7
1.5 Manfaat Penelitian	8
1.6 Orisinalitas dan Kontribusi Penelitian	9
1.7 Peta Jalan Penelitian	10
1.8 Sistematika Penulisan Disertasi	11
BAB 2 DASAR TEORI DAN KAJIAN PUSTAKA	13
2.1 Komunikasi Akustik Bawah Air	13
2.2 Kanal Akustik Bawah Air	15
2.2.1 Pelemahan dan Derau	16
2.2.2 Lintasan Jamak	18
2.2.3 Variabilitas Waktu	20
2.3 <i>Sound Speed Profile</i> (SSP)	20
2.4 Komunikasi <i>Time-Reversal</i> (TR)	23
2.4.2 Komunikasi Time-Reversal Pasif	26
2.5 Komunikasi Koheren	28

2.6	Ekualisasi Kanal	29
2.6.1	Equalisasi Linier	30
2.6.2	<i>Decision Feedback Equalizer (DFE)</i>	31
2.7	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)</i>	35
2.8	Kombinasi <i>Time-Reversal</i> dan Ekualisasi DFE	39
2.9	Teknik Diversitas Spasial pada Kanal ABA	41
2.9.1	<i>Selection Combining (SC)</i>	41
2.9.2	<i>Maximum Ratio Combining (MRC)</i>	42
2.9.3	<i>Equal Gain Combining (EGC)</i>	43
2.10	Kajian Pustaka	44
BAB 3 PENGUKURAN DAN KARAKTERISASI KANAL AKUSTIK BAWAH AIR		53
3.1	Skenario Pengukuran Skala Laboratorium	56
3.2	Pengukuran Derau Lingkungan	57
3.3	Estimasi Respon Impuls Kanal Berbasis Geometri.....	60
3.3	Estimasi Respon Impuls Kanal Hasil Pengukuran	68
3.3.1	Sinyal uji LFM.....	68
3.3.2	Autokorelasi Sinyal Chirp	69
3.4	Ringkasan	77
BAB 4 EQUALIZER ADAPTIF PADA KOMUNIKASI TIME-REVERSAL ... 79		
4.1	Pemodelan Sistem Komunikasi Time-Reversal Pasif	79
4.2	Aplikasi Equalizer DFE Adaptif pada Sistem Komunikasi TR Pasif	82
4.3	Simulasi dan Analisa Kinerja Sistem	89
4.3.1	Autokorelasi Respon Impuls Kanal pada PTR	90
4.3.2	Peningkatan Konvergensi pada DFE Adaptif.....	92
4.3.3	Performansi Gabungan PTR dan DFE Adaptif.....	93
BAB 5 KOMBINASI <i>TIME-REVERSAL PRECODING</i> DAN <i>SPATIAL DIVERSITY COMBINING</i> PADA KOMUNIKASI AKUSTIK BAWAH AIR . 103		
5.1	Pemodelan <i>TRPrecoding</i> pada Sistem Komunikasi OFDM	105
5.2	Pemodelan Kombinasi Precoding TR dan <i>Spatial Diversity Combining</i> ..	109
5.2.1	Precoding TR	111
5.2.2	Kombinasi TR Precoding dan MRC	113

5.2.3 Kombinasi TR Precoding dan EGC	114
5.3 <i>Bit-Error-Rate</i> Sistem	115
5.3.1 BER Sistem TR-MRC	116
5.3.2 BER Sistem TR-EGC	117
5.3 <i>Bit-Error-Rate</i> Sistem	118
5.3.1 BER Sistem TR-MRC	119
5.3.2 BER Sistem TR-EGC	120
5.3.3 BER Sistem TR.....	121
5.4 Simulasi Hasil dan Analisa.....	122
5.5 Ringkasan	130
BAB 6 KESIMPULAN DAN SARAN	131
6.1 Kesimpulan.....	131
6.2 Saran	132
DAFTAR PUSTAKA	135
LAMPIRAN.....	143

Halaman ini sengaja dikosongkan

DAFTAR GAMBAR

Gambar 1. 1 Arsitektur Jaringan Sensor Akustik Bawah Air	2
Gambar 1. 2 Peta Jalan Penelitian Disertasi.....	10
Gambar 2. 1 Contoh Sistem Komunikasi ABA	15
Gambar 2. 2 Koefisien Penyerapan (Stojanovic, 2009).....	17
Gambar 2. 3 PSD Derau Lingkungan (Stojanovic, 2009).....	18
Gambar 2. 4 SNR pada Kanal Akustik (Stojanovic, 2009).....	18
Gambar 2. 5 Formasi Multipath pada Perairan (Stojanovic, 2009)	19
Gambar 2. 6 SSP pada Musim Panas dan Musim Dingin.....	21
Gambar 2. 7 Ray Tracing pada Kedalaman Sumber: (a) 20 m (b) 10 m	22
Gambar 2. 8 Proses Komunikasi Time-reversal Aktif.....	25
Gambar 2. 9 Proses Transmisi Time-Reversal Pasif.....	26
Gambar 2. 10. Diagram Konstelasi (a)BPSK (b)QPSK (c) 8-QAM.....	29
Gambar 2. 11. Diagram Blok LE Menggunakan Kriteria MMSE.....	31
Gambar 2. 12. Diagram Blok DFE.....	32
Gambar 2. 13. Diagram Blok DFE Multi Kanal.	34
Gambar 2. 14. Blok Diagram OFDM.....	35
Gambar 2. 15 Gabungan DFE dan TR	40
Gambar 2. 16 Mekanisme <i>Selection Combining</i>	42
Gambar 2. 17 Mekanisme <i>Maximum Ratio Combining</i>	42
Gambar 2. 18 Mekanisme <i>Equal Gain Combining</i>	44
Gambar 2. 19 Taksonomi Teknik TR dan Equalisasi pada Kanal ABA.....	49
Gambar 3. 1 Kanal ABA Lintasan Jamak.....	53
Gambar 3. 2 Skenario Pengukuran Parameter di LHI	57
Gambar 3. 3 Proses Karakterisasi Derau Lingkungan	58
Gambar 3. 4 Hasil Pengukuran Derau di LHI dalam Domain Waktu	58
Gambar 3. 5 PDF Derau Lingkungan	59
Gambar 3. 6 PSD Derau Lingkungan	59
Gambar 3. 7 Geometri Kanal Propagasi Multipath pada Komunikasi ABA	61
Gambar 3. 8 CIR pada Jarak: (a) 120 m (b) 70 m (c) 40 m	67
Gambar 3. 9 Sinyal chirp: (a) Domain waktu (b) Spectrogram	69
Gambar 3. 10 Proses Estimasi Respons Impuls Kanal	70
Gambar 3. 11 Hasil Sinkronisasi Sinyal pada Masing-masing Hidrofon	71
Gambar 3. 12 Korelasi Silang Sinyal Referensi dan Sinyal yang Diterima.....	71
Gambar 3. 13 PDP jarak 40 m Kedalaman : (a) 1.5 m (b) 2.5 m (c) 3.5 m	72
Gambar 3. 14 Simulasi PDP Jarak 40 m Kedalaman : (a) 1.5 m (b) 2.5 m (c) 3.5 m	74
Gambar 3. 15 PDP Jarak 70 m Kedalaman : (a) 1.5 m (b) 2.5 m (c) 3.5 m.....	74
Gambar 3. 16 Simulasi PDP Jarak 70 m Kedalaman : (a) 1.5 m (b) 2.5 m (c) 3.5 m	75

Gambar 3. 17 PDP Jarak 120 m Kedalaman : (a) 1.5 m (b) 2.5 m (c) 3.5 m.....	75
Gambar 3. 18 Simulasi PDP Jarak 120 m Kedalaman : (a) 1.5 m (b) 2.5 m (c) 3.5 m.....	76
Gambar 4. 1 Diagram Metode Time-reversal Pasif	81
Gambar 4. 2 Ilustrasi Respon Impuls Kanal	83
Gambar 4. 3 Struktur DFE Adaptif	84
Gambar 4. 4 Skenario Simulasi Sistem.....	85
Gambar 4. 5 Diagram blok Joint TR Pasif dan DFE Adaptif	86
Gambar 4. 6 Format data terkirim.....	89
Gambar 4. 7 Penataan perangkat di towing tank LHI.....	91
Gambar 4. 8 Penjumlahan autokorelasi: (a) N=1, (b) N=2, (c) N=3	91
Gambar 4. 9 Konvergensi TR-DFE	92
Gambar 4. 10 Fungsi q Jarak 40 m Kedalaman : (a) 1,5 m (b) 2,5 m (c) 3,5 m	94
Gambar 4. 11 Fungsi q Jarak 70 m Kedalaman : (a) 1,5 m (b) 2,5 m (c) 3,5 m ...	95
Gambar 4. 12 Fungsi q Jarak Tx-Rx 120 m Kedalaman : (a) 1,5 m (b) 2,5 m (c) 3,5 m.....	95
Gambar 4. 13 Nilai BER pada Jarak Tx-Rx 40 m	96
Gambar 4. 14 Nilai BER pada Jarak Tx-Rx 70 m	97
Gambar 4. 15 Nilai BER pada Jarak Tx-Rx 120 m	98
Gambar 5. 1 (a) Transmitter OFDM (b) Receiver OFDM.....	106
Gambar 5. 2 CP-OFDM	106
Gambar 5. 3 Diagram blok sistem TR-OFDM	107
Gambar 5. 4 Sistem SIMO-OFDM dengan precoding untuk 1 subcarrier	110
Gambar 5. 5 Sistem pentransmisian secara umum menggunakan TR.....	111
Gambar 5. 6 Kombinasi TR-spatial diversity combining pada skema SIMO.....	113
Gambar 5. 7 CIR pada Jarak: (a) 40 m (b) 70 m (c) 120 m	124
Gambar 5. 8 Kurva BER untuk jarak 40 m.....	125
Gambar 5. 9 Kurva BER untuk jarak 70 m.....	125
Gambar 5. 10 Kurva BER untuk jarak 120 m.....	125
Gambar 5. 11 Kurva BER Teori dan Eksperimen.....	129

DAFTAR TABEL

Tabel 2. 1 Penelitian aplikasi TR-OFDM pada kanal ABA.....	37
Tabel 3. 1 Nilai parameter estimasi CIR dengan jarak Tx-Rx 120 meter.....	65
Tabel 3. 2 Nilai parameter estimasi CIR dengan jarak Tx-Rx 70 meter.....	66
Tabel 3. 3 Nilai parameter estimasi CIR dengan jarak Tx-Rx 40 meter.....	67
Tabel 3. 4 Parameter Simulasi Estimasi Kanal ABA.....	72
Tabel 4. 1 Spesifikasi Parameter Simulasi.....	93
Tabel 4. 2 BER pada Jarak Tx-Rx 40 m	99
Tabel 4. 3 BER pada Jarak Tx-Rx 70 m	99
Tabel 4. 4 BER pada Jarak Tx-Rx 120 m	99
Tabel 5. 1 Spesifikasi OFDM.....	123
Tabel 5. 2 Nilai BER pada jarak 40 m	126
Tabel 5. 3 Nilai BER pada jarak 70 m	127
Tabel 5. 4 Nilai BER pada jarak 120 m	128

Halaman ini sengaja dikosongkan

DAFTAR NOTASI

$\alpha_{SS}, \alpha_{SB}, \alpha_{BS}, \alpha_{BB}$: amplitudo masing-masing jenis lintasan jamak SS, SB,BS,dan BB
$a(f)$: koefisien penyerapan terhadap fungsi frekuensi
a_k	: vektor koefisien tap untuk filter umpan maju
$A(l, f)$: rugi-rugi lintasan sebagai fungsi jarak dan frekuensi
$A_i e^{j\theta_i}$: atenuasi fading pada masing-masing cabang
$A_k(z)$: transformasi z koefisien tap a_k
β	: <i>rms</i> tinggi gelombang permukaan (puncak ke lembah)
b_k	: vektor koefisien tap untuk filter umpan balik
$BER(\bar{\gamma})$: <i>bit-error-rate</i> rata-rata dinyatakan sebagai jumlah daya $\bar{\gamma}$.
BB	: lintasan jamak yang lintasan pertama dan terakhirnya dari dasar laut/kolam sebelum sampai di penerima
$B_k(z)$: transformasi z koefisien tap b_k
BS	: lintasan jamak yang lintasan pertama dari dasar laut/kolam dan terakhir dari permukaan air
c	: cepat rambat suara
$\delta(t)$: fungsi Delta Dirac
d	: jarak antar hidrofon (sensor)
D	: kedalaman air
$E\{.\}$: nilai yang diharapkan (ekspektasi)
f	: frekuensi
f_0	: frekuensi pusat
f_{offset}	: frekuensi carrier offset
f_s	: frekuensi sampling
γ	: SNR yang diterima
$\bar{\gamma}$: SNR yang ditransmisikan
γ_{TR}	: SNR yang diterima terkait faktor precoding TR

γ_{TR-EGC}	: SNR yang diterima terkait faktor precoding TR-EGC
γ_{TR-MRC}	: SNR yang diterima terkait faktor precoding TR-MRC
$\Gamma(.)$: fungsi gamma
Γ_p	: koefisien pantulan
$g[m]$: saluran ekivalen yang diperoleh dengan mengkonvolusikan CIR <i>complex-baseband discret</i> dan konjugasinya yang telah di- <i>time reversed</i> .
$g_e[m]$	<i>shape filter</i>
H	: jarak permukaan air dengan dasar laut/kolam
$h[m]$: CIR <i>complex-baseband discret</i>
$h(t)$: respon impuls kanal
h_p	: vektor koefisien kanal pada subcarrier ke- p
$\hat{h}_k(t)$: estimasi respon impuls kanal
$H_k(z)$: transformasi z dari H_k CIR
$H_p(f)$: respon frekuensi lintasan ke- p
$H_{p,l}$	koefisien kanal pada subcarrier ke- p untuk penerima ke- l dinotasikan
I_n	: simbol ke- n deretan I yang mempunyai N simbol
\hat{I}_k^{n-j}	: simbol hasil keputusan terbaik yang mendekati simbol terestimasi
\hat{I}_k^{n-j}	: Simbol terestimasi
J_{mse}	: <i>cost function</i> pada DFE dengan meminimalkan nilai MSE
K	: tingkat kenaikan frekuensi atau <i>chirp rate</i> .
λ_{min}	: panjang gelombang minimal dari sinyal yang diterima
λ_p	: nilai singular dari h_p
l	: jarak transmisi
l_p	: panjang propagasi lintasan ke- p
l_r	: referensi jarak
L	: jarak antara pemancar dan penerima

N_{fb}	: panjang tap filter umpan balik
N_{ff}	: panjang tap filter umpan maju
NFFT	: jumlah FFT
N_r	: Jumlah hidrofon pada penerima
ω	: kecepatan angin
φ	: <i>grazing angle</i> darisinyal akustik
ϕ	: pergeseran fase
ψ	: sudut kedatangan sinyal akustik
$p(t)$: sinyal probe
$p(x)$: probability density function (pdf) dari x
$p_{rj}(t)$: sinyal probe yang diterima pada hidrofon ke- j
$P(\tau)$: <i>Power Delay Profile</i> (PDP)
$q(t)$: penjumlahan fungsi autokorelasi respon kanal individu
\tilde{r}_b	: estimasi koefisien pantul dasar laut
$r_j(t)$: sinyal yang diterima pada hidrofon ke- j
$ \tilde{r}_s $: koefisien pantulan permukaan laut
R	: parameter Rayleigh
$R_{p,q}$: simbol yang diterima pada masing-masing subcarrier
$R_{SS}, R_{SB}, R_{BS}, R_{BB}$,	: masing-masing atenuasi lintasan jamak SS, SB,BS, dan BB.
σ	: nilai standar deviasi
σ_τ	: <i>RMS delay spread</i> adalah akar dari momen kedua PDP
$s(t)$: sinyal yang ditransmisikan dari sumber
S	: salinitas air
SB	: lintasan jamak yang lintasan pertama dari permukaan air dan terakhir dari dasar laut/kolam
$S_i(f)$: power spectral density sinyal transmisi
$S_{p,q}$: data simbol yang dikirimkan terkait dengan subcarrier ke- p dari simbol OFDM ke- q

SS	:	lintasan jamak yang lintasan pertama dan terakhirnya dari permukaan air sebelum sampai di penerima
$\bar{\tau}$:	<i>Mean excess delay</i> yang merupakan momen pertama PDP
τ_p	:	delay lintasan
$\theta(t)$:	fase sesaat pada sinyal chirp
$t_D, t_{SS}, t_{SB}, t_{BS}, t_{BB}$:	masing-masing waktu yang ditempuh oleh lintasan SS, SB, BS, dan BB
T	:	temperatur perairan
μ	:	nilai rata-rata (mean)
v	:	kecepatan pemancar-penerima
$v_k(t)$:	sinyal baseband yang diterima pada receiver ke- k
V_p	:	fungsi precoding terkait dengan subcarrier m yang mengkonversi data simbol $S_{p,q}$ menjadi simbol yang ditransmisikan
$w_k(t)$:	derau bandwidth terbatas
$W_k(z)$:	transformasi z dari derau W_n^k
$W_{p,q}$:	Derau terkait dengan subcarrier ke- p dari simbol OFDM ke- q
$ y(t, \tau) ^2$:	kuadrat magnitudo sinyal masuk penerima
z	:	$e^{j\omega t}$
Z_r	:	Tinggi penerima
Z_t	:	tinggi pemancar

DAFTAR SINGKATAN

A/D	Analog to Digital
ABA	Akustik Bawah Air
AUV	Autonomous Underwater Vehicle
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit-Error-Rate
BPDN	Basis Pursuit De-Noising
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CIR	Channel Impulse Response
CMA	Constant Modulus Algorithm
CP	Cyclic Prefix
CSI	Channel State Information
D/A	Digital to Analog
DFE	Decision Feedback Equalizer
DFPLL	Decision Feedback Phase Lock Loop
DSP	Digital Signal Processing
EGC	Equal Gain Combining
FFT	Fast Fourier Transform
FSK	Frequency Shift Keying
ICI	Inter channel interference
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISI	Intersymbol Interference
LE	Linear Equalizer
LFM	Linear Frequency Modulation

LHI	Laboratorium Hidrodinamika Indonesia
LMS	Least-Mean -Square
LOS	Line of Sight
LTI	Linear Time Invariant
MAP	Maximum a Posteriori Probability
MISO	Multi Input Single Output
MLSE	Maximum Likelihood Sequence Estimation
MMSE	Minimum Mean Square Error
MP	Matching Pursuit
MRC	Maximum Ratio Combining
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PC	Personal Computer
PDP	Power Delay Profile
PS	Probe Source
PTR	Passive Time-reversal
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Binary Phase Shift Keying
RLS	Requursive Least Squares
RMS	Root Mean Square
ROV	Remotely Operated Vehicle
SC	Selection Combining
SIMO	Single Input Multi Output
SIR	Signal-to-Interference-Ratio
SNR	Signal-to-Noise-Ratio

SSB	Single Sideband
SSP	Sound Speed Profile
TR	Time-reversal
TRA	Time-reversal Array
TRM	Time-reversal Mirror
UW	Underwater
VRA	Vertical Receiver Array
VTR	Virtual Time-reversal

Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB 1

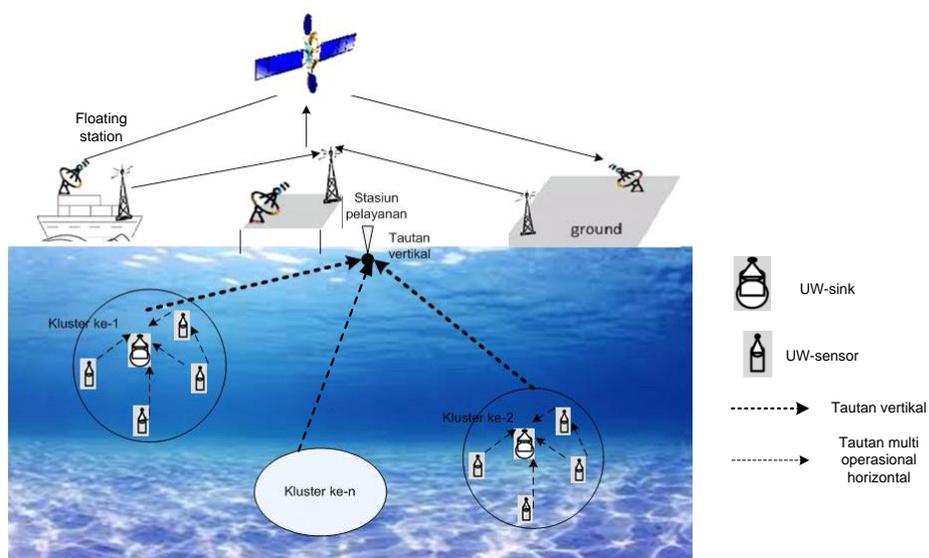
PENDAHULUAN

1.1 Latar Belakang

Sebagian besar unsur bumi terdiri dari lautan yang keberadaannya belum banyak dimanfaatkan untuk masa depan manusia. Sebagai contoh, terdapat banyak jenis sumber daya tambang alam seperti logam langka atau metana hidrat, sumber daya alam yang berasal dari makhluk hidup sejenis bakteri yang tidak terdapat di permukaan yang dapat memberikan informasi mengenai bumi. Kita juga dapat mengetahui mekanisme gempa bumi dan menginvestigasi ekosistem laut dalam. Saat ini jika kita ingin mengetahui mengenai kondisi kelautan, kita dapat menggunakan sarana seperti: AUV (*autonomous underwater vehicle*) dan ROV (*remotely operated vehicle*). Untuk mengendalikan atau menerima informasi dari sarana tersebut, maka komunikasi bawah air sangat diperlukan. Perkembangan riset yang terjadi dalam beberapa tahun terakhir ini telah mampu meningkatkan kinerja dan kehandalan sistem dibanding yang sudah ada sebelumnya. Sebagai implementasi dari teknologi tersebut adalah dibangunnya jaringan sensor akustik bawah air seperti pada Gambar 1.1. Sensor-sensor diletakkan secara vertikal dibawah permukaan laut, biasanya ditautkan pada dasar laut dengan jangkar, sedangkan node jaringan diletakkan pada kedalaman laut yang berbeda atau pada bidang horizontal di perairan dangkal. Sensor-sensor dikluster sekitar *node sink* (*UW-sink*) yang dapat mengumpulkan data dari sensor-sensor tersebut (*UW-sensor*). *Node sink* mengkomunikasikan data yang terkumpul ke pusat pemrosesan data yang juga terletak dibawah permukaan laut (misalnya kapal selam, kapal di permukaan, atau pusat perintah yang juga dapat mengirimkan perintah ke *UW-sensor* melalui *UW-sink*. *Node sink* berperan sebagai sebuah gateway pada jaringan.

Komunikasi bawah air memiliki dua metode yang berbeda. Pertama, komunikasi dengan menggunakan kabel (*wired communication*) dan kedua adalah komunikasi dengan tanpa kabel (*wireless communication*). Komunikasi fiber optik merupakan komunikasi dengan menggunakan kabel yang dapat mentransmisikan

data dengan laju data yang tinggi, namun sangat mudah rusak oleh arus laut atau kehidupan laut terutama pada eksplorasi laut dalam. Komunikasi akustik merupakan salah satu komunikasi nirkabel yang tahan terhadap kerusakan. Kita dapat menggunakan transduser akustik sebagai pemancar dan penerima pada komunikasi akustik. Namun sayangnya, komunikasi akustik mempunyai dua kelemahan. Kelemahan pertama adalah kecepatan propagasi gelombang akustik lebih lambat daripada gelombang radio yaitu 1500 m/det dan 1/200.000 gelombang radio, sehingga sangat sulit untuk mendapatkan densitas informasi yang sama seperti pada komunikasi radio. Kelemahan kedua adalah gelombang akustik sangat mudah terpengaruh oleh gangguan seperti pantulan dari permukaan atau dasar laut dan SNR menjadi lebih rendah. Hal ini dikarenakan gelombang akustik merupakan gelombang elastis yang mudah terpengaruh oleh gerakan air dan tekanan secara langsung (Ochi, 2004). Propagasi suara bawah air terutama ditentukan oleh rugi-rugi transmisi, derau, gema dan variabilitas temporal dan spasial kanal akustik bawah air (ABA). Rugi-rugi transmisi dan derau merupakan keterbatasan yang sangat mendasar terhadap *signal-to-noise-ratio* (SNR), sedangkan lintasan jamak yang bervariasi terhadap waktu berpengaruh pada desain dan pemrosesan sinyal, selain itu sangat membatasi kinerja system



Gambar 1. 1Arsitektur Jaringan Sensor Akustik Bawah Air

Dalam tautan komunikasi, degradasi sinyal karena sebaran lintasan jamak, menyebabkan *intersymbol interference* (ISI) yang merupakan interferensi antar simbol karena kedatangan jamak dari masing-masing simbol yang ditransmisikan. Pada lingkungan perairan dangkal, kemungkinan terjadinya lintasan jamak lebih besar jika dibandingkan pada lingkungan perairan dalam. Interaksi dengan permukaan dan dasar laut lebih sering terjadi, sehingga dalam sistem komunikasi perairan dangkal penanganan lebih dititikberatkan pada pengiriman data secara benar hingga sampai pada penerima, sedangkan pada komunikasi perairan laut dalam fokus riset cenderung pada pemilihan lokasi dimana sistem komunikasi dapat diterapkan dengan baik sesuai kondisi kanal secara fisik. Sebagai contoh, pada kanal perairan dangkal dengan sebaran lintasan jamak 100 mdet dengan 1000 simbol per detik, ISI dapat bertambah panjang hingga lebih dari 100 simbol. Selain itu, waktu propagasi yang panjang dapat menurunkan *data throughput*, bandwidth yang tersedia sangat dibatasi oleh rugi-rugi transmisi yang meningkat sebanding dengan bertambahnya frekuensi dan jarak.

Telah banyak penelitian dilakukan untuk mengatasi kerugian-kerugian tersebut. Secara garis besar pengembangan penelitian sistem komunikasi ABA tersusun dari dua topik utama, yaitu sistem komunikasi bawah air dan jaringan bawah air (Chitre, dkk., 2008). Sistem komunikasi ABA berkaitan dengan permasalahan pemodelan kanal, equalisasi kanal, *time-reversal (phase conjugation)*, multicarrier dan modulasi spasial. Untuk mendapatkan *throughput* data yang tinggi pada kanal bawah air dengan bandwidth yang terbatas, maka beberapa riset fokus pada pengembangan metode komunikasi ABA fase koheren untuk aplikasi pada kanal dengan dispersif tinggi. Kombinasi efek ISI yang panjang dan perubahan fase yang cepat membuat demodulasi koheren sangat sulit diimplementasikan pada kanal ABA. Pada kecepatan data tinggi ISI memerlukan algoritma adaptif pada sisi penerima, sehingga diperlukan pemrosesan sinyal yang kompleks dan komputasi yang intensif. Meskipun demikian, jika sinyal lintasan jamak buruk yang diterima, maka filter adaptif juga tidak dapat menghilangkan atau mengatasinya.

Teknik *time-reversal (TR)* dapat beradaptasi dengan efek propagasi akustik dari medium kompleks untuk memfokuskan energi pada kisaran jarak dan

kedalaman tertentu. Dalam teknik TR, struktur lintasan jamak dapat direduksi karena semua lintasan ditambahkan secara koheren pada lokasi target yang dimaksud (Edelmann, dkk., 2002). TR memiliki pendekatan yang relatif sederhana dan tingkat kerumitan yang rendah. Selain itu, TR telah terbukti mempunyai efektivitas yang tinggi dalam mengatasi ISI serta meningkatkan *signal-to-noise ratio* (SNR). TR yang diaplikasikan pada kanal ABA memiliki properti berupa pemfokusan temporal dan spasial. Pemfokusan temporal dapat mereduksi efek ISI dan meningkatkan SNR, sedangkan pemfokusan spasialnya dapat mengatasi efek *channel fading*. Selain itu, estimasi menunjukkan bahwa pemfokusan TRA dapat dilakukan hingga jarak 30 km dengan skala waktu yang bisa diterima, yaitu sebesar 30 menit tanpa pemutakhiran sinyal *time-reversed* dibawah kondisi tertentu (Kuperman, dkk., 1998) dalam sebuah eksperimen laut menggunakan sinyal frekuensi 445 Hz.

Pada kenyataannya, sebuah kondisi ideal dimana hasil autokorelasi dari impuls respon mendekati fungsi $\delta(t)$ tidak dapat dicapai. Hal ini dikarenakan bentuk ideal diperoleh dengan bandwidth yang tak terbatas. Oleh karena itu, ISI yang buruk tidak dapat dieliminasi sepenuhnya dengan metode TR, melainkan hanya tereduksi. Dalam penelitian ini, penggabungan TR dengan teknik equalisasi adaptif DFE dipertimbangkan sebagai metode yang efektif dalam menanggulangi ISI residual. Dengan algoritma LMS yang rendah kompleksitas, maka gabungan TR-DFE adaptif ini diharapkan dapat menghasilkan performansi yang lebih unggul. Algoritma LMS memiliki kelemahan dalam hal tingkat konvergensi. Oleh karena itu, dengan tetap mempertahankan kesederhanaan dalam implementasinya, dilakukan modifikasi pada parameter step-size pada algoritma LMS ini dan dari hasil modifikasi tersebut tingkat konvergensi pada proses equalisasi meningkat dibanding sebelum modifikasi.

Beberapa kanal akustik mengalami interferensi yang bukan merupakan pita sempit maupun impulsif. Interferensi pita parsial berdurasi relatif panjang dapat merusak performansi sistem. Dalam jaringan bawah laut, banyak pesan yang hilang karena interferensi pita parsial tersebut yang merusak bagian yang berbeda dari sinyal yang diterima tergantung pada posisi relatif penginterferensi, sumber informasi, dan penerima disebabkan karena kecepatan rambat suara yang rendah.

Sebuah survey dari penelitian tentang penanganan interferensi dan orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) memotivasi untuk membangun sebuah penerima diversitas spasial untuk aplikasi di jaringan ABA. Penerima diversitas spasial untuk komunikasi bawah air mengidentifikasi bagian dari sinyal yang mengalami interferensi pada penerima yang berbeda, menghilangkan bagian-bagian yang terkena interferensi, dan menggabungkan secara optimal sisa bagian sinyal yang bersih dari interferensi. Gain dari strategi gabungan diversitas spasial (*spatial diversity combining*) diinvestigasi sebagai fungsi *signal to interference ratio (SIR)*, *signal to noise ratio (SNR)*, bandwidth interferensi dan durasi waktu. Hasil analisis dari penerima dengan kanal AWGN yang mengalami interferensi menunjukkan efektivitas dari strategi gabungan diversitas jika dibandingkan dengan *maximum ratio combining (MRC)* konvensional.

Sebuah TR precoder dapat dimanfaatkan untuk mereduksi kesalahan data yang diakibatkan oleh kanal. Pada prinsipnya precoder ini merupakan sebuah prefilter yang menggunakan *channel state information (CSI)* pada sisi transmitter. Ketika sistem komunikasi dihadapkan pada permasalahan bandwidth dan jumlah elemen penerima yang terbatas, ISI residual dapat diatasi dengan pendekatan multicarrier. Pendekatan multicarrier yang dimaksud adalah sistem OFDM yang dianggap sebagai cara efisien dalam mengatasi permasalahan pada kanal lintasan jamak.

Dari uraian yang telah dikemukakan, maka topik penelitian disertasi ini diangkat dengan mempertimbangkan beberapa motivasi sebagai berikut:

1. Luas lautan yang lebih besar dibanding daratan dan fenomena ini masih belum secara optimal dimanfaatkan. Indonesia merupakan negara dengan potensi kelautan yang sangat besar sangat memerlukan campur tangan teknologi untuk menjaga serta memanfaatkan potensi kekayaan yang ada didalamnya.
2. Pengembangan pada fungsi eksplorasi, monitoring, dan pengendalian telah dilakukan dengan membangun sarana seperti: AUV (*autonomous underwater vehicle*), ROV (*remotely operated vehicle*) maupun robot bawah air. Dalam perkembangannya, riset juga mengarah pada sistem jaringan sensor bawah laut, dan untuk mengendalikan atau menerima

informasi dari sarana tersebut, maka komunikasi bawah air yang handal sangat diperlukan.

3. Sifat gelombang elektromagnetik dan gelombang optik yang mengalami degradasi kemampuan propagasinya didalam air menjadikan gelombang akustik dianggap sebagai solusi tunggal terbaik untuk komunikasi bawah air dalam aplikasi dimana proses *tethering* tidak dapat diterima.
4. Sistem komunikasi pada kanal bawah air memiliki tantangan yang sangat berat disebabkan oleh beberapa faktor, seperti: atenuasi, propagasi lintasan jamak, bandwidth yang terbatas, variasi waktu cepat, dan fading yang buruk. Hal ini memotivasi peneliti untuk membangun sebuah sistem yang bersifat handal dan dapat diimplementasikan secara efektif serta memiliki tingkat kompleksitas yang rendah.
5. Desain penerima berbasis teknik equalisasi semakin kompleks untuk kanal dengan lintasan jamak yang panjang, sehingga kombinasi teknik TR diharapkan mampu untuk mereduksi tingkat kompleksitas pada kerja equalisasi adaptif dalam mengatasi permasalahan lintasan jamak.
6. Pengembangan sistem monitoring dan jaringan sensor ABA memerlukan tautan komunikasi yang handal, sehingga diperlukan reliabilitas komunikasi di lingkungan lintasan jamak. Teknik gabungan diversitas spasial dipertimbangkan sebagai strategi yang sesuai untuk kehandalan sistem komunikasi dan sekaligus meningkatkan performansi tautan, sehingga gabungan teknik TR dengan diversitas spasial merupakan kombinasi yang diusulkan dalam penelitian ini.

1.2 Perumusan Masalah

Dari permasalahan yang telah diuraikan pada sub-bab sebelumnya, maka diperoleh rumusan masalah sebagai berikut:

1. Bagaimana membangun sebuah sistem komunikasi ABA yang handal dan dapat diimplementasikan secara efektif serta memiliki tingkat kompleksitas yang rendah pada lingkungan perairan dangkal?

2. Bagaimana mengimplementasikan sistem komunikasi TR pada lingkungan lintasan jamak dan sekaligus meningkatkan performansi sistem komunikasinya?
3. Bagaimana mengimplementasikan TR pada sistem multicarrier (OFDM) untuk meningkatkan performansi sistem pada lingkungan perairan dangkal?
4. Bagaimana mengimplementasikan kombinasi teknik TR precoding dan teknik *spatial diversity combining* pada lingkungan perairan dangkal?

1.3 Batasan Masalah

Terdapat beberapa batasan masalah dalam penelitian ini, yaitu:

1. Respon impuls kanal diperoleh dari proses pengukuran yang dilakukan secara riil dalam lingkungan berskala laboratorium dengan kolam uji yang digunakan berdimensi 200 m x 12 m x 6 m.
2. Skema komunikasi yang disimulasikan adalah *single-input multi-output* (SIMO) dengan menggunakan 1 sumber berupa speaker bawah air dan 3 buah hidrofona sebagai komponen penerima.
3. Kanal bersifat *time-varying* dengan kondisi perairan yang relatif konstan sehingga pergerakan sumber dan penerima yang ditimbulkan relatif sangat kecil.

1.4 Tujuan Penelitian

Adapun tujuan penelitian ini adalah sebagai berikut:

1. Mengimplementasikan sistem komunikasi TR pasif yang bersifat efektif, handal, dan memiliki kompleksitas rendah untuk mengatasi permasalahan lintasan jamak pada lingkungan perairan dangkal.
2. Mengkombinasikan TR pasif dengan equalisasi adaptif DFE untuk meningkatkan performansi sistem komunikasi pada lingkungan lintasan jamak. Pada perairan dangkal sering terjadi ISI yang buruk, sehingga timbul ISI residual. Untuk menghilangkan ISI residual, maka diperlukan teknik equalisasi yang memadai. Gabungan TR dengan DFE adaptif

dianggap mampu untuk mengatasi permasalahan ISI residual disamping meningkatkan SNR.

3. Mengimplementasikan teknik TR pada sistem OFDM yang merupakan alternatif dari sistem *single carrier*. Sistem OFDM telah diketahui secara luas merupakan sistem komunikasi yang dapat diandalkan pada lingkungan lintasan jamak yang dispersif dan memiliki keterbatasan bandwidth.
4. Mengimplementasikan skema TR precoding pada sistem OFDM dan mengkombinasikannya dengan teknik *spatial diversity combining*, seperti: MRC dan EGC yang dapat secara efektif meningkatkan performansi dan reliabilitas sistem komunikasi pada lingkungan lintasan jamak pada kanal perairan dangkal.

1.5 Manfaat Penelitian

Penelitian ini diharapkan dapat memberikan manfaat sebagai berikut:

1. Metode TR memiliki kemampuan pemfokusan secara temporal maupun spasial sehingga dapat diimplementasikan pada sistem komunikasi pada jaringan sensor bawah air dimana komunikasi antar node yang tahan terhadap gangguan kanal ABA sangat diperlukan.
2. Selain untuk keperluan peningkatan performansi sistem komunikasi pada kanal ABA, teknik TR dengan kemampuan pemfokusan spasialnya dapat dimanfaatkan untuk mendeteksi keberadaan obyek dibawah air.
3. Pengembangan teknik TR dengan sistem equalisasi adaptif dapat dimanfaatkan sebagai metode yang handal dalam meningkatkan performansi sistem pada komunikasi antar kendaraan bawah air.
4. Kombinasi teknik TR dengan OFDM dapat dimanfaatkan sebagai cara untuk meningkatkan *throughput* data dan meningkatkan efisiensi *bandwidth* pada sistem komunikasi bawah air yang memiliki keterbatasan *bandwidth* dan lingkungan bawah air yang bersifat dispersif.
5. Kombinasi teknik TR dan teknik *spatial diversity combining* dapat dimanfaatkan sebagai cara yang efektif untuk meningkatkan reliabilitas

sistem komunikasi pada kanal ABA yang sangat rentan terhadap efek *fading*. Selain itu, skema SIMO sebagai pengembangan dari sistem SISO dapat meningkatkan kapasitas sistem dengan *bandwidth* yang terbatas.

1.6 Orisinalitas dan Kontribusi Penelitian

Orisinalitas atau keterbaruan dalam penelitian ini adalah sebagai berikut:

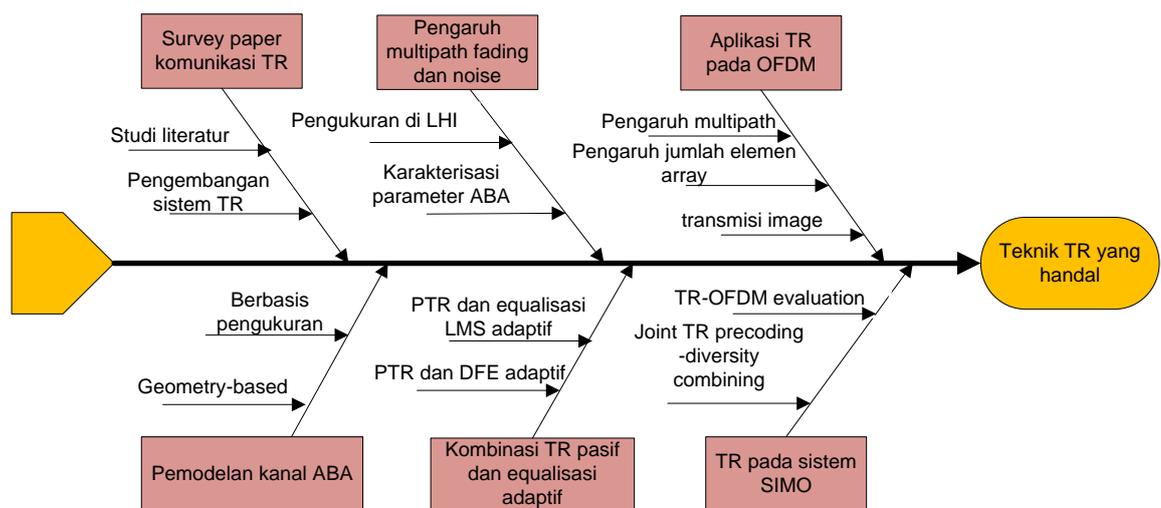
1. Investigasi performansi TR pasif pada lingkungan perairan dangkal dengan karakteristik kanal dan derau lingkungan yang diperoleh dari pengukuran sebuah kolam uji (*towing tank*) LHI yang berdimensi 200 m x 12 m x 6 m.
2. Kombinasi DFE adaptif dan TR pasif untuk meningkatkan performansi TR konvensional pada lingkungan perairan dangkal berbasis pada algoritma LMS yang termodifikasi untuk meningkatkan tingkat konvergensi pada proses equalisasi.
3. Kombinasi TR precoding dan teknik *spatial diversity combining* seperti: MRC dan EGC untuk meningkatkan reliabilitas sistem komunikasi pada lingkungan perairan dangkal (*towing tank*) dengan skenario SIMO.
4. Formula baru BER dari kombinasi sistem TR precoding dan *spatial diversity combining* pada skema SIMO.

Kontribusi yang dihasilkan pada penelitian ini adalah sebagai berikut:

1. Karakterisasi kanal dan derau pada lingkungan perairan dangkal yang direpresentasikan dengan lingkungan sebuah kolam uji (*towing tank*) LHI yang berdimensi 200 m x 12 m x 6 m.
2. Investigasi performansi teknik TR pasif dan DFE adaptif yang diaplikasikan pada lingkungan perairan dangkal dengan skenario SIMO.
3. Implementasi teknik TR pada sistem multicarrier (OFDM) pada lingkungan perairan dangkal.
4. Implementasi gabungan TR precoding dengan teknik *spatial diversity combining* pada lingkungan perairan dangkal.

1.7 Peta Jalan Penelitian

Topik penelitian mengenai komunikasi akustik bawah air (ABA) yang diusulkan merupakan serangkaian kegiatan dari penelitian yang telah dilakukan. Kegiatan penelitian diawali dengan studi literatur mengenai komunikasi bawah laut dan karakteristik kanal ABA. Selanjutnya, pengenalan terhadap permasalahan yang dihadapi dalam sistem komunikasi ABA. Teknik TR dipertimbangkan sebagai salah satu solusi dalam mengatasi permasalahan pada lingkungan lintasan jamak yang terjadi di perairan laut dangkal. Dalam perkembangannya, teknik TR dengan sifat pemfokusan spasial dan temporal yang dikombinasikan dengan metode equalisasi adaptif merupakan metode yang menjanjikan dalam mereduksi ISI akibat fenomena lintasan jamak. Namun, sebelum diaplikasikan suatu sistem komunikasi, maka pengetahuan mengenai kanal harus diperoleh terlebih dahulu. Oleh karena itu, karakterisasi kanal lingkungan dilakukan sebelum diaplikasikan sistem TR dan pengembangannya. Tahap selanjutnya adalah penerapan TR pada kanal ABA yang telah terukur. Teknik TR telah terbukti mampu untuk mereduksi efek lintasan jamak yang timbul. Namun, ISI residual yang timbul dapat mengakibatkan degradasi performansi sistem komunikasi. Untuk itu, kombinasi TR dengan equalisasi adaptif dipertimbangkan sebagai solusi yang terbaik. Dalam penelitian ini, equalisasi adaptif DFE berbasis algoritma LMS digunakan untuk menghilangkan ISI residual.



Gambar 1. 2 Peta Jalan Penelitian Disertasi

Pada penelitian selanjutnya, sistem OFDM digunakan sebagai alternatif dari sistem *single carrier* dan dipertimbangkan sebagai solusi dalam mengatasi permasalahan pada kanal ABA yang kaya akan lintasan jamak dan bersifat dispersif. Sistem multicarrier yang dikombinasikan dengan teknik TR diharapkan mampu untuk diaplikasikan pada kanal dengan *bandwidth* yang terbatas seperti pada kanal bawah air. Dalam perkembangannya, teknik diversitas mampu untuk meningkatkan tingkat kehandalan suatu sistem. Dalam kanal ABA yang kaya akan lintasan jamak dan fading, teknik diversitas dipandang perlu untuk diaplikasikan untuk menghindari hilangnya sinyal informasi akibat *fading*. Pada penelitian selanjutnya, teknik *spatial diversity combining* dikombinasikan dengan teknik TR untuk meningkatkan tingkat reliabilitas sistem komunikasi ABA. Dengan skema SIMO, kombinasi TR dan diversitas spasial juga diharapkan dapat meningkatkan kapasitas kanal dibandingkan skema SISO.

1.8 Sistematika Penulisan Disertasi

Penulisan buku disertasi ini terdiri dari 6 bab, dengan rincian masing-masing bab sebagai berikut:

Bab 1 : Pendahuluan

Di bagian ini peneliti menyajikan ikhtisar topik utama yang dibahas dengan latar belakang, perumusan masalah, tujuan dan manfaat, kontribusi dan originalitas serta *roadmap* penelitian.

Bab 2 : Dasar Teori dan Kajian Pustaka

Bab ini menjelaskan tentang beberapa teori yang mendukung sistem komunikasi TR pasif dan pengembangannya. Secara umum terdapat 10 bagian yang akan dibahas, diantaranya akan membahas mengenai: Komunikasi ABA, Kanal ABA dan parameternya, SSP, Komunikasi TR, Komunikasi koheren, Equalisasi kanal, OFDM, Kombinasi TR dan Equalisasi adaptif serta Teknik diversitas spasial pada kanal ABA .

Bab 3 : Pengukuran dan Karakterisasi Kanal ABA

Bab ini terdiri dari 3 bagian utama yang meliputi: skenario pengukuran parameter kanal ABA, pengukuran derau lingkungan, dan pengukuran respon impuls kanal.

Bab 4 : Aplikasi Equalizer Adaptif Pada Komunikasi Time-reversal Pasif

Bab ini terdiri atas 3 bagian utama yang meliputi: Pemodelan Sistem Komunikasi Time-Reversal Pasif, Aplikasi Equalizer DFE Adaptif pada Sistem Komunikasi Time-reversal Pasif, Simulasi dan Analisa Kinerja Sistem.

Bab 5 : Kombinasi *Time-reversalPrecoding* dan Diversitas Spasial pada Komunikasi Akustik Bawah Air

Bab ini terdiri atas 4 bagian yang meliputi: Pemodelan *TRPrecoding* pada Sistem Komunikasi OFDM, Pemodelan kombinasi sistem *Precoding TR* dan *diversity combining*, *Bit-Error-Rate* Sistem, Simulasi dan analisa sistem.

Bab 6 : Kesimpulan dan Saran

Bab ini adalah bab terakhir yang berisi kesimpulan dan saran.

BAB 2

DASAR TEORI DAN KAJIAN PUSTAKA

2.1 Komunikasi Akustik Bawah Air

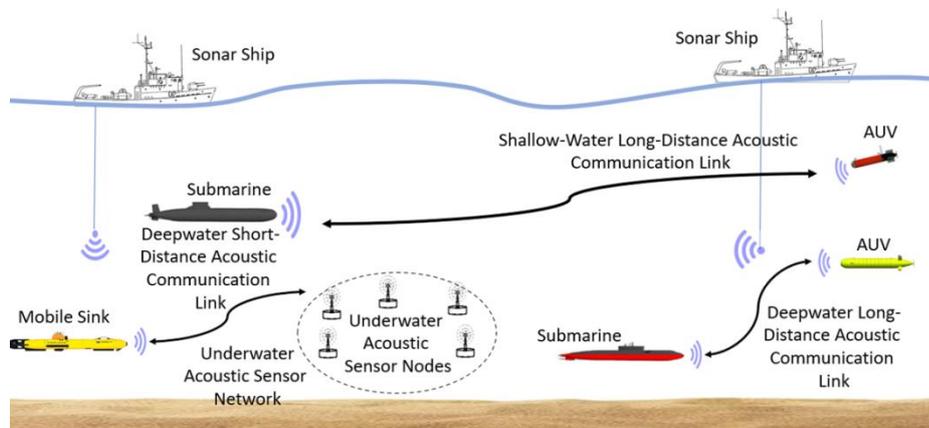
Kebutuhan terhadap komunikasi nirkabel bawah air banyak dijumpai dalam berbagai aplikasi seperti: pengendalian jarak jauh dalam industri minyak lepas pantai, pemantauan polusi dalam sistem lingkungan, pengumpulandata ilmiah yang terekam di bawah laut, stasiun bawah laut, transmispembicaraan antar penyelam, danpemetaan dasar laut untuk mendeteksi objek, serta untuk penemuan sumber daya alam baru. Komunikasi nirkabel bawah air dapat dilakukan dengan mentransmisikan gelombang akustik. Komunikasi akustik bawah air (ABA) adalah bidang penelitian dan rekayasa yang berkembang pesat karena aplikasinya yang dulunya bersifat militer, kini meluas ke bidang komersial. Komunikasi ABA juga memungkinkan pengumpulan data dari instrumen yang berada di bawah air tanpa campur tangan manusia dan pengoperasian kendaraan bawah laut tanpa awak atau otonom tanpa hambatan (*unobstructed operation of unmanned or autonomous underwater vehicles*).

Gelombang akustik memang bukan satu-satunya cara untuk mentransmisikansinyal secara nirkabel di bawah air. Meskipun demikian, gelombang radio yang dapat merambat pada jarak berapapun dalam air laut pada frekuensi ekstra rendah (30Hz-300 Hz) akan membutuhkan antena besar dan kekuatan pancar yang tinggi. Gelombang optik relatif tahan terhadap pelemahan, namunmudah dipengaruhi oleh hamburan, sehingga pentransmision sinyal optik akan membutuhkan tingkat ketelitian yang tinggi dalam penunjukan sinar laser yang sempit. Sementara itu, teknologi laser masih disempurnakan untuk penggunaan praktis. Dengan demikian, gelombang akustik dianggapsebagai solusi tunggal terbaik untuk komunikasi bawah air dalam aplikasi dimana proses *tethering* tidak dapat diterima.

Gagasan mengirim dan menerima informasi di bawah air dapat ditelusuri kembali dari zaman Leonardo Da Vinci yang menemukan kemungkinan untuk mendeteksi kapal yang jauh dengan mendengarkan tabung panjang yang berada di

bawah laut. Dapat dikatakan bahwa komunikasi bawah laut mulai berkembang selama Perang Dunia II untuk keperluan militer. Salah satu sistem komunikasi bawah laut pertama adalah telepon bawah air yang dikembangkan pada 1945 di Amerika Serikat untuk berkomunikasi dengan kapal selam (Quazi & Konrad, 1982). Perangkat ini menggunakan *single sideband* (SSB) yang menekan modulasi amplitudo pembawa direntang frekuensi 8-11 kHz, dan mampu mengirim sinyal akustik pada jarak beberapa kilometer. Namun, tidak sampai pada pengembangan teknologi VLSI, generasi baru sistem komunikasi akustik bawah laut mulai muncul. Dengan adanya *compact DSP* dengan kebutuhan daya yang cukup rendah, memungkinkan untuk pertama kalinya menerapkan pemrosesan sinyal yang kompleks dan algoritma kompresi data pada *link* komunikasi bawah air.

Dalam beberapa tahun terakhir, sistem komunikasi ABA telah mengalami perkembangan yang signifikan (Stojanovic, 1996), dalam hal jangkauan operasional dan *throughput* data. Secara akustik, robot yang dikendalikan telah digunakan untuk menggantikan penyelam dalam melakukan pemeliharaan *platform* yang tertanam (Kaya & Yauchi, 1989), dari transmisi video berkualitas tinggi dari dasar laut terdalam (6500 km) ke permukaan laut dimana kapal berada (Suzuki & Sasaki, 1992), dan telemetri data pada jarak horizontal lebih dari 200 kilometer ditunjukkan (Stojanovic, Catipovic & Proakis, 1995). Ketika sistem komunikasi yang efisien berkembang, ruang lingkup aplikasi mereka terus tumbuh, dan demikian pula persyaratan pada sistem *throughput* dan kinerja. Banyak dari aplikasi yang sedang berkembang, baik komersial dan militer sekarang menggunakan komunikasi *realtime* dengan kapal selam dan kendaraan *AUV* tidak hanya dalam hubungan *point-to-point*, tetapi juga dalam konfigurasi jaringan. Skenario komunikasi yang muncul pada sistem ABA modern yang akan beroperasi adalah jaringan data bawah air yang terdiri node stasioner dan node bergerak. Jaringan ini dibangun untuk menyediakan pertukaran data, seperti: kontrol, telemetri bahkan sinyal video antar node. Node jaringan, baik yang diam maupun bergerak dan terletak pada kendaraan dan robot bawah air akan dilengkapi dengan berbagai sensor, sonar dan kamera video.



Gambar 2. 1 Contoh Sistem Komunikasi ABA

Pengguna jarak jauh akan dapat mengakses jaringan melalui tautan radio ke node pusat berbasis pada stasiun yang ada di permukaan. Komunikasi ABA yang digunakan dalam jaringan sensor bawah laut diilustrasikan pada Gambar 2.1 untuk pengamatan jangka panjang samudera, pengawasan, transfer data, dan lain-lain. Jaringan bawah air diasumsikan bekerja dengan cara sebagai berikut: terdapat beberapa node independen yang bekerja terletak berjauhan satu sama lain; data yang dikumpulkan oleh sensor pada node yang berbeda dikirimkan melalui komunikasi bawah air ke node *gateway* yang meneruskan data ke user remote dengan komunikasi radio. Pada jaringan ini, komunikasi akustik yang handal antara dua node merupakan permasalahan pokok, sedangkan kecepatan data antara dua node merupakan faktor utama yang membatasi *throughput* jaringan. Pada kanal bawah air, kondisi lingkungan yang mempengaruhi propagasi akustik merupakan tantangan tersendiri.

2.2 Kanal Akustik Bawah Air

Komunikasi dengan kecepatan tinggi pada kanal ABA merupakan sebuah tantangan karena keterbatasan *bandwidth*, lintasan jamak, sifat refraktif medium, *fading*, variasi waktu yang cepat, dan pergeseran Doppler yang cukup besar. Teknik komunikasi yang awalnya dibangun untuk saluran kabel dan nirkabel terrestrial memerlukan modifikasi yang signifikan untuk disesuaikan dengan kanal ABA

(Chitre, dkk., 2008). Karakteristik komunikasi bawah air sangat berbeda dengan komunikasi terestrial. Kecepatan suara komunikasi bawah air relatif kecil jika dibandingkan dengan kecepatan suara di udara, yaitu berkisar antara 1440 m/det sampai 1550 m/det dan perubahannya sangat kecil (Finn B., dkk., 2011). Penyebaran *delay* lebih dari puluhan milidetik menghasilkan distorsi sinyal *frequency-selective*, sementara gerakan gelombang menciptakan efek Doppler yang ekstrim.

2.2.1 Pelemahan dan Derau

Sifat yang berbeda dari kanal akustik adalah kenyataan dimana rugi-rugi lintasan tergantung pada frekuensi sinyal. Ketergantungan ini merupakan konsekuensi penyerapan yaitu, transfer energi akustik menjadi panas. Selain hilangnya energy karena penyerapan, sinyal mengalami rugi-rugi penyebaran yang meningkat dengan jarak. Rugi-rugi lintasan keseluruhan diberikan oleh persamaan (Stojanovic, 2009):

$$A(l, f) = \left(\frac{l}{l_r}\right)^k a(f)^{l-l_r} \quad (2.1)$$

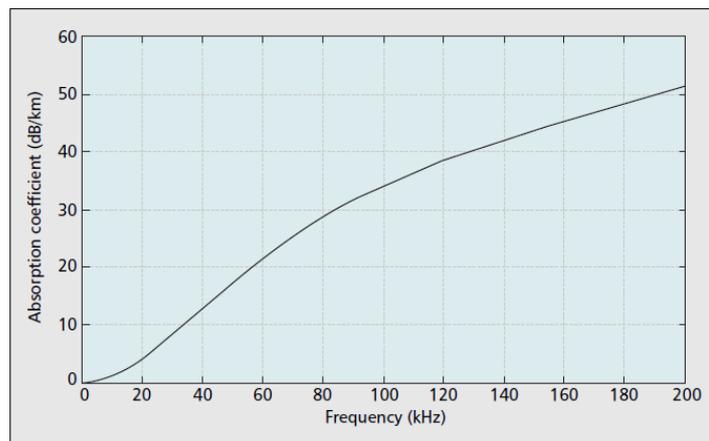
dimana f adalah frekuensi sinyal dan l adalah jarak transmisi, yang diambil dengan mengacu pada beberapa l_r . Eksponen rugi-rugi lintasan k memodelkan rugi-rugi penyebaran, dan biasanya nilainya berada antara 1 dan 2 (masing-masing untuk penyebaran silindris dan bola). Koefisien penyerapan $a(f)$ dapat diperoleh dengan menggunakan formula empirik (Berkhovskikh & Lysanov, 1982). Gambar 2.2 mengilustrasikan kenaikan koefisien penyerapan yang cepat terhadap frekuensi. Derau pada kanal akustik terdiri dari derau lingkungan dan derau spesifik lokasi. Derau lingkungan selalu ditemui pada latar belakang laut dalam yang sepi. Sebaliknya, derau spesifik lokasi hanya terdapat pada tempat-tempat tertentu, misalnya keretakan es pada daerah kutub yang menciptakan derau akustik. Derau lingkungan kemungkinan berasal dari sumber seperti: turbulensi, gelombang pecah, hujan, dan pelayaran jarak jauh. Meskipun derau ini sering diperkirakan sebagai

Gaussian, namun tidak selalu putih. Tidak seperti derau lingkungan, derau spesifik lokasi biasanya berisi komponen non Gaussian (Stojanovic, dkk., 2009).

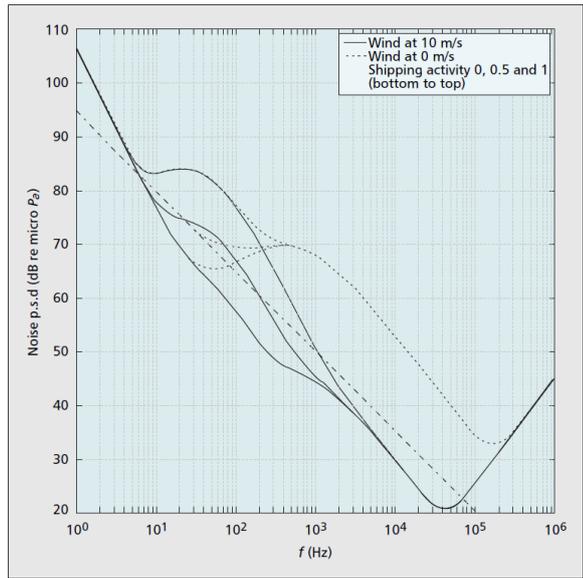
Gambar 2.3 menunjukkan *power spectral density* (PSD) derau lingkungan untuk beberapa nilai kecepatan angin (angin menggerakkan gelombang permukaan) dan beberapa level aktivitas *shipping* jarak jauh (yang dimodelkan pada skala 0 sampai 1). PSD derau lingkungan meluruh pada level sekitar 18 dB/dekade seperti yang ditunjukkan pada garis lurus putus-putus. Pelemahan mengalami kenaikan seiring dengan kenaikan frekuensi dan derau dimana spektrumnya menurun terhadap frekuensi berpengaruh pada *signal-to-noise-ratio* (SNR) yang bervariasi pada *bandwidth* sinyal. Jika didefinisikan sebuah frekuensi pita sempit dengan lebar Δf sekitar beberapa frekuensi f , maka SNR pada pita tersebut dapat diekspresikan sebagai berikut:

$$\text{SNR}(l, f) = S_l(f)/A(l, f)N(f) \quad (2.2)$$

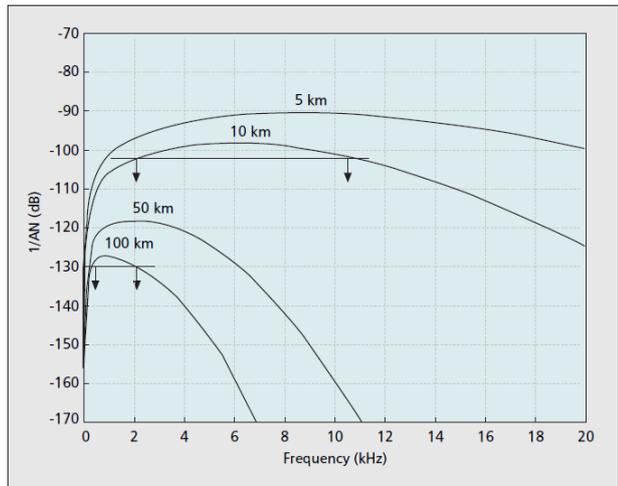
Dimana $S_l(f)$ adalah PSD sinyal yang ditransmisikan. Untuk jarak yang diberikan, SNR pita sempit merupakan fungsi frekuensi seperti pada Gambar 2.4. Pada gambar tersebut direpresentasikan bahwa SNR tergantung pada frekuensi dan jarak dengan faktor $\text{SNR} \propto 1/A(l, f)N(f)$, sehingga dapat dikatakan bahwa bandwidth akustik tergantung pada jarak transmisi.



Gambar 2. 2 Koefisien Penyerapan (Stojanovic, 2009)



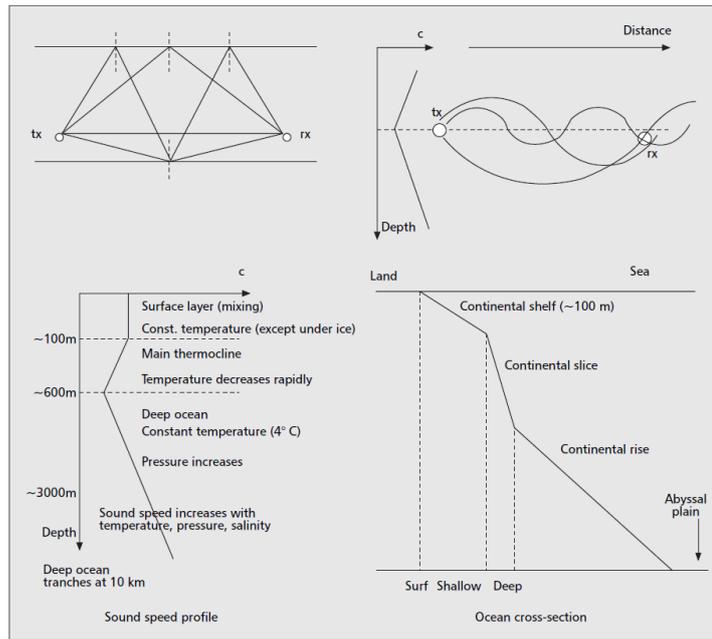
Gambar 2. 3 PSD Derau Lingkungan (Stojanovic, 2009)



Gambar 2. 4 SNR pada Kanal Akustik (Stojanovic, 2009)

2.2.2 Lintasan Jamak

Lintasan jamak yang terjadi di laut disebabkan oleh dua efek: pantulan suara pada permukaan, dasar laut, dan benda apapun, serta refraksi suara dalam air. Refraksi suara merupakan konsekuensi dari variabilitas spasial kecepatan suara. Kecepatan suara tergantung pada suhu, salinitas, dan tekanan, yang bervariasi dengan kedalaman dan lokasinya (Stojanovic, 2009); dan suara cenderung menuju ke arah kecepatan propagasi yang lebih rendah sesuai dengan hukum Snell.



Gambar 2. 5 Formasi Multipath pada Perairan (Stojanovic, 2009)

Respon impuls kanal akustik dipengaruhi oleh geometri kanal serta sifat refleksi dan refraksinya yang menentukan jumlah lintasan propagasi, serta kekuatan dan *delay*. Hal ini seperti terlihat pada Gambar 2.5. Sebenarnya terdapat banyak sekali sinyal *echo*, namun telah mengalami banyak pantulan dan kehilangan banyak energi, hanya meninggalkan sejumlah lintasan yang signifikan. Untuk mendapatkan pemodelan kanal secara perspektif, misalkan ditunjukkan dengan l_p yang merupakan panjang propagasi lintasan ke- p , dengan $p=0$ sesuai kedatangan yang pertama pada perairan dangkal, dimana kecepatan suara dapat dinotasikan sebagai konstanta c , maka panjang lintasan dapat dihitung menggunakan geometri bidang, dan delay lintasan dapat diperoleh sebagai $\tau_p = l_p/c$. Koefisien pantulan permukaan sama dengan -1 dibawah kondisi ideal, sedangkan koefisien refleksi dasar laut tergantung pada tipe dasar laut (kasar, halus) dan *grazing angle*. Jika Γ_p merupakan koefisien pantulan kumulatif sepanjang lintasan propagasi, dan $A(l_p, f)$ merupakan rugi-rugi propagasi terkait dengan lintasan, maka:

$$H_p(f) = \frac{\Gamma_p}{\sqrt{A(l_p, f)}} \quad (2.3)$$

menunjukkan respon frekuensi lintasan ke- p , sehingga masing-masing lintasan kanal akustik berlaku sebagai *low-pass filter* yang berkontribusi terhadap keseluruhan respon impuls.

$$h(t) = \sum_p \alpha_p h_p(t - \tau_p) \quad (2.4)$$

dimana α_p merupakan amplitudo komponen lintasan jamak ke- p dan $h_p(t)$ adalah transformasi Fourier invers dari $H_p(f)$.

2.2.3 Variabilitas Waktu

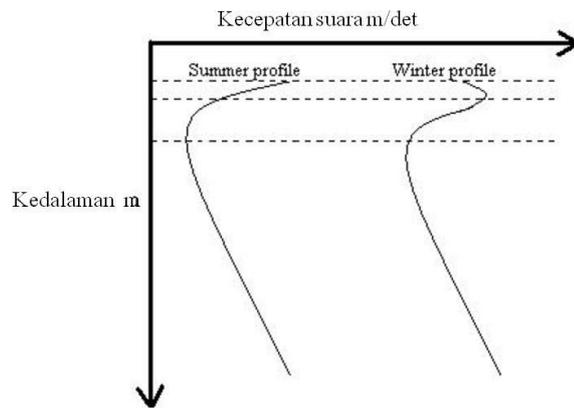
Terdapat dua sumber variabilitas waktu kanal: perubahan yang melekat pada medium propagasi dan perubahan yang terjadi karena pergerakan pemancar dan/atau penerima. Perubahan yang terjadi berkisar dari yang terjadi dalam skala waktu yang sangat panjang dan tidak berpengaruh seketika terhadap level sinyal komunikasi (misal perubahan temperatur bulanan) sampai yang terjadi pada skala waktu pendek dan berpengaruh pada sinyal. Faktor perubahan yang terjadi dalam waktu pendek yang menonjol adalah gelombang permukaan yang secara efektif menyebabkan pergeseran titik pantul, berdampak pada penyebaran sinyal, dan Doppler karena perubahan panjang lintasan.

2.3 Sound Speed Profile (SSP)

Kecepatan suara di laut sangat bergantung pada kondisi sekitar terutama suhu air, salinitas dan tekanan atau kedalaman air di sekitarnya. Formula sederhana yang cukup akurat telah dikembangkan (Hovem, 2010).

$$c = 1448.6 + 4.618T - 0.0523T^2 - 1.25(S - 35) + 0.017D \quad (2.5)$$

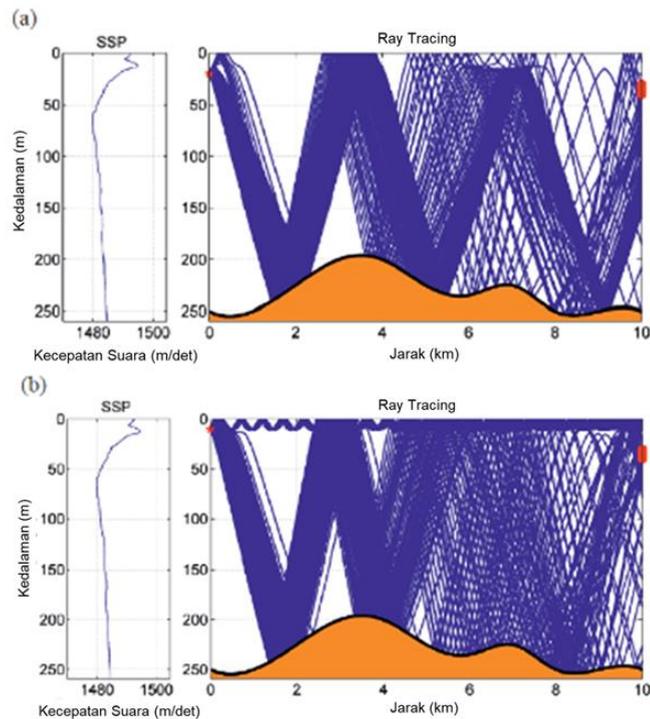
dimana c adalah kecepatan suara, T adalah temperatur, dan S adalah salinitas, sedangkan D adalah kedalaman dalam meter. Lapisan atas dekat permukaan dipengaruhi oleh perubahan suhu harian atau musiman.



Gambar 2. 6 SSP pada Musim Panas dan Musim Dingin

Perubahan ini disebabkan oleh pemanasan dan pendinginan, dan sebagai hasilnya gelombang laut yang bercampur dengan massa air. Lapisan berikutnya kurang dipengaruhi oleh kondisi permukaan. Pada lapisan tersebut suhu menurun dengan kedalaman, dan akibatnya kecepatan suara menurun. Pada perairan dalam, seperti ditunjukkan pada lapisan bawah pada Gambar 2.6, kecepatan suara akan meningkat meski suhunya tetap mendekati konstan. Peningkatan kecepatan suara ini disebabkan oleh tekanan yang semakin meningkat pada kedalaman yang lebih tinggi. Lapisan ini akan muncul pada kedalaman yang berbeda tergantung lokasi. Di perairan selatan kedalaman ini akan berada di sekitar 1000 m, sedangkan di perairan utara akan lebih dalam. Konsekuensi dari kecepatan suara yang tergantung pada kedalaman ini adalah suara akan mengikuti jalur yang melengkung, bukan jalur langsung. Hal ini berdampak pada perambatan gelombang akustik dalam banyak hal. Salah satu efek dari jalur melengkung ini adalah bahwa dapat diciptakan zona bayangan akustik dimana suara sedikit atau tidak ada yang bisa langsung diperoleh dari sumbernya.

Secara fisik, propagasi akustik di kolom air terutama diatur oleh profil kecepatan suara (SSP) di sepanjang jalur propagasi (Hovem, 2010). Gambar 2.7 menggambarkan propagasi energi akustik dari sumber titik pada kedalaman yang berbeda pada rentang 10 km. Untuk mempermudah, transmisi ke dasar laut diabaikan untuk ilustrasi. Seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.7 (a), lebih sedikit energi akustik yang diterima jika elemen penerima dikerahkan dekat dengan permukaan.



Gambar 2. 7 Ray Tracing pada Kedalaman Sumber: (a) 20 m (b) 10 m

Jika kedalaman sumber berubah dari 20 m ke 10 m, Gambar 2.7 (b) menunjukkan bahwa lebih banyak energi akustik diterima jika elemen penerima dikerahkan dekat dengan permukaan. Pada jarak 2 km ke sumber, ada zona bayangan dalam kedua kasus. Selain masalah geometri dari pemancar dan penerima, saluran akustik adalah bersifat *time varying*. Selama skala waktu lama saluran ABA berubah terhadap waktu, misalnya pada skala bulan. Sedangkan pada skala waktu kecil, saluran ABA bervariasi cepat terhadap waktu karena gerakan permukaan yang disebabkan oleh angin, turbulensi, arus bawah permukaan, dll, dan ini terutama berlaku untuk frekuensi tinggi, yang khas untuk ABA telemetri (Kilfoyle dkk, 2000). Dalam skenario ketika kendaraan bawah air bergerak dalam komunikasi ABA, seperti yang ditunjukkan oleh distribusi sinar akustik pada simulasi Gambar 2.7, respon saluran menjadi lebih bervariasi terhadap waktu (*time-variant*) karena propagasi akustik. Gerak pemancar atau penerima berkontribusi juga terhadap perubahan respons kanal. Hal ini terjadi melalui efek Doppler, yang menyebabkan pergeseran frekuensi serta penyebaran frekuensi tambahan. Besarnya efek Doppler sebanding

dengan rasio $a = v/c$ dari kecepatan pemancar-penerima relatif terhadap kecepatan suara. Karena kecepatan suara sangat rendah dibandingkan dengan kecepatan gelombang elektromagnetik, distorsi Doppler yang diinduksi oleh gerak sinyal akustik bisa sangat ekstrim. Pengaruh diversitas spasial di bidang akustik dapat diamati pada Gambar 2.7, dimana distribusi sinar akustik mengalami perubahan terhadap kedalaman di lokasi *array* penerima. Diversitas spasial dapat dimanfaatkan dengan menggunakan beberapa hidrofons yang didistribusikan dalam ruangan, misalnya sebuah penerima *array* yang vertikal. Jika dibandingkan dengan skenario hidrofons penerima tunggal, probabilitas *deep fading* disebabkan oleh respons saluran waktu yang bervariasi dapat dikurangi dengan memanfaatkan diversitas spasial (Proakis, 2001), karena kemungkinan kecil bahwa semua hidrofons dari *array* penerima berada di *deep fading* di waktu yang sama.

2.4 Komunikasi *Time-Reversal* (TR)

Time-Reversal merupakan proses mentransmisikan sinyal yang diterima pada *array* dengan urutan waktu yang dibalik, sedangkan *array* disebut sebagai cermin pembalikan waktu (*time-reversal mirror*). Karena timbal balik spasial dan invariansi TR dari persamaan gelombang akustik linear, terdapat sinyal yang ditransmisikan kembali ke posisi dimana sinyal asli dihasilkan (sering disebut sebagai *probe source*). Karena TR sesuai dengan konjugasi fase dalam domain frekuensi, TR dan konjugasi fase digunakan secara bergantian. Bahasan yang sangat bagus tentang TRM dapat ditemukan di (Fink, M., 1997) dan (Fink, M., 1999).

Dengan kondisi propagasi suara yang stabil, hubungan timbal balik pemancar penerima dan invariabilitas TR merupakan solusi terhadap hasil persamaan pada fokalisasi TR medan suara. Dengan kata lain, dengan menggunakan pemancar penerima yang terletak satu lokasi dengan *array* transduser, kedatangan yang pertama akan dikirim balik sebagai yang terakhir, sedangkan kedatangan terakhir akan dikirim balik sebagai yang pertama. Kemudian sinyal yang dikirim lagi akan difokuskan secara spasial pada posisi sumber dan secara temporal dikompres ke bentuk aslinya. Dengan menggunakan kanal sendiri untuk pemfilteran balik sebagai pemodelan akustik bawah laut, TR bekerja mirip dengan

metode pemodelan berbasis pemrosesan sinyal untuk mengatasi penurunan performansi yang disebabkan ketidaksesuaian model, dan memberikan kehandalan yang lebih baik. Proses TR keseluruhan dapat didiskripsikan sebagai berikut. Sebuah sinyal yang diketahui $s(t)$ ditransmisikan dari sumber dan diterima oleh elemen *TR array* (TRA) dengan N transduser. Sinyal pada elemen ke- j dapat diekspresikan sebagai: $r_j(t) = s(t)*h_j(t)$ dimana $h_j(t)$ adalah respon impuls kanal antara sumber dan elemen ke- j , dan $*$ menunjukkan konvolusi. Semua sinyal yang diterima setiap elemen individu dibalik waktunya (*time reversed*) yang menghasilkan $r_j(-t)$ dan dikirimkan kembali. Sinyal diterima pada lokasi sumber $s_{ps}(t)$ dapat ditulis kembali seperti pada (Song dkk,2006).

$$\begin{aligned} s_{ps} &= s(-t) * \left[\sum_{j=1}^N h_j(t) * h_j(-t) \right] \\ &= s(-t) * q(t) \end{aligned} \quad (2.6)$$

$q(t)$ merupakan penjumlahan fungsi autokorelasi respon kanal individu. Pada kondisi ideal, $q(t)$ mempunyai bentuk yang mendekati sebuah fungsi impuls satuan yang mengarah ke fokalisasi dan kompresi seperti terlihat pada persamaan (2.6). Kinerja TR tergantung pada: struktur lintasan jamak, jumlah elemen *Time-reversal Array* (TRA) dan distribusi spasial TRA (Song dkk, 2006). Proses TR dapat diimplementasikan kedalam 2 cara, yaitu: TR aktif dan TR pasif. Kedua cara tersebut dapat dijelaskan sebagai berikut:

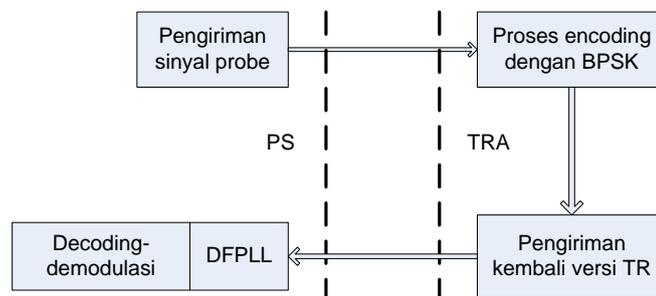
2.4.1 Komunikasi *Time-Reversal* Aktif

Pada komunikasi TR aktif, sinyal probe ditransmisikan dari sumber (*probe source*) ke TRA (*time-reversal array*) dengan jarak tertentu. Komunikasi data dapat diperoleh dengan memodulasi sinyal yang dibalik waktunya sebelum dikirimkan balik. Pertama, *probe source* (dianggap sebagai *user*) mentransmisikan sinyal yang diterima oleh TRA. Kemudian pesan di-*encode* oleh sinyal yang diterima pada setiap kanal dengan menggunakan metode modulasi (sebagai contoh BPSK), dan kemudian dikirimkan kembali setelah dibalik waktunya. Terakhir,

dikompres secara temporal dan deretan data terfokus secara spasial dan diobservasi pada lokasi sumber (PS).

Jika terdapat *multi-user* (pada lokasi yang berbeda) dan masing-masing user mengirim pulsa probe ke TRA secara individu, maka respon kanal secara individu akan diterima pada TRA. Informasi yang berbeda kemudian di-*encode* dengan respon kanal masing-masing user, dan kemudian deretan data termodulasi masing-masing user dijumlahkan pada tiap elemen TRA dan dibalik urutan waktunya sebelum dikirim balik secara simultan. Sinyal untuk setiap user akan difokuskan pada lokasi probenya. Sebagai hasilnya, multi-user menerima informasinya pada waktu yang hampir bersamaan. Gambar 2.8 menggambarkan contoh sebuah proses komunikasi time-reversal aktif dimana *Decision Feedback Phase Lock Loop* (DFPLL) digunakan untuk mengestimasi fase carrier (Proakis, 2001).

Implementasi TR aktif dapat diketahui dari beberapa penelitian berikut ini. Pada tahun 2005 Edelmann (Edelmann dkk., 2005) dan timnya melakukan eksperimen pada tahun 2000 di perairan sekitar pulau Elba, Italia. Pada eksperimen tersebut Edelmann menggabungkan teknik TR aktif dengan equalizer DFE berbasis algoritma RLS untuk menurunkan scatter pada bidang I/Q. Hasil penelitiannya menunjukkan bahwa proses TR yang mengkombinasikan kembali lintasan jamak temporal dapat mengurangi kesalahan bit dalam komunikasi. Namun sayangnya, performansi TR ini terlihat dibatasi oleh *self-generated ISI*.

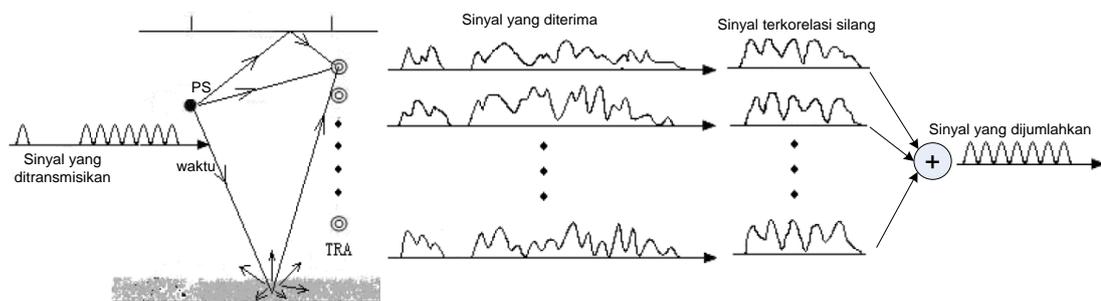


Gambar 2. 8 Proses Komunikasi Time-reversal Aktif

Penelitian (Song, dkk., 2006a) mengkombinasikan teknik TR aktif dengan equalisasi kanal adaptif untuk meningkatkan kinerja komunikasi TR tanpa mengurangi *data rate*. Dalam penelitian ini, *phase tracking* digunakan di ujung penerima optimal sebelum equalizer. Kelebihan dari kombinasi ini adalah jumlah tap yang diperlukan equalizer jauh lebih kecil jika dibandingkan dengan equalizer yang berdiri sendiri tanpa TR, sehingga menghasilkan kompleksitas komputasi yang lebih rendah pada equalizer sendiri. Pada tahun yang sama, Song dan timnya melakukan eksperimen TR aktif pada komunikasi MIMO pada frekuensi 3,5 kHz dengan bandwidth 1 kHz. Skema modulasi yang digunakan adalah: BPSK, QPSK, dan 8-QAM. Hasil eksperimen menunjukkan proses TR dua arah setara dengan *self-equalization* yang secara signifikan dapat mengurangi ISI yang melekat pada lingkungan lintasan jamak (Song, dkk., 2006b).

2.4.2 Komunikasi Time-Reversal Pasif

Algoritma komunikasi TR pasif seperti ditunjukkan pada Gambar 2.9. Pada sisi pemancar, sinyal yang ditransmisikan terdiri dari: sinyal probe, *guard time*, dan deretan informasi. Di sisi penerima, sinyal diterima oleh masing-masing elemen TRA, kemudian dilakukan pemrosesan sinyal secara time-reversal. Pada setiap elemen, pulsa probe dikorelasikan silang dengan deretan data informasi terlebih dahulu. Jika sinyal probe merupakan simbol data, maka proses korelasi silang menjadi sebuah *matched filter* temporal yang ideal. Dari sudut pandang ini, sebuah *matched filter* ideal jika dikombinasikan dengan diversitas spasial, proses TR pasif dapat mengkompres dan mengkompensasi distorsi temporal dan spasial serta ekspansi yang terjadi pada kanal.



Gambar 2.9 Proses Transmisi Time-Reversal Pasif

Perbedaan dengan TR aktif, bahwa TR pasif tidak melakukan propagasi balik dari TRM ke PS seperti ditunjukkan pada Gambar 2.9, yang dapat dilakukan secara numerik tanpa transmisi ulang aktual menggunakan respon impuls kanal yang diketahui atau diestimasi di TRM. Komunikasi satu arah ini disebut sebagai TR pasif atau konjugasi fase sebagai kebalikan dari komunikasi TR aktif dua arah yang sebenarnya. Selain itu, kinerja teoretis dari kedua pendekatan tersebut terbukti identik (Stojanovic, 2005). Dengan kata lain, TR pasif ekuivalen dengan TR aktif dengan *link* komunikasi yang berlawanan arah. TR pasif ini diusulkan pertama kali oleh Dowling (Dowling, 1994) dimana *array* yang diperlukan hanya sebagai penerima. Metode ini berguna untuk kompresi pulsa dan komunikasi akustik. Komunikasi TR pasif juga telah ditunjukkan oleh (Rouseff dkk., 2001) dengan menggunakan 14 elemen *Vertical Receiver Array* (VRA) di perairan dangkal pada frekuensi 5-20 kHz. Diversitas spasial diperoleh dengan adanya *array* yang menghasilkan gambaran struktur lintasan jamak secara lengkap dan mengeliminasi pemrosesan yang rumit pada penerima. Pada penelitian (Silva, 2000) komunikasi TR akustik digunakan untuk mengurangi gangguan ISI dalam komunikasi koheren bawah air.

Dalam penelitiannya, Silva memperkenalkan *Time-Reversal Mirror* (TRM) virtual yang diimplementasikan secara elektronik pada *array* penerima dan mensimulasikan jenis pemrosesan yang dilakukan oleh TRM aktual selama tahap propagasi resiprokal. Sinyal probe dikirim sebelum blok data yang berisi pulsa pensinyalan PAM tunggal. Sinyal probe terdistorsi diterima pada *sensor array* dan kemudian dibalik waktunya (*time-reversed*) dan digunakan sebagai filter data blok terkait yang kemudian ditambahkan untuk menghasilkan kembali sinyal PAM yang mengandung ISI ringan. Proses dekoding dalam kondisi ini tidak memerlukan algoritma equalisasi yang kompleks.

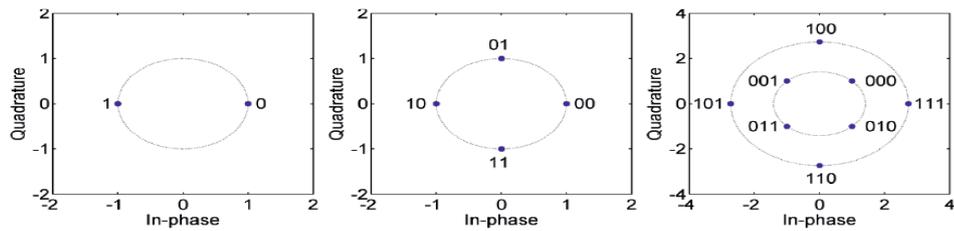
Transmisi sinyal probe tunggal juga diperlukan untuk pencerminan agar fokus kembali pada posisi sumber. Oleh karena itu, skema TRM virtual yang diusulkan tidak selalu menyiratkan hilangnya efisiensi dalam penggunaan kanal. Selanjutnya penelitian (Yin, dkk., 2015) mengangkat isu yang sama dengan penelitian Silva dkk, yaitu aplikasi Virtual Time-reversal (VTR) pada sistem

komunikasi multicarrier OFDM. VTR merupakan langkah untuk mengatasi kelemahan dari PTR dimana performansinya dibatasi oleh *self-generated ISI* yang dihasilkan oleh sinyal probe. Dalam penelitiannya, Yin mengestimasi CIR secara time-reversal dan mengkonvolusikannya dengan paket yang diterima untuk mereduksi interferensi yang disebabkan oleh sinyal probe. Metode estimasi kanal *Matching Pursuit* (MP) dan basis pursuit de-noising (BPDN) digunakan untuk mengestimasi respon kanal dengan probe. Hasil eksperimen menunjukkan bahwa performansi BPDN sedikit lebih unggul jika dibandingkan dengan MP khususnya pada SNR yang rendah, sedangkan metode VTR yang diusulkan memiliki performansi yang lebih baik dibanding PTR dengan syarat estimasi kanal yang dilakukan harus sangat akurat.

2.5 Komunikasi Koheren

Kecepatan data selalu meningkat dengan kenaikan laju simbol dengan kebutuhan *bandwidth* yang lebih besar. Hal ini terutama berlaku untuk komunikasi yang non koheren yang biasanya menggunakan MFSK (Scussel dkk.,1997). Dengan daya transmisi yang konstan, SNR yang diterima menjadi setengah untuk dua kali lipat *bandwidth* karena daya noise meningkat pada pita transmisi sehingga tingkat keandalan komunikasi menurun. Selain itu, terdapat batasan *bandwidth* dari transduser dan saluran, sehingga skema koheren dengan efisiensi spektral sering digunakan dalam komunikasi ABAberkecepatan tinggi.

Dalam komunikasi yang koheren, fase bentuk gelombang sinyal digunakan dalam modulasi, misalnya modulator digital memetakan urutan simbol informasi ke dalam satu set bentuk gelombang sinyal yang sesuai, yang berbeda dalam fase atau kedua fase maupun amplitudo. Skema yang koheren dapat berupa: *binary-phase-shift-keying* (BPSK), *quadrature-phase-shift-keying* (QPSK), *8-phase shift keying*(8-PSK), *quadrature-amplitude-modulation* (QAM), dan sebagainya. Gambar 2.10 menunjukkan diagram ruang dari tiga sinyal termodulasi. Pada laju simbol konstan, laju data dinaikkan dengan menggunakan modulasi orde tinggi (konstelasi simbol lebih besar) karena jumlah bit per simbol meningkat.



Gambar 2. 10. Diagram Konstelasi (a)BPSK (b)QPSK (c) 8-QAM

Misalnya, dalam interval simbol T, data rate R adalah 1/T bit per detik (bps) jika BPSK digunakan, dan R menjadi 3/T bps ketika 8-QAM digunakan. Ini berarti bahwa orde modulasi berpengaruh pada efisiensi spektral.

Dalam modulasi koheren, fase bentuk gelombang yang diterima berisi informasi yang dikirimkan. Terdapat beberapa faktor yang dapat menyebabkan kesalahan saat pemulihan informasi fase. Faktor-faktor tersebut dapat berupa:

1. Simbol berurutan saling tumpang tindih yang disebabkan oleh ISI dan informasi fase terdistorsi
2. Terdapat pergeseran frekuensi pembawa yang disebabkan oleh efek Doppler, dan pergeseran frekuensi yang berefek pada rotasi fase
3. Pada penerimaan SNR rendah, konstelasi simbol yang diterima menyebar dalam ruang sinyal

Dalam saluran ABA, meskipun SNR yang diterima secara ideal mencukupi, namun komunikasi koheren kecepatan tinggi sensitif terhadap ISI yang buruk dan pergeseran frekuensi, maka sebuah equaliser kanal diperlukan untuk membalikkan CIR serta mengkompensasi pergeseran frekuensi.

2.6 Ekualisasi Kanal

Sebuah kanallintasan jamak dapat dimodelkan sebagai filter respon impuls finite dengan multi tap dan equalisasi kanal sebagian besar diimplementasikan pada pemrosesan sinyal digital baseband. Pada bentuk diskrit, persamaan sinyal yang diterima pada penerima ke-k dapat ditulis sebagai berikut:

$$V_k^n = \sum_{l=0}^{L-1} H_k^l I_{n-l} + W_k^n \tag{2.7}$$

dimana H_k^l menunjukkan tap ke- l dari H_k vektor CIR yang mempunyai sejumlah L tap dan I_n menunjukkan simbol ke- n dari I yang memiliki N symbol, sedangkan W_k^n merupakan derau bandwidth terbatas pada penerima ke- k . Pada kanal lintasan jamak, jika $L \neq I$ kesalahan terjadi karena ISI meskipun pada kanal tidak terdapat derau, sehingga ekualisasi kanal tetap diperlukan untuk mengeliminasi ISI.

2.6.1 Equalisasi Linier

Pada penelitian ini, kriteria *mean square error* (MSE) diaplikasikan pada equalizer berikutnya. Dengan mempertimbangkan 1 hidrofon penerima yang dinotasikan sebagai kanal penerima ke- k seperti dinyatakan pada persamaan (2.8) mengestimasi \hat{I}_k^n dari equalizer linier (LE) yang dapat diekspresikan sebagai berikut:

$$\hat{I}_k^n = \sum_{j=-\infty}^{\infty} c_k^j V_k^{n-j} \quad (2.8)$$

dimana $\{c_k^j\}$ adalah himpunan koefisien tap dari sebuah filter linier. Untuk mendapatkan estimasi \hat{I}_k^n , maka filter harus membalik CIR H_k . Jika respon ekualizer sama dengan invers dari H_k , maka hal ini dapat dikatakan sebagai filter *zero forcing*. Gambar 2.11 menunjukkan diagram blok LE dengan menggunakan kriteria *minimum mean square error* (MMSE). Jika $W_k(z) = 0$ atau *noiseless*, maka ISI dapat dieliminasi dengan meminimumkan MSE, yaitu dengan menjadikan $C(z)$ sama dengan invers CIR. Meskipun H_k memiliki panjang yang terbatas, kebalikan dari H_k memiliki panjang tak terbatas. Ini berarti jumlah tap dari LE $\{c_k^j\}$ harus tak terbatas. Notasi $H_k(z)$ menunjukkan transformasi z dari impuls respon kanal H_k , sedangkan $W_k(z)$ menunjukkan transformasi z dari derau W_n^k , dan notasi $z = e^{j\omega t}$. Pada kenyataannya, terdapat dua keterbatasan. Pertama, tidak ada filter yang tak terbatas, dan equalizer linier memiliki jumlah tap terbatas. Kedua, terdapat sisa ISI dan derau aditif pada output, karena pada umumnya terdapat derau pada lingkungan perairan ($W_k(z) \neq 0$).

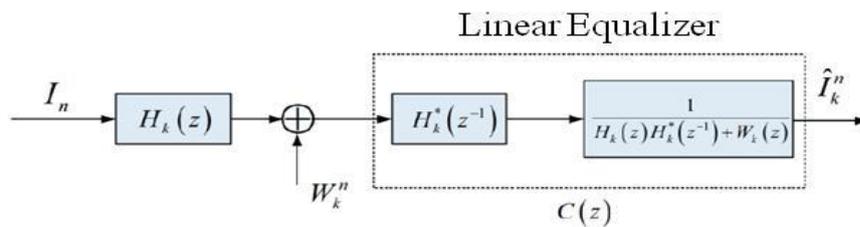
Frequency-selective fading merupakan fenomena yang terjadi pada kanal ABA yang disebabkan oleh adanya lintasan jamak, dimana spektrum sinyal yang diterima mempunyai komponen magnitudo besar dan kecil. Ketika sebuah equalizer linier berusaha untuk membalikkan respon kanal, maka akan terdapat masalah derau yang berlebihan. Pada proses pembalikan seperti pada Gambar 2.11, derau $W_k(z)$ pada komponen frekuensi magnitudo yang kecil akan sangat diperkuat. Bahkan, $H_k(z)$ mungkin memiliki nulls spektral yang tidak dapat dibalik sama sekali. Akibatnya, kesalahan cenderung terjadi dalam prakteknya. Solusi alternatifnya adalah dengan menggunakan equalizer non linier.

2.6.2 Decision Feedback Equalizer (DFE)

Sebuah equalizer non linier DFE mempunyai bentuk umum:

$$\hat{I}_k^n = \sum_{j=-N_{ff}+1}^0 a_k^j V_k^{n-j} + \sum_{j=1}^{N_{fb}} b_k^j \hat{I}_k^{n-j} \quad (2.9)$$

dimana $a_k = \{a_k^0, \dots, a_k^{N_{ff}-1}\}^*$ dan $b_k = \{b_k^1, \dots, b_k^{N_{fb}}\}^*$ merupakan vektor koefisien tap untuk filter *feedforward* dan *feedback* dengan panjang masing-masing N_{ff} dan N_{fb} . \hat{I}_k^{n-j} menunjukkan simbol hasil keputusan terbaik yang mendekati simbol terestimasi \hat{I}_k^{n-j} , blok diagram DFE dapat diketahui dari Gambar 2.12. Jika dibandingkan dengan blok diagram LE pada Gambar 2.12 terdapat loop umpan balik dimana filter $B_k(z)$ menggunakan \hat{I}_k^n sebagai input sehingga DFE menjadi nonlinear. W_n^k menunjukkan noise aditif, $A_k(z)$ dan $B_k(z)$ menunjukkan transformasi z dari koefisien tap a_k dan b_k . Nilai b_k ditentukan secara unik oleh CIR dan nilai $N_{fb} = L-1$ mutlak diperlukan.



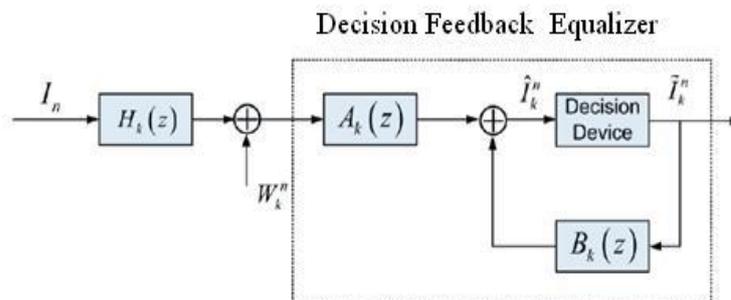
Gambar 2. 11. Diagram Blok LE Menggunakan Kriteria MMSE

Yang dalam penelitiannya (Yang, 2015) secara detail telah membahas bahwa DFE diperlukan oleh CIR kanal fisik. Meskipun N_{ff} independen terhadap CIR, a_k dan b_k saling terkait. Dengan asumsi bahwa simbol sebelumnya terdeteksi dengan benar pada filter umpan balik, maka koefisien tap diperoleh dengan meminimumkan keluaran MSE.

$$J_{\text{mse}}(a_k, b_k) = E \left(|I_n - \hat{I}_k^n|^2 \right) \quad (2.10)$$

Perhitungan a_k dan b_k mengasumsikan bahwa CIR telah diketahui. Namun, CIR biasanya tidak diketahui pada komunikasi nyata dan bersifat berubah-ubah terhadap waktu (*time-varying channel*). Sebagai contoh, sebuah kanal ABA tidak statis disebabkan perubahan lingkungan.

Pada kenyataannya koefisien a_k dan b_k diperlukan berubah dengan variasi kanal. Oleh karena itu equalizer kanal adaptif dipertimbangkan untuk tujuan praktis. Equalizer kanal adaptif menggunakan algoritma adaptif untuk memperoleh koefisien tap yang diperlukan untuk membalik CIR. Dengan mengambil sebuah DFE adaptif sebagai contoh, pada permulaan (*training mode*), *training simbol* digunakan algoritma adaptif untuk memperoleh koefisien tap $a_k[n] = \{a_k^n, \dots, a_k^{n+N_{ff}-1}\}^*$ dan $b_k[n] = \{b_k^n, \dots, b_k^{n+N_{fb}}\}^*$ dimana n menunjukkan bahwa koefisien adalah *time variant* untuk masing-masing simbol. Dengan meminimalkan keluaran MSE, kriteria MMSE, algoritma adaptif menyatu dengan mode *tracking*, maka simbol terdeteksi sebelumnya digunakan untuk memperbarui $a_k[n]$ dan $b_k[n]$ untuk estimasi saat ini.



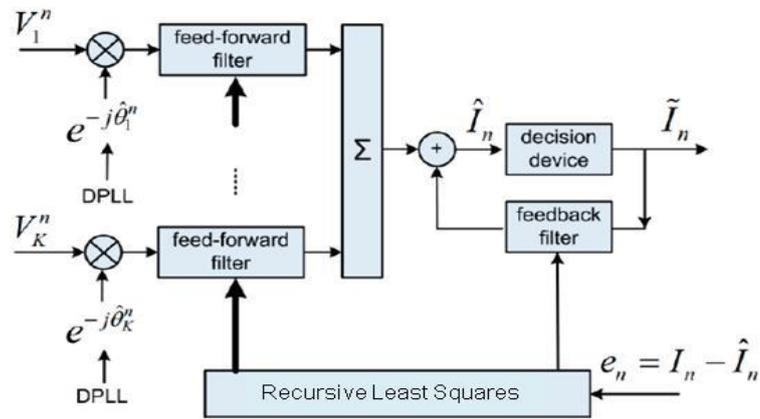
Gambar 2. 12. Diagram Blok DFE

Dengan cara ini equalizer adaptif memulihkan informasi terdistorsi serta melacak variasi kanal. Dua algoritma adaptif populer yang digunakan adalah algoritma *least mean squares* (LMS) dan *recursive least squares* (RLS).

Algoritma LMS merupakan algoritma yang banyak digunakan. Fitur yang paling penting pada LMS adalah kesederhanaan. Algoritma tersebut tidak memerlukan pengukuran fungsi korelasi maupun pembalikan matriks. Kecepatan konvergensi ditentukan oleh penyebaran *eigenvalue* matriks korelasi dari simbol input. Jika penyebaran *eigenvalue* besar, maka algoritma LMS melambat karena membutuhkan jumlah iterasi yang banyak untuk konvergen dan *step-size* terpenuhi dalam kebutuhannya. Meskipun parameter *step-size* terpenuhi dalam kisaran yang ditentukan oleh penyebaran *eigenvalue*, nilainya juga mempengaruhi tingkat konvergensi. Biasanya penyebaran *eigenvalue* tidak diketahui sebelumnya pada komunikasi ABA dan *step-size* kecil sementara digunakan untuk memastikan konvergensi algoritma LMS. Pada kasus ini, kecepatan konvergensi yang rendah diharapkan dan *training simbol* yang banyak diperlukan. Pada prakteknya sebuah algoritma adaptif yang mempunyai kecepatan konvergensi yang tinggi diutamakan untuk melacak variasi kanal.

Algoritma RLS mempunyai kecepatan konvergensi yang tinggi tanpa mempertimbangkan penyebaran *eigenvalue* matriks korelasi (Haykin, 2001). Karakter tersebut menyebabkan algoritma RLS menarik dalam komunikasi ABA. Kebalikan dari algoritma LMS yang bertujuan untuk menurunkan MSE output, algoritma RLS secara rekursif menemukan koefisien tap yang meminimalkan *linear least square (LS) cost function* terhadap sinyal input. Estimasi persamaan (2.9) dapat ditulis kembali dalam bentuk vektor.

$$\hat{\mathbf{I}}_k^n = \{\mathbf{a}_k^*[n], \mathbf{b}_k^*[n]\}^H \begin{Bmatrix} V_k^n \\ \vdots \\ V_k^{n+N_{ff}-1} \\ \tilde{\mathbf{I}}_k^{n-1} \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{I}}_k^{n-N_{fb}} \end{Bmatrix} = \mathbf{w}_k^H[n] \mathbf{u}[n] \quad (2.11)$$



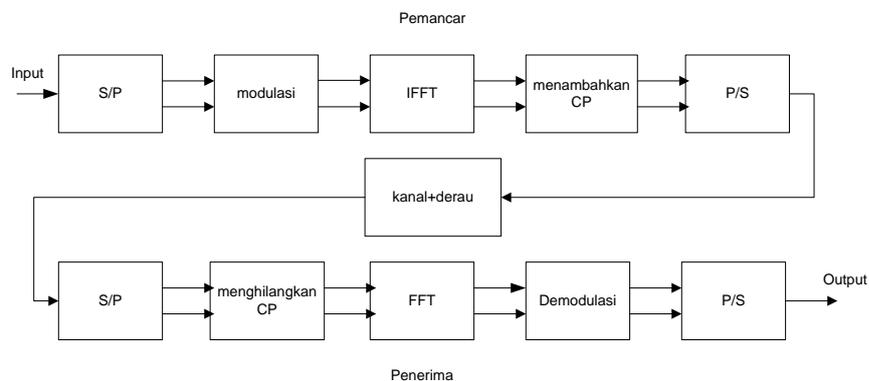
Gambar 2. 13. Diagram Blok DFE Multi Kanal.

Pada DFE adaptif, algoritma RLS bersama-sama memperbarui koefisien tap untuk filter umpan balik dan umpan maju. *Forgetting factory* yang lebih kecil, kontribusinya lebih kecil terhadap sampel input sebelumnya, dan hal ini menyebabkan algoritma RLS sensitif terhadap sampel input saat ini. Karena CIR biasanya tidak diketahui, maka N_{ff} dan N_{fb} sering diseleksi dengan cara tertentu. Hal ini tidak sesuai untuk mengoptimisasi jumlah tap tanpa informasi CIR. Pada prakteknya, sebuah DFE adaptif sering tidak konvergen karena pemilihan N_{ff} dan N_{fb} yang tidak sesuai meskipun algoritma RLS digunakan atau tidak. Stojanovic mengusulkan DFE multi kanal dimana multi hidrofona digunakan pada penerima (Stojanovic, dkk., 1993). Diagram blok DFE multi kanal seperti pada Gambar 2.13. Selain itu, teknik *digital phase-locked loop* (DPLL) orde kedua untuk melacak fase carrier juga diusulkan. DPLL beroperasi berbasis simbol demi simbol. Fungsi DPLL adalah mengoreksi rotasi fase sampel input, yang disebabkan oleh pergeseran frekuensi carrier. Pergeseran frekuensi dapat disebabkan karena dua hal: pertama adalah instrumentasi yaitu perbedaan frekuensi sampling kecil antara pemancar dan penerima, kedua adalah pergeseran frekuensi karena efek Doppler. Tanpa koreksi, multi kanal DFE rentan gagal untuk konvergen karena gagal dalam mengoreksi variasi fase serta memulihkan informasi terdistorsi. Rotasi fase perlu untuk dihilangkan yang disebabkan karena pergeseran frekuensi, dan kemudian algoritma RLS memperbarui koefisien tap filter umpan maju dan umpan balik untuk menghilangkan ISI. Jika dibandingkan dengan algoritma LMS, kelemahan

algoritma RLS adalah kerumitan pada komputasi. Pada Gambar 2.13 beban komputasi menjadi kelemahan DFE multi kanal karena operasi aritmetika diperlukan pada orde $\{NffK+Nfb\}^2$ pada setiap iterasi. Jumlah tap pada DFE multi kanal ditentukan oleh penyebaran waktu CIR dan secara aktual meningkat dengan penyebaran waktu.

2.7 Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) merupakan teknik transmisi multicarrier yang banyak digunakan secara luas pada komunikasi nirkabel. Prinsip utama OFDM adalah pembagian kecepatan tinggi aliran data ke dalam sejumlah aliran data kecepatan rendah kemudian dikirimkan secara simultan melalui suatu subcarrier. Sistem OFDM sederhana ditunjukkan pada Gambar 2.14. Untuk mengimplementasikan OFDM pada pemancar dan penerima, maka digunakan IFFT dan FFT. Periode simbol OFDM dibuat lebih besar daripada delay spread maksimum untuk mereduksi ISI. Diperlukan *cyclic prefix* (CP) untuk mereduksi *crosstalk* diantara sub carrier yang dapat meningkatkan ICI (*Inter channel interference*). Sistem OFDM mampu memaksimalkan efisiensi spektral tanpa menimbulkan interferensi kanal. Salah satu alasan dalam memilih OFDM pada komunikasi ABA adalah kemampuannya dalam beradaptasi terhadap delay propagasi lintasan jamak disamping mempunyai bit rate yang tinggi.



Gambar 2. 14. Blok Diagram OFDM

Sinyal yang ditransmisikan dapat diekspresikan secara matematis seperti pada persamaan berikut:

$$s(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp(j \frac{2\pi}{N} nk) \quad (2.12)$$

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp(j2\pi k \Delta f t) \quad (2.13)$$

dimana X_k adalah data simbol, N adalah panjang FFT, $\Delta f = \frac{1}{T}$ merupakan *frequency spacing*, dan sinyal yang diterima seperti pada persamaan berikut:

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} H_k X_k \exp(j2\pi(f_{\text{offset}} + k\Delta f)t) + w(t) \quad (2.14)$$

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} H_k X_k \exp\left(j2\pi\left(\left(\frac{f_{\text{offset}}}{\Delta f} + k\right)(n + \delta)\right)\right) + w(t) \quad (2.15)$$

dimana H_k adalah kanal ABA lintasan jamak, f_{offset} adalah frekuensi carrier offset, $w(t)$ adalah derau aditif, sedangkan δ adalah *sampling offset*.

OFDM memiliki beberapa kelebihan untuk diaplikasikan sebagai skema komunikasi ABA. Keterbatasan bandwidth akustik bawah air dapat diatasi dengan penggunaan OFDM. Dalam komunikasi OFDM, memungkinkan sub-carrier untuk saling tumpang tindih sehingga penggunaan spektrum menjadi lebih efisien. Dengan adanya *guard time* dan *cyclic prefix*, maka ISI dan ICI dapat direduksi secara signifikan. OFDM juga lebih tahan terhadap *frequency selective fading*, yaitu dengan membagi *wideband frequency selective channel* menjadi *narrowband flat fading sub channel*. Secara komputasional penggunaan OFDM juga lebih efisien dengan menggunakan teknik IFFT dan FFT untuk mengimplementasikan fungsi modulasi dan demodulasi. Beberapa penelitian yang telah menginvestigasi penggunaan OFDM pada komunikasi ABA adalah sebagai berikut: Pada tahun 2008, Gomes (Gomes, dkk., 2008) mengusulkan penggabungan multikanal berbasis TR dari bentuk gelombang yang diamati pada array sensor sebelum pemrosesan OFDM yang menghasilkan kanal setara dengan respons impuls yang lebih pendek dan dapat ditangani dengan lebih mudah. Metode untuk melacak variasi fase

residual kanal narrowband setelah preprocessing Doppler juga diusulkan dalam penelitian tersebut. Metode yang diusulkan merupakan modifikasi dari teknik yang sudah ada dan dapat meningkatkan efisiensi spektrum OFDM dengan mengurangi kebutuhan akan simbol pilot. Vadde melakukan investigasi sistem TRM-OFDM dengan menggunakan teknik estimasi kanal sederhana berbasis pada formulasi filter Wiener. Skema multi transmitter dan penerima tunggal yang digunakan untuk implementasi tersebut. *Pilot-tones* digunakan dengan pengukuran korelasi secara akurat untuk estimasi kanal OFDM. Hasil eksperimen menunjukkan bahwa TRM secara signifikan dapat meningkatkan kinerja sistem OFDM bawah air dan mengurangi BER dengan faktor 5-10 tergantung pada ukuran array transmisi (Vadde, dkk.,2011). Tabel 2.1 berisi ringkasan beberapa penelitian tentang aplikasi TR-OFDM dalam kanal ABA, termasuk didalamnya kontribusi penulis pada penelitian disertasi ini.

Tabel 2. 1 Penelitian aplikasi TR-OFDM pada kanal ABA

No.	Judul	Penulis, Tahun terbit	Kontribusi
1.	OFDM Demodulation in Underwater Time-Reversed Shortened Channels	Joao Gomes, Antonio Silva, Sergio Jesus, 2008	Pendekatan yang diusulkan penggabungan multichannel berbasis TR untuk bentuk gelombang yang diamati pada berbagai sensor sebelum pemrosesan OFDM yang menghasilkan saluran setara dengan respons impuls yang lebih pendek dan dapat ditangani dengan lebih mudah. metode pelacakan variasi fase residual pita band sempit setelah preprosesing Doppler
2.	Channel estimation and BER studies for an underwater acoustic OFDM system using time-reversal mirror in	Venkatesh Vadde, G. Indushree and Cletan Sequeira, 2011	Kombinasi TRM proses dengan OFDM menggunakan modulator IFFT dan kanal TRM. Estimasi kanal menggunakan formulasi filter Wiener
3.	Reducing the Overhead of OFDM Communications Over	Zhiqiang Liu, T.C Yang, 2012	Desain penerima untuk meningkatkan efisiensi SIMO-

	Underwater Acoustic Channels		<p>OFDM pada kanal ABA. Desain terdiri dari 2 bagian:</p> <ol style="list-style-type: none"> 1. desain fokus pada overhead yang disebabkan oleh penggunaan ZP yang panjang. Deteksi SIMO-OFDM berbasis TR yang memungkinkan penggunaan guard time interval pendek untuk menghindari interblock interference. 2. <i>decision-directed channel tracking</i> dengan kendali propagasi kesalahan yang mengeliminasi kebutuhan training periodic untuk pelacakan kanal.
4.	On Overhead Reduction in Time-Reversed OFDM Underwater Acoustic Communications	Z. Liu and T. C. Yang, 2014	<ul style="list-style-type: none"> - Desain terdiri dari 3 komponen kunci: estimasi parameter berbasis preamble yang mengeksplorasi full knowledge tentang preamble; deteksi simbol berbasis TR yang memungkinkan penggunaan short guard time interval untuk menghindari interblock interference; decision-directed (DD) channel tracking dengan error propagation (EP) control utk mengurangi kebutuhan periodic training utk channel tracking - desain yang diusulkan dianalisa dan diuji pada eksperimen di laut
5.	OFDM Demodulation Using Virtual Time-reversal Processing In Underwater Acoustic Communication	Yanling Yin, Songzuo Liu, Gang Qiao, 2015	<ul style="list-style-type: none"> - usulan proses virtual TR utk SISO OFDM - mengadopsi metode estimasi sparse channel : <i>matching pursuit (MP)</i> dan basis pursuit de-noising untuk estimasi respon kanal menggunakan probe.
6.	Joint Time-Reversal Precoding and Spatial Diversity Technique for Acoustic Communication in	Yuning Widiarti, Wirawan, Suwadi	<ul style="list-style-type: none"> - mengkombinasikan antara TR precoding dengan teknik <i>spatial diversity combining</i> pada

	Shallow Water Environment		lingkungan perairan dangkal dengan skema SIMO - menghasilkan persamaan BER dari gabungan teknik TR dan <i>spatial diversity combining</i> dalam bentuk closedform dari persamaan vektor precoding yang dihasilkan
--	---------------------------	--	--

2.8 Kombinasi *Time-Reversal* dan Ekualisasi DFE

Proses TR diawali dengan pengiriman sinyal probe $p(t)$ ke elemen penerima. Dengan asumsi lingkungan tak berderau dengan sejumlah N elemen pada elemen ke- j , dimana $h_j(t)$ adalah respon impuls kanal ke- j dan $*$ menunjukkan operasi konvolusi.

$$p_{rj}(t) = p(t) * h_j(t), j = 1, 2, \dots, N \quad (2.16)$$

Setelah *guard time*, sinyal data $s(t)$ kemudian ditransmisikan. Dengan mengabaikan derau pada penerima, $r_j(t)$ diterima pada elemen ke- j seperti pada (Zhang dkk, 2012).

$$r_j(t) = s(t) * h_j(t), j = 1, 2, \dots, N \quad (2.17)$$

$p(t)$ dibalik pada urutan waktunya (*time-reversed*) kemudian dikonvolusi dengan $p_{rj}(t)$ sehingga respon impuls kanal ke- j yang diperoleh adalah sebagai berikut:

$$h_j(t) = p_{rj}(t) * p(-t), j = 1, 2, \dots, N \quad (2.18)$$

Dengan menggunakan *matched filter* TR dan dengan menjumlahkan hasil pada semua elemen array, maka autokorelasi sinyal probe akan mendekati fungsi delta Dirac.

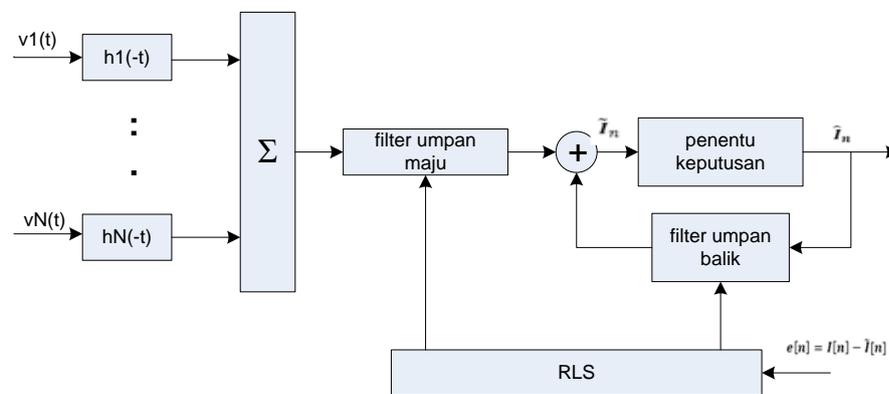
$$y(t) = \sum_{j=1}^N r_j(t) * h_j(-t) \quad (2.19)$$

$$s(t) * \sum_{j=1}^N (h_j(t) * h_j(-t)) = s(t) * q(t) \quad (2.20)$$

dimana j adalah indeks sampel, N menunjukkan jumlah kanal dan $q(t)$ sama dengan:

$$q(t) = \sum_{j=1}^N (h_j(t) * h_j(-t)) \quad (2.21)$$

Persamaan (2.20) merupakan fungsi autokorelasi respon impuls kanal yang diharapkan menjadi fungsi delta Dirac dimana jumlah array mendekati tak hingga (Edelmann dkk, 2002). Pada prakteknya hasil yang diperoleh lebih mirip fungsi *sinc* yang mempunyai beberapa *sidelobe*. Mengacu pada (Rouseff dkk, 2001), bahwa dengan meningkatkan jumlah elemen *array* (dengan *aperture* yang besar), maka *sidelobes* akan menurun dan perkiraan mendekati fungsi delta Dirac tercapai. Mengacu pada persamaan (2.17), sinyal probe $p(t)$ merupakan sinyal yang telah diketahui dan $q(t)$ mendekati fungsi delta Dirac. Oleh karena itu $s(t)$ dapat dengan mudah terdeteksi. DFE menggunakan kriteria *Minimum Mean Square Error (MMSE)* untuk estimasi tap koefisien, hal ini digunakan untuk mengatasi efek kanal. Solusi MMSE diperoleh dengan meminimumkan *Mean Square Error (MSE)* antara simbol terestimasi dengan simbol sebenarnya, yaitu : $J = E \{ |I_k - \hat{I}_k|^2 \}$, dimana $E\{.\}$ menunjukkan nilai yang diharapkan, sedangkan I_k dan \hat{I}_k masing-masing menunjukkan simbol terestimasi dan simbol sebenarnya. Gambar 2.15 menunjukkan gabungan TR dan equalisasi DFE dimana sebuah array diaplikasikan pada penerima.



Gambar 2. 15 Gabungan DFE dan TR

2.9 Teknik Diversitas Spasial pada Kanal ABA

Teknik diversitas spasial dimanfaatkan terutama untuk mengatasi efek multipath fading pada kanal ABA, dan merupakan metode untuk meningkatkan performansi kesalahan pada komunikasi bawah air. Dengan menggabungkan atau menyeleksi beberapa sinyal yang melalui jalur propagasi berbeda, maka teknik penerima diversitas dapat mengurangi pengaruh distorsi propagasi. Terdapat beberapa tipe teknik diversitas yang biasa digunakan dalam sistem komunikasi nirkabel (Rappaport 1996; William, 2008), yaitu: diversitas frekuensi, diversitas waktu, dan diversitas spasial.

Penelitian ini fokus pada pemanfaatan teknik diversitas spasial yang diaplikasikan pada komunikasi ABA. Ide teknik diversitas adalah menggabungkan beberapa salinan sinyal transmisi yang melalui *fading* independen untuk meningkatkan daya yang diterima. Tipe diversitas yang berbeda memberikan metode penggabungan yang berbeda (Mitić dkk, 2015). Untuk kanal *slow flat fading*, sinyal ekuivalen yang diterima untuk cabang ke- i dapat ditulis sebagai berikut:

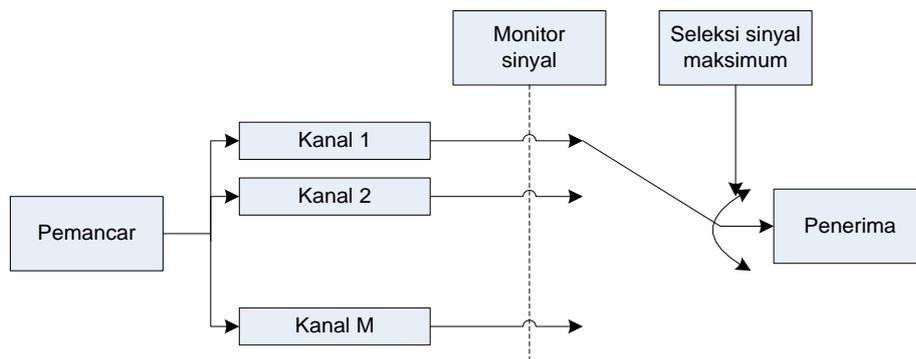
$$r_i(t) = A_i e^{j\theta_i} \cdot s(t) + w_i(t), i = 0, 2, \dots, M - 1 \quad (2.22)$$

Dimana $s(t)$ adalah sinyal yang ditransmisikan, $A_i e^{j\theta_i}$ adalah atenuasi fading pada masing-masing cabang i , sedangkan $w_i(t)$ adalah *Additive White Gaussian Noise* (AWGN). M sinyal replika dari sinyal transmisi diperoleh dari beberapa M cabang dengan persamaan sebagai berikut:

$$r = [r_1(t), r_2(t), \dots, r_{M-1}(t)] \quad (2.23)$$

2.9.1 Selection Combining (SC)

SC merupakan metode yang paling sederhana dan paling umum digunakan untuk menggabungkan sinyal dalam sistem diversitas berbasis pada pemilihan cabang dengan SNR yang bagus.



Gambar 2. 16 Mekanisme *Selection Combining*

Mekanismenya seperti ditunjukkan pada Gambar 2.16. Penerima SC mengestimasi nilai SNR pada saat itu di semua cabang dan memilih satu diantaranya dengan SNR yang paling kuat. Output gabungan diperoleh dengan persamaan sebagai berikut:

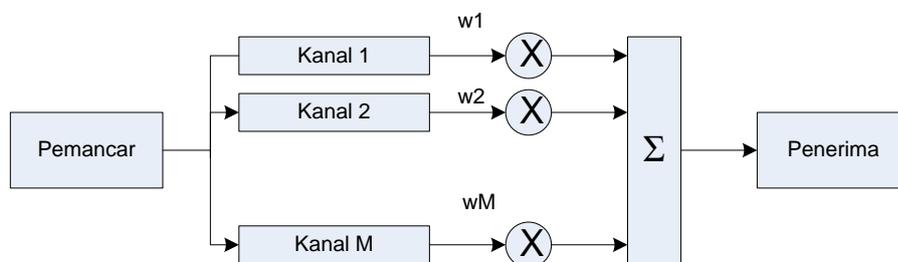
$$y(t) = A_i e^{j\theta_i} \cdot s(t) + w_i(t), \text{ dengan } A = \max\{A_0, A_1, \dots, A_{M-1}\} \quad (2.24)$$

SNR yang diterima dapat diekspresikan sebagai berikut:

$$\gamma = \frac{A^2 E_b}{N_0} = \max\{\gamma_0, \gamma_1, \dots, \gamma_{M-1}\} \quad (2.25)$$

2.9.2 *Maximum Ratio Combining (MRC)*

MRC merupakan teknik linear optimal dalam kombinasi sinyal pada sistem diversitas yang memberikan hasil statistik terbaik dalam membatasi dampak fading. Sinyal pada masing-masing cabang dikalikan dengan faktor pembobot yang sesuai sebelum dijumlahkan, dan fase semua sinyal disamakan.



Gambar 2. 17 Mekanisme *Maximum Ratio Combining*

Cabang dengan SNR terbaik dipilih dengan kontribusi yang lebih besar pada penjumlahan sinyal yang diterima. Mekanisme MRC ini dapat diilustrasikan seperti pada Gambar 2.17. Sinyal dengan daya yang lebih besar akan memiliki kontribusi pada penjumlahan sinyal yang diterima. Oleh karena itu, diperlukan pengukuran SNR pada masing-masing cabang, sehingga untuk implementasi secara real dinilai mahal (Winters, 1984). Output yang merupakan gabungan sinyal dapat diekspresikan seperti pada persamaan berikut:

$$y(t) = \sum_{i=0}^{M-1} w_i \cdot r_i(t) \quad (2.26)$$

Faktor pembobot dipilih sedemikian rupa sehingga gain kanal harus diestimasi.

$$y(t) = \left[\sum_{i=0}^{M-1} A_i^2 \right] \cdot s(t) + \sum_{i=0}^{M-1} A_i e^{-j\theta_i} \cdot w_i(t) \quad (2.27)$$

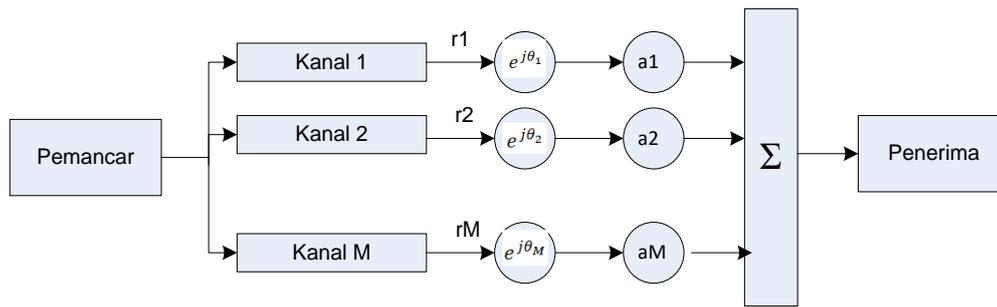
SNR dari gabungan sinyal dapat diekspresikan sebagai berikut:

$$\gamma = \frac{\sum_{i=0}^{M-1} A_i^2 \cdot E_b}{N_0} = \sum_{i=0}^{M-1} \gamma_i \quad (2.28)$$

2.9.3 Equal Gain Combining (EGC)

Ketika mengaplikasikan teknik EGC dalam menggabungkan sinyal, perubahan fase sinyal pada semua cabang diversitas dikompensasi, dan kemudian sinyal dijumlahkan. Prosedur EGC ini dapat diilustrasikan pada Gambar 2.18. Berbeda dengan teknik MRC, semua cabang pada EGC memiliki faktor pembobot yang sama, jadi tidak memerlukan pengukuran dan perkiraan SNR di semua cabang diversitas. Dengan demikian dapat dikatakan bahwa teknik ini lebih sederhana dan lebih murah untuk diimplementasikan secara riil. Meskipun demikian, performansi EGC sedikit lebih buruk jika dibandingkan dengan teknik MRC (Winters, 1984; Simon & Alouini, 2000).

Pada umumnya peningkatan rata-rata SNR pada EGC sekitar 1 dB lebih buruk jika dibandingkan terhadap implementasi MRC, namun masih lebih baik jika dibandingkan dengan tanpa diversitas.



Gambar 2. 18 Mekanisme *Equal Gain Combining*

Masing-masing sinyal dirotasi sebesar $e^{j\theta_i}$, kemudian semua cabang dijumlahkan.

$$y(t) = \sum_{i=0}^M e^{-j\theta_i} \cdot r_i(t) = \left(\sum_{i=0}^M A_i \right) \cdot s(t) + \sum_{i=0}^M e^{-j\theta_i} \cdot w_i(t) \quad (2.29)$$

2.10 Kajian Pustaka

Peningkatan performansi kanal dalam komunikasi ABA dengan kecepatan tinggi merupakan topik yang menarik para peneliti. Kendala utama dalam mencapai komunikasi yang handal dalam kanal ABA adalah adanya berbagai macam *fading* dan sumber derau dengan variabilitas spasial dan temporal yang menyebabkan ISI dan distorsi sinyal. Penggabungan diversitas pada penerima biasanya digunakan untuk mencegah penurunan kinerja kanal (Catipovic & Freitag, 1991). Sistem SIMO meningkatkan kapasitas kanal (Hayward & Yang, 2007), yang sangat signifikan dalam sistem komunikasi dengan daya transmisi yang terbatas dan bandwidth kanal. Sub-bab ini menyajikan penelitian-penelitian sebelumnya terkait dengan sistem SIMO dalam lingkungan lintasan jamak dan keragaman spasial yang memanfaatkan berbagai teknik pemrosesan sinyal untuk meningkatkan keandalan kanal ABA.

Equalisasi kanal menggunakan deretan bit *training* untuk mengevaluasi CIR dan sekaligus mereduksi ISI telah dilakukan oleh (Ling & Proakis, 1985) dalam penelitiannya. Equalisasi multi kanal menghasilkan performansi yang lebih unggul dalam mengatasi fading di lingkungan ABA. Hal ini telah dibuktikan dalam penelitian (Stojanovic dkk., 1993) dan (Stojanovic dkk., 1994). Multi kanal pada penerima memanfaatkan energi dari komponen lintasan jamak untuk membangun operasi *matched filtering* yang koheren dengan menggunakan *fractionally spaced*

adaptive filter banks. Output yang sesuai dari masing-masing kanal kemudian digabung dengan menggunakan *adaptive fractional DFE* dalam sebuah proses dan secara simultan dilakukan sinkronisasi fase. Fluktuasi Doppler pada kanal dapat dilacak dengan sistem *multichannel Digital Phase-Locked Loop (DPLL)*. Proses koheren lintasan jamak dan setiap kanal masing-masing memberikan diversitas implisit dan eksplisit. Struktur DFE terbukti mencapai hasil mendekati optimal pada penerimadengan *Maximum Likelihood Sequence Estimation (MLSE)* (Stojanovic dkk., 1993) dan (Stojanovic dkk., 1996). Penerima DFE multi kanal adaptif suboptimal mencapai BER yang rendah pada komunikasi jarak pendek di lingkungan perairan dangkal dengan frekuensi tengah dan *data rate* hingga 10 kbps. Gain substansial dengan penerima ini dapat diperoleh dengan sejumlah input kanal, namun kerugian utama yang diperoleh adalah beban komputasi karena banyaknya tap umpan maju dan umpan balik pada DFE yang diperlukan untuk mendapatkan performansi bagus. Beberapa solusi penerima suboptimal mereduksi ukuran *combiner* untuk mengurangi kompleksitas dan beban pemrosesan tanpa mengorbankan gain diversitas spasial (Wen & Ritcey, 1994) dan (Stojanovic, Catipovic, & Proakis, 1995). Selain itu, jumlah operasi pemrosesan dapat direduksi dengan penerima yang menggunakan diversitas frekuensi spasial dimana equalisasi dilakukan dalam domain frekuensi (Clark, 1998; Kadel, 1997). Komponen kanal lintasan jamak yang besar digabung dalam *beamformer* yang tidak dibatasi (Stojanovic, Catipovic & Proakis, 1995), setelah itu digunakan equalizer multi kanal dengan jumlah kanal yang direduksi. Dalam hal ini, permasalahan lain yang timbul adalah menentukan bobot *combiner* untuk menghasilkan gain diversitas optimal. Dengan beberapa kanal, panjang equalizer menimbulkan permasalahan dalam efektivitas proses komunikasi ABA kecepatan tinggi disebabkan waktu tunda yang panjang. Equalizer berbasis estimasi kanal memanfaatkan karakteristik fisik dari kanal komunikasi bawah air untuk menyederhanakan struktur penerima. Estimasi *sparse channel* dieksploitasi untuk mereduksi panjang equalizer dan kebutuhan memori dari algoritma pelacakan. Jumlah tap equalisasi dapat ditentukan dengan menggunakan kriteria yang berbeda, yaitu: komponen CIR yang berisi energi diatas batas yang diberikan (Kocic dkk., 1995; Stojanovic dkk., 1999) komponen dominan dari fungsi *delay-Doppler-spread* kanal yang meminimumkan *least squared error*

(Li dan Preisig, 2007) atau rasio adaptif optimal dari tap umpan maju dan umpan balik berdasarkan estimasi kanal dan kriteria MMSE (Lopez dan Singer, 2001). Equalizer multi kanal berbasis pada estimasi kanal (Stojanovic dkk., 1999) menggunakan gabungan spasial untuk mereduksi lintasan jamak dan mempertahankan gain pemrosesan spasial. Estimasi *sparse channel* diperoleh dengan menggunakan deretan bit *training* pada iterasi pertama dan sebelum keputusan pada iterasi berikutnya, menentukan jumlah tap umpan balik dalam equalizer dan mengevaluasi ISI pada kanal. Sinyal input yang digabung, setelah koreksi fase dan pengaturan ISI diequalisasi dengan menggunakan equalizer linier. Jumlah tap umpan maju lebih sedikit dibandingkan dengan jumlah tap yang signifikan dalam estimasi *sparse channel* dan merepresentasikan sebuah pilihan *ad-hoc* dari tap kanal yang berdekatan di dekat tap pusat. Proses adaptif terpisah pada estimator kanal dan equalizer memungkinkan pembaharuan (*update*) independen tap umpan balik sesuai dengan estimasi kanal saat ini yang mereduksi kompleksitas penerima. Penerima *8 hydrophone-array* beroperasi pada kanal perairan dengan jarak menengah dengan frekuensi pembawa 25 kHz dan kecepatan data 10 kbps mencapai hasil yang sangat baik. Kerugian dari konfigurasi ini adalah kemungkinan kesalahan sebagai akibat dari pemotongan komponen kanal dan ketergantungan performansi pada metode estimasi *sparse channel*. Selain itu, panjang equalizer berbasis estimasi kanal dapat direduksi dengan equalisasi multi kanal *block-wise* domain waktu dan koreksi fase (Tao, dkk, 2008). Sistem SIMO direalisasikan dengan *vertical array* yang terdistribusi tidak seragam pada kanal perairan dangkal. Equalisasi, koreksi fase, dan deteksi dilakukan pada blok penerimaan data dengan menggunakan estimasi kanal berbasis deretan bit *training*. Setelah setiap blok data terdeteksi, estimasi kanal diperbarui menggunakan bagian dari blok terdeteksi. Estimasi kanal yang baru digunakan untuk pemrosesan blok selanjutnya. Konfigurasi SIMO ini memperoleh hasil yang bagus untuk penerima dengan *8-hydrophone array* pada jarak menengah kanal perairan dangkal dengan frekuensi pembawa 17 kHz dan kecepatan data 8 kbps. Konfigurasi yang sama digunakan pada (Zheng dkk., 2007), dimana equalisasi dilakukan dalam domain frekuensi. Bagian dari setiap blok dalam konfigurasi ini hilang sebagai akibat dari pembaruan kanal berkelanjutan yang menurunkan total bandwidth (*bandwidth*) yang tersedia.

Bandwidth kanal dapat dipertahankan dengan metode equalisasi buta (*blind equalization*) yang mengestimasi kanal tanpa menggunakan deretan bit *training*. Equalizer buta dapat didesain untuk mengoptimasi statistik orde yang lebih tinggi antara sinyal yang ditransmisikan dan sinyal yang diterima terequalisasi. Pada beberapa kasus hanya pengetahuan orde kedua sudah cukup untuk mengekualisasi sinyal secara buta (Tong dkk, 1994). Selain itu, *matched filtering* pada input DFE multi kanal dapat dilakukan dengan *Constant Modulus Algorithm (CMA)*(Mayrargue, 1994). Kerugian utama dari equalisasi buta ini adalah tingkat konvergensi yang lambat sehingga tidak cocok untuk kanal dengan perubahan yang cepat. Konfigurasi equalizer buta multi kanal berbasis analisa faktorisasi spektral memiliki kemampuan untuk *self-optimize* konfigurasi sesuai dengan karakteristik kanal pada tingkat konvergensi tinggi dan efisiensi komputasi yang meningkat (Labat dan Laot, 2001). Sinyal input yang diobservasi dari diversitas spasial atau frekuensi. Equalizer beroperasi dalam dua mode, yaitu: konvergensi dan pelacakan. Mode konvergensi mirip dengan mode training dari multi kanal DFE konvensional. Dalam mode ini sebuah proses adaptif menggunakan kriteria konvergensi standar untuk mencari optimal mendekati solusi MMSE untuk semua parameter dalam filter rekursif dan transversal. Setiap tahap termasuk koreksi fase menggunakan kriteria konvergensi terpisah, yang memungkinkan semua konvergensi cepat. Setelah parameter optimal ditentukan, equalizer akan beralih ke mode pelacak yang merepresentasikan DFE multi kanal konvensional. DFE yang buta telah berhasil diujicoba dalam saluran akustik perairan dangkal jarak pendek menggunakan array penerima dengan 4 sensor, frekuensi pembawa 62 kHz dan kecepatan data 16,67 kbps. Kecepatan konvergensi dapat ditingkatkan dengan mengombinasikan equalizer dengan prosedur iteratif yang menginisialisasi parameter equalizer pada iterasi mode konvergensi saat ini oleh parameter yang sudah terestimasi pada akhir dari iterasi sebelumnya untuk membantu konvergensi (Labat dkk., 2003). Hambatan lain dari equalisasi buta adalah kecepatan konvergensi tergantung pada kriteria adaptasi.

TR merupakan pendekatan pemrosesan sinyal alternatif untuk mereduksi beban komputasi dari teknik equalisasi. TR dan domain frekuensi ekuivalennya, konjugasi fase, tergantung pada timbal balik untuk mengestimasi respon kanal

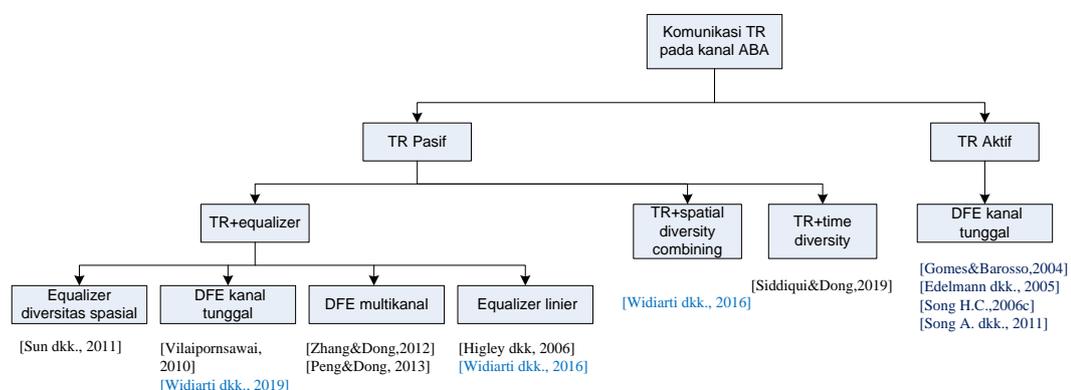
(Rouseff dkk, 2001; Edelman dkk., 2002; Edelman dkk., 2005). Mode aktif (*downlink*) diperoleh dengan mengirim kembali versi TR dari sinyal probe ke pemancar dimana hal ini akan meningkatkan energy dari sinyal asli pada kondisi kanal tidak berubah. Pada mode pasif (*uplink*) yang merepresentasikan sistem SIMO dimana *matched filtering* diaplikasikan pada masing-masing penerima dan sinyal-sinyal datang digabung kembali. TR memanfaatkan diversitas spasial untuk mendapatkan pemfokusan spasial dari komponen lintasan jamak terkuat dan pemfokusan temporal dari energi sinyal tersebut dalam domain waktu.

Dengan pemfokusan spasio-temporal, TR secara signifikan dapat mereduksi ISI dengan biaya komputasi yang rendah. Meskipun demikian, asumsi kanal yang tidak berubah tidak valid pada lingkungan bawah air yang berubah secara cepat. Dalam kasus *fast fading*, *update* kanal diperoleh dengan mengirimkan sinyal probe secara lebih sering, namun hal ini dapat menurunkan kecepatan data dan efisiensi spektrum (Rouseff dkk.,2001). Performansi sistem komunikasi dapat ditingkatkan jika TR digabung dengan equalisasi kanal adaptif yang secara simultan menghilangkan ISI dan mengkompensasi variasi kanal (Yang, 2005). Sebuah *combiner* adaptif menggunakan konjugasi fase pasif dan equalizer turbo multi kanal linear digunakan untuk transmisi data terkode bebas kesalahan dengan gain SNR substansial (Peng dan Dong, 2013).

Dalam struktur TR pasif yang dikombinasikan dengan DFE, *matched filtering* pada sinyal yang diterima pada masing-masing cabang disertai dengan gabungan koheren sinyal yang diterima. *Matched filter* ditentukan oleh sinyal probe yang ditransmisikan pada awal paket. Equalisasi adaptif diaplikasikan pada sinyal gabungan tunggal. Perubahan deretan gabungan lebih rendah daripada respon kanal masing-masing penerima sehingga pemrosesan data memerlukan durasi yang lama. Equalisasi yang dilakukan pada deretan tunggal menurunkan jumlah tap dan tingkat kerumitan jika dibandingkan dengan multi kanal DFE bahkan ketika jumlah penerima meningkat. Struktur penerima mendukung kecepatan data hingga 6 kbps dengan frekuensi pembawa 3.5 kHz pada saluran perairan dangkal jarak menengah. Perbandingan antara TR pasif dan struktur DFE dengan asumsi kanal yang tidak berubah, menunjukkan bahwa untuk jumlah penerima yang kecil, DFE lebih unggul daripada TR pada semua metric performansi kanal (Yang, 2004). Kedua struktur

memperoleh hasil yang sama ketika jumlah penerima lebih besar, meskipun DFE lebih cepat konvergen pada hasil yang optimal. Kelemahan utama pendekatan TR adalah hasil yang diperoleh dibawah asumsi kanal yang tidak berubah.

Equalisasi iteratif dan decoding menunjukkan pertukaran iteratif informasi antara equalizer dan dekoder yang digunakan untuk meningkatkan performansi DFE. Sebagai hasil dari struktur umpan balik, performansi DFE tergantung pada kualitas simbol terdeteksi sebelumnya. Simbol yang terdeteksi salah akan menimbulkan kesalahan deteksi yang lebih jauh melalui filter umpan balik sehingga menurunkan performansi sistem. Equalisasi iteratif memodifikasi struktur penerima sehingga DFE menggunakan informasi terdekode dari iterasi sebelumnya untuk mereduksi kesalahan propagasi (Blackmon dkk., 2001). Performansi equalisasi iteratif tergantung pada equalizer dan struktur dekoder, algoritma iteratif, dan tipe kode yang digunakan (Sifferlen dkk.,2008). Berbagai struktur yang mengeksplorasi kombinasi DFE dan equalizer *maximum a posteriori probability (MAP)* dan dekoder Viterbi dan MAP dengan *hard* dan *soft decisions* disajikan dalam (Sozer dkk., 2001), (Tianyu, 2010), (Choi dkk., 2008). Turbo equalization, yang menggunakan equalizer MAP dan dekoder MAP, berkinerja jauh lebih baik dibandingkan dengan DFE, tetapi memiliki kompleksitas yang tinggi jika kanal panjang. Untuk menghindari kompleksitas dari equalisasi turbo, maka beberapa penerima menggunakan *soft estimation* sebagai umpan balik ke equalizer untuk menghilangkan interferensi.



Gambar 2. 19 Taksonomi Teknik TR dan Equalisasi pada Kanal ABA

Beberapa penelitian yang mengaplikasikan equalizer pada komunikasi TR bawah air dapat dikelompokkan seperti pada Gambar 2.19.

Saat ini TR juga dipertimbangkan sebagai teknik *precoding* yang sederhana dan tidak memerlukan pemrosesan sinyal yang kompleks, terutama pada sisi penerima. Dalam penelitiannya (Lo, 1999) menunjukkan bahwa *Maximum Ratio Transmission* (MRT) merupakan skema *precoding* yang memanfaatkan diversitas spasial yang diperoleh dari antenna pemancar. Skema ini memaksimalkan SNR dengan memilih faktor pembobotan yang tidak seragam pada setiap antenna pemancar dan normalisasi koefisien kanal. Hal ini menunjukkan bahwa dalam sistem MISO-OFDM faktor normalisasi untuk setiap *subcarrier* dan setiap antenna meningkatkan kompleksitas komputasi. Selanjutnya, skema *precoding* ini terbukti setara dengan skema *precoding* SVD optimal dibawah beberapa asumsi normalisasi. Skema *precoding* TR (Dubois dkk., 2010; Dubois dkk., 2013) dan *equal gain transmission* (EGT) dipertimbangkan sebagai metode yang unggul untuk sistem MISO dengan *pre-processing* pada sinyal yang ditransmisikan (Love dan Heath, 2003). Teknik ini dianggap dapat mengurangi kompleksitas jika dibandingkan dengan MRT dan dapat digunakan secara sederhana dalam sistem antenna yang didistribusikan secara geografis. Dalam penelitiannya, *precoding* hanya terdiri dari rotasi fase untuk menghindari ketidakseimbangan daya diantara sinyal yang dikirim oleh masing-masing antenna.

Dengan mempertimbangkan beberapa antenna pada penerima, teknik penggabungan dapat dilakukan dengan teknik *precoding* untuk mendapatkan *gain* dari diversitas sinyal yang diterima oleh antenna array. Namun, dalam penelitian tersebut, diasumsikan bahwa propagasi sinyal propagasi melalui kanal *single-band flat fading* tanpa mempertimbangkan keragaman frekuensi. Dengan mempertimbangkan lebih banyak sistem transmisi pita lebar, eksploitasi keanekaragaman dan kinerja dapat bervariasi dari satu skema *precoding* ke skema *precoding* lainnya. Pada tahun 2005, (Oestges dkk., 2005) telah menunjukkan bahwa pemfokusan pada gain TR diperoleh secara signifikan di lingkungan yang kaya hamburan. Sementara itu, dalam (Moghadam dan Vakili, 2012) telah terbukti bahwa TR dengan MIMO dapat mengatasi ISI dan meningkatkan kapasitas saluran. Teknik TR juga memberikan keuntungan dalam hal penghematan daya dalam

pentransmisiian sinyal dengan memanfaatkan semua energi dari lingkungan sekitar dan menunjukkan gain diversitas lintasan jamak yang besar (Wang dkk.,2011). TR juga digunakan sebagai teknik prefiltering sederhana dan efisien untuk modulasi amplitudo pulsa (PAM) (Xiao dkk., 2007) karena direalisasikan pada bandwidth frekuensi yang lebar. Sistem *precoding* berbasis TR merupakan teknik dengan kompleksitas yang rendah dan efisien ketika dikombinasikan dengan OFDM dalam skema MISO (Dubois dkk., 2013). OFDM pada umumnya diterapkan untuk menangani kanal dispersif. Kombinasi OFDM dengan TR juga telah dipelajari dalam (Maaz dkk., 2015), (Widiarti dkk., 2018) dan terbukti menjadi metode yang sederhana dan efisien untuk meningkatkan kinerja sistem komunikasi ABA.

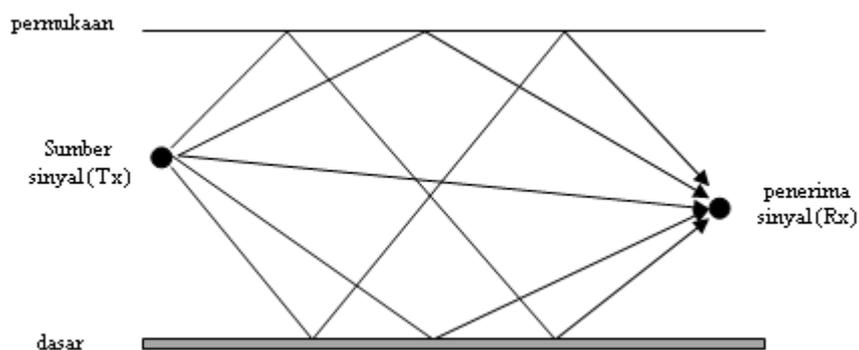
Halaman ini sengaja dikosongkan

BAB 3

PENGUKURAN DAN KARAKTERISASI KANAL AKUSTIK BAWAH AIR

Komunikasi akustik pada perairan dangkal (< 200 m) mempunyai ciri khas berupa *delay spread* yang disebabkan oleh efek lintasan jamak karena pantulan dari permukaan dan dasar medium. Selain itu lingkungan kanal dinamik yang disebabkan karena pergerakan transduser akustik, dasar perairan, gelombang permukaan dan internal pada variasi waktu yang panjang dan sebagai konsekuensinya terjadinya penyebaran Doppler yang tinggi. Lintasan jamak berasal dari pantulan permukaan, dasar perairan dan obyek lainnya atau penyebaran gelombang yang disebabkan oleh variasi kecepatan suara terhadap kedalaman. Propagasi lintasan jamak dapat merusak sinyal akustik hingga menimbulkan ISI.

Untuk memperoleh rancangan yang sesuai untuk sistem komunikasi ABA, maka pemahaman mengenai kondisi lingkungan dimana sistem diterapkan sangat diperlukan. Hal ini didukung dengan hasil penelitian pada efek iklim global kondisi lautan dan pengaruhnya pada sistem komunikasi (Preisig, 2006; Siderius dkk., 2003). Fluktuasi kondisi lingkungan seperti: salinitas air, keasaman, dan temperatur dapat menentukan karakteristik kanal ABA. Berbeda dengan perairan laut dalam, pada perairan laut dangkal perubahan arah propagasi gelombang dipengaruhi oleh pantulan dari dasar dibanding dengan refraksi dari lapisan yang lebih dalam di lautan.



Gambar 3. 1 Kanal ABA Lintasan Jamak

Oleh karena itu, hubungan antara fluktuasi dan efek propagasi sinyal akustik pada perairan dangkal memerlukan pemahaman, pemodelan dan prediksi yang lebih baik.

Respon impuls merupakan karakterisasi yang berguna dalam kanal ABA karena dapat digunakan untuk memprediksi dan membandingkan performansi sistem komunikasi dan bandwidth transmisi untuk kondisi kanal ABA tertentu (Borowski, 1998; Qarabaqi dan Stojanovic, 2013; Santoso dkk., 2012). Geometri lintasan jamak tergantung pada konfigurasi *link* yang digunakan. Kanal vertikal biasanya memiliki dispersi waktu yang kecil, sedangkan kanal horizontal biasanya menunjukkan penyebaran lintasan jamak yang panjang. Penyebaran tergantung pada kedalaman dan jarak antara pemancar dan penerima. Propagasi sinyal dari pemancar ke penerima memiliki lintasan yang berbeda dengan waktu dan magnitudo yang bervariasi. Lintasan sinyal dapat berupa: *line of sight (LOS)*, pantulan dari permukaan air, dan pantulan dari dasar perairan seperti ditunjukkan pada Gambar 3.1. Kanal lintasan jamak memiliki atenuasi dan waktu tunda yang berbeda, sehingga berpengaruh pada amplitudo dan kedatangan sinyal pada penerima. Jika sinyal dari pemancar memiliki bentuk kompleks $s(t) = R[e^{j2\pi fct}]$, maka sinyal *bandpass* pada penerima dapat direpresentasikan sebagai berikut:

$$r(t) = \alpha_n(t)s(t - (\tau_n)) \quad (3.1)$$

dimana $\alpha_n(t)$ adalah nilai akumulasi rugi-rugi transmisi pada lintasan ke- n , dan $\tau_n(t)$ adalah *delay* lintasan ke- n . Kanal *low-pass equivalent* dapat dideskripsikan sebagai *time varying channel impulse response* sebagai berikut:

$$h(\tau, t) = \sum_{n=1}^N \alpha_n(t)\delta(\tau - \tau_n(t)) \quad (3.2)$$

dimana $\alpha_n(t)$ adalah nilai akumulasi rugi-rugi transmisi pada lintasan ke- n , dan $\tau_n(t)$ adalah *delay* lintasan ke- n , sedangkan N adalah jumlah total lintasan jamak.

Pengujian model kanal telah dilakukan pada skala tangki uji (*towing tank*) dengan dimensi 200 m x 12 m x 6 m dengan menggunakan pemodelan kanal *Ray tracing* (Santoso, 2016). Proses validasi dari model propagasi berbasis *Ray tracing* dilakukan melalui perbandingan gambaran *Power Delay Profile* (PDP) yang dihasilkan melalui proses pengukuran di *towing tank* yang telah dilakukan pada tahapan penelitian sebelumnya. PDP memberikan gambaran daya rata-rata sebagai fungsi *time delay* dan waktu pengamatan yang berbeda dan dapat diekspresikan dalam persamaan berikut:

$$P(\tau) \approx \frac{1}{T} \int_{t-\frac{T}{2}}^{t+\frac{T}{2}} |y(t, \tau)|^2 dt \quad (3.3)$$

dimana T merupakan interval waktu pengamatan, dan $|y(t, \tau)|^2$ merupakan kuadrat magnitudo sinyal masuk penerima. Parameter yang terkait dengan PDP adalah *mean excess delay*, *RMS delay spread*, dan *excess delay spread*. *Mean excess delay* merupakan momen pertama PDP dengan persamaan sebagai berikut:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (3.4)$$

RMS delay spread adalah akar dari momen kedua PDP dan didefinisikan dalam persamaan berikut:

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\bar{\tau}^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (3.5)$$

Dimana:

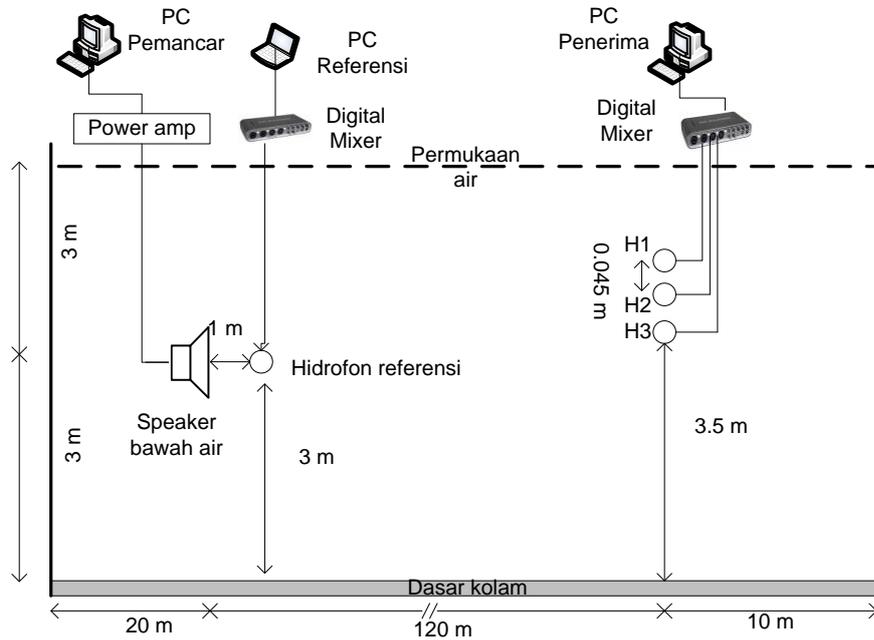
$$\bar{\tau}^2 = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (3.6)$$

Maximum excess delay (X dB) merupakan waktu tunda pada lintasan jamak, dimana energi sinyal yang masuk pada penerima masih melebihi batas terbawah (≥ -20 dB).

3.1 Skenario Pengukuran Skala Laboratorium

Pemodelan kanal pada penelitian ini berdasarkan pada pengukuran respon impuls pada sebuah tangki uji (*towing tank*) milik Laboratorium Hidrodinamik Indonesia. *Towing tank* adalah sebuah kolam uji yang berbentuk persegi dengan ukuran panjang 200 meter, lebar 12 meter, dan kedalaman 6 meter dan tembok serta dasar kolam terbuat dari material beton. Didalamnya terisi dengan air tawar dengan densitas $999.9720 \text{ kg/m}^3 \sim 1.0 \text{ kg/liter}$ pada $4 \text{ }^\circ\text{C}$ ($39 \text{ }^\circ\text{F}$) dan temperatur cairan antara 27°C - 29°C . Pengukuran parameter sistem komunikasi ABA dilakukan sepanjang kolam dengan skenario pengukuran seperti ditunjukkan pada Gambar 3.2. Media berupa air tawar, kondisi perairan tidak terdapat gelombang dan derau transien. Sebagai sumber suara, maka sebuah speaker bawah air diletakkan pada kedalaman tertentu dibawah permukaan. Antara dinding kolam dan speaker terdapat jarak 20 m. Speaker bawah air dihubungkan dengan penguat daya dan PC yang berfungsi sebagai pembangkit sinyal disisi pemancar. Disisi penerima terdapat *hydrophone array* yang disusun secara vertikal dengan jarak antar hidrofon sepanjang d meter. Jarak antar hidrofon (*array*) dipengaruhi oleh panjang gelombang yang diterima dan jarak antara sumber ke sensor sehingga dapat diekspresikan sebagai: $d < \frac{\lambda_{min}}{2}$ dimana d adalah jarak antar hidrofon (sensor) dan λ_{min} adalah panjang gelombang minimal dari sinyal yang diterima.

Dengan mempertimbangkan frekuensi *carrier* tertinggi dari sinyal probe, maka diperoleh jarak antar hidrofon kurang dari 0,05 m. Pada pengukuran ini ditentukan jarak 0,045 m yang merupakan jarak aman terhadap *aliasing*. *Hydrophone array* dihubungkan dengan *digital mixer* yang merupakan perangkat untuk merekam suara yang dikirimkan dari speaker dan diterima oleh beberapa hidrofon sebagai *sensor array*. Perangkat ini terhubung dengan PC penerima sebagai pengolah sinyal. Sinyal probe dibangkitkan dengan menggunakan perangkat lunak PC yang dilengkapi dengan *sound card* dan penguat daya. Konversi menjadi sinyal akustik dilakukan pada perangkat speaker. Speaker yang digunakan adalah Aquasonic AQ339 dengan spesifikasi: daya 135 Watt, impedansi sebesar 4Ω , dan frekuensi antara 20 Hz-17 kHz.

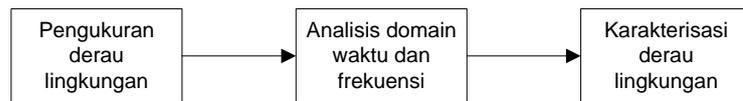


Gambar 3. 2 Skenario Pengukuran Parameter di LHI

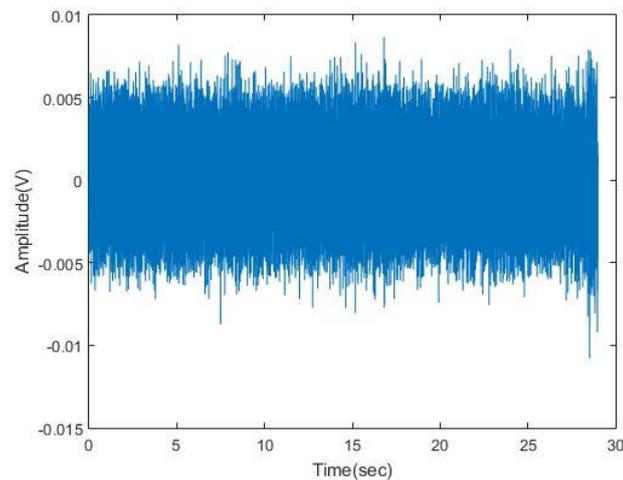
Speaker tersebut memiliki pola hampir *omnidirectional* dengan puncak pada sudut 0° (Santoso, 2016). Sinyal terkirim kemudian ditangkap oleh *hydrophone array* dengan spesifikasi sebagai berikut: kisaran frekuensi antara 1 Hz hingga 100 kHz, sensitivitas $-190 \text{ dBre: } 1 \text{ V}/\mu\text{Pa}(+4 \text{ dB, } 20 \text{ Hz}-4 \text{ kHz})$, dan memiliki kapasitansi internal sebesar 25 nF. Pola penerimaan hidrofons hampir *omnidirectional* dan memiliki respon terkuat terhadap sinyal datang pada sudut 0° dengan garis normal.

3.2 Pengukuran Derau Lingkungan

Sebelum dilakukan pengukuran respon impuls kanal, pada kegiatan pengukuran dilakukan pengukuran derau lingkungan terlebih dahulu. Pengukuran respon impuls dan derau lingkungan ini merupakan serangkaian kegiatan yang dilakukan secara berurutan. Pengukuran derau lingkungan diperlukan untuk mengetahui karakter derau lingkungan dimana sistem komunikasi diaplikasikan. Dengan mengetahui karakter derau lingkungan, maka diharapkan sistem komunikasi yang tepat dapat didesain sesuai dengan karakter lingkungannya.



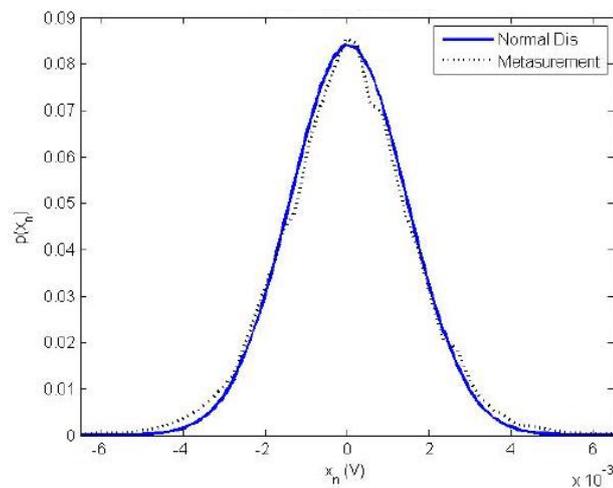
Gambar 3. 3 Proses Karakterisasi Derau Lingkungan



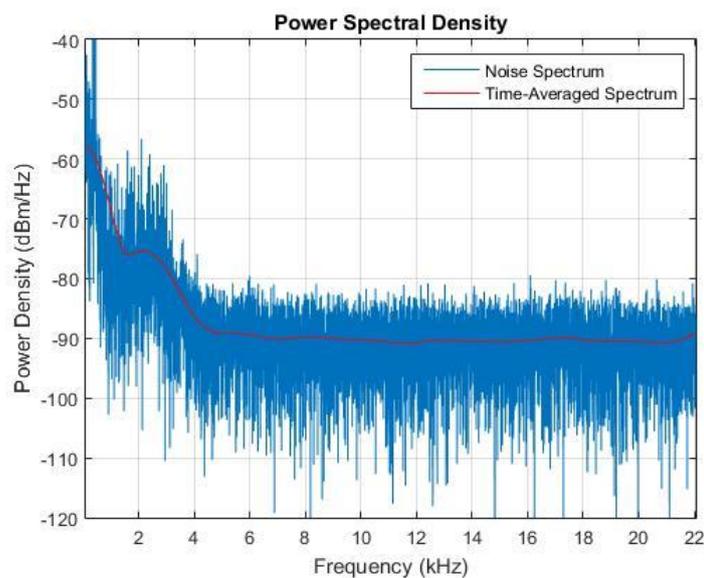
Gambar 3. 4 Hasil Pengukuran Derau di LHI dalam Domain Waktu

Dalam pengukuran derau lingkungan diperlukan kondisi lingkungan yang tenang dan aktivitas seminimum mungkin untuk menghindari derau yang tidak dikehendaki. Pada kegiatan pengukuran ini, proses perekaman derau lingkungan dilakukan selama 30 detik dengan menggunakan 3 hidrofon sebagai elemen penerima. Secara sederhana proses karakterisasi derau lingkungan dapat digambarkan memiliki tahapan seperti pada Gambar 3.3. Data derau lingkungan yang terekam selanjutnya diproses secara statistik untuk mendapatkan histogram dari level sinyal, sedangkan proses *fitting* distribusi derau terukur dilakukan setelah *probability of density function* (pdf) diperoleh. Hasil pengukuran derau lingkungan di towing tank LHI menunjukkan kondisi amplitudo yang relatif konstan dalam pengamatan domain waktu. Level derau yang dihasilkan sangat rendah yaitu antara -0,012~0,009 Volt. Hal ini disebabkan oleh kondisi lingkungan yang sangat tenang pada permukaan air dan juga tidak terdapat aliran dibawah permukaan. Hasil perekaman derau lingkungan dapat ditunjukkan pada Gambar 3.4. Dari hasil penggabungan semua data yang terekam pada ketiga hidrofon pada penerima, maka diperoleh nilai rata-rata (mean) sebesar $\mu = 6.1792 \times 10^{-6}$ Volt dan nilai standar

deviasi sebesar $\sigma = 0.0019$ Volt. Selanjutnya, kedua parameter ini digunakan untuk menentukan analisa *pdf* dan *cdf*. Output data level derau yang terukur dikonversi menjadi bentuk histogram untuk mendapatkan informasi pola sebaran dalam format pdf. Deskripsi pola distribusi diperoleh dengan merata-rata semua hasil pdf dari hasil pengukuran ketiga hidrofon. Pdf yang diperoleh dapat ditunjukkan pada Gambar 3.5. Dalam analisis domain frekuensi, *power spectral density* yang dihasilkan menunjukkan sebagian besar spektrum dalam kisaran frekuensi adalah *flat*.



Gambar 3. 5 PDF Derau Lingkungan



Gambar 3. 6 PSD Derau Lingkungan

Pada frekuensi rendah, level daya derau mengalami penurunan sekitar 30 dB dari level -60 dB. Gambaran mengenai PSD derau lingkungan ini dapat ditunjukkan pada Gambar 3.6. Dari gambar terlihat bahwa pada frekuensi diatas 4 kHz, level daya derau relatif datar. Secara keseluruhan dari hasil analisis domain frekuensi, spektrum yang dimiliki oleh derau lingkungan di towing tank LHI adalah datar yaitu pada rentang frekuensi diatas 4 kHz (Widiarti dkk.,2019). Dapat dikatakan bahwa kanal tersebut memiliki derau yang bersifat *white Gaussian*, sehingga pada kanal tersebut dapat diaplikasikan sistem komunikasi digital dengan derau AWGN.

3.3 Estimasi Respon Impuls Kanal Berbasis Geometri

Pada sub-bab ini dibahas mengenai pemodelan kanal perairan dangkal dengan menggunakan geometri dan parameter lingkungan. Pemodelan ini menggunakan respon impuls kanal dengan pembobotan sesuai dengan atenuasi karena pantulan, absorpsi, dan lain-lain. Pemodelan ini jugamerupakan metode sederhana namun efektif dalam mengatasi permasalahan lintasan jamak dan kemudian digunakan untuk menilai kinerja sistem komunikasi digital yang beroperasi di kanalperairan dangkal (Zielinski, 1995).

Batas pada permukaan kanal dan dasar kolam memantulkan sinyal akustik dan mengakibatkan terjadinya lintasan jamak antara pemancar dan penerima. Sinyal sampai pada penerima dengan lintasan yang berbeda, masing-masing sinyal tertunda sesuai dengan geometri kanal. Pada penelitian ini, geometri kanal diasumsikan seperti pada Gambar 3.7 dimana kanal diasumsikan memiliki kedalaman yang seragam (h) dan kecepatan rambat suara yang konstan (c). Karakteristik pantulan pada batasan tergantung pada nilai parameter Rayleigh (Urlick, 1983):

$$R = \frac{2\pi f}{c} \beta \sin\phi \quad (3.7)$$

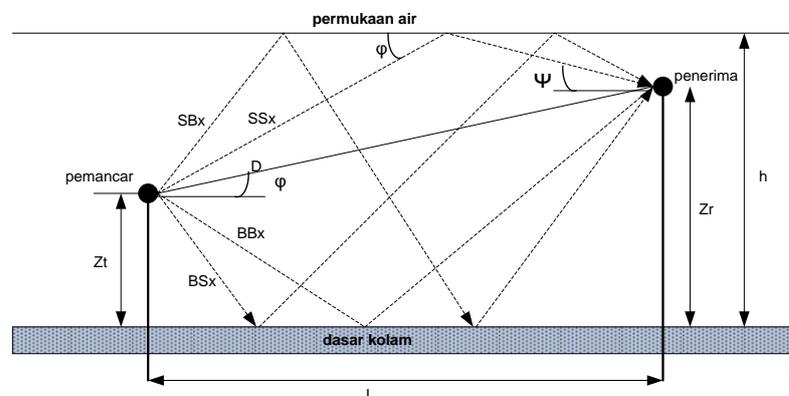
Dimana: f adalah frekuensi yang beroperasi, β adalah *rms* tinggi gelombang permukaan (puncak ke lembah), dan ϕ merupakan *grazing angle* dari sinyal akustik. *Grazing angle* adalah sudut antara sinar datang dan permukaan pantulan. Hubungan

antara β (dalam meter) dan kecepatan angin ω (dalam knot) di laut berasal dari persamaan (Burdic, 1991) :

$$\beta = 3,6576\omega^2 \quad (3.8)$$

Jika $R \gg 1$, maka batasan berfungsi sebagai penghambur yang memantulkan sinyal ke segala arah, dan jika $R \ll 1$ batasan berperan sebagai pemantul. Dalam penelitian ini, digunakan kanal dengan kisaran yang besar terhadap rasio kedalaman kanal (L/h). Lintasan sinyal transmisi dapat dikelompokkan menjadi lintasan langsung (D) atau lintasan jamak. Sinyal lintasan jamak diklasifikasikan menjadi 4 tipe sesuai dengan bentuk dan orde pantulan. Pada buku disertasi ini digunakan notasi SS untuk menunjukkan semua lintasan jamak yang lintasan pertama dan terakhirnya dari permukaan air sebelum sampai di penerima. Begitu pula dengan notasi untuk lintasan jamak SB , SB , BS , dan BB , sedangkan notasi n menunjukkan orde dari lintasan jamak. Keempat lintasan jamak ini dapat dilihat pada Gambar 3.7 untuk lintasan pertama ($n=1$). Selain itu terdapat Z_t yang merupakan notasi dari tinggi pemancar dari dasar perairan dan Z_r yang merupakan notasi dari tinggi penerima dari dasar perairan. Jarak antara pemancar dan penerima dinotasikan dengan L dan panjang masing-masing lintasan sinyal pada gambar dapat diekspresikan sebagai berikut:

$$\text{Panjang tiap lintasan} = \sqrt{L^2 + A^2} \quad (3.9)$$



Gambar 3. 7 Geometri Kanal Propagasi Multipath pada Komunikasi ABA

Sudut kedatangan sinyal akustik pada penerima dapat diekspresikan sebagai berikut:

$$\psi = k \cdot \tan^{-1} \left(\frac{A}{L} \right) \quad (3.10)$$

Dimana:

$$\begin{aligned} A &= Z_r - Z_t; k = -1 \text{ untuk D} \\ A &= 2nh - Z_t - Z_r; k = 1 \text{ untuk SS}_n \\ A &= 2nh - Z_t + Z_r; k = -1 \text{ untuk SB}_n \\ A &= 2nh + Z_t - Z_r; k = 1 \text{ untuk BS}_n \\ A &= 2(n-1)h + Z_t + Z_r; k = -1 \text{ untuk BB}_n \end{aligned}$$

Berdasarkan kondisi *towing tank* yang digunakan, maka lingkungan dimana dilakukan penelitian ini termasuk dalam perairan dangkal, sesuai dengan ekspresi berikut:

$$\frac{L}{h} \gg 2n + 1 \quad (3.11)$$

Untuk mendapatkan nilai dari lintasan langsung dan lintasan jamak, maka persamaan (3.9) dapat dikembangkan sesuai dengan persamaan binomial (Diamond, 1988):

$$\begin{aligned} D &= \sqrt{L^2 + (Z_r - Z_t)^2} \\ &\cong \left[L + \frac{1}{2L} (Z_r - Z_t)^2 \right] \end{aligned} \quad (3.12)$$

Panjang *SS* maka dapat diketahui dengan menggunakan persamaan sebagai berikut:

$$\begin{aligned} SS_n &= \sqrt{L^2 + [2nh - (Z_t + Z_r)]^2} \\ &\cong \left[L + \frac{1}{2L} (2nh - (Z_t + Z_r))^2 \right] \end{aligned} \quad (3.13)$$

n pada persamaan (3.13) menunjukkan indeks, dan dengan menggunakan cara yang sama, maka nilai *SB* dapat dihitung sebagai berikut:

$$\begin{aligned}
SB_n &= \sqrt{L^2 + [2nh - (Z_r + Z_t)]^2} \\
&\cong \left[L + \frac{1}{2L} (2nh - (Z_r + Z_t))^2 \right]
\end{aligned} \tag{3.14}$$

Lintasan BS dapat diketahui dengan menggunakan persamaan berikut:

$$\begin{aligned}
BS_n &= \sqrt{L^2 + [2nh + (Z_t - Z_r)]^2} \\
&\cong \left[L + \frac{1}{2L} (2nh + (Z_t - Z_r))^2 \right]
\end{aligned} \tag{3.15}$$

Dengan cara yang sama, lintasan BB dapat dihitung dengan persamaan sebagai berikut:

$$\begin{aligned}
BB_n &= \sqrt{L^2 + [2(n-1)h + Z_t + Z_r]^2} \\
&\cong \left[L + \frac{1}{2L} (2(n-1)h + Z_t + Z_r)^2 \right]
\end{aligned} \tag{3.16}$$

Perbedaan waktu kedatangan antara lintasan langsung dan lintasan jamak (*delay*) masing-masing lintasan dapat diketahui dengan persamaan sebagai berikut:

$$\begin{aligned}
\tau_{SSn} &= t_{SSn} - t_D = \frac{SS_n - D}{c} \\
&\cong \frac{2}{Lc} [n^2h^2 - nh(Z_t + Z_r) + Z_t Z_r]
\end{aligned} \tag{3.17}$$

t_D dan t_{SS} masing-masing menunjukkan waktu kedatangan dari lintasan langsung dan lintasan SS. Dengan cara yang sama, maka *delay* antara lintasan langsung dan lintasan jamak yang lain dapat diketahui dari persamaan berikut:

$$\tau_{SBn} = \frac{t_{SBn} - t_D}{c} \cong \frac{2}{Lc} [n^2h^2 + nh(Z_r - Z_t)] \tag{3.18}$$

$$\tau_{BSn} = \frac{t_{BSn} - t_D}{c} \cong \frac{2}{Lc} [n^2h^2 + nh(Z_t - Z_r)] \tag{3.19}$$

$$\tau_{BBn} = \frac{t_{BBn} - t_D}{c}$$

$$\cong \frac{2}{L_c} [(n-1)^2 h^2 + (n-1)h(Z_t + Z_r) + Z_t Z_r] \quad (3.20)$$

Permukaan yang tidak rata akan berpengaruh pada terjadinya rugi-rugi permukaan dan diperlukan estimasi untuk mengetahuinya, untuk menentukan koefisien pantulan permukaan dapat menggunakan model Bechmann-Spezzichino (Coates, 1988). Dengan demikian, besarnya koefisien pantulan permukaan laut dapat diperoleh dari persamaan berikut:

$$|\tilde{r}_s| = \sqrt{\frac{1 + (\frac{f}{f_1})^2}{1 + (\frac{f}{f_2})^2}} \quad (3.21)$$

Dimana: $f_2 = 378/\omega^2$ dan $f_1 = \sqrt{10}f_2$, dan f adalah frekuensi pembawa dalam kHz dan ω adalah kecepatan angin dalam knot (Wang, 2013) dan koefisien pantul tekanan permukaan laut kompleks dapat diekspresikan sebagai berikut :

$$\tilde{r}_s = -|\tilde{r}_s| \quad (3.22)$$

Jika terdapat pergeseran fase sebesar π karena pantulan dari permukaan air, maka persamaan digunakan persamaan (3.22). Model NUSC digunakan untuk estimasi koefisien pantul dasar laut dengan persamaan sebagai berikut (Yarger, 1976):

$$\tilde{r}_b = |\tilde{r}_b| e^{j\phi} \quad (3.23)$$

Dimana $|\tilde{r}_b|$ adalah magnitudo koefisien pantul dasar kolam dan ϕ adalah pergeseran fase. Pantulan dari dasar dan permukaan air dari masing-masing tipe lintasan jamak akan menyebabkan atenuasi (Zielinski, 1995) yang dapat diekspresikan dengan persamaan berikut:

$$\begin{aligned} R_{SS_n} &= \tilde{r}_s^n \tilde{r}_b^{n-1} \cong -|\tilde{r}_s|^n \\ R_{SB_n} &= \tilde{r}_s^n \tilde{r}_b^n \cong |\tilde{r}_s|^n \\ R_{BS_n} &= \tilde{r}_s^n \tilde{r}_b^n \cong |\tilde{r}_s|^n \end{aligned}$$

$$R_{BB_n} = \tilde{r}_s^{n-1} \tilde{r}_b^n \cong -|\tilde{r}_s|^{n-1} \quad (3.24)$$

Nilai $n= 1,2,\dots,\infty$. Sedangkan amplitudo masing-masing jenis lintasan jamak dapat dihitung dengan persamaan sebagai berikut:

$$\begin{aligned} \alpha_{SS_n} &= \frac{D}{SS_n} R_{SS_n} \\ \alpha_{SB_n} &= \frac{D}{SB_n} R_{SB_n} \\ \alpha_{BS_n} &= \frac{D}{BS_n} R_{BS_n} \\ \alpha_{BB_n} &= \frac{D}{BB_n} R_{BB_n} \end{aligned} \quad (3.25)$$

Tabel 3. 1 Nilai parameter estimasi CIR dengan jarak Tx-Rx 120 meter

Lintasan ke-	Type	Panjang lintasan (meter)	Waktu tunda τ (detik)	Amplitudo (α)	Sudut datang (ψ)
1	D	120,0010417	0	1	0
2	SS1	120,1260417	8,33333E-05	-0,31792049	0,01159119
3	SS2	121,2760417	0,00085	-0,1002193	0,012614296
4	SS3	123,6260417	0,002416667	-0,03128867	0,012807592
5	SS4	127,1760417	0,004783333	-0,00967971	0,012889205
6	SB1	120,6510417	0,000433333	0,316537102	-0,01242472
7	SB2	122,5010417	0,001666667	0,099217116	-0,012750022
8	SB3	125,5510417	0,003712375	0,030808939	-0,012861716
9	SB4	129,8010417	0,006533333	0,009483957	-0,012918172
10	BS1	120,5510417	0,000366667	0,316799677	0,01236715
11	BS2	122,3010417	0,001533333	0,099379367	0,012735573
12	BS3	125,2510417	0,0035	0,030882732	0,01285529
13	BS4	129,4010417	0,006266667	0,009513273	0,012914557
14	BB1	120,1760417	0,000116667	-0,99854380	-0,011817892
15	BB2	121,4260417	0,00095	-0,31451680	-0,012639957
16	BB3	123,8760417	0,002583333	-0,09811582	-0,012816843
17	BB4	127,5260417	0,005016667	-0,0303318	-0,012893927

Estimasi CIR berbasis geometri diperoleh dari perhitungan beberapa parameter di lingkungan *towing tank* LHI berukuran 200 m x 12 m x 6 m. Dari hasil perhitungan didapatkan panjang masing-masing lintasan jamak, waktu tunda, sudut

datang dan amplitudo seperti ditunjukkan pada Tabel 3.1, Tabel 3.2, Tabel 3.3. Tabel 3.1 merupakan perhitungan estimasi CIR dengan jarak antara pemancar (sumber) dengan penerima sejauh 120 meter, sedangkan untuk jarak 70meter dan 40meter masing-masing ditunjukkan pada Tabel 3.2 dan Tabel 3.3. Dalam perhitungan ini, diasumsikan kecepatan rambat suara di dalam air sebesar 1500 m/det, kecepatan angin dikategorikan sebagai udara ringan, yaitu antara 1-3 knot.

Seperti pada skenario pengukuran pada Gambar 3.7, peletakan speaker di kedalaman 3 meter terhitung dari dasar kolam dan ketinggian penerima 3,5 meter dari dasar kolam, sedangkan frekuensi *carrier* yang digunakan adalah 10 kHz. Pada ketiga tabel terlihat bahwa panjang lintasan jamak SS dan BB lebih pendek jika dibandingkan SB atau BS. Hal ini berdampak pada waktu kedatangan sinyal pada sisi penerima, sehingga waktu tunda BB dan SS lebih kecil. Sedangkan amplitudo lintasan dipengaruhi oleh koefisien pantulan dari dasar dan permukaan air dari masing-masing lintasan.

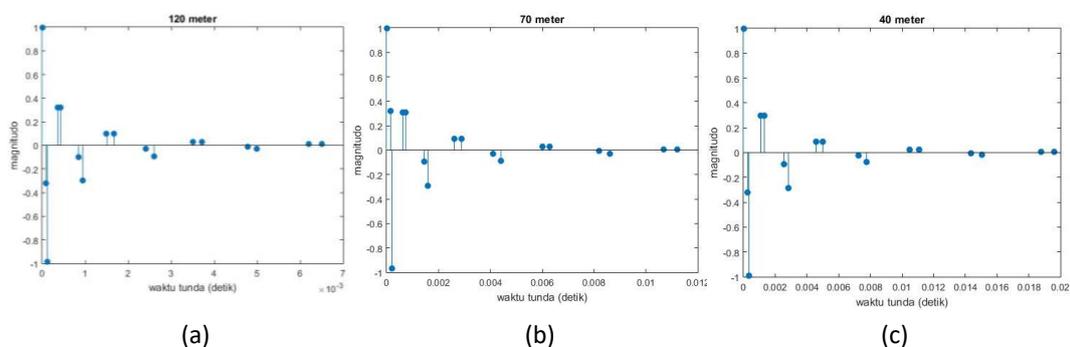
Tabel 3. 2 Nilai parameter estimasi CIR dengan jarak Tx-Rx 70 meter

Lintasan ke-	Tipe	Panjang lintasan (meter)	Waktu tunda τ (detik)	Amplitudo (α)	Sudut datang (ψ)
1	D	70,00178571	0	1	0
2	SS1	70,21607143	0,000142857	-0,31728042	0,019870612
3	SS2	72,1875	0,001457143	-0,09821741	0,021624508
4	SS3	76,21607143	0,004142857	-0,02960565	0,021955871
5	SS4	82,30178571	0,0082	-0,00872534	0,02209578
6	SB1	71,11607143	0,000742857	0,313265121	-0,021299519
7	SB2	74,2875	0,002857143	0,095440947	-0,021857181
8	SB3	79,51607143	0,006342857	0,028376985	-0,022048656
9	SB4	86,80178571	0,0112	0,008273003	-0,022145438
10	BS1	70,94464286	0,000628571	0,314022086	0,021200828
11	BS2	73,94464286	0,002628571	0,095883475	0,021832411
12	BS3	79,00178571	0,006	0,028561713	0,022037639
13	BS4	86,11607143	0,010742857	0,008338878	0,02213924
14	BB1	70,30178571	0,0002	-0,99573268	-0,020259243
15	BB2	72,44464286	0,001628571	-0,30752011	-0,021668498
16	BB3	76,64464286	0,004428571	-0,09250573	-0,021971731
17	BB4	82,90178571	0,0086	-0,02721807	-0,022103875

Tabel 3. 3 Nilai parameter estimasi CIR dengan jarak Tx-Rx 40 meter

Lintasan ke-	Tipe	Panjang lintasan (meter)	Waktu tunda τ (detik)	Amplitudo (α)	Sudut datang (ψ)
1	D	40,003125	0	1	0
2	SS1	40,378125	0,00025	-0,31529599	0,019870612
3	SS2	43,828125	0,00255	-0,09244478	0,021624508
4	SS3	50,878125	0,00725	-0,02534398	0,021955871
5	SS4	61,528125	0,01435	-0,00666964	0,02209578
6	SB1	41,953125	0,0013	0,303459184	-0,021299519
7	SB2	47,503125	0,005	0,085292944	-0,021857181
8	SB3	56,653125	0,0111	0,022760516	-0,022048656
9	SB4	69,403125	0,0196	0,00591286	-0,022145438
10	BS1	41,653125	0,0011	0,3056448	0,021200828
11	BS2	46,903125	0,0046	0,086384039	0,021832411
12	BS3	55,753125	0,0105	0,023127929	0,022037639
13	BS4	68,203125	0,0188	0,006016894	0,02213924
14	BB1	40,528125	0,00035	-0,98704603	-0,020259243
15	BB2	44,278125	0,00285	-0,28752484	-0,021668498
16	BB3	51,628125	0,00775	-0,07847818	-0,021971731
17	BB4	62,578125	0,01505	-0,02060551	-0,022103875

Semakin tinggi orde lintasan, maka amplitudo lintasan akan semakin rendah. Gambar 3.8 mengilustrasikan respon impuls kanal pada masing-masing jarak pemancar dan penerima, yaitu: pada jarak 120meter, 70 meter, dan 40 meter. Amplitudo yang dihasilkan dari ketiga pengukuran menunjukkan adanya proses saling menghilangkan pada lintasan sinyal. Hal ini disebabkan adanya perubahan fase pada permukaan dan dasar kolam.



Gambar 3. 8 CIR pada Jarak: (a) 120 m (b) 70 m (c) 40 m

Jika diamati dari ketiga tabel, maka sinyal D akan saling menghilangkan dengan sinyal BB1, SS1 dan BB2 saling menghilangkan dengan SB1 dan BS1 dan lain-lain. Oleh karena itu, diharapkan kekuatan sinyal menjadi nol ketika jarak pemancar dan penerima menjadi cukup besar sehingga perbedaan waktu yang kecil antara lintasan sinyal yang berdekatan dapat diabaikan.

3.3 Estimasi Respon Impuls Kanal Hasil Pengukuran

Metode estimasi CIR yang dilakukan pada penelitian ini adalah dengan pengiriman sinyal probe menuju penerima. Metode autokorelasi dilakukan dengan memanfaatkan model dasar sistem linear time invariant (LTI), dimana sinyal output $y(t)$ merupakan hasil konvolusi dari sinyal input dengan respon impulse kanal $h(t)$.

3.3.1 Sinyal uji LFM

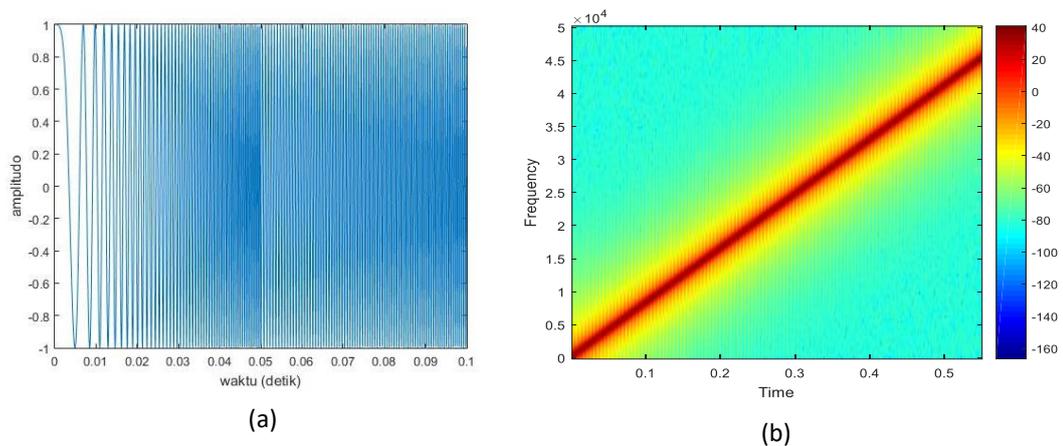
Skenario yang digunakan untuk pengukuran respon impuls kanal sama dengan skenario pada pengukuran derau lingkungan dengan susunan perangkat seperti pada Gambar 3.2. Untuk mendapatkan estimasi respon impuls, maka dalam pengukuran ini dikirimkan sinyal probe dari pemancar (sumber suara) ke penerima. Sinyal probe yang digunakan adalah *Linear Frequency Modulation* (LFM) atau dikenal sebagai sinyal *chirp* dengan persamaan sebagai berikut:

$$x(t) = \exp(j\theta(t)) \quad (3.26)$$

Dimana $\theta(t)$ adalah fase sesaat yang memiliki persamaan sebagai berikut:

$$\theta(t) = 2\pi(f_0 t \pm Kt^2), \text{ dengan } -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \quad (3.27)$$

dan f_0 merupakan frekuensi pusat pada waktu $t=0$, sedangkan K merupakan tingkat kenaikan frekuensi atau *chirp rate*. Gambar 3.9 menunjukkan sinyal chirp dalam domain waktu dan spektrumnya dalam domain frekuensi.



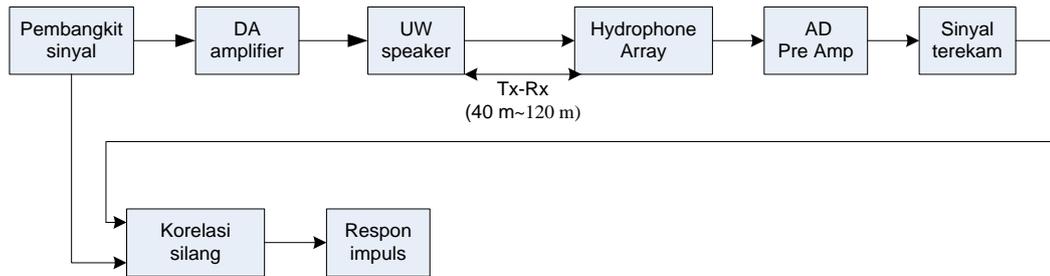
Gambar 3. 9 Sinyal chirp: (a) Domain waktu (b) Spectrogram

Gambar 3.9a menunjukkan bentuk gelombang chirp eksponensial yang merupakan gelombang sinus yang mengalami kenaikan frekuensi secara eksponensial sepanjang periode waktu. Gambar 3.9b merupakan spectrogram sinyal chirp yang menunjukkan tingkat linier dari perubahan frekuensi dalam fungsi waktu. Intensitas plot proporsional terhadap kandungan energi dalam sinyal pada frekuensi dan waktu yang ditunjukkan. Sinyal LFM telah digunakan secara luas sebagai sinyal probe kanal pada komunikasi ABA karena memiliki sifat autokorelasi yang bagus (Song dkk, 2009); (Aijun dkk, 2008). Dalam pengukuran ini sinyal LFM yang digunakan memiliki range frekuensi dari 12000 Hz hingga 15000 Hz dengan durasi perekaman selama 100 mdet.

3.3.2 Autokorelasi Sinyal Chirp

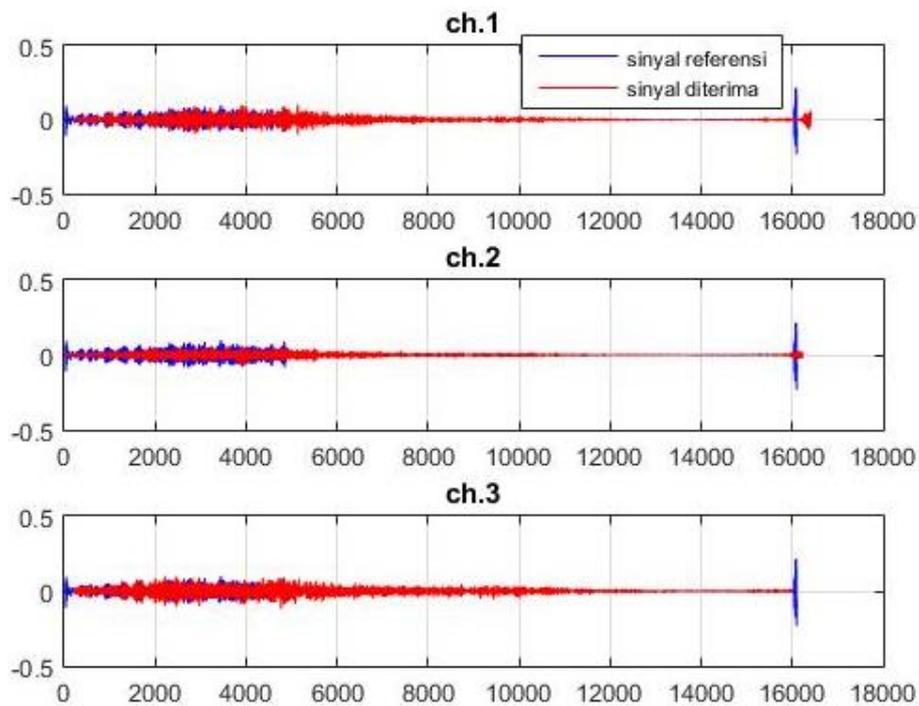
Estimasi respon impuls kanal diperoleh dengan cara mengkorelasikan silang sinyal LFM pada referensi dengan sinyal LFM yang diterima pada *hydrophone array*. Proses estimasi respon impuls dengan autokorelasi seperti ditunjukkan pada diagram blok Gambar 3.10. Sinyal referensi diperlukan dalam proses estimasi respon impuls karena sinyal referensi merupakan sampel yang dianggap akurat dengan jarak 1 meter dari sumber. Terdapat 3 variasi skenario pengukuran respon impuls kanal dalam penelitian ini, yaitu dengan 3 variasi jarak antara sumber

(pemancar) dan penerima : 40 m; 70 m; dan 120 m dan variasi kedalaman masing-masing jarak, yaitu: 1,5 m; 2,5 m; dan 3,5 m.

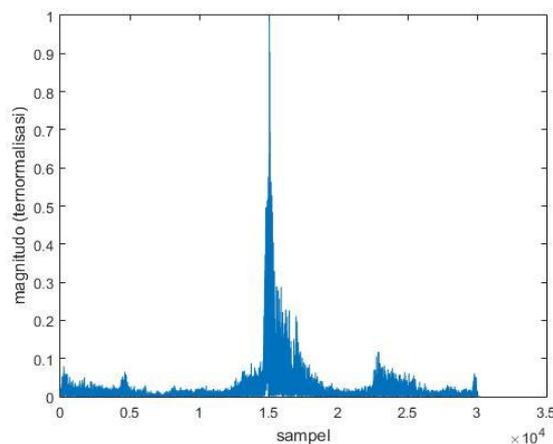


Gambar 3. 10 Proses Estimasi Respons Impuls Kanal

Sedangkan posisi loudspeaker tepat berada di tengah-tengah kedalaman air, yaitu posisi 3 m dari dasar kolam. Sinyal probe dibangkitkan oleh PC kemudian dikirimkan ke penerima melalui loudspeaker. Sebelum diproses dan diestimasi, sinyal LFM yang diterima pada masing-masing hidrofons disinkronkan terlebih dahulu dengan sinyal referensi. Hasil sinkronisasi sinyal dapat ditunjukkan pada Gambar 3.11. Pada gambar tersebut, sinyal suara yang diterima pada hidrofons 1, 2, dan 3 masing-masing dinotasikan dengan ch.1, ch. 2, dan ch. 3. Gambar sinyal yang berwarna biru menunjukkan sinyal referensi, sedangkan warna merah menunjukkan sinyal yang diterima oleh hidrofons. Proses sinkronisasi ini bertujuan untuk mencocokkan posisi sinyal pada masing-masing frame. Proses selanjutnya adalah autokorelasi antara sinyal yang diterima pada masing-masing hidrofons dengan sinyal referensi, maka diperoleh hasil seperti pada Gambar 3.12. Setelah dilakukan autokorelasi, maka untuk memperhalus tampilan respon impuls kanal, maka dilakukan proses pemfilteran. Dalam penelitian ini, digunakan *bandpass filter* sehingga respon impuls kanal ABA dihasilkan tampilan seperti pada Gambar 3.13, Gambar 3.14, dan Gambar 3.15 yang berupa profil intensitas lintasan jamak pada jarak antara sumber dengan penerima masing-masing 40 m, 70 m, dan 120 m.



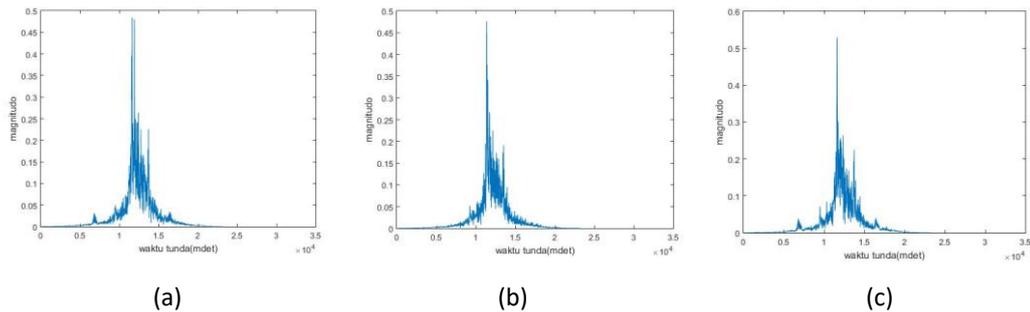
Gambar 3. 11 Hasil Sinkronisasi Sinyal pada Masing-masing Hidrofon



Gambar 3. 12 Korelasi Silang Sinyal Referensi dan Sinyal yang Diterima

Respon impuls kanal yang diperoleh merupakan hasil rata-rata dari sinyal yang terekam pada ketiga hidrofon. Nilai -20 dB relatif terhadap level tertinggi sinyal respon impuls digunakan sebagai *threshold level* terendah yang akan diproses dalam analisa hasil pengukuran. Respon impuls yang merupakan hasil dari hasil korelasi silang antara sinyal referensi dengan sinyal perekaman terdiri dari

sinyal lintasan langsung, sinyal lintasan jamak dan derau lingkungan. Hasil pengukuran di towing tank LHI menunjukkan bahwa pada semua variasi jarak dari sumber ke penerima, sinyal mengalami beberapa pantulan sehingga timbul fenomena lintasan jamak. Gambar 3.13 merupakan respon impuls kanal yang dihasilkan pada jarak 40 m. Pola yang dihasilkan memiliki nilai puncak pada nilai $t=11$ mdet dan sidelobe yang menurun secara teratur pada $t < 11$ mdet dan $t > 11$ mdet, dan pada $t > 20$ mdet amplitudo lintasan jamak mendekati nol. Lintasan jamak yang dihasilkan sangat rapat atau *mean excess delay* yang dihasilkan sangat kecil dan nilai *maximum excess delay* yang dihasilkan relatif kecil. Amplitudo lintasan jamak yang dihasilkan hampir seragam pada ketiga kedalaman masing-masing 1,5 m; 2,5 m; 3,5 m. Validasi dilakukan dengan membandingkan respon impuls kanal yang diperoleh pada proses pengukuran terhadap hasil simulasi dengan parameter seperti pada Tabel 3.4.



Gambar 3. 13 PDP jarak 40 m Kedalaman : (a) 1.5 m (b) 2.5 m (c) 3.5 m

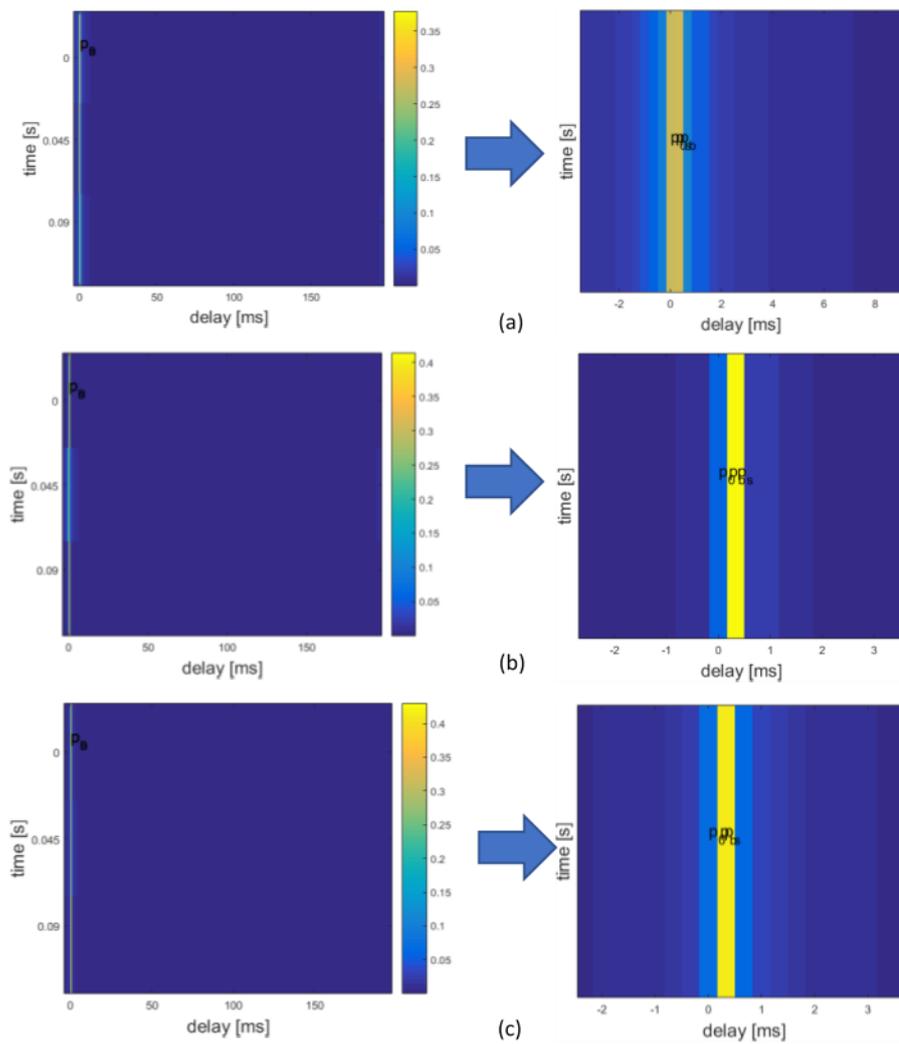
Tabel 3. 4 Parameter Simulasi Estimasi Kanal ABA

Parameter	Nilai
Dimensi towing tank	12 m x 200 m x 6 m
Variasi jarak Tx-Rx	40 m, 70 m, 120 m
Variasi kedalaman	1,5 m; 2,5 m; 3,5 m
Kecepatan rambat suara	1500 m/det
Frekuensi minimum	12 kHz
Frekuensi sampling	48 kHz
Bandwidth	3 kHz
Massa jenis media	1000 gram/cm ³
Waktu pengamatan	100 mdet
Sebaran frekuensi Doppler	4 Hz

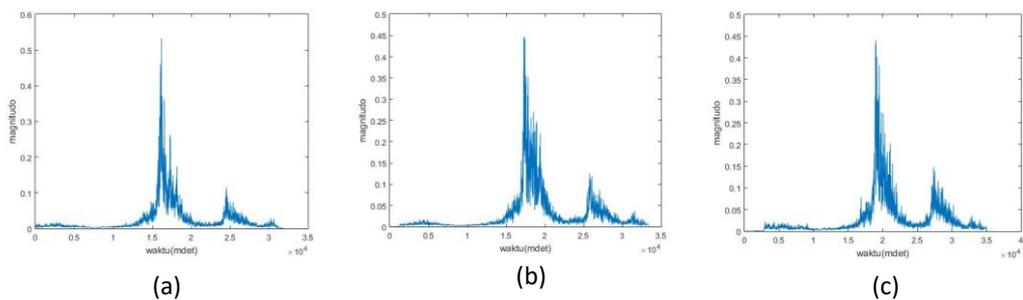
Pemodelan *time-varying channel* yang digunakan dalam simulasi ini adalah pemodelan kanal hasil penelitian (Qarabaqi & Stojanovic, 2013). Pemodelan yang digunakan untuk pengamatan statistik kanal ABA pada lingkungan lintasan jamak. Gambar 3.14 merupakan hasil simulasi respon impuls kanal pada jarak 40 m. Jika dibandingkan dengan hasil pengukuran pada Gambar 3.13, maka terdapat kemiripan pada pola lintasan jamak yang dihasilkan. Lintasan jamak yang terjadi tampak lebih rapat pada $t \geq 0$ mdet, sedangkan semakin ke kanan amplitudo lintasan semakin kecil. Hal ini dapat diamati pada Gambar 3.14 sebelah kanan yang merupakan perbesaran dari gambar di sebelah kirinya dan garis yang berwarna kuning menunjukkan nilai amplitudo yang lebih tinggi dibanding warna biru. Amplitudo lintasan jamak terbesar dihasilkan pada kedalaman 2,5 m dan 3,5 m dari permukaan, sedangkan hasil pengukuran memiliki amplitudo sedikit lebih besar dicapai pada kedalaman 3,5 m.

Pada jarak 70 m, pola lintasan jamak yang dihasilkan sedikit berbeda jika dibandingkan dengan pola lintasan jamak pada jarak 40 m. Hal ini dapat ditunjukkan pada Gambar 3.15. Nilai puncak amplitudo dihasilkan pada $t = 16$ mdet pada kedalaman 1,5 m, sedangkan pada kedalaman 2,5 m dan 3,5 m masing-masing nilai puncak diperoleh pada $t=17$ mdet dan $t=19$ mdet. Pada jarak ini terdapat beberapa kelompok lintasan jamak, yaitu antara nilai $t=16$ mdet hingga sekitar $t=25$ mdet dimana terdapat kenaikan amplitudo pada $t > 25$ mdet dan membentuk pola lintasan jamak seperti pada kelompok pertama, namun dengan amplitudo yang lebih kecil. *Mean excess delay* dan *maximum excess delay* yang dihasilkan lebih panjang jika dibandingkan dengan jarak 40 m.

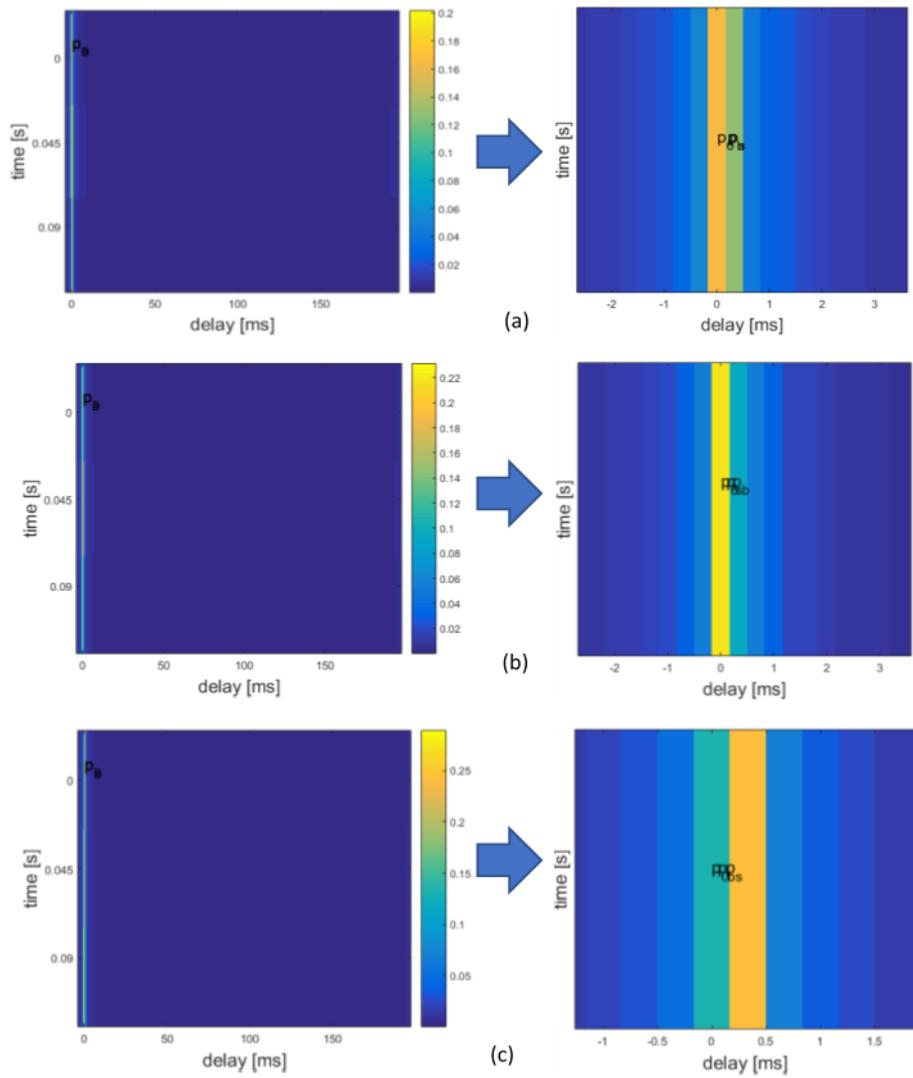
Amplitudo lintasan jamak yang dihasilkan hampir sama dengan amplitudo pada jarak 40 m. Jika dibandingkan dengan hasil simulasi pada Gambar 3.16, maka pola lintasan jamak yang dihasilkan menunjukkan kerapatan pada $t \geq 0$ mdet. Hal ini mirip dengan pola lintasan jamak yang dihasilkan pada jarak 40 m. Namun, pada jarak 70 m amplitudo lintasan jamak yang dihasilkan lebih kecil jika dibanding amplitudo pada jarak 40 m. Hal ini disebabkan rugi-rugi lintasan yang dihasilkan pada jarak yang lebih jauh akan lebih besar (Stojanovic, 2009).



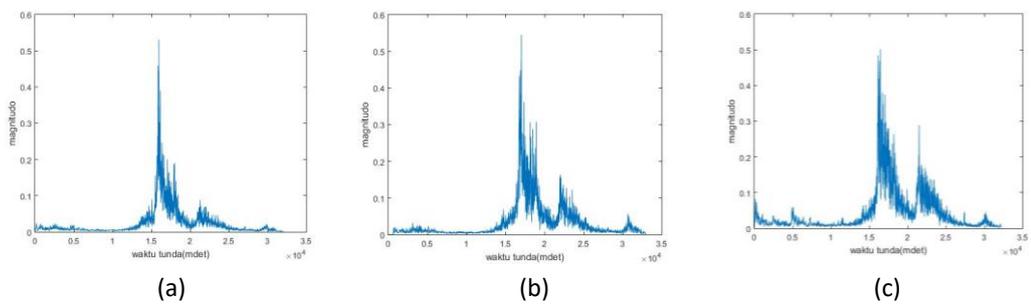
Gambar 3. 14 Simulasi PDP Jarak 40 m Kedalaman : (a) 1.5 m (b) 2.5 m (c) 3.5 m



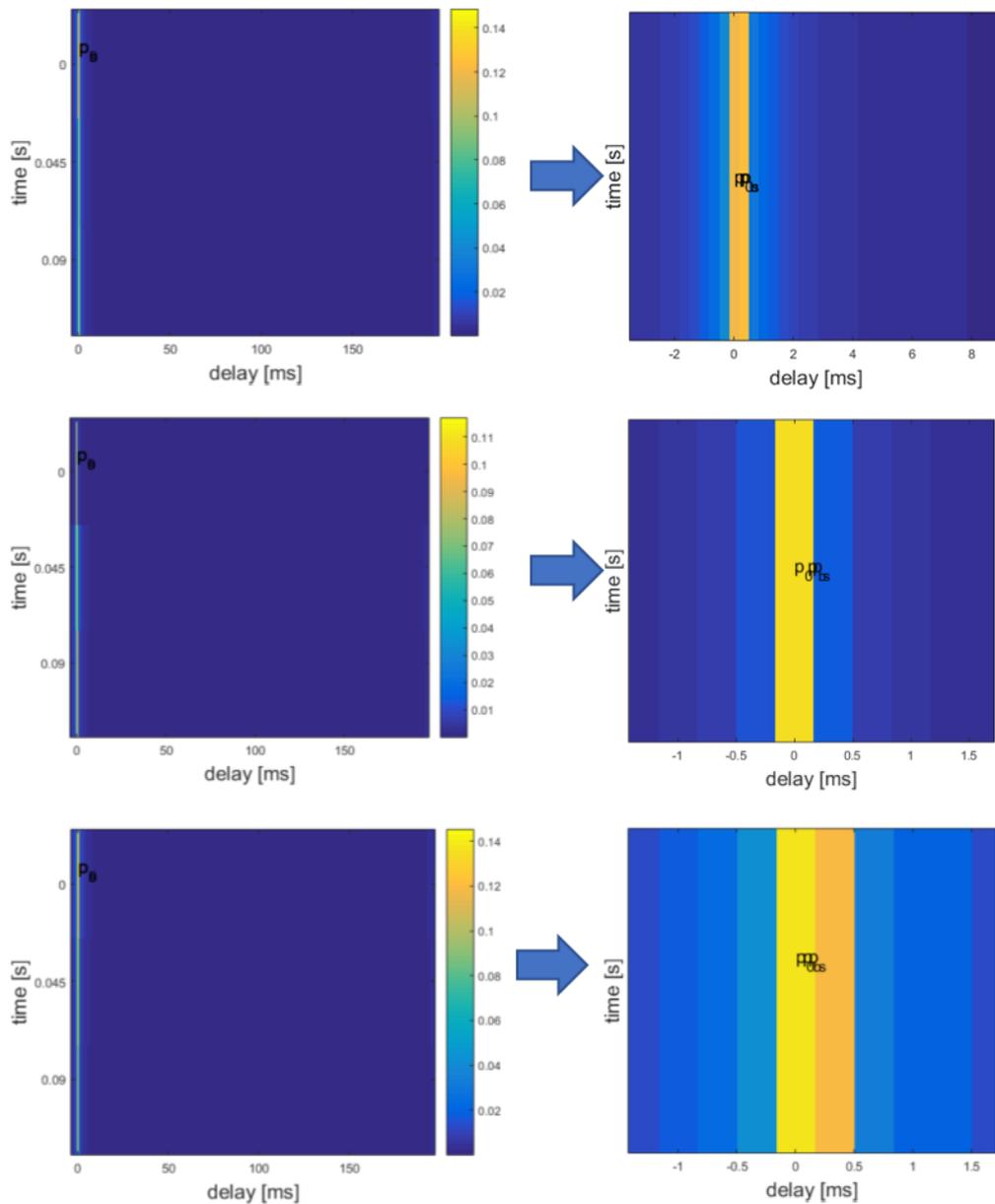
Gambar 3. 15 PDP Jarak 70 m Kedalaman : (a) 1.5 m (b) 2.5 m (c) 3.5 m



Gambar 3. 16 Simulasi PDP Jarak 70 m Kedalaman : (a) 1.5 m (b) 2.5 m (c) 3.5 m



Gambar 3. 17 PDP Jarak 120 m Kedalaman : (a) 1.5 m (b) 2.5 m (c) 3.5 m



Gambar 3. 18 Simulasi PDP Jarak 120 m Kedalaman : (a) 1.5 m (b) 2.5 m (c) 3.5 m

Berbeda dengan hasil pengukuran riil, respon impuls yang dihasilkan pada jarak 70 m memiliki amplitudo yang hampir sama dengan pada jarak 40 m dan amplitudo tertinggi dicapai pada kedalaman 1,5 m dari permukaan. Pola lintasan jamak yang dihasilkan pada jarak 120 m dapat ditunjukkan pada Gambar 3.17. Pola lintasan ini mirip dengan pola lintasan yang dihasilkan pada jarak 70 m dimana terdapat beberapa kelompok lintasan jamak. Kelompok pertama memiliki pola yang mirip dengan pola lintasan pada jarak 40 m dengan nilai puncak amplitudo diperoleh pada

$t=16$ mdet pada kedalaman 1,5 m dan $t=17$ mdet pada kedalaman 2,5 m dan 3,5 m. Kelompok kedua memiliki pola yang hampir sama dengan kelompok pertama dengan amplitudo yang lebih kecil. *Mean excess delay* dan *maximum excess delay* yang dihasilkan lebih pendek jika dibandingkan dengan jarak 70 m. Dari ketiga variasi jarak hasil respon impuls yang diperoleh memiliki amplitudo lintasan jamak yang relatif konstan dengan pola lintasan yang sedikit berbeda antara lintasan jamak yang diperoleh pada jarak 40 m dengan jarak 70 m dan 120 m. Jika diamati dan dibandingkan dengan hasil simulasi pada Gambar 3.18, maka terdapat kemiripan pada pola lintasan yang dihasilkan, yaitu lebih rapat pada saat $t \geq 0$ mdet. Pada hasil simulasi, amplitudo lintasan jamak cenderung mengecil dengan penambahan jarak. Namun, pada hasil pengukuran riil pada jarak 120 m amplitudo lintasan jamak cenderung konstan dan bahkan lebih tinggi jika dibanding amplitudo pada jarak 40 m. Hal ini disebabkan pantulan pada dinding kolam maupun dasar dan permukaan kolam yang memungkinkan terdapat titik dimana pantulan yang terjadi akan saling menguatkan.

3.4 Ringkasan

Pada penelitian ini telah dilakukan pemodelan kanal berbasis geometri dan berbasis pengukuran.

- Pada pemodelan kanal berbasis geometri informasi mengenai parameter lingkungan seperti: kecepatan rambat suara di dalam air, kecepatan angin, dan konfigurasi tautan komunikasi, dan frekuensi operasi harus diperoleh terlebih dahulu.
- Dalam pemodelan berbasis geometri, lintasan sinyal transmisi dapat dikelompokkan menjadi lintasan langsung (D) atau lintasan jamak yang diklasifikasikan menjadi 4 tipe sesuai dengan bentuk dan orde pantulan, yaitu: SS (lintasan pertama dan terakhirnya dari permukaan air), SB (lintasan pertama dari permukaan air dan terakhirnya dari dasar laut/kolam), BS (lintasan pertama dari dasar dan terakhirnya dari permukaan air), dan BB (lintasan pertama dan terakhirnya dari dasar laut/kolam).

- Respon impuls kanal diperoleh dengan pembobotan sesuai dengan atenuasi karena pantulan, absorpsi, dan lain-lain.
- Pada pengukuran respon impuls kanal digunakan sinyal LFM sebagai sinyal probe, dan respon impuls kanal diperoleh dengan cara autokorelasi silang sinyal referensi (mendekati sinyal asli) dengan sinyal yang diterima pada hidrofona.
- Dari hasil pengukuran diperoleh profil lintasan jamak yang memiliki pola lintasan dan amplitudo yang relatif konstan pada variasi ketiga jarak, yaitu: 40 m, 70 m, dan 120 m.
- Derau lingkungan yang telah diukur pada towing tank LHI menghasilkan distribusi Gaussian dan memiliki spektrum yang datar pada frekuensi di atas 4 kHz, sehingga pada kanal tersebut dapat diaplikasikan sistem komunikasi digital dengan derau AWGN seperti yang telah diaplikasikan secara luas pada sistem komunikasi nirkabel.

BAB 4

EQUALIZER ADAPTIF PADA KOMUNIKASI TIME-REVERSAL

Kanal ABA perairan dangkal pada umumnya merupakan kanal dengan lintasan jamak yang kompleks dan memiliki variasi temporal dan spasial yang memicu timbulnya ISI yang buruk (Kilfoyle & Baggeroer, 2000). Struktur lintasan jamak tergantung pada beberapa faktor, seperti: struktur kecepatan suara, bandwidth sinyal yang ditransmisikan, geometri kanal, lokasi antara sumber dengan penerima, dan lain sebagainya. Untuk mendapatkan kecepatan transfer data yang tinggi dengan *bit-error-rate*(BER) yang rendah, maka algoritma equalisasi diaplikasikan untuk mengatasi ISI sebagai akibat dari kanal lintasan jamak. Namun, beberapa algoritma tersebut memerlukan kemampuan komputasi yang tinggi dan tidak efisien.

Pada bab 4 ini, dibahas mengenai aplikasi equalizer Decision Feedback Equalizer (DFE) adaptif pada komunikasi akustik time-reversal (TR) untuk mengatasi ISI pada kanal ABA. Komunikasi TR secara luas telah banyak digunakan untuk berbagai aplikasi komunikasi ABA dengan berbagai metode pengkodean, seperti: BPSK (Edelmann dkk, 2002), MFSK (Smith dkk, 2003; Heinemann dkk, 2003), dan OFDM (Gomez dan Barroso, 2004). TR memanfaatkan heterogenitas medium untuk meningkatkan kualitas pemfokusan sehingga dapat secara otomatis menyesuaikan kanal akustik dan mengarah pada pemfokusan adaptif. Sifat kompresi temporal pada TR menurunkan dispersi yang disebabkan oleh kanal akustik atau dengan kata lain sifat kompresi pada TR ini mengatasi permasalahan ISI dengan penjelasan sebagai berikut.

4.1 Pemodelan Sistem Komunikasi Time-Reversal Pasif

Pada penelitian ini digunakan metode TR pasif. Perbedaan implementasi TR pasif dengan aktif adalah pada arah mengalirnya informasi seperti telah diuraikan pada sub bab 2.4. Pada TR aktif, informasi dikirim kembali ke sumber pada jarak tertentu dari elemen penerima, sedangkan pada TR pasif, sumber mengirimkan

informasi ke deretan elemen penerima dalam domain waktu dengan mengirimkan sinyal probe sebelum paket data untuk kemudian dikorelasikan dengan data yang diterima. Pendekatan TR mencapai fokus dengan menggunakan array penerima vertikal dan *match-filtering* dari sinyal yang diterima. Sinyal yang diterima pada hidrofons ke- k ($r_k(t)$) dari deretan vertikal hidrofons dapat diekspresikan sebagai berikut:

$$r_k(t) = h_k(t) * s(t) + w_k(t) \quad (4.1)$$

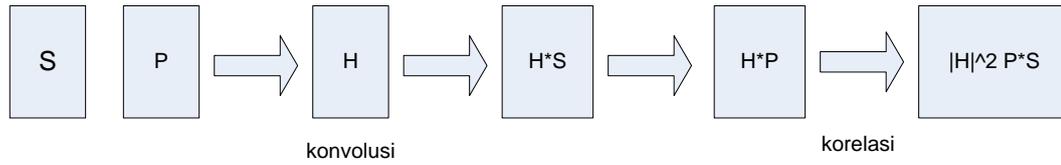
dimana $h_k(t)$ adalah *channel impulse response* hidrofons ke- k , $s(t)$ merupakan sinyal pembawa informasi yang ditransmisikan, $w_k(t)$ adalah derau yang diterima pada hidrofons ke- k , dan $*$ menunjukkan operator konvolusi. Output $z(t)$ diperoleh dari elemen array M hidrofons yang dapat diekspresikan sebagai berikut:

$$\begin{aligned} z(t) &= \sum_{k=1}^M \hat{h}_k(-t) * r_k(t) \\ &= \sum_{k=1}^M \hat{h}_k(-t) * h_k(t) * s(t) + \sum_{k=1}^M \hat{h}_k(-t) * w_k(t) \\ &= q(t) * s(t) + w(t) \end{aligned} \quad (4.2)$$

$q(t)$ merupakan penjumlahan dari fungsi korelasi impuls kanal pada sejumlah M hidrofons seperti pada persamaan 4.2. Dengan estimasi kanal sempurna $\hat{h}_k(t) = h_k(t)$, persamaan tersebut menunjukkan pemfokusan ideal, sedangkan lintasan jamak terkompresi jika $q(t)$ mempunyai nilai sebagai berikut:

$$q(t) = \begin{cases} 1, & t = 0, \\ 0, & t \neq 0 \end{cases} \quad (4.3)$$

Pada kenyataannya, $q(t)$ tidak dapat memiliki bentuk ideal karena memerlukan *bandwidth* yang tak terbatas, sehingga memiliki *sidelobe* (Yang, 2004). Oleh karena itu, ISI yang buruk tidak dapat dieliminasi sepenuhnya dengan metode TR, melainkan hanya tereduksi.



Gambar 4. 1 Diagram Metode Time-reversal Pasif

CIR terestimasi diperoleh dengan menggunakan sinyal probe $p(t)$ seperti yang ditunjukkan pada Gambar 4.1. Notasi P pada Gambar 4.1 menunjukkan sinyal probe, S merupakan sinyal data, dan H menunjukkan respon impuls kanal. Sinyal data S ditransmisikan setelah sinyal P , yaitu ketika kedatangan semua lintasan jamak telah berakhir. Sinyal yang ditransmisikan $s(t)$ dapat diekspresikan menjadi:

$$s(t) = s_d(t) * p(t) \quad (4.4)$$

Dimana $s_d(t)$ merupakan sinyal termodulasi dengan bandwidth B_d , dan sinyal probe yang diterima pada hidrofons ke- k adalah:

$$r_{p,k}(t) = h_{p,k}(t) * p(t) + w_{p,k}(t) \quad (4.5)$$

dimana $h_{p,k}(t)$ adalah respon kanal untuk $p(t)$ pada hidrofons ke- k , dan $w_{p,k}(t)$ adalah derau selama penerimaan $p(t)$ pada hidrofons ke- k . Derau $w_{p,k}$ independen terhadap $p(t)$. Sedangkan $r_{p,k}(t)$ digunakan sebagai estimasi kanal untuk time-reversal dan output $z(t)$ diekspresikan sebagai berikut:

$$\begin{aligned} z(t) &= \sum_{k=1}^M r_{p,k}(-t) * r_k(t) \\ &= \sum_{k=1}^M (h_{p,k}(-t) * p(-t) + w_{p,k}(-t) * r_k(t)) \\ &= \sum_{k=1}^M (h_{p,k}(-t) * p(-t) + w_{p,k}(-t)) * h_k(t) * s(t) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \sum_{k=1}^M (h_{p,k}(-t) * p(-t) + w_{p,k}(-t) * w_k(t)) \\
& = \sum_{k=1}^M h_{p,k}(t) * h_k(t) * p(-t) * s_d(t) + w(t) \\
& = \sum_{k=1}^M h_{p,k}(-t) * h_k(t) * R_p(t) * s_d(t) + w(t) \tag{4.6}
\end{aligned}$$

Dimana $R_p(t)$ merupakan fungsi autokorelasi $p(t)$ dan noise terfilter $w(t)$ adalah:

$$\begin{aligned}
w(t) & = \sum_{k=1}^M w_{p,k}(-t) * h_k(t) * p(t) * s_d(t) \\
& \quad + \sum_{j=1}^M (h_{p,k}(-t) * p(-t) + w_{p,k}(-t)) * w_k(t) \\
& = \sum_{i=1}^M (h_k(t) * p(t) * s_d(t) * w_{p,k}(-t) \\
& \quad + h_{p,k}(t) * p(-t) * w_k(t) + w_{p,k}(-t) * w_k(t)) \tag{4.7}
\end{aligned}$$

$w_{p,k}(t)$ diasumsikan sebagai *white noise*, $s_d(t)$ dan $p(t)$ tidak terkorelasi dan $w(t)$ merupakan derau terfilter. Pada kanal statik $h_{p,k} = h_k(t)$ yang menghasilkan:

$$z(t) = q(t) * R_p(t) * s_d(t) + w(t) \tag{4.8}$$

Persamaan (4.8) menunjukkan bahwa $z(t)$ mengandung konvolusi $R_p(t)$ dengan $s_d(t)$. $h_k(t)$ merupakan bandwidth yang terbatas pada komunikasi, dan output *match-filtering* kanal mempunyai *sidelobe*, sehingga $R_p(t)$ diharapkan memiliki *sidelobe* yang rendah dan sebagai konsekuensinya pemilihan sinyal probe $p(t)$ sangat penting dalam metode TR.

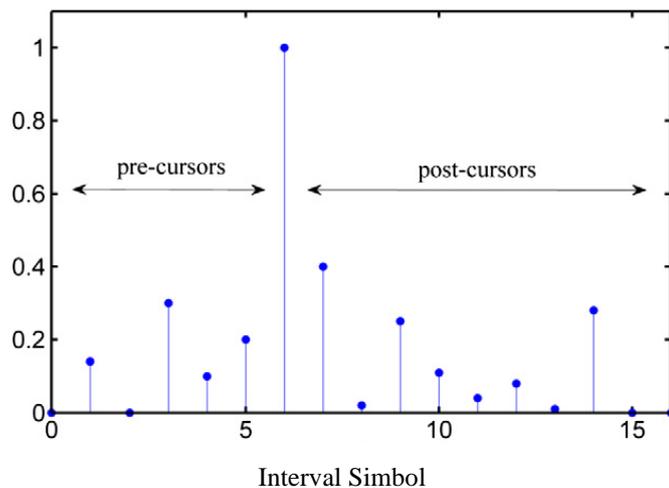
4.2 Aplikasi Equalizer DFE Adaptif pada Sistem Komunikasi TR Pasif

Sistem komunikasi TR pasif dipertimbangkan sebagai metode yang lebih sederhana karena hanya memerlukan satu arah transmisi dan dapat direalisasikan

pada domain frekuensi maupun waktu. Reduksi lintasan jamak yang diperoleh dengan menggunakan sistem komunikasi TR, namun terbatas oleh lingkungan kanal ABA yang berubah terhadap waktu (*time-varying channel*) dan berpengaruh pada estimasi kanal yang tidak sempurna. Permasalahan ini dapat diatasi dengan menggunakan equalisasi adaptif, salah satunya dengan menggunakan *decision feedback equalizer* (DFE). Secara sederhana, gabungan TR dengan DFE dapat diilustrasikan seperti pada Gambar 2.16.

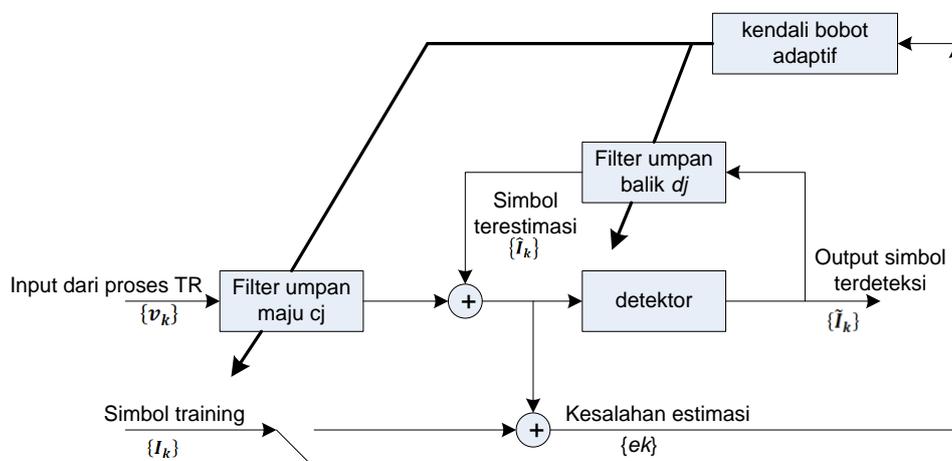
Pada equalizer adaptif, CIR dimodelkan sebagai tap filter transversal seperti ditunjukkan pada Gambar 4.2. Penerima disinkronisasi dengan kedatangan magnitudo maksimum, dimana equalisasi *pre-cursor* dan *post-cursor* diperlukan untuk mendekati fungsi delta sebagai respon impuls. Sebuah equalizer seharusnya mempunyai loop umpan balik seperti pada DFE untuk menghilangkan *post-cursor*, sedangkan beban komputasi dan kompleksitas DFE meningkat dengan jumlah tap untuk equalisasi (George dkk, 1971). Terdapat *pre-cursor* dan *post-cursor* yang menyebabkan ISI setelah *refocusing* lintasan jamak pada penerima seperti pada persamaan (3.14). Berbeda dengan equalizer linear, DFE mempunyai loop umpan balik untuk mengatasi ISI yang disebabkan oleh *post-cursor*. Output DFE adaptif seperti ditunjukkan pada Gambar 4.3 dapat diekspresikan sebagai berikut:

$$\hat{I}_k = \sum_{j=-K_1}^0 c_j v_{k-j} + \sum_{j=1}^{K_2} d_j \tilde{I}_{k-j} \quad (4.9)$$

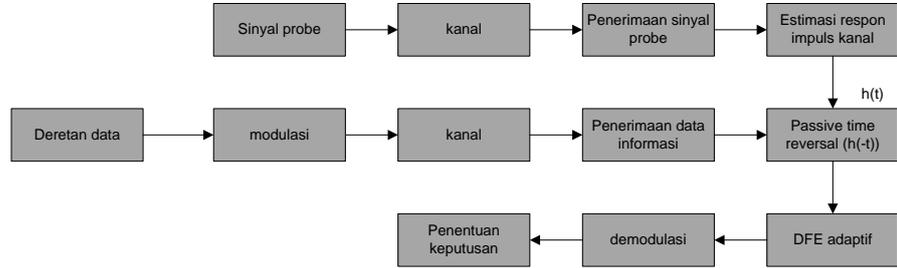


Gambar 4. 2 Ilustrasi Respon Impuls Kanal

dimana c_j dan d_j merupakan koefisien tap filter umpan maju dengan jumlah tap K_1 dan filter umpan balik dengan jumlah tap K_2 . $\{\hat{I}_{k-1}, \dots, \hat{I}_{k-K_2}\}$ adalah simbol terdeteksi sebelumnya, dan v_k adalah simbol yang diterima. ISI yang disebabkan *post-cursor* dihilangkan dengan mengumpanbalikkan estimasi sebelumnya yang merupakan output simbol terdeteksi. Jumlah tap K_1 dan K_2 ditentukan oleh struktur lintasan jamak kanal. Jumlah tap K_2 yang diperlukan sama dengan jumlah *post-cursor* (Yang, 2004). Jika jumlah *post-cursor* meningkat, filter umpan balik memerlukan lebih banyak tap, jumlah *training simbol* juga meningkat dan tingkat adaptasi kontrol *tap weight* untuk melacak variasi respon impuls. Pemilihan TR pasif diantaranya karena PTR lebih mudah diimplementasikan jika dibanding dengan mode TR aktif. Selain itu, TR pasif tidak memerlukan waktu tambahan antara penerimaan sinyal dan pengiriman sinyal kembali ke sumber. Dalam penelitian ini, simulasi dilakukan untuk mengetahui performansi gabungan equalizer adaptif DFE dan komunikasi TR pasif pada lingkungan perairan dangkal. Proses pentransmisian sinyal dari pemancar hingga penerima dapat ditunjukkan secara sederhana pada Gambar 4.4. Sinyal yang ditransmisikan dimodulasi terlebih dahulu dengan menggunakan skema modulasi BPSK, selanjutnya sinyal termodulasi dilewatkan melalui kanal lintasan jamak. Kanal lintasan jamak yang digunakan merupakan hasil estimasi.



Gambar 4. 3 Struktur DFE Adaptif



Gambar 4. 4 Skenario Simulasi Sistem

Selanjutnya sinyal termodulasi dikonvolusi dengan respon impuls kanal sehingga pada masing-masing hidrofons sinyal yang diterima memiliki persamaan seperti pada persamaan (4.1). Kemudian sinyal $r_k(t)$ ini didemodulasi menjadi sinyal baseband seperti pada persamaan berikut:

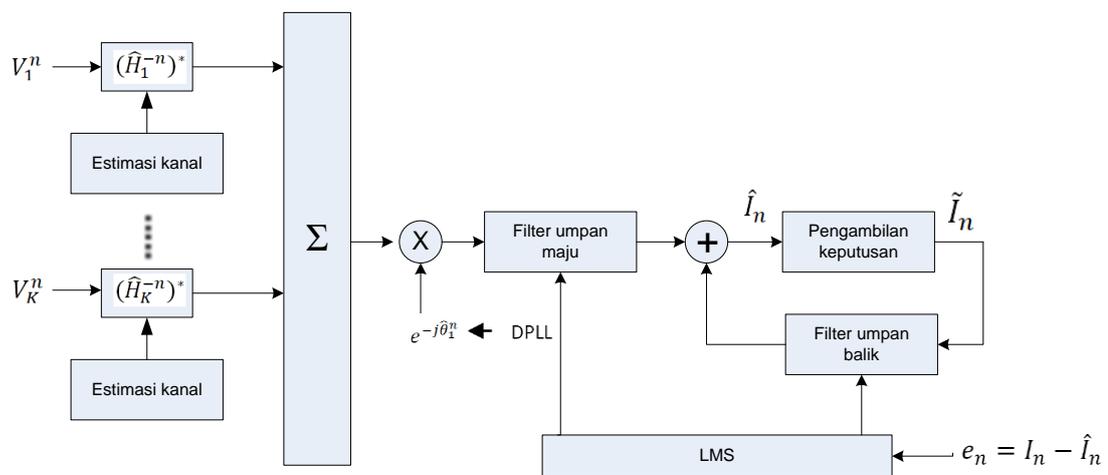
$$v_k(t) = \sum_n I[n]h_k(t - nT)e^{i\theta_k(t)} + w_k(t) \quad (4.2)$$

Dimana $I(n)$ merupakan sinyal informasi yang terdiri dari deretan n simbol, $\theta_k(t)$ menunjukkan pergeseran frekuensi karena pergeseran Doppler. Pada sisi penerima, proses TR dilakukan dengan mengkonvolusikan sinyal yang diterima dengan respon impuls kanal versi *time-reversed* ($h(-t)$) dengan persamaan outputnya sebagai berikut:

$$\begin{aligned} z(t) &= \sum_{k=1}^M h_k(-t) * v_k(t) \\ &= \sum_{k=1}^M h_k(-t) * \sum_n I[n]h_k(t - nT)e^{j\theta_k(t)} + \sum_{k=1}^M h_k(-t) * w_k(t) \\ &= \sum_n I[n] \sum_{k=1}^M h_k(-t) * h_k(t - nT)e^{j\theta_k(t)} + \zeta_k \\ &= \sum_n I[n] \sum_{k=1}^M q_k(t - nT)e^{j\bar{\theta}_k(t)} + \zeta_k \end{aligned} \quad (4.2)$$

$q_k(t)$ menunjukkan autokorelasi fungsi respon impuls $h_k(t)$ dan $\bar{\theta}_k(t)$ merupakan pergeseran frekuensi carrier setelah penggabungan sejumlah M kanal, sedangkan $\zeta_k(t)$ adalah derau terfilter. Performansi TR pasif sangat tergantung pada fungsi $q_k(t)$. Jika $q_k(t)$ tidak mendekati fungsi Dirac, maka *sidelobe* $q_k(t)$ dapat menimbulkan ISI. Namun, ISI dapat direduksi dengan memanfaatkan sifat *refocusing* dari TR yang diaplikasikan. Pada penelitian ini, digunakan 3 elemen penerima (hidrofon) dan menggunakan penggabungan bobot yang setara (*equal weight combining*). Banyaknya jumlah hidrofon (sensor) pada penerima akan berdampak pada banyaknya *sidelobe* yang dihasilkan dari hasil penjumlahan autokorelasi respon impuls kanal masing-masing hidrofon. Semakin banyak hidrofon yang digunakan, maka *sidelobe* yang timbul dapat direduksi sehingga fungsi $q_k(t)$ semakin mendekati fungsi Dirac.

Sebagai equalizer non linier DFE memiliki bentuk umum seperti pada persamaan (2.12) dengan blok diagram DFE ditunjukkan pada Gambar 2.12. Jika dibandingkan dengan equalizer linier pada DFE terdapat filter $B_k(z)$ yang menggunakan \hat{I}_k^n sebagai input sehingga DFE menjadi non linear, sedangkan W_n^k menunjukkan noise aditif, $A_k(z)$ dan $B_k(z)$ menunjukkan transformasi z koefisien tap, a_k dan b_k untuk filter umpan maju dan umpan balik dimana $z = e^{j\omega t}$. Nilai b_k ditentukan secara unik oleh respon impuls kanal. Meskipun N_{ff} bersifat independen terhadap respon impuls kanal, namun nilai a_k dan b_k saling berkaitan.



Gambar 4. 5 Diagram blok Joint TR Pasif dan DFE Adaptif

Dengan berasumsi bahwa simbol sebelumnya telah terdeteksi secara benar pada filter umpan balik, maka koefisien tap diperoleh dengan meminimumkan nilai output MSE. Diagram blok penerima TR yang digabung dengan DFE adaptif ditunjukkan pada Gambar 4.5.

Algoritma LMS digunakan untuk memperbarui bobot tap. Sinyal baseband dikonversi menjadi N sampel per simbol untuk pemrosesan sinyal digital. Ketika dilakukan estimasi simbol ke- n , maka vektor bobot filter umpan maju kanal ke- k dapat diformulasikan sebagai berikut:

$$\mathbf{a}'_k[n] = \{a_1^k[n], \dots, a_{N_{ff}}^k[n]\}^* \quad (4.4)$$

Sampel input untuk filter umpan maju sepanjang N_{ff} tap diekspresikan dalam sebuah vektor sebagai berikut:

$$\mathbf{v}_k[n] = \left\{ v_k[nT], v_k\left[nT - \frac{T}{2}\right], \dots, v_k\left[n - \frac{N_{ff}T}{2}\right] \right\}^T \quad (4.5)$$

Sedangkan vektor koefisien untuk filter umpan balik dapat diekspresikan sebagai berikut:

$$\mathbf{b}'_k[n] = \{b_1^k[n], \dots, b_{N_{fb}}^k[n]\}^* \quad (4.6)$$

Dimana N_{fb} merupakan jumlah tap umpan balik dan vektor yang ter-*update* pada laju simbol $1/T$, maka vektor input filter umpan balik adalah sebagai berikut:

$$\mathbf{d}[n] = \{\hat{I}[n-1], \dots, \hat{I}[n-N_{fb}]\}^T \quad (4.7)$$

Dimana $\hat{I}[n]$ merupakan output yang diinginkan yang merupakan simbol terdekat dengan simbol terestimasi $\tilde{I}[n]$. Gabungan dari estimasi K kanal digunakan untuk memperoleh $\tilde{I}[n]$.

$$\tilde{I}[n] = \{a'_1[n], \dots, a'_K[n], -b'[n]\} \begin{cases} v_1[n]e^{-j\hat{\theta}_1} \\ \vdots \\ v_K[n]e^{-j\hat{\theta}_K} \\ d[n] \end{cases} \quad (4.8)$$

$\hat{\theta}_k$ mengoreksi fase offset dari simbol saat ini dan estimasi kesalahan dapat diperoleh dari persamaan berikut:

$$e[n] = I[n] - \tilde{I}[n] \quad (4.9)$$

Dimana $I[n]$ merupakan training simbol pada mode training. $\tilde{I}[n]$ menggantikan $I[n]$ dalam iterasi pada mode *tracking*. Koefisien K filter umpan maju diupdate dengan algoritma LMS seperti terlihat pada Gambar 4.5. Sedangkan persamaan untuk meng-*update* filter umpan maju adalah sebagai berikut:

$$a'_k[n + 1] = a'_k[n] + \mu v_k[n]e[n] \quad (4.10)$$

Sedangkan persamaan untuk update filter umpan balik adalah sebagai berikut:

$$b'_k[n + 1] = b'_k[n] + \mu \tilde{I}[n]e[n] \quad (4.11)$$

Dimana μ merupakan step size yang mengendalikan ukuran koreksi pada vektor pembobotan tap dalam satu proses satu putaran iterasi ke iterasi selanjutnya. Koefisien filter umpan maju dan umpan balik diupdate dengan meminimumkan *cost function* yang digunakan untuk meminimumkan nilai *mean-square-error (MSE)*. Persamaan *cost function* tersebut dapat diekspresikan sebagai berikut:

$$J_{MSE}[n] = E\{|e[n]|^2\} = E\{|I[n] - \tilde{I}[n]|^2\} \quad (4.12)$$

Dimana $|e[n]|$ menunjukkan nilai absolut dari $e[n]$.

Konvergensi TR-DFE dapat dicapai dengan mengaplikasikan nilai *step-size* dan *training symbol* dengan jumlah yang sesuai. Meskipun demikian, karakteristik algoritma LMS pada struktur equalizer memiliki kemampuan konvergensi yang lebih lambat. Oleh karena itu, pada penelitian ini dilakukan modifikasi pada algoritma step-size LMS, yaitu dengan mengalikan step size yang ada dengan nilai mutlak dari selisih dua nilai kesalahan terakhir, sehingga nilai step-size termodifikasi dapat dituliskan dalam persamaan berikut:

$$\mu(n) = \mu|e(n) - e(n - 1)| \quad (4.13)$$

Dimana μ merupakan nilai *step-size* yang ada, sedangkan $e(n)$ merupakan kesalahan terakhir atau kesalahan ke- n pada iterasi ke- n , sedangkan $e(n-1)$ merupakan kesalahan terakhir pada iterasi ke- $(n-1)$.

4.3 Simulasi dan Analisa Kinerja Sistem

Dalam komunikasi TR yang dikombinasikan dengan equalisasi DFE, data yang ditransmisikan dari sumber memiliki format yang ditunjukkan seperti pada Gambar 4.6. Pada Gambar 4.6 proses komunikasi time-reversal pasif diawali dengan pengiriman sinyal probe untuk estimasi respon impuls kanal dan kemudian dilakukan pengiriman deretan data yang terdiri dari deretan *training bit* dan informasi. Deretan *training bit* tersebut digunakan untuk menentukan koefisien tap. Untuk menerima semua propagasi lintasan jamak dari sinyal probe yang dikirimkan dan mengestimasi respon impuls kanal dengan benar, maka diperlukan *guard delay* antara waktu pengiriman sinyal probe dan pengiriman deretan data (Sun, dkk., 2012). Proses komunikasi dilakukan seperti pada Gambar 4.4, dimana sinyal data termodulasi ditransmisikan dari sumber setelah proses *impulse shaping*



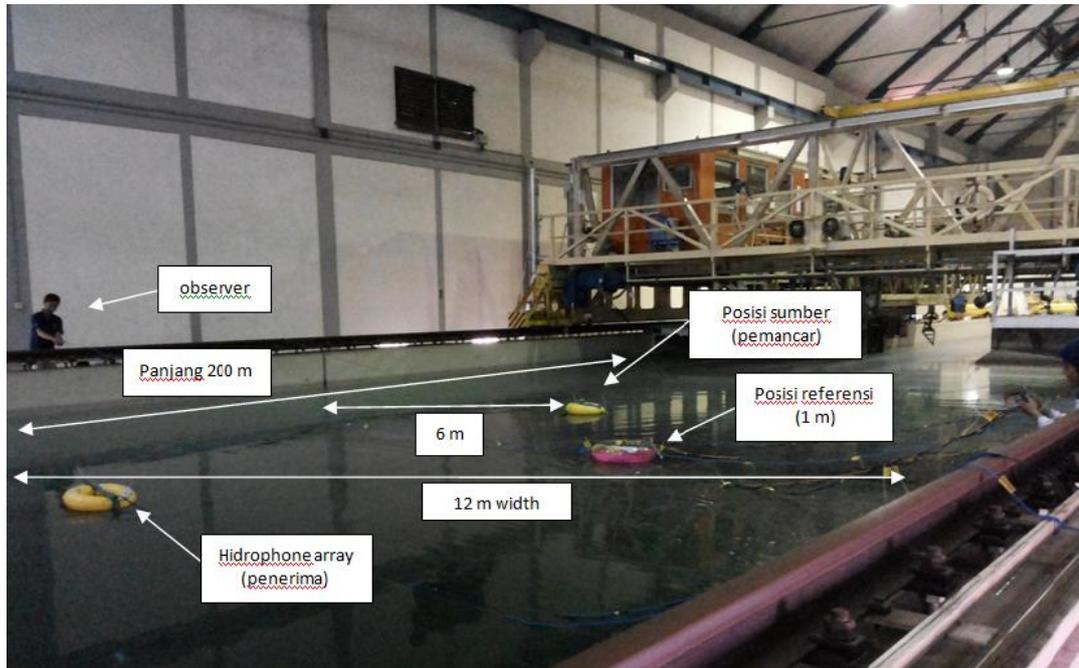
Gambar 4. 6 Format data terkirim

Masing-masing elemen penerima melakukan proses TR pasif terhadap sinyal data yang diterima. Selanjutnya sinyal yang telah diproses dengan time-reversal dikirimkan ke equalizer DFE adaptif. Output dari proses equalisasi selanjutnya akan didemodulasi dan dilakukan pengambilan keputusan, sehingga estimasi data terkirim dapat diperoleh.

4.3.1 Autokorelasi Respon Impuls Kanal pada PTR

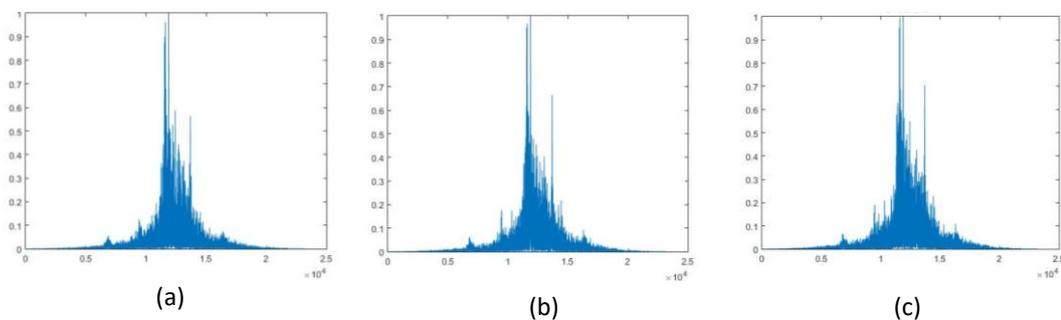
Pada bagian ini hasil simulasi komunikasi TR pasif disajikan dengan membandingkan tiga kondisi, diantaranya: (1) sinyal *single carrier* dengan equalizer linier MSE (2) sinyal *single carrier* dengan equalizer DFE (3) komunikasi TR pasif yang dikombinasi dengan equalisasi adaptif DFE. Pada poin (3), performansi sistem diamati dengan kondisi kedalaman yang berbeda pada masing-masing jarak antara sumber dengan penerima. Pada simulasi ini digunakan model kanal perairan dangkal yang bersifat *time-varying* dimana sebaran frekuensi Doppler yang diperoleh dengan frekuensi minimum yang digunakan 12 kHz adalah sebesar 4 Hz dengan asumsi gerakan relatif pemancar dan penerima sebesar 0,5 m/det, sedangkan nilai *coherence time* adalah 0,045 detik. Model kanal perairan dangkal dibangun berdasarkan pengukuran respon impuls secara riil pada *towing tank* yang ada di LHI. *Towing tank* yang digunakan memiliki dimensi 200 m x 12 m x 6 m dengan material berasal dari beton dan dasar kolam yang memiliki permukaan datar (*flat*). Kecepatan rambat suara diasumsikan konstan untuk semua kedalaman kolam, yaitu sekitar 1500 m/det (Santoso, 2016).

Posisi sumber diletakkan tepat di tengah kedalaman kolam, yaitu pada kedalaman 3 m. Sedangkan penerima terdiri dari 3 hidrofon (*hydrophone array*) yang disusun secara vertikal dengan jarak antar hidrofon 0,045 m. Deretan hidrofon ini diletakkan pada kedalaman yang bervariasi dari permukaan air, yaitu: 1,5 m; 2,5 m; dan 3,5 m. Jarak antara sumber dengan penerima juga dibuat bervariasi, yaitu: 40 m, 70 m, dan 120 m dengan skenario pengukuran tampak seperti pada Gambar 4.7. Respon impuls kanal yang dihasilkan dari pengukuran telah dibahas dan ditunjukkan pada Bab 3. Estimasi respon impuls diperoleh dengan pengiriman sinyal probe terlebih dahulu dan menggunakan *linear frequency modulation (chirp)* sebagai sinyal probe dengan waktu efektif 100 mdet dan bandwidth sekitar 3 kHz.



Gambar 4. 7 Penataan perangkat di towing tank LHI

Sesuai dengan persamaan (2.19), maka performansi TR bergantung pada nilai fungsi $q(t)$ dimana nilainya diharapkan mendekati fungsi Delta Dirac (Fink,1997). Jika nilai $q(t)$ mendekati fungsi Delta Dirac, maka performansi TR akan semakin meningkat. Fungsi $q(t)$ yang ditunjukkan pada Gambar 4.8 merupakan hasil penjumlahan autokorelasi masing-masing jumlah sensor (hidrofon) pada penerima dengan normalisasi, yaitu (a) jumlah hidrofon 1 buah, (b) jumlah hidrofon 2 buah, dan (c) jumlah hidrofon 3 buah.

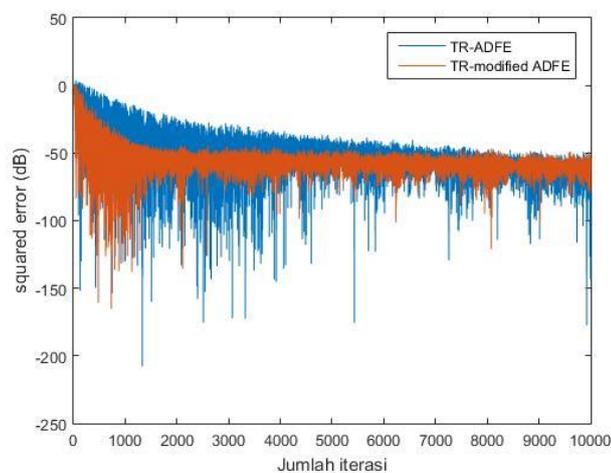


Gambar 4. 8 Penjumlahan autokorelasi: (a) N=1, (b) N=2, (c) N=3

Pada Gambar 4.8 (a) dan (b) nilai puncak autokorelasi dari 1 hidrofons dan 2 hidrofons memiliki kemiripan, namun nilai *sidelobe* yang dihasilkan pada autokorelasi 2 hidrofons memiliki amplitudo yang relatif lebih rendah. Begitu juga penurunan amplitudo juga terjadi pada bagian *sidelobe* pada Gambar 4.8 (c). Hal ini sesuai dengan pernyataan Rouseff pada publikasinya (Rouseff, dkk.,2004) dimana *sidelobe* dapat diturunkan dan perkiraan fungsi Delta Dirac yang lebih baik dapat tercapai dengan menambahkan jumlah elemen array.

4.3.2 Peningkatan Konvergensi pada DFE Adaptif

Algoritma LMS yang diaplikasikan pada DFE memiliki keunggulan dalam kesederhanaannya (Haykin, 1996). Namun, karakter LMS yang digunakan sebagai algoritma penentuan koefisien tap pada DFE memiliki tingkat konvergensi yang lambat, sehingga diperlukan modifikasi pada parameter *step-size* nya. Pada penelitian ini modifikasi sederhana diaplikasikan pada nilai *step size* yang digunakan sebelumnya, yaitu dengan mengalikan nilai *step-size* awal dengan nilai mutlak dari selisih dua kesalahan iterasi terakhir, sehingga didapatkan ekspresi penentuan *step-size* seperti pada persamaan (4.13). Kontribusi ini dapat dibuktikan dengan mensimulasikan sistem PTR yang menghasilkan tingkat konvergensi pada DFE yang lebih baik. Simulasi dilakukan dengan mengirimkan frame yang terdiri dari 10^6 data bit dan 5000 bit training dengan *step-size* sebesar 0,0045.



Gambar 4. 9 Konvergensi TR-DFE

Tingkat konvergensi pada TR-DFE dengan parameter *step-size* yang termodifikasi terbukti lebih cepat mencapai kondisi *steady-state* jika dibanding dengan sebelum modifikasi. Hal ini dapat ditunjukkan pada Gambar 4.9. Pada hasil tersebut tingkat konvergensi direpresentasikan dengan menggunakan parameter *squared error* yang dinyatakan dalam satuan dB. Dengan modifikasi step size sebelumnya, maka PTR-DFE dapat mencapai kondisi *steady state* nya pada iterasi ke-1500. Skema TR-DFE yang termodifikasi dan TR-DFE sebelum modifikasi memiliki selisih sekitar 25 dB pada iterasi tersebut, dan kedua kurva sama-sama pada kondisi stabilnya pada iterasi ke-10000. Modifikasi ini juga menurunkan nilai MSE-nya, sehingga tanpa penambahan jumlah training bit, tingkat konvergensi pada TR-DFE dapat dicapai dengan waktu yang relatif lebih pendek.

4.3.3 Performansi Gabungan PTR dan DFE Adaptif

Eksperimen (simulasi) yang dilakukan memiliki kondisi yang sama pada ketiga skema seperti yang telah disebutkan pada sub-bab 4.3.1. Skema modulasi yang digunakan adalah BPSK dengan 5000 bit sebagai *training bit* dan 10^6 bit sebagai data informasi. Pentransmisian data diawali dengan pengiriman 5000 *trainingbit* yang digunakan untuk menentukan koefisien tap filter. Kemudian data informasi dikirimkan dengan tahapan seperti pada Gambar 4.5. Pada simulasi ini, DFE menggunakan 3 tap filter umpan maju dan 2 tap filter umpan balik serta parameter *step size* yang digunakan adalah 0,0045. Tabel 4.1 merupakan daftar spesifikasi parameter yang digunakan untuk simulasi komunikasi TR-DFE.

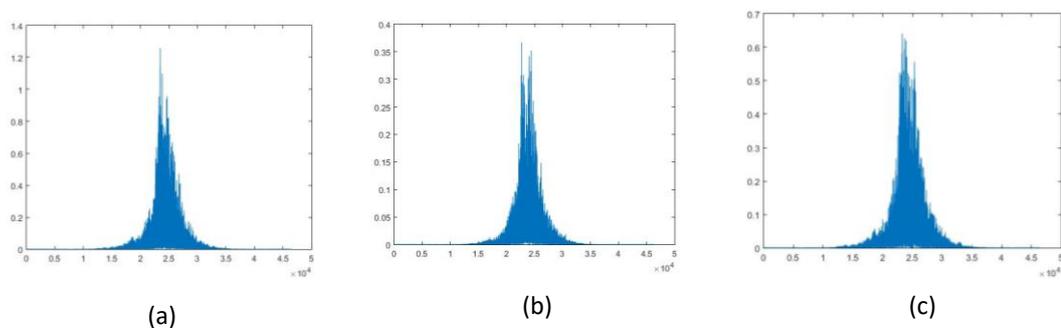
Tabel 4. 1 Spesifikasi Parameter Simulasi

Parameter	Nilai
Dimensi towing tank	12 m x 200 m x 6 m
Variasi jarak Tx-Rx	40 m, 70 m, 120 m
Variasi kedalaman	1,5 m; 2,5 m; 3,5 m
Sinyal probe	LFM (chirp)
Frekuensi sinyal probe	12 kHz-15 kHz
Frekuensi sampling	48 kHz
Jumlah hydrophone pada penerima	3
Jumlah sumber pada pemancar	1
Jumlah tap filter DFE	5
Step size	0,0045

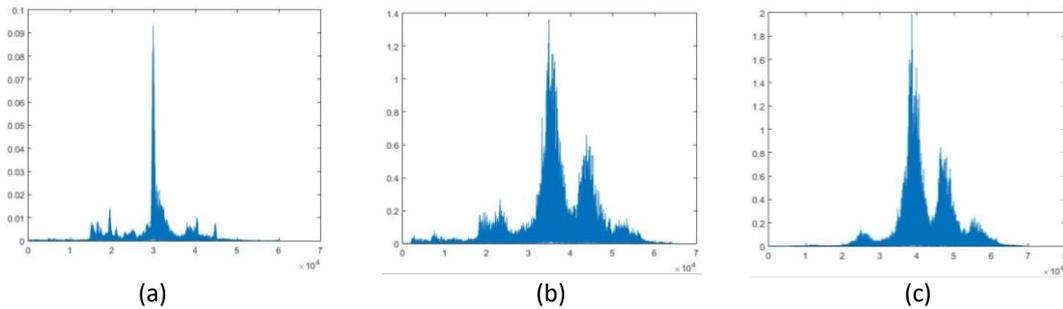
Pengamatan terhadap performansi sistem dilakukan dalam 3 variasi jarak pemancar ke penerima dengan tiga kedalaman yang berbeda.

Efek pemfokusan temporal-spasial TR menggunakan prinsip timbal balik saluran, yang berarti bahwa dalam dua tahap informasi saluran diasumsikan tidak berubah. Hubungan timbal balik saluran membutuhkan korelasi yang tinggi antara respon impuls kanal dari tautan maju dan tautan mundur, sementara stabilitas saluran mensyaratkan bahwa respon impuls kanal bersifat statis untuk setidaknya satu dari tahap deteksi dan TR (Yang, 2005). Dalam penelitian ini nilai autokorelasi (fungsi q) masing-masing kanal diamati pengaruhnya terhadap performansi komunikasi TR pasif pada lingkungan perairan dangkal. Fungsi ini memiliki karakter yang sesuai untuk memperkirakan kinerja TR (Yang, 2005).

Pada jarak 40 m, nilai fungsi $q(t)$ yang dihasilkan tampak seperti pada Gambar 4.10. Pada kedalaman 1,5 m fungsi $q(t)$ memiliki nilai puncak pada $t=23$ mdet dan sidelobe yang dihasilkan mendekati nilai 0 pada $t \geq 40$ mdet dan $t \leq 10$ mdet. Pola yang dihasilkan dari hasil autokorelasi impuls respon memiliki *pre-cursor* dan *post-cursor* yang masing-masing mengecil ke arah sebelah kiri dan kanan setelah nilai puncak. Pada kedalaman 2,5 m dan 3,5 m juga memiliki pola yang mirip dengan kedalaman 1,5 m. Nilai puncak yang dihasilkan pada kedalaman 1,5 m lebih besar dibanding nilai puncak pada kedalaman 2,5 m dan 3,5 m. Nilai fungsi $q(t)$ yang dihasilkan pada jarak 70 m dapat ditunjukkan pada Gambar 4.11. Pada kedalaman 1,5 m fungsi $q(t)$ memiliki nilai puncak pada $t=30$ mdet dan sidelobe yang dihasilkan memiliki amplitudo yang lebih kecil ke arah kanan dan kiri nilai puncak.

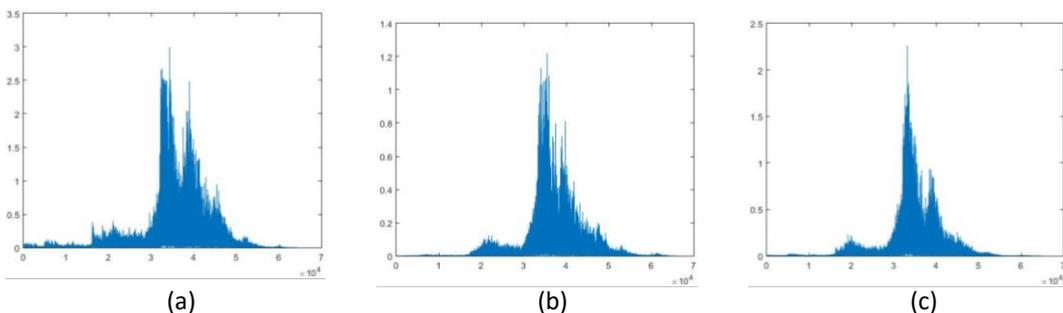


Gambar 4. 10 Fungsi q Jarak 40 m Kedalaman : (a) 1,5 m (b) 2,5 m (c) 3,5 m



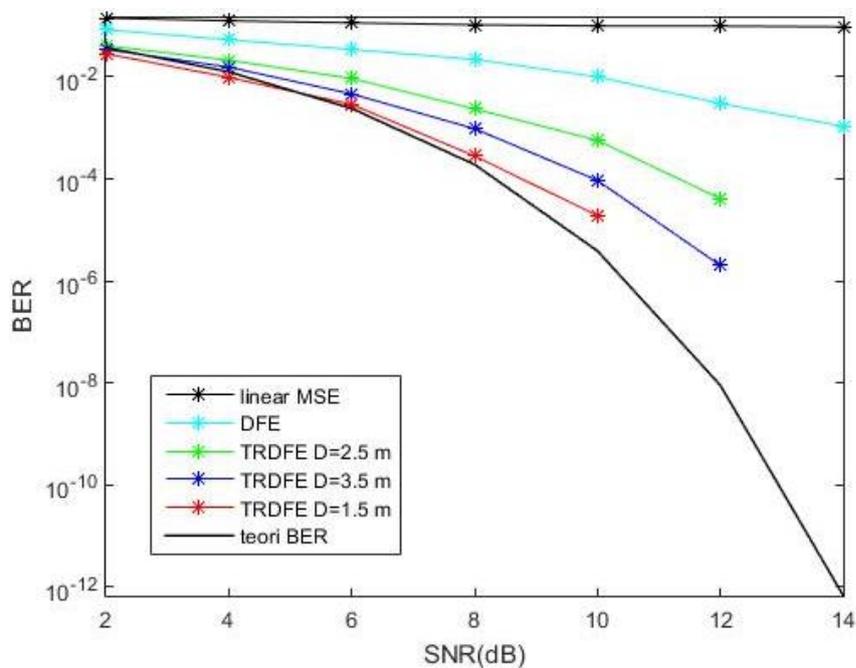
Gambar 4. 11 Fungsi q Jarak 70 m Kedalaman : (a) 1,5 m (b) 2,5 m (c) 3,5 m

Namun, nilai sidelobe masih belum mendekati nilai 0 sehingga tampak masih terdapat *pre-cursor* dan *post-cursor* yang jelas. Demikian pula pada kedalaman 2,5 m dan 3,5 m, fungsi $q(t)$ yang dihasilkan masih memiliki sidelobe yang tidak landai seperti pada kedalaman 40 m, sehingga nilai $q(t)$ yang dihasilkan belum mendekati nilai Delta Dirac seperti pada persamaan (4.3). Bahkan, sidelobe yang dihasilkan pada kedalaman 2,5 m dan 3,5 m memiliki amplitudo yang lebih besar dibanding pada kedalaman 1,5 m. Pada jarak 120 m, nilai fungsi $q(t)$ ditunjukkan seperti pada Gambar 4.12. Nilai $q(t)$ pada kedalaman 1,5 m memiliki nilai puncak pada $t=30$ mdet dengan sidelobe yang memiliki amplitudo yang masih tinggi. Sidelobe yang dihasilkan mirip dengan kedalaman 2,5 m dan 3,5 m. Nilai $q(t)$ yang dihasilkan belum mendekati fungsi Delta Diract, karena masih terdapat *pre-cursor* dan *post-cursor* pada sidelobe.



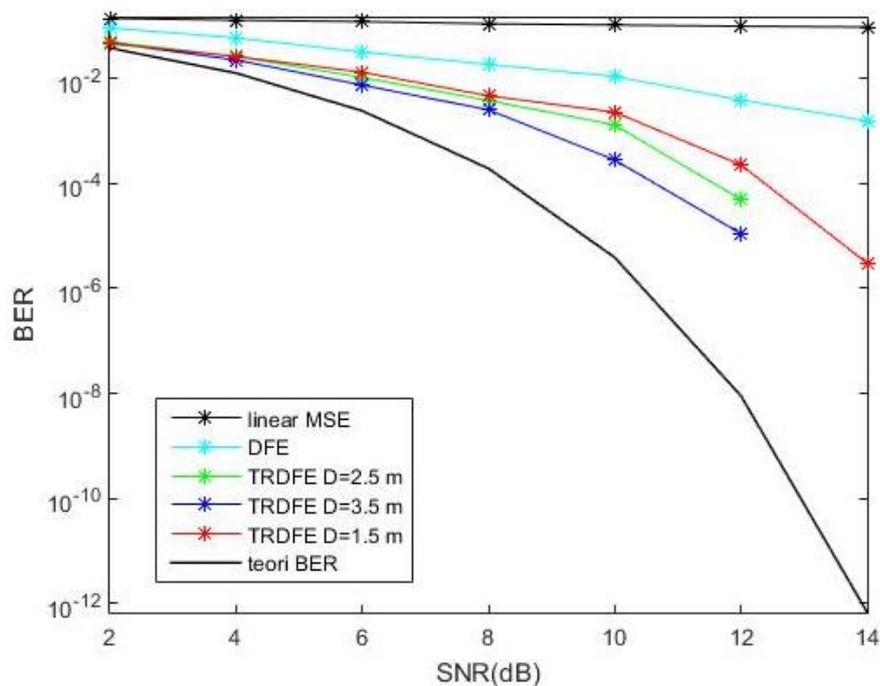
Gambar 4. 12 Fungsi q Jarak Tx-Rx 120 m Kedalaman : (a) 1,5 m (b) 2,5 m (c) 3,5 m

Pada kedalaman 3,5 m, sidelobe yang dihasilkan lebih landai dibanding pada kedalaman 2,5 m dan 3,5 m. Hasil simulasi Monte Carlo yang dihasilkan menunjukkan bahwa pada jarak 40 m, performansi yang dihasilkan pada skema gabungan TR pasif dan DFE adaptif (TR-DFE) lebih unggul jika dibandingkan dengan skema equalisasi linier menggunakan MSE dan skema equalisasi DFE adaptif secara konvensional (tanpa TR). Gambar 4.13 merupakan kurva BER yang diperoleh dari ketiga skema dan telah divalidasi dengan perbandingan terhadap fungsi kesalahan secara teori. Dengan nilai $q(t)$ yang diperoleh pada jarak 40 m ini, BER yang dihasilkan pada kedalaman 1,5 m lebih unggul jika dibanding dengan kedalaman 3,5 m dan 2,5 m. Kemampuan TR dalam pemfokusan spatial-temporal terlihat pada nilai $q(t)$ yang dihasilkan. Jika nilai autokorelasi dari impuls respon mendekati fungsi Delta Dirac, maka semakin bagus performansi TR yang digunakan (Fink, 1997). Performansi TR yang bagus akan mengurangi kinerja DFE. Hal ini terbukti dengan nilai $q(t)$ yang dihasilkan pada kedalaman 1,5 m paling unggul jika dibanding kedalaman 2,5 m dan 3,5 m.



Gambar 4. 13 Nilai BER pada Jarak Tx-Rx 40 m

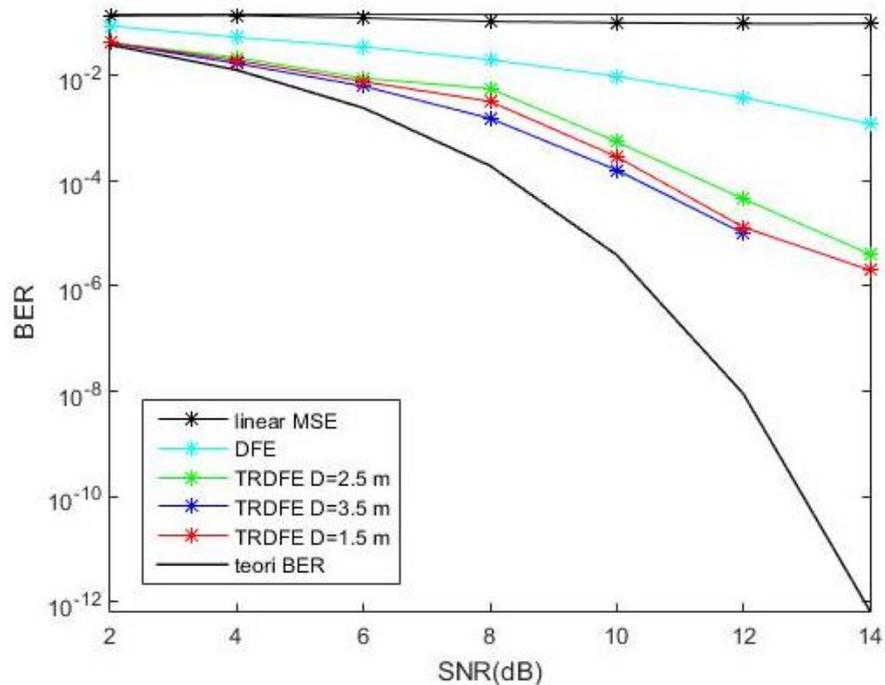
Gambar 4.10 menunjukkan nilai puncak yang dihasilkan pada kedalaman 1,5 m lebih besar dibanding dua kedalaman yang lain dan juga sidelobe yang terbentuk mendekati nol untuk $t \geq 40$ mdet dan $t \leq 10$ mdet. Artinya, bahwa nilai $q(t)$ semakin mendekati fungsi Diract Delta maka performansi BER yang dihasilkan akan lebih baik. Pada jarak 40 m dengan kedalaman 1,5 m diperoleh kondisi *error-free* pada nilai SNR 12 dB, sedangkan pada kedalaman 2,5 m dan 3,5 m diperoleh pada SNR 14 dB. Pada skema DFE konvensional (tanpa TR), pada SNR 12 dB diperoleh probabilitas kesalahan sebesar 0.00614, sedangkan pada skema MSE linier (tanpa TR) diperoleh probabilitas kesalahan sebesar 0,1256. Hasil simulasi pada Gambar 4.13 dapat ditunjukkan pada Tabel 4.2 secara lebih detail. Nilai $q(t)$ yang dihasilkan pada jarak 70 m ditunjukkan pada Gambar 4.11. Pada ketiga variasi kedalaman nilai $q(t)$ yang dihasilkan masih menyisakan ISI residual. Hal ini nampak pada sidelobe yang dihasilkan yang menunjukkan pre-cursor dan post-cursor yang jelas, sehingga nilai $q(t)$ ideal seperti pada persamaan (4.3) masih belum terpenuhi.



Gambar 4. 14 Nilai BER pada Jarak Tx-Rx 70 m

Seperti pada (Fink, 1997 & Yang, 2005) dimana kinerja TR belum optimal dalam mengkompresi efek multipath yang terjadi, dan hal ini memungkinkan probabilitas kesalahan yang lebih besar jika dibandingkan dengan kondisi dimana nilai $q(t)$ mendekati fungsi Delta Dirac.

Hasil simulasi pada Gambar 4.14 menunjukkan performansi TR-DFE lebih unggul jika dibandingkan dengan skema MSE linier dan equalisasi DFE konvensional. Nilai $q(t)$ yang dihasilkan pada kedalaman 3,5 m memiliki performansi BER yang paling unggul jika dibanding pada kedalaman 2,5 m dan 1,5 m. Hal ini disebabkan nilai $q(t)$ yang dihasilkan pada kedalaman 3,5 m lebih mendekati persamaan (4.3), meskipun masih terdapat sidelobe yang menimbulkan ISI. ISI residual yang timbul dieliminasi dengan menggunakan DFE adaptif. Semakin banyak post-cursor dan pre-cursor pada sidelobe yang dihasilkan, maka akan meningkatkan kompleksitas pada DFE (George, 1971). Hasil simulasi yang diperoleh memberikan gambaran bahwa pada jarak 70 m, skema TR-DFE pada kedalaman 3,5 m dan 2,5 m mencapai kondisi *error-free* pada SNR 14 dB, sedangkan pada kedalaman 1,5 m memiliki probabilitas kesalahan sebesar $3 \cdot 10^{-6}$.



Gambar 4. 15 Nilai BER pada Jarak Tx-Rx 120 m

Skema DFE pada SNR 14 dB memiliki probabilitas kesalahan sebesar 0,00249, sedangkan skema MSE linier memiliki probabilitas kesalahan sebesar 0,1190. Terdapat perbedaan sebesar 6 dB antara skema TR-DFE dengan DFE adaptif konvensional untuk mendapatkan nilai BER sebesar 0,00249. Secara lebih detail, nilai BER hasil simulasi pada jarak 70 m dapat ditunjukkan pada Tabel 4.3.

Tabel 4. 2 BER pada Jarak Tx-Rx 40 m

Skema	SNR						
	2	4	6	8	10	12	14
Linier MSE	0.1562	0.1420	0.1349	0.1305	0.1296	0.1256	0.1200
DFE	0.0945	0.065	0.0389	0.02605	0.01590	0.00614	0.003781
TR-DFE D=1.5 m	0.0271	0.00853	0.001487	0.00017	9,00E-08	0	0
TR-DFE D=2.5 m	0.0414	0.0222	0.00847	0.003367	0.00062	5,20E-05	0
TR-DFE D=3.5 m	0.0364	0.01499	0.004943	0.00097	6,00E-06	2,00E-08	0

Tabel 4. 3 BER pada Jarak Tx-Rx 70 m

Skema	SNR						
	2	4	6	8	10	12	14
Linier MSE	0.1531	0.1444	0.1405	0.1318	0.1276	0.12420	0.1190
DFE	0.0975	0.0642	0.0391	0.0236	0.01460	0.006121	0.00249
TR-DFE D=1.5 m	0.0454	0.0259	0.01291	0.00460	0.002253	0.000223	3,00E-06
TR-DFE D=2.5 m	0.04917	0.026	0.01027	0.00376	0.00128	4,50E-09	0
TR-DFE D=3.5 m	0.0473	0.02216	0.00736	0.002494	0.000277	1,10E-09	0

Tabel 4. 4 BER pada Jarak Tx-Rx 120 m

Skema	SNR						
	2	4	6	8	10	12	14
Linier MSE	0.1347	0.1371	0.1221	0.1042	0.0991	0.0950	0.0952
DFE	0.0858	0.0523	0.03441	0.0196	0.009546	0.00377	0.001194
TR-DFE D=1.5 m	0.04138	0.019	0.0076	0.0032	0.000283	1,30E-05	2,00E-06
TR-DFE D=2.5 m	0.0414	0.02152	0.00872	0.00556	0.000545	4,50E-05	4,00E-06
TR-DFE D=3.5 m	0.0408	0.0167	0.00617	0.00151	0.00016	1,00E-05	0

Nilai $q(t)$ pada jarak 120 m ditunjukkan pada Gambar 4.12. Pada kedalaman 1,5 m dan 2,5 m menunjukkan bahwa sidelobe yang dihasilkan memiliki amplitudo yang relatif lebih besar dibandingkan pada kedalaman 3,5 m. Nilai puncak pada kedalaman 3,5 m diperoleh pada $t=35$ mdet dengan amplitudo sidelobe yang lebih landai. Hasil simulasi Monte Carlo pada Gambar 4.15 merepresentasikan bahwa skema TR-DFE memiliki performansi yang paling unggul dibanding skema lainnya. Skema TR-DFE dengan kedalaman 3,5 m memiliki nilai BER yang lebih unggul dibanding pada kedalaman 1,5 m dan 2,5 m. Hal ini disebabkan kemampuan kompresi TR pada kedalaman 3,5 m yang tampak dari nilai $q(t)$ yang dihasilkan. Skema TR-DFE pada jarak 120 m dengan kedalaman 3,5 m memiliki kondisi *error-free* pada SNR 14 dB, sedangkan pada kedalaman 1,5 m dan 2,5 m masing-masing memiliki nilai BER sebesar 2×10^{-6} dan 4×10^{-6} . Jika dibandingkan dengan DFE adaptif konvensional, maka terdapat perbedaan sebesar 6 dB untuk memperoleh nilai BER sebesar 0.001194. Tabel 4.4 merupakan nilai BER yang diperoleh berdasarkan hasil simulasi pada Gambar 4.15.

Eksperimen yang telah berhasil dilakukan Zhang (Zhang dkk., 2012) di pelabuhan Trondheim dengan mengkombinasikan *passive-phase conjugation* dengan DFE (PPC-DFE) mendapatkan kondisi *error-free* pada SNR 14,6 dB. Pada eksperimennya, jarak maksimum antara sumber dengan *hydrophone array* (10 hidrofona) adalah 4 km dengan frekuensi operasional yang digunakan adalah 11-13 kHz, dan DFE yang digunakan menggunakan 2 tap filter umpan maju dan 1 tap filter umpan balik. Dari hasil simulasi dari ketiga jarak, maka dapat diamati bahwa nilai $q(t)$ sangat berpengaruh pada performansi komunikasi TR, sehingga berpengaruh pula pada kinerja DFE. Persamaan $q(t)$ sebagai fungsi autokorelasi respon impuls akan menghasilkan kanal TR yang ekuivalen seperti pada persamaan berikut:

$$\begin{aligned}
 q(t) &= h(t) * h(-t) \\
 &= \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l \delta(-t - \tau_l) * \sum_{k=0}^{L-1} \alpha_k \delta(-t - \tau_k)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{L-1} \alpha_l \alpha_k \delta(t - (\tau_l - \tau_k)) \\
&= \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l^2 \delta(t) + \sum_{k=0, k \neq l}^{L-1} \alpha_l \alpha_k \delta(t - (\tau_l - \tau_k)) \\
&= A_{\text{focuse}} + A_{\text{sidelobe}} \tag{4.14}
\end{aligned}$$

Mengacu pada persamaan (4.14), maka nilai $q(t)$ akan difokuskan pada zero moment dan disuperposisi oleh L lintasan. Hal ini juga akan membangkitkan banyak informasi sidelobe sebagai A_{sidelobe} . Karena rentang delay lintasan jamak yang besar dan perbedaan dari $(\tau_l - \tau_k)$ sama, maka kanal equivalen ($q(t)$) memiliki sidelobe yang lebih kecil pada sumbu waktu (t) nya. Sesuai dengan persamaan (4.14), maka pada saat *zero-focus moment*, efek delay hanya sebuah *offset* dan sejumlah L lintasan jamak bersifat menambahkan sehingga mengakibatkan peningkatan pada nilai puncak pada saat itu. Jika dibandingkan dengan respon impuls kanal pada Bab 3, maka kanal equivalen (q) memiliki amplitudo yang lebih tinggi pada puncaknya dan hal ini sesuai dengan persamaan (4.14). Penundaan pada lintasan jamak dapat menyebabkan pergeseran fasa pada sinyal. Oleh sebab itu, untuk sinyal yang ditransmisikan equivalen dengan fakta bahwa pada waktu pemfokusan, informasi sinyal ditumpangkan pada fase sehingga puncak fokus terlihat. Fenomena inilah yang merupakan efek dari pemfokusan temporal TR.

4.4 Ringkasan

Pada bab ini terbukti bahwa teknik TR dapat diterapkan pada lingkungan dengan lintasan jamak pada kanal perairan dangkal. Kemampuan pemfokusan secara temporal pada TR mampu untuk mereduksi ISI yang timbul akibat efek lintasan jamak pada kanal ABA. Dari simulasi yang telah dilakukan dengan menggunakan respon impuls kanal hasil pengukuran pada sebuah *towing tank* LHI berukuran 200 m x 12 m x 6 m diperoleh hasil sebagai berikut:

- Terdapat 3 eksperimen dalam simulasi ini, yaitu simulasi pada jarak 40 m, 70 m, dan 120 m dengan masing-masing jarak memiliki variasi kedalaman 1,5 m, 2,5 m, dan 3,5 m. Dari ketiga variasi jarak, kombinasi TR dan DFE

adaptif (TR-DFE) memiliki performansi yang paling unggul jika dibandingkan dengan teknik equalisasi linier dan DFE konvensional. Pada jarak 40 m antara sumber dengan penerima, TR-DFE memiliki keunggulan performansi BER sekitar 7 dB terhadap DFE konvensional untuk mencapai nilai BER 0.003781. Sedangkan pada jarak 70 m dan 120 m, masing-masing memiliki selisih sebesar 6 dB untuk nilai BER 0.00249 dan 0.001194. Sedangkan skema equalisasi linier MMSE memiliki performansi yang paling rendah diantara semua skema pada variasi ketiga jarak.

Tingkat konvergensi berpengaruh pada performansi sistem DFE adaptif yang digunakan. Dengan memodifikasi algoritma pada parameter step-size, dapat meningkatkan tingkat konvergensi TR-DFE adaptif. Dari hasil simulasi terbukti bahwa TR-DFE dengan modifikasi parameter step-size menempuh waktu yang lebih cepat untuk mencapai kondisi steady-state dibanding sebelum modifikasi. Untuk mencapai kondisi stabilnya, TR-DFE termodifikasi lebih unggul sekitar 25 dB terhadap TR-DFE awal.

BAB 5

KOMBINASI *TIME-REVERSAL PRECODING* DAN *SPATIAL DIVERSITY COMBINING* PADA KOMUNIKASI AKUSTIK BAWAH AIR

Eksplorasi komunikasi nirkabel untuk komunikasi ABA sangat menantang karena berbagai kesulitan seperti: atenuasi, propagasi lintasan jamak, bandwidth yang terbatas, variasi waktu cepat, dan fading yang buruk. Komunikasi ABA memanfaatkan gelombang akustik yang telah terbukti lebih tangguh dalam media konduktif seperti air bila dibandingkan dengan gelombang elektromagnetik. Kecepatan propagasi suara yang relatif rendah didalam air, yaitu sekitar 1500 m/detik adalah faktor yang menyebabkan penundaan propagasi yang lama pada receiver yang mengakibatkan ISI dimana efek yang ditimbulkan dapat mengurangi kinerja sistem.

Sistem nirkabel di masa depan diharapkan dapat memberikan layanan *data rate* yang tinggi kepada pengguna. Untuk tercapainya hal tersebut, maka diperlukan bandwidth sistem yang lebih besar dibanding bandwidth saat ini. Bandwidth yang lebih besar menuntut resolusi yang lebih tinggi terhadap komponen lintasan jamak dibanding sistem saat ini dan hal ini juga akan berpengaruh pada desain penerima. Desain penerima berbasis teknik equalisasi semakin kompleks untuk kanal dengan lintasan jamak yang panjang termasuk didalamnya penyebaran *root mean square (rms) delay*, terlebih lagi pada kanal yang memiliki komponen lintasan jamak hampir sepanjang jendela delay kanal dengan jumlah tap kanal signifikan yang banyak. Sebagai contoh, penerima *maximum likelihood* memiliki kompleksitas yang naik secara eksponensial dengan panjangnya kanal. Untuk mengatasi permasalahan ini, penggunaan teknik *orthogonal frequency division multiplexing (OFDM)* telah banyak diketahui yaitu untuk mengubah dari kanal *wideband* menjadi kelompok kanal *narrowband* dengan desain penerima yang lebih sederhana.

Pendekatan lainnya adalah penggunaan teknik TR yang memiliki kemampuan dalam mengkompres energi *wideband* secara temporal dan

memfokuskannya secara spasial. TR memerlukan *channel state information* (CSI) pada pemancar untuk melakukan precoding sinyal sebelum pentransmisian. Teknik TR memindahkan sebagian kompleksitas sistem komunikasi pada sisi pemancar dan melakukan precoding terhadap sinyal transmisi dengan *matched filter* pada sisi pemancar (*matched filter* merupakan versi *time-reversed* dan *phase-conjugated* dari respon impuls kanal). Sistem TR memiliki 3 sifat utama, yaitu: kompresi temporal, pemfokusan spasial, dan *channel hardening*. Kompresi temporal menunjukkan bahwa *delay window* dimana respon impuls kanal efektif tereduksi secara signifikan dan bagian utama energi dikumpulkan dekat puncak utama. Pemfokusan spasial menunjukkan bahwa energi sinyal difokuskan pada penerima yang dituju (atau pengguna pada kasus multiuser) dan rendah pada lokasi pengguna yang lain. Pemfokusan spasial dapat digunakan untuk menurunkan interferensi co-channel dalam sistem multi-cell/user untuk efisiensi penggunaan bandwidth.

Saat ini, tautan data akustik yang handal sangat penting untuk pengembangan sistem pengamatan dan jaringan sensor bawah laut. Teknik diversitas telah banyak diketahui dapat meningkatkan reliabilitas komunikasi pada kanal *multipath fading* dengan mengandalkan bahwa kesalahan terjadi pada penerimaan ketika pelemahan kanal besar, yaitu ketika kanal pada kondisi *deep fading* (Proakis dan Masoud, 2008). Ide dari teknik diversitas ini adalah memasok penerima dengan banyak replika dari informasi yang sama dan ditransmisikan melalui kanal fading secara independen. Dengan demikian, teknik ini diharapkan dapat mereduksi kemungkinan semua komponen sinyal memudar secara serentak.

Penggabungan diversitas (*diversity combining*) merupakan teknik yang handal dalam mengatasi fading dalam sistem nirkabel untuk meningkatkan performansi tautan. Teknik kombinasi diversitas yang optimal adalah *maximum ratio combining* (Stuber, 2003). Kombinasi ini mencakup *co-phasing* dari sinyal di semua cabang. Pada teknik MRC ini sinyal yang diterima pada masing-masing cabang dikalikan dengan faktor pembobot sesuai dengan rasio terestimasi dari daya sinyal tertentu dan menjumlahkan semua sinyal yang diterima dari masing-masing cabang (penerima). Dengan *co-phasing*, semua fluktuasi fase acak sinyal yang muncul selama pentransmisian akan dieliminasi. Dengan demikian diperlukan

estimasi fase sinyal yang diterima sehingga teknik ini memerlukan keseluruhan informasi mengenai kondisi kanal (*channel state information*) sinyal yang diterima.

Pada bab ini, dibahas mengenai sistem TR precoding yang digabung dengan teknik *spatial diversity combining* dengan menggunakan SIMO yang diaplikasikan pada lingkungan perairan dangkal. Sejauh ini penelitian mengenai aplikasi gabungan TR precoding dan teknik *spatial diversity combining* pada kanal ABA belum banyak dibahas, sehingga pada disertasi ini terdapat beberapa kontribusi sebagai berikut:

1. Kombinasi TR precoding dan teknik *diversity combining* dengan skema SIMO
2. Investigasi performansi teknik gabungan TR precoding dan teknik *spatial diversity combining* pada kanal perairan dangkal.
3. Ekspresi *closed form BER* dari sistem gabungan TR precoding dengan teknik *spatial diversity combining* pada skema SIMO.

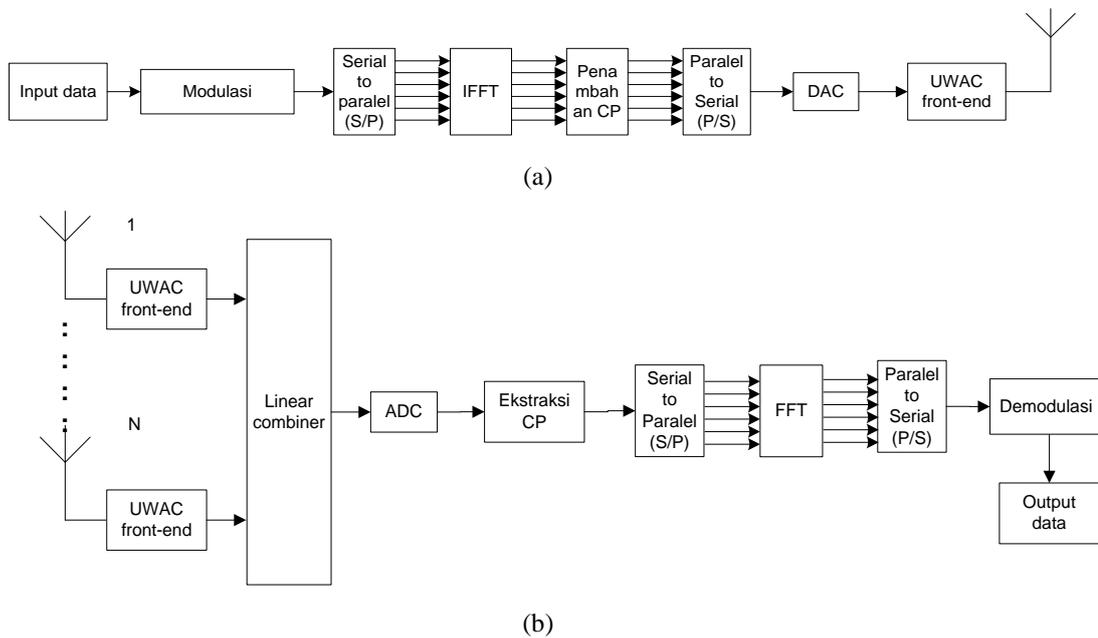
5.1 Pemodelan TRPrecoding pada Sistem Komunikasi OFDM

OFDM didefinisikan sebagai bentuk dari modulasi multicarrier dimana jarak carrier ditentukan dengan benar agar masing-masing subcarrier orthogonal dengan subcarrier lainnya. Arsitektur pemancar dan penerima OFDM masing-masing secara sederhana dapat ditunjukkan seperti pada Gambar 5.1a dan 5.1b. Pada sisi pemancar sederetan bit (serial) termodulasi dikonversi menjadi paralel dengan menggunakan konverter serial to parallel. Kemudian untuk mengubah data kedalam domain waktu, maka digunakan IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*). Untuk mencegah saling tumpang tindih pada penerima, maka disisipkan *cyclic prefix* (CP) pada *data simbol* dimana durasinya seperempat dari total durasi OFDM simbol.

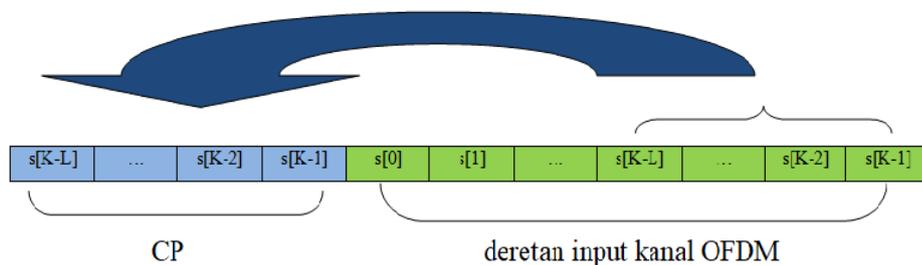
Dalam CP-OFDM, guard interval berada sebelum blok data dan berisi sampel dari bagian akhir deretan data yang ditransmisikan seperti ditunjukkan pada Gambar 5.2. CP pada OFDM memiliki 2 fungsi utama, yaitu:

- a. memberikan guard interval untuk mengeliminasi ISI dari simbol sebelumnya

- b. mengulangi bagian akhir dari simbol sehingga konvolusi linear dari kanal *frequency-selective multipath* dapat dimodelkan sebagai konvolusi sirkular yang pada gilirannya dapat berubah menjadi domain frekuensi dengan transformasi Fourier diskrit. Pendekatan ini mengakomodasi pemrosesan domain frekuensi yang sederhana, seperti: estimasi kanal dan equalisasi.



Gambar 5. 1 (a) Transmitter OFDM (b) Receiver OFDM



Gambar 5. 2 CP-OFDM

Penggunaan CP juga memiliki kelebihan dan kekurangan sebagai berikut:

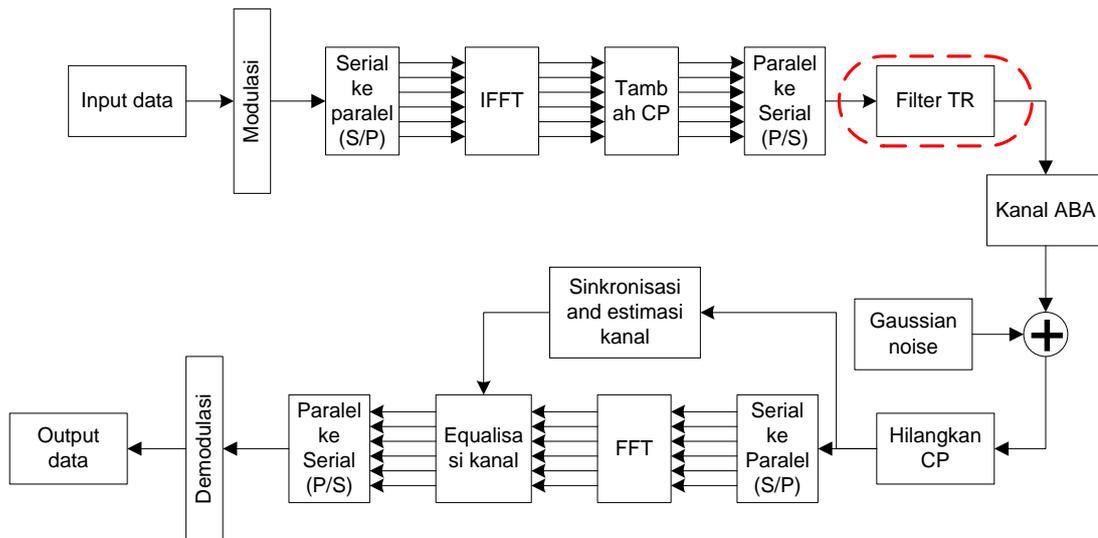
Kelebihan CP

- Penambahan CP meningkatkan kekuatan pada sinyal OFDM dimana data yang dikirimkan kembali dapat digunakan jika diperlukan
- Mereduksi ISI dengan adanya guard interval yang memungkinkan efek ISI menjadi kecil

Kelemahan CP

- Menurunkan kapasitas data karena CP mengirimkan kembali data yang sudah ditransmisikan, maka diperlukan kapasitas sistem sehingga menurunkan keseluruhan *data rate*.

Selanjutnya data termodulasi dikirim ke kanal ABA dan terlebih dahulu melalui konverter digital to analog (*D/A converter*). Di sisi penerima data diterima oleh *N* receiver linier dan *linear combiner*. *Linear combiner* didesain agar dapat memaksimalkan SNR output pada saat itu. Kemudian data tersebut dikonversi menjadi bentuk digital kembali dengan *A/D converter*. Setelah CP dihilangkan, maka data dijadikan bentuk paralel yang kemudian didemodulasi menggunakan FFT (*Fast Fourier Transform*) untuk mendapatkan data aslinya dari bentuk paralel menjadi serial kembali.



Gambar 5. 3 Diagram blok sistem TR-OFDM

Pemodelan sinyal komunikasi TR-OFDM berbasis pada konsep TR equivalen seperti telah dibahas pada Bab 4 sesuai dengan persamaan (4.2) dimana TR equivalen diperoleh dari hasil autokorelasi antara respon impuls kanal $h(t)$ dengan hasil *mirroring* impuls kanal $h(-t)$. Lintasan jamak pada ABA dapat dikarakterisasi dengan menggunakan model *tapped-delay-line* seperti pada (Cassioli dkk., 2002) yang diadopsi untuk sistem TR-OFDM. Gambar 5.3 merupakan diagram blok sistem TR-OFDM yang didesain dengan filter TR yang sederhana untuk pre-processing sinyal OFDM disisi transmitter. Jika dibandingkan dengan sistem OFDM, filter TR pada sisi transmitter inilah yang membedakan keduanya. Fungsi filter TR ini berfungsi sebagai *spatio-temporal match filtering* (Chambers dkk., 2004). Misal durasi simbol sinyal OFDM yang ditransmisikan dinotasikan dengan T_s , dan jumlah subcarrier adalah K , maka sinyal OFDM yang ditransmisikan setelah modulasi subcarrier dapat diekspresikan sebagai berikut:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{K-1} d_k \cdot e^{j2\pi f_k(t-t_s)}, t_s < t < t_s + T_s \quad (5.1)$$

Dimana f_k adalah frekuensi subcarrier ke- k , d_k adalah bilangan kompleks ke- k setelah modulasi, dan t_s adalah waktu tunda. Dalam sistem TR-OFDM, pada sinyal OFDM dilakukan *pre-processing* terlebih dahulu dengan filter TR sebelum ditransmisikan, sehingga sinyal TR-OFDM memiliki bentuk seperti pada persamaan (2.18) dan jika ditulis ulang dapat diekspresikan dalam variabel $s^{TR-OFDM}$ sebagai berikut:

$$s^{TR-OFDM}(t) = s(t) * h(-t) \quad (5.2)$$

Setelah sinyal TR-OFDM ditransmisikan dan melalui kanal ABA, maka akan ditangkap oleh penerima dengan persamaan sebagai berikut:

$$\begin{aligned} y^{TR-OFDM}(t) &= s^{TR-OFDM}(t) * h(t) + w(t) \\ &= s(t) * h(-t) * h(t) + w(t) \\ &= s(t) * q(t) + w(t) \end{aligned} \quad (5.3)$$

Persamaan (2.6) jika disubstitusi kedalam persamaan (5.3), maka akan menghasilkan ekspresi sebagai berikut:

$$y^{\text{TR-OFDM}}(t) = s(t) * \left[\sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \delta(t) + \sum_{k=1}^L \sum_{k \neq l}^L \alpha_l \alpha_k \delta(t - (\tau_l - \tau_k)) \right] + w(t) \quad (5.4)$$

Persamaan (5.4) sesuai dengan persamaan (4.14) dimana $\sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \delta(t)$ menunjukkan spike dari pemfokusan TR yang memiliki nilai puncak tertinggi dan $\sum_{k=1}^L \sum_{k \neq l}^L \alpha_l \alpha_k \delta(t + \tau_l - \tau_k)$ menunjukkan sidelobe dari pemfokusan TR yang berasal dari propagasi lintas jalur (*cross-path*).

5.2 Pemodelan Kombinasi Precoding TR dan *Spatial Diversity Combining*

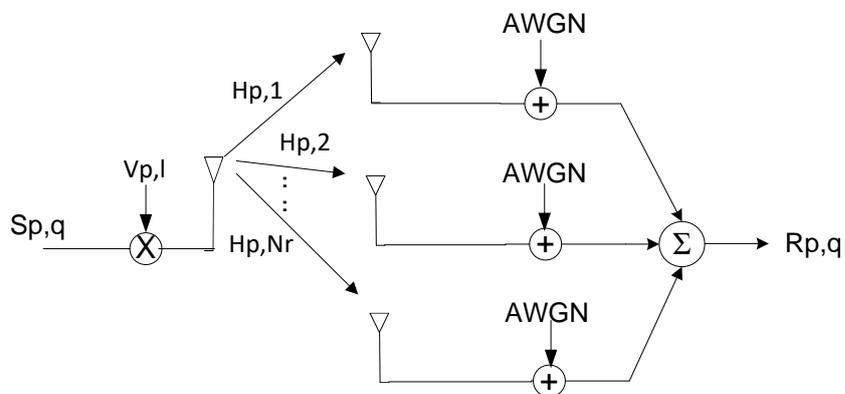
Skema diversitas merupakan metode yang digunakan untuk membangun informasi dari beberapa sinyal yang ditransmisikan melalui jalur fading independen. Metode ini mengeksploitasi sifat acak propagasi sinyal dengan mencari jalur sinyal independen (tidak berkorelasi) untuk komunikasi. Jenis teknik diversitas apapun yang digunakan, penerima harus memproses sinyal diversitas yang diperoleh dengan cara memaksimalkan efisiensi daya sistem. Terdapat beberapa metode penerimaan diversitas yang digunakan dalam sistem komunikasi. Teknik yang paling umum digunakan adalah: *Selection Combining* (SC), *Equally Gain Combining* (EGC), dan *Maximum Ratio Combining* (MRC).

Pada sub bab ini teknik precoding TR dan teknik *spatialdiversity combining* dikombinasi dengan skema single input multi output (SIMO) dimana pertimbangan penggunaan SIMO ini terkait dengan peningkatan kapasitas sistem (Moghadam dan Vakili, 2012). Dalam gabungan kedua sistem ini diperlukan pengetahuan terhadap kanal pada sisi transmitter sehingga sistem precoding ini sesuai untuk diaplikasikan pada sistem loop tertutup. Sistem SIMO-OFDM $1 \times Nr$ yang digunakan pada penelitian ini dapat diilustrasikan seperti pada Gambar 5.4 untuk satu subcarrier berindeks p .

Pada Gambar 5.4, $V_p=[V_{p,1}, \dots, V_{p,l}, \dots, V_{p,N_r}]^T$ menunjukkan fungsi precoding terkait dengan subcarrier m yang mengkonversi data simbol $S_{p,q}$ menjadi simbol yang ditransmisikan $= S_{p,q} \cdot V_{p,l}$, dimana $V_{p,l}$ merupakan faktor precoding terkait dengan index antenna l serta respon kanal. Koefisien kanal pada subcarrier ke- p untuk penerima ke- l dinotasikan dengan $H_{p,l}$, dan $W_{p,q}$ adalah notasi untuk derau yang terkait dengan subcarrier ke- p dari simbol OFDM ke- q . Varians derau sama pada semua sub-carrier dan dinotasikan sebagai σ_q^2 . Pada disertasi ini, vektor kanal dengan ukuran N_r didefinisikan sebagai: $h_p = [H_{p,1}, \dots, H_{p,2}, \dots, H_{p,N_r}]$. Mengacu pada (Oestges dkk., 2005) bahwa komunikasi TR-OFDM dapat diekspresikan dalam domain waktu atau domain frekuensi. Oleh karena itu, filter domain waktu dapat diganti dengan filter domain frekuensi tanpa mengubah kinerja dan ekspresi simbol yang diterima. Dalam penelitian ini, komunikasi ABA dianggap sebagai quasi-statis dimana kondisi kanal dianggap konstan sepanjang simbol OFDM. Jika teknik precoding ini diterapkan untuk setiap subcarrier, maka simbol yang diterima dapat dinyatakan sebagai berikut:

$$R_{p,q} = \sum_{l=1}^{N_r} H_{p,l} V_{p,l} S_{p,q} + W_{p,q} \quad (5.5)$$

Dengan asumsi estimasi kanal yang sempurna dan sistem sinkronisasi untuk komunikasi ABA yang digunakan, simbol yang diterima pada persamaan (5.5) dengan subcarrier ke- p dan simbol OFDM ke- q diekspresikan dalam domain frekuensi.

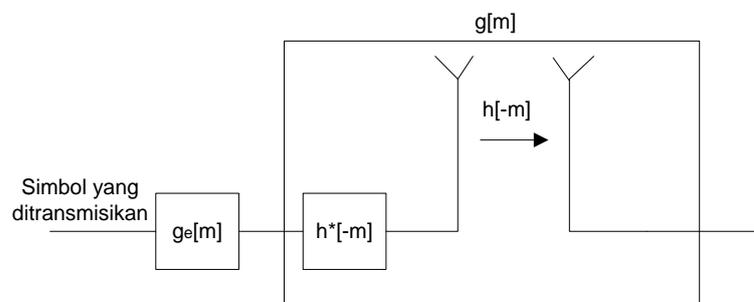


Gambar 5. 4 Sistem SIMO-OFDM dengan precoding untuk 1 subcarrier

5.2.1 Precoding TR

Sebuah precoder merupakan prefilter yang menggunakan *channel state information (CSI)* pada transmitter sistem komunikasi untuk mereduksi kesalahan data yang diakibatkan oleh kanal. Dalam aplikasi komunikasi nirkabel, TR melibatkan proses pemfilteran sinyal dengan versi CIR yang di-*time-reversed* dan terkonjugasi antara pemancar dan penerima. Tanpa kehilangan sifat umumnya, operasi seperti itu dapat direpresentasikan dalam domain waktu diskrit seperti yang digambarkan dalam Gambar 5.5. Dalam gambar tersebut, $g_e[m]$ menotasikan *shape filter*, notasi $h[m]$ adalah CIR *complex-baseband discret*, sedangkan $h^*[-m]$ adalah TR filter, dan $g[m]$ merupakan saluran ekuivalen yang diperoleh dengan mengkonvolusikan $h[m]$ dan $h^*[-m]$. Dengan demikian, saluran ekuivalen $g[m]$ terdiri dari puncak pusat amplitudo dan beberapa sidelobe. Untuk lingkungan dengan lintasan yang rapat, maka efek pemfokusan temporal diperoleh pada saat puncak autokorelasi kanal semakin tajam dan sempit serta *sidelobe* yang tereduksi. Dengan kata lain, TR dapat mengkompresi dispersi waktu, sehingga ISI yang terjadi antar simbol dapat tereduksi.

Meskipun demikian, untuk sistem yang mengeksplorasi bandwidth terbatas atau jumlah penerima yang terbatas, ISI residual dapat diatasi secara efisien melalui pendekatan multicarrier. Berbeda dengan TR yang tidak mengubah struktur simbol, OFDM mampu mengatasi permasalahan kanal lintasan jamak dengan memperpanjang durasi simbol dan menyisipkan *guard interval* untuk mengeliminasi ISI. Ketika dikombinasikan dengan TR, ukuran *guard interval* dipilih sesuai dengan saluran ekuivalen terkompresi g .



Gambar 5. 5 Sistem pentransmisian secara umum menggunakan TR

Oleh karena itu, pendekatan TR dan multicarrier dipandang sebagai proses yang saling melengkapi dan kompatibel yang diterapkan pada sinyal sebelum pentransmisian. Pertama, mencoba untuk mengkompres dispersi waktu dan kemudian mengatasi ISI residual, sehingga kombinasi TR-OFDM ini sangat menarik. Dalam skema precoding ini, simbol termulasi kompleks $S_{p,q}$ pada setiap subcarrier dikalikan dengan konjugat dari koefisien CIR $H_{p,l}^*$ sehingga faktor precoding TR dapat ditulis sebagai berikut:

$$V_{p,l} = \frac{H_{p,l}^*}{\sqrt{N_r}} \quad (5.6)$$

Dengan asumsi sinkronisasi sempurna dan guard interval yang sesuai, maka data simbol yang diterima setelah penghapusan guard interval dan setelah operasi FFT adalah sebagai berikut:

$$\begin{aligned} R_{p,q} &= \sum_{l=1}^{N_r} H_{p,l} \frac{H_{p,l}^*}{\sqrt{N_r}} S_{p,q} + W_{p,q} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N_r}} \sum_{l=1}^{N_r} |H_{p,l}|^2 S_{p,q} + W_{p,q} \end{aligned} \quad (5.7)$$

Rasio sinyal terhadap noise (SNR) yang diterima sepanjang subcarrier p dengan TR precoding dapat dituliskan sebagai berikut:

$$\gamma_{TR} = \left(\sum_{l=1}^{N_r} |H_{p,l}|^2 \right)^2 \frac{\bar{\gamma}}{N_r} \quad (5.8)$$

Dimana $\bar{\gamma} = \frac{P_t}{\sigma^2}$ merupakan SNR transmisi rata-rata masing-masing cabang. Persamaan (5.8) menunjukkan bahwa meningkatkan jumlah elemen penerima akan meningkatkan SNR yang diterima karena koefisien CIR ditambahkan secara koheren disisi penerima.

5.2.2 Kombinasi TR Precoding dan MRC

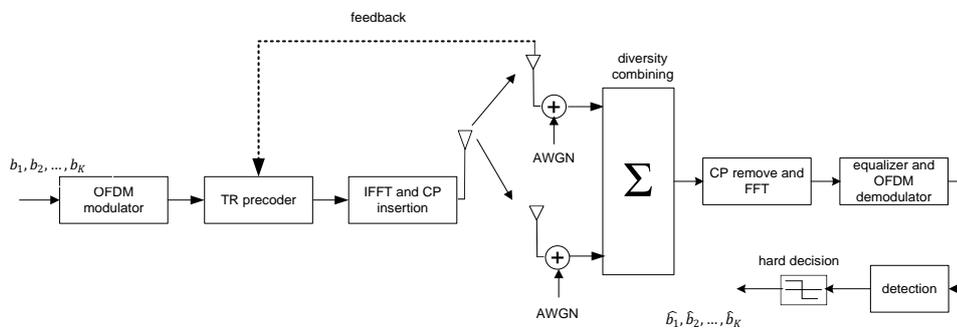
Dalam sistem TR-MRC, sebelum sinyal yang ditransmisikan dilakukan pre-filtering terlebih dahulu dengan respon impuls versi *time-reversed* dan terkonjugasi. Kemudian, sinyal yang dihasilkan ditambahkan secara koheren di penerima. Dalam sistem SIMO-OFDM, precoding MRC optimal diterapkan pada simbol data yang ditransmisikan $S_{p,q}$, sehingga faktor precoding TR-MRC dapat diekspresikan sebagai berikut:

$$V_{p,l} = \frac{H_{p,l}^*}{\sqrt{\lambda_p}} \quad (5.9)$$

Dimana $\sqrt{\lambda_p} = \sqrt{\sum_{l=1}^{N_r} |H_{p,l}|^2}$ merupakan nilai singular dari h_p . Faktor $\sqrt{\lambda_p}$ dipilih untuk mengoptimalkan nilai SNR yang diterima. Ketika $H_{p,l}$ mengikuti distribusi ternormalisasi independen, maka $E[\lambda_p] = N_r$. Dengan mensubstitusi persamaan (5.9) kedalam persamaan (5.5), maka simbol yang diterima pada masing-masing subcarrier dapat dinyatakan sebagai berikut:

$$\begin{aligned} R_{p,q} &= \frac{\sum_{l=1}^{N_r} |H_{p,l}|^2}{\sqrt{\lambda_p}} S_{p,q} + W_{p,q} \\ &= \sqrt{\sum_{l=1}^{N_r} |H_{p,l}|^2} S_{p,q} + W_{p,q} \end{aligned} \quad (5.10)$$

Dalam persamaan (5.10) koefisien kanal ekivalen $|H_{p,l}|^2$ adalah riil yang menunjukkan bahwa simbol yang diterima tidak mengalami rotasi fase apa pun.



Gambar 5. 6 Kombinasi TR-spatial diversity combining pada skema SIMO

Oleh karena itu, dalam skema SIMO-OFDM ini, SNR yang diterima terkait faktor precoding TR-MRC dapat diekspresikan sebagai berikut:

$$\gamma_{\text{TR-MRC}} = \left(\sum_{l=1}^{N_r} |H_{p,l}|^2 \right) \bar{\gamma} \quad (5.11)$$

TR precoding juga memungkinkan realisasi sistem OFDM SIMO sederhana. Seperti yang ditunjukkan pada Gambar 5.6 yang merupakan kombinasi antara TR precoding dengan teknik *spatial diversity combining* pada skema SIMO. Pada kombinasi kedua teknik tersebut hanya pengetahuan tentang kanal antara pemancar dan penerima yang diperlukan. Dengan menerapkan precoding yang tepat untuk sinyal yang ditransmisikan, sinyal diterima oleh hidrofon dan ditambahkan secara koheren dalam penerima pada sistem komunikasi ABA.

5.2.3 Kombinasi TR Precoding dan EGC

Teknik EGC mirip dengan teknik diversitas spasial MRC. Perbedaan keduanya adalah bahwa tidak adanya pembobotan dalam skema EGC dan terdapat peluang untuk bercampurnya sinyal berkualitas tinggi (bebas interferensi dan derau) dengan sinyal berkualitas rendah. Skema EGC juga bertujuan untuk memaksimalkan SNR yang diterima (Love dan Heath, 2003). Dalam skema ini modifikasi fase dilakukan pada simbol kompleks sebelum ditransmisikan. Dalam SIMO-OFDM, faktor precoding untuk TR-EGC dapat diekspresikan sebagai berikut:

$$\begin{aligned} V_{p,l} &= \frac{e^{j\theta H_{p,l}^*}}{\sqrt{N_r}} \\ &= \frac{e^{-j\theta H_{p,l}}}{\sqrt{N_r}} \end{aligned} \quad (5.12)$$

Dimana $\theta H_{p,l}^*$ dan $\theta H_{p,l}$ masing-masing merupakan argumen koefisien fading saluran $H_{p,l}^*$ dan $H_{p,l}$. Berbeda dengan skema MRC, daya sesaat yang terkait dengan masing-masing subcarrier tidak bervariasi dengan faktor precoding karena hanya terdiri dari rotasi fase. Ketika persamaan (5.12) disubstitusi kedalam persamaan

(5.5), maka simbol yang diterima pada setiap subcarrier dapat dinyatakan sebagai berikut:

$$\begin{aligned} R_{p,q} &= \sum_{l=1}^{N_r} H_{p,l} \frac{e^{-j\theta H_{p,l}}}{\sqrt{N_r}} S_{p,q} + W_{p,q} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N_r}} \sum_{l=1}^{N_r} |H_{p,l}| S_{p,q} + W_{p,q} \end{aligned} \quad (5.13)$$

Mirip dengan skema TR-MRC dalam SIMO-OFDM, sinyal yang diterima juga dikalikan dengan faktor riil $\sum_l |H_{p,l}|$, dan oleh karena itu, sinyal yang ditransmisikan dapat didemodulasi dan SNR yang diterima di sepanjang subcarrier ke- p dapat diekspresikan sebagai berikut:

$$\gamma_{\text{TR-EGC}} = \left(\sum_{l=1}^{N_r} |H_{p,l}| \right)^2 \frac{\bar{\gamma}}{N_r} \quad (5.14)$$

5.3 Bit-Error-Rate Sistem

Pada sub bab ini, perhitungan *bit-error-rate* (BER) dilakukan untuk mengevaluasi kinerja system terhadap nilai SNR. Pada bagian sebelumnya, telah ditunjukkan bahwa sinyal yang diterima pada masing-masing subcarrier tergantung pada faktor precoding yang digunakan. Fungsi precoding menunjukkan bahwa sinyal yang diterima tergantung pada realisasi kanal dan berpengaruh pada level daya yang diterima. Untuk perhitungan BER, maka digunakan parameter padapersamaan (5.8), (5.11), dan (5.14). Dengan nilai SNR transmisi yang sama ($\bar{\gamma}$), maka SNR yang diterima kemungkinan akan berbeda berdasarkan fungsi precoding yang digunakan. Evaluasi kinerja pada masing-masing skema SIMO dalam perhitungan BER rata-rata untuk modulasi QPSK adalah fungsi SNR transmisi ($\bar{\gamma}$). Jika SNR yang diterima sama dengan $x \bar{\gamma}$, maka BER rata-rata dapat dihitung dengan persamaan berikut ini:

$$\text{BER}(\bar{\gamma}) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} p(x) \cdot \text{erfc}(\sqrt{x\bar{\gamma}}) \quad (5.15)$$

Dimana $erfc$ merupakan fungsi kesalahan komplementer, dan x adalah variabel acak dengan fungsi probabilitas kerapatan (pdf) yang dinotasikan dengan $p(x)$ yang tergantung pada kanal dan skema precoding yang digunakan.

5.3.1 BER Sistem TR-MRC

SNR yang diterima untuk skema TR-MRC dinotasikan sebagai $\gamma_{\text{TR-MRC}}$, oleh karena itu ekspresinya dapat ditulis kembali sebagai berikut:

$$\begin{aligned} \gamma_{\text{TR-MRC}} &= \left(\sqrt{\sum_{l=1}^{N_r} |H_{p,l}|^2} \right)^2 \bar{\gamma} \\ &= \sum_{l=1}^{N_r} |H_{p,l}|^2 \bar{\gamma} = x\bar{\gamma} \end{aligned} \quad (5.16)$$

Dengan $x = \sum_{l=1}^{N_r} |H_{p,l}|^2$, maka BER rata-rata dapat diperoleh dengan persamaan (5.16).

Dengan asumsi bahwa x merupakan penjumlahan variabel *independent identically distributed Gaussian* dengan deviasi standar $(\sigma) = \frac{1}{\sqrt{2}}$. Oleh karena itu, x

mengikuti distribusi Gamma dengan sebuah parameter bentuk dari N_r dan parameter skala $2\sigma^2=1$, maka pdf dari x dapat diekspresikan sebagai berikut:

$$p(x) = \begin{cases} \frac{1}{\Gamma(N_r)} x^{N_r-1} e^{-x} & \text{for } x > 0 \\ 0 & \text{untuk } x \text{ yang lain} \end{cases} \quad (5.17)$$

Dimana $\Gamma(\cdot)$ merupakan fungsi Gamma. Jika persamaan (5.17) disubstitusi kedalam persamaan (5.15), maka persamaan berikut akan diperoleh:

$$\text{BER}_{\text{TR-MRC}}(\bar{\gamma}) = \int_0^{+\infty} \frac{1}{\Gamma(N_r)} x^{N_r-1} e^{-x} \frac{1}{2} \text{erfc}(\sqrt{x\bar{\gamma}}) dx \quad (5.18)$$

Dengan menggunakan deret Taylor e^{-x} , maka formula menjadi:

$$\text{BER}_{\text{TR-MRC}}(\bar{Y}) = \frac{1}{2\Gamma(N_r)} \sum_{l=0}^{+\infty} \frac{(-1)^l}{l!} \int_0^{+\infty} x^{l+N_r-1} \text{erfc}(\sqrt{x\bar{Y}}) dx \quad (5.19)$$

Dan dengan mengganti variabel sebagai: $k = \sqrt{x\bar{Y}}$ dan menggunakan formula:

$$\int_0^{+\infty} k^{2y-1} \text{erfc}(k) dk = \frac{\Gamma(y+\frac{1}{2})}{2\sqrt{\pi}y} \quad (5.20)$$

Dengan $y = l + N_r$, maka persamaan (5.19) menjadi:

$$\text{BER}_{\text{TR-MRC}}(\bar{Y}) = \frac{1}{\Gamma(N_r)} \sum_{l=0}^{+\infty} \frac{(-1)^l}{l!} \left(\frac{1}{\bar{Y}}\right)^{l+N_r} \frac{\Gamma(l+N_r+\frac{1}{2})}{2\sqrt{\pi}(l+N_r)} \quad (5.21)$$

Dari persamaan (5.21) dapat diperoleh informasi bahwa BER rata-rata asimtotik diperoleh untuk nilai SNR yang tinggi. BER rata-rata dinyatakan sebagai jumlah daya \bar{Y} . Batas untuk SNR tinggi terkait dengan nilai daya tertinggi. Oleh karena itu, BER asimtotik diperoleh ketika $l = 0$.

$$\begin{aligned} \lim_{\bar{Y} \rightarrow +\infty} \text{BER}_{\text{TR-MRC}}(\bar{Y}) &= \frac{1}{\Gamma(N_r)} \frac{\Gamma(N_r + \frac{1}{2})}{2N_r\sqrt{\pi}} \left(\frac{1}{\bar{Y}}\right)^{N_r} \\ &= \frac{1}{(N_r - 1)!} \frac{(2N_r)! \sqrt{\pi}}{2^{2N_r}(N_r)!} \frac{1}{2N_r\sqrt{\pi}} \left(\frac{1}{\bar{Y}}\right)^{N_r} \\ &= \frac{(2N_r)!}{2^{2N_r+1}(N_r!)^2} \left(\frac{1}{\bar{Y}}\right)^{N_r} \end{aligned} \quad (5.22)$$

5.3.2 BER Sistem TR-EGC

Dalam TR-EGC, SNR yang diterima yang dinyatakan dalam persamaan (5.14) dapat diekspresikan sebagai berikut:

$$\gamma_{\text{TR-EGC}} = \left(\sum_{l=1}^{N_r} |H_{p,l}|\right)^2 \frac{\bar{Y}}{N_r} = \frac{z^2 \bar{Y}}{N_r} \quad (5.23)$$

dengan $z = \sum_{l=1}^{N_r} |H_{p,l}|$, sehingga BER rata-rata dapat diperoleh dengan persamaan berikut:

$$\text{BER}_{\text{TR-EGC}}(\bar{\gamma}) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} p(z) \text{erfc} \left(z \sqrt{\frac{\bar{\gamma}}{N_r}} \right) dz \quad (5.24)$$

Pdf yang diperoleh merupakan penjumlahan dari variabel acak terdistribusi Rayleigh. Pada penelitian ini digunakan 3 hidrofons sebagai penerima ($N_r = 3$). Modulus $|H_{p,l}|$ mengikuti distribusi Rayleigh dan diketahui bahwa distribusi tersebut akan sama dengan nol untuk $t < 0$, sehingga pdf dapat ditulis sebagai berikut:

$$p(z) = \frac{e^{-\frac{z^2}{4\sigma^2}}}{\sigma^3} \left\{ \sqrt{\pi} \text{erf} \left(\frac{z}{2\sigma} \right) \left(\frac{z^2}{4} - \frac{\sigma^2}{2} \right) + \frac{z\sigma}{2} e^{-\frac{z^2}{4\sigma^2}} \right\} \quad (5.25)$$

Dimana $\text{erf}(z)$ merupakan fungsi kesalahan. Dengan mengganti persamaan (5.25) dalam persamaan (5.24), persamaan BER rata-rata yang diperoleh sebagai berikut:

$$\begin{aligned} \text{BER}_{\text{TR-EGC}}(\bar{\gamma}) = & \frac{1}{4\sigma^3} \sum_{l=0}^{+\infty} \sum_{n=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{l+n}}{l!n!(2n+1)2^{2l+2n+1}\sigma^{2l+2n+1}} \times \left\{ \left(\frac{2}{\bar{\gamma}} \right)^{l+n+2} \frac{\Gamma\left(1+n+\frac{5}{2}\right)}{2\sqrt{\pi}(1+n+2)} - \right. \\ & \left. 2\sigma^2 \left(\frac{2}{\bar{\gamma}} \right)^{l+n+1} \frac{\Gamma\left(1+n+\frac{3}{2}\right)}{2\sqrt{\pi}(1+n+1)} \right\} + \frac{1}{4\sigma^2} \sum_{l=0}^{+\infty} \frac{(-1)^l}{l!2^l\sigma^{2l}} \left(\frac{2}{\bar{\gamma}} \right)^{l+1} \frac{\Gamma\left(1+\frac{3}{2}\right)}{2\sqrt{\pi}(1+1)} \end{aligned} \quad (5.26)$$

Sedangkan untuk SNR yang tinggi, $\text{BER}_{\text{TR-EGC}}$ dapat diekspresikan sebagai berikut:

$$\lim_{\bar{\gamma} \rightarrow +\infty} \text{BER}_{\text{TR-EGC}}(\bar{\gamma}) = \frac{1}{16\sigma^4} \frac{1}{\bar{\gamma}^2} = \frac{1}{4} \frac{1}{\bar{\gamma}^2} \quad (5.27)$$

5.3 Bit-Error-Rate Sistem

Pada sub bab ini, perhitungan *bit-error-rate* (BER) dilakukan untuk mengevaluasi kinerja system terhadap nilai SNR. Pada bagian sebelumnya, telah ditunjukkan bahwa sinyal yang diterima pada masing-masing subcarrier tergantung pada faktor precoding yang digunakan. Fungsi precoding menunjukkan bahwa sinyal yang diterima tergantung pada realisasi kanal dan berpengaruh pada level daya yang diterima. Untuk perhitungan BER, maka digunakan parameter padapersamaan (5.8), (5.11), dan (5.14). Dengan nilai SNR transmisi yang sama (

$\bar{\gamma}$), maka SNR yang diterima kemungkinan akan berbeda berdasarkan fungsi precoding yang digunakan. Evaluasi kinerja pada masing-masing skema SIMO dalam perhitungan BER rata-rata untuk modulasi QPSK adalah fungsi SNR transmisi ($\bar{\gamma}$). Jika SNR yang diterima sama dengan $x \bar{\gamma}$, maka BER rata-rata dapat dihitung dengan persamaan berikut ini:

5.3.1 BER Sistem TR-MRC

SNR yang diterima untuk skema TR-MRC dinotasikan sebagai $\gamma_{\text{TR-MRC}}$, oleh karena itu ekspresinya dapat ditulis kembali sebagai berikut:

$$\begin{aligned} \gamma_{\text{TR-MRC}} &= \left(\sqrt{\sum_{l=1}^{N_r} |H_{p,l}|^2} \right)^2 \bar{\gamma} \\ &= \sum_{l=1}^{N_r} |H_{p,l}|^2 \bar{\gamma} = x \bar{\gamma} \end{aligned} \quad (5.16)$$

Dengan $x = \sum_{l=1}^{N_r} |H_{p,l}|^2$, maka BER rata-rata dapat diperoleh dengan persamaan (5.16).

Dengan asumsi bahwa x merupakan penjumlahan variabel *independent identically distributed Gaussian* dengan deviasi standar (σ) = $\frac{1}{\sqrt{2}}$. Oleh karena itu, x mengikuti distribusi Gamma dengan sebuah parameter bentuk dari N_r dan parameter skala $2\sigma^2=1$, maka pdf dari x dapat diekspresikan sebagai berikut:

$$p(x) = \begin{cases} \frac{1}{\Gamma(N_r)} x^{N_r-1} e^{-x} & \text{for } x > 0 \\ 0 & \text{untuk } x \text{ yang lain} \end{cases} \quad (5.17)$$

Dimana $\Gamma(\cdot)$ merupakan fungsi Gamma. Jika persamaan (5.17) disubstitusi kedalam persamaan (5.15), maka persamaan berikut akan diperoleh:

$$\text{BER}_{\text{TR-MRC}}(\bar{\gamma}) = \int_0^{+\infty} \frac{1}{\Gamma(N_r)} x^{N_r-1} e^{-x} \frac{1}{2} \text{erfc}(\sqrt{x\bar{\gamma}}) dx \quad (5.18)$$

Dengan menggunakan deret Taylor e^{-x} , maka formula menjadi:

$$\text{BER}_{\text{TR-MRC}}(\bar{\gamma}) = \frac{1}{2\Gamma(N_r)} \sum_{l=0}^{+\infty} \frac{(-1)^l}{l!} \int_0^{+\infty} x^{l+N_r-1} \text{erfc}(\sqrt{x\bar{\gamma}}) dx \quad (5.19)$$

Dan dengan mengganti variabel sebagai: $k = \sqrt{x\bar{\gamma}}$ dan menggunakan formula:

$$\int_0^{+\infty} k^{2y-1} \text{erfc}(k) dk = \frac{\Gamma(y+\frac{1}{2})}{2\sqrt{\pi}y} \quad (5.20)$$

Dengan $y = l + N_r$, maka persamaan (5.19) menjadi:

$$\text{BER}_{\text{TR-MRC}}(\bar{\gamma}) = \frac{1}{\Gamma(N_r)} \sum_{l=0}^{+\infty} \frac{(-1)^l}{l!} \left(\frac{1}{\bar{\gamma}}\right)^{l+N_r} \frac{\Gamma(1+N_r+\frac{1}{2})}{2\sqrt{\pi}(1+N_r)} \quad (5.21)$$

Dari persamaan (5.21) dapat diperoleh informasi bahwa BER rata-rata asimtotik diperoleh untuk nilai SNR yang tinggi. BER rata-rata dinyatakan sebagai jumlah daya $\bar{\gamma}$. Batas untuk SNR tinggi terkait dengan nilai daya tertinggi. Oleh karena itu, BER asimtotik diperoleh ketika $l = 0$.

$$\begin{aligned} \lim_{\bar{\gamma} \rightarrow +\infty} \text{BER}_{\text{TR-MRC}}(\bar{\gamma}) &= \frac{1}{\Gamma(N_r)} \frac{\Gamma(N_r + \frac{1}{2})}{2N_r\sqrt{\pi}} \left(\frac{1}{\bar{\gamma}}\right)^{N_r} \\ &= \frac{1}{(N_r - 1)!} \frac{(2N_r)! \sqrt{\pi}}{2^{2N_r}(N_r)!} \frac{1}{2N_r\sqrt{\pi}} \left(\frac{1}{\bar{\gamma}}\right)^{N_r} \\ &= \frac{(2N_r)!}{2^{2N_r+1}(N_r!)^2} \left(\frac{1}{\bar{\gamma}}\right)^{N_r} \end{aligned} \quad (5.22)$$

5.3.2 BER Sistem TR-EGC

Dalam TR-EGC, SNR yang diterima yang dinyatakan dalam persamaan (5.14) dapat diekspresikan sebagai berikut:

$$\gamma_{\text{TR-EGC}} = \left(\sum_{l=1}^{N_r} |H_{p,l}|\right)^2 \frac{\bar{\gamma}}{N_r} = \frac{z^2\bar{\gamma}}{N_r} \quad (5.23)$$

dengan $z = \sum_{l=1}^{N_r} |H_{p,l}|$, sehingga BER rata-rata dapat diperoleh dengan persamaan berikut:

$$\text{BER}_{\text{TR-EGC}}(\bar{\gamma}) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} p(z) \text{erfc} \left(z \sqrt{\frac{\bar{\gamma}}{N_r}} \right) dz \quad (5.24)$$

Pdf yang diperoleh merupakan penjumlahan dari variabel acak terdistribusi Rayleigh. Pada penelitian ini digunakan 3 hidrofons sebagai penerima ($N_r = 3$). Modulus $|H_{p,l}|$ mengikuti distribusi Rayleigh dan diketahui bahwa distribusi tersebut akan sama dengan nol untuk $t < 0$, sehingga pdf dapat ditulis sebagai berikut:

$$p(z) = \frac{e^{-\frac{z^2}{4\sigma^2}}}{\sigma^3} \left\{ \sqrt{\pi} \text{erf} \left(\frac{z}{2\sigma} \right) \left(\frac{z^2}{4} - \frac{\sigma^2}{2} \right) + \frac{z\sigma}{2} e^{-\frac{z^2}{4\sigma^2}} \right\} \quad (5.25)$$

Dimana $\text{erf}(z)$ merupakan fungsi kesalahan. Dengan mengganti persamaan (5.25) dalam persamaan (5.24), persamaan BER rata-rata yang diperoleh sebagai berikut:

$$\begin{aligned} \text{BER}_{\text{TR-EGC}}(\bar{\gamma}) = & \frac{1}{4\sigma^3} \sum_{l=0}^{+\infty} \sum_{n=0}^{+\infty} \frac{(-1)^{l+n}}{l!n!(2n+1)2^{2l+2n+1}\sigma^{2l+2n+1}} \times \left\{ \left(\frac{2}{\bar{\gamma}} \right)^{l+n+2} \frac{\Gamma(1+n+\frac{5}{2})}{2\sqrt{\pi}(1+n+2)} - \right. \\ & \left. 2\sigma^2 \left(\frac{2}{\bar{\gamma}} \right)^{l+n+1} \frac{\Gamma(1+n+\frac{3}{2})}{2\sqrt{\pi}(1+n+1)} \right\} + \frac{1}{4\sigma^2} \sum_{l=0}^{+\infty} \frac{(-1)^l}{l!2^l\sigma^{2l}} \left(\frac{2}{\bar{\gamma}} \right)^{l+1} \frac{\Gamma(1+\frac{3}{2})}{2\sqrt{\pi}(1+1)} \end{aligned} \quad (5.26)$$

Sedangkan untuk SNR yang tinggi, $\text{BER}_{\text{TR-EGC}}$ dapat diekspresikan sebagai berikut:

$$\lim_{\bar{\gamma} \rightarrow +\infty} \text{BER}_{\text{TR-EGC}}(\bar{\gamma}) = \frac{1}{16\sigma^4} \frac{1}{\bar{\gamma}^2} = \frac{1}{4} \frac{1}{\bar{\gamma}^2} \quad (5.27)$$

5.3.3 BER Sistem TR

SNR yang diterima dalam skema SIMO pada sistem komunikasi TR-OFDM yang mengacu pada persamaan (5.8) dapat diekspresikan kembali seperti dalam persamaan berikut:

$$\bar{\gamma}_{\text{TR}} = \left(\sum_{l=1}^{N_r} |H_{p,l}|^2 \right)^2 \frac{\bar{\gamma}}{N_r} = \frac{x^2 \bar{\gamma}}{N_r} \quad (5.28)$$

Dengan menggunakan persamaan (5.25) dan mensubstitusi menjadi z , maka BER rata-rata dapat diperoleh. Sementara itu, pdf x diperoleh dari persamaan (5.17) yang mengikuti distribusi Gamma. Setelah melalui formasi dalam deret Taylor dan mengubah variabel pada ekspresi, maka dapat diperoleh persamaan sebagai berikut:

$$\text{BER}_{\text{TR}}(\bar{\gamma}) = \frac{1}{2\Gamma(N_r)} \sum_{l=0}^{+\infty} \frac{(-1)^l \Gamma\left(\frac{1+N_r+1}{2}\right)}{l! 2\sqrt{\pi}\left(\frac{1+N_r}{2}\right)} \left(\sqrt{\frac{N_r}{\bar{\gamma}}} \right)^{1+N_r} \quad (5.29)$$

Sedangkan pada SNR tinggi, BER rata-rata dapat ditulis sebagai berikut:

$$\lim_{\bar{\gamma} \rightarrow +\infty} \text{BER}_{\text{TR}}(\bar{\gamma}) = \frac{1}{2^{N_r+1} \left(\frac{N_r}{2}\right)!} \left(\frac{N_r}{\bar{\gamma}}\right)^{\frac{N_r}{2}} \quad (5.30)$$

5.4 Simulasi Hasil dan Analisa

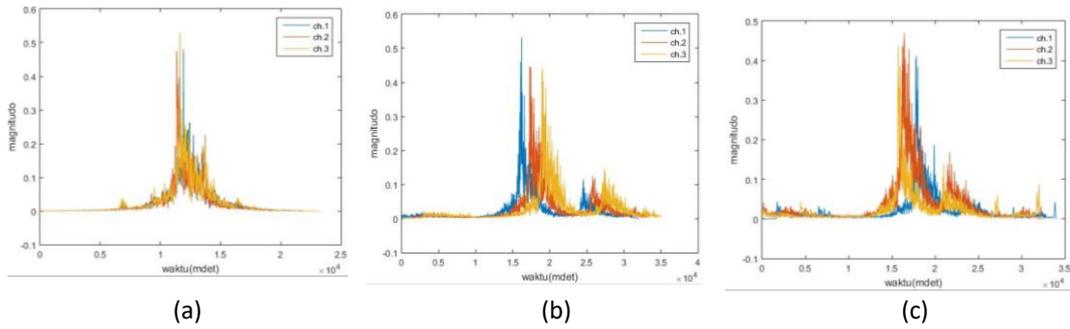
Pengamatan yang dilakukan untuk mengetahui performansi sistem diantaranya adalah *bit-error-rate* (BER). Pada simulasi sistem, dibandingkan 3 skema, yaitu: skema TR (tanpa diaplikasikan *diversity combining*), kombinasi TR precoding dengan EGC (TR-EGC), dan kombinasi TR precoding dengan MRC (TR-MRC). Pada penelitian ini digunakan 3 hidrofon sebagai penerima, dan sebagai bahan perbandingan, maka dalam simulasi ini digunakan skenario dengan 2 hidrofon dan 3 hidrofon.

Untuk menentukan faktor precoding, maka informasi mengenai kanal diperlukan terlebih dahulu. Estimasi kanal ABA dilakukan dengan skenario yang telah dibahas pada Bab 3 dimana pengukuran respon impuls kanal dilakukan dengan variasi 3 jarak antara pemancar dan penerima, yaitu: 40 m, 70 m, dan 120 m, dan komponen penerima yang terdiri dari 3 hidrofon ditempatkan pada kedalaman 3,5 m dari permukaan. Penempatan komponen pengukuran seperti telah ditunjukkan pada Gambar 3.2. Untuk pengukuran respon impuls kanal digunakan

sinyal LFM yang memiliki frekuensi 12 kHz hingga 15 kHz. Mekanisme untuk mendapatkan estimasi respon impuls kanal ditunjukkan pada Gambar 3.10, sehingga diperoleh hasil seperti pada Gambar 5.7. Pada gambar tersebut ditunjukkan respon impuls kanal pada masing-masing jarak antara sumber suara (pemancar) dan penerima. Masing-masing respon impuls kanal pada hidrofons ditunjukkan dengan notasi ch.1 sebagai hidrofons 1, ch.2 sebagai hidrofons 2 dan ch.3 sebagai hidrofons 3. Perbedaan delay pada masing-masing hidrofons di jarak 40 m relative lebih kecil dibandingkan dengan jarak 70 m dan 120 m. Perbedaan amplitudo yang dihasilkan dari ketiga jarak juga tidak terlalu signifikan sehingga daya yang diterima pada masing-masing jarak juga relatif hampir sama. Pada sub bab ini simulasi Monte Carlo dilakukan untuk mengevaluasi kinerja gabungan sistem TR dan teknik diversitas. Sebagai teknik yang diusulkan pada penelitian ini, maka skema TR-MRC precoding dibandingkan skema yang lain, seperti TR precoding dan TR-EGC precoding. Parameter yang digunakan untuk mengetahui kinerja sistem adalah bit-error-rate (BER) terhadap *signal-to-noise ratio* (SNR). Sistem multicarrier (OFDM) yang digunakan pada simulasi ini memiliki spesifikasi seperti yang ditunjukkan pada Tabel 5.1. Simulasi merupakan representasi dari sistem SIMO dimana jumlah elemen penerima adalah 3 buah hidrofons ($N_r=3$) dan sumber berupa speaker bawah air yang berjumlah 1 buah. Telah dibahas pada bagian sebelumnya tentang SNR yang diterima dalam setiap skema dan BER asimptotik untuk sejumlah elemen N_r . Realisasi kanal pada faktor precoding sangat berpengaruh pada sinyal yang diterima sehingga berpengaruh pada daya yang diterima.

Tabel 5. 1 Spesifikasi OFDM

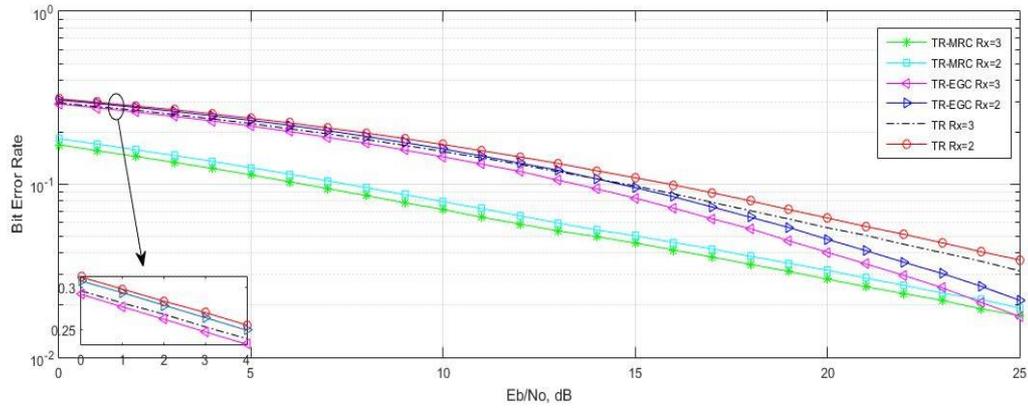
Parameter	Nilai
Frekuensi sampling (fs)	48 kHz
Jumlah FFT (NFFT)	64
Jumlah subcarrier yang digunakan	52
Jumlah cyclic prefix (Ncp)	16
Jumlah simbol yang ditransmisikan	1000
Frekuensi minimum chirp (f_0)	12 kHz
Frekuensi maksimum chirp (f_1)	15 kHz
Skema modulasi	QPSK



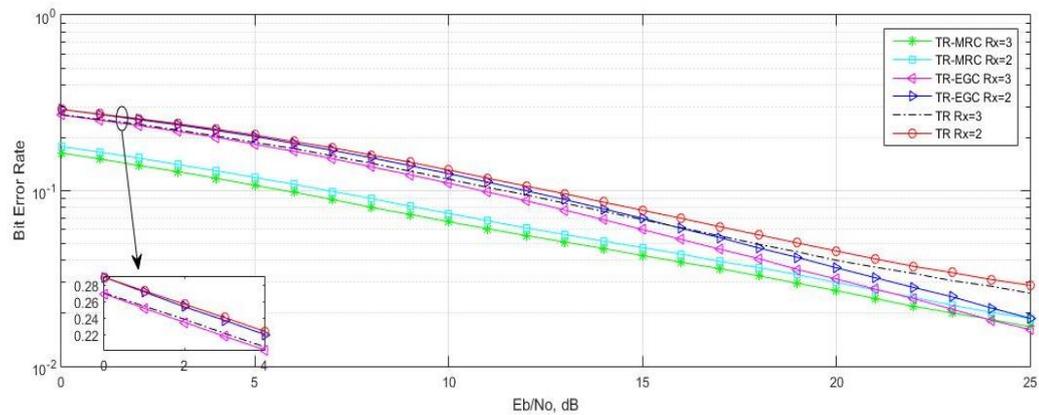
Gambar 5. 7 CIR pada Jarak: (a) 40 m (b) 70 m (c) 120 m

Perbandingan BER diperoleh dengan membandingkan performansi dari ketiga skema dengan SNR transmisi yang sama. SNR transmisi merupakan rasio antara daya total yang terkirim dengan daya AWGN α_N^2 dan γ_{TR-MRC} , γ_{TR-EGC} , γ_{TR} masing-masing merupakan SNR yang diterima pada skema TR-MRC, TR-EGC, dan TR. Dengan SNR transmisi yang sama ($\bar{\gamma}$), SNR yang diterima dapat berbeda-beda pada setiap skema tergantung pada fungsi precoding yang digunakan.

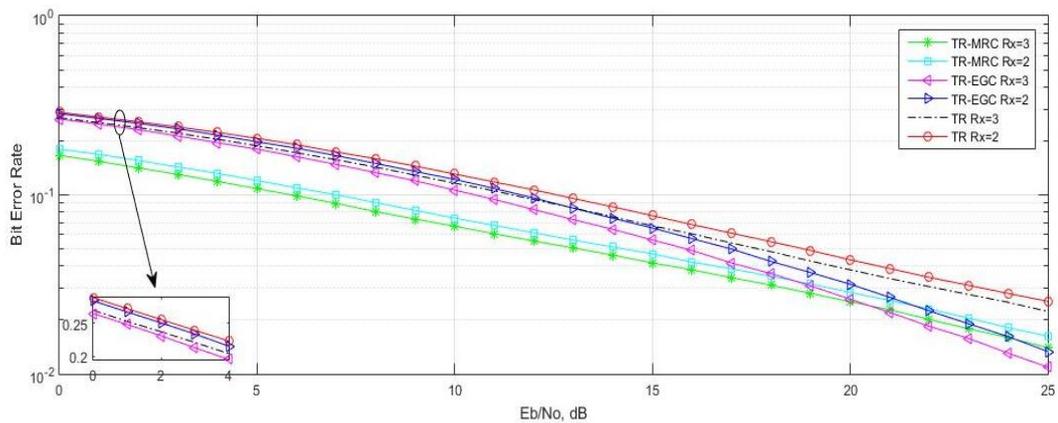
Sistem MRC dan EGC diharapkan mampu untuk memanfaatkan diversitas secara penuh (*full diversity*), sedangkan skema TR hanya dapat memanfaatkan setengah dari diversitas yang ada (Dubois dkk.,2013). Perbedaan tersebut disebabkan oleh faktor yang berpengaruh pada SNR yang diterima dan sifat statistikalnya. Pada TR, faktornya adalah kuadrat dari penjumlahan modulus koefisien kanal yang dikuadratkan. Dengan mengembangkan penjumlahan kuadrat ini, maka koefisien kanal seperti dipangkatkan 4 seperti pada persamaan (5.17) dibandingkan dengan SNR yang diterima pada skema TR-EGC dan TR-MRC dengan pangkat kuadrat. Namun, pada ekspresi BER skema TR-MRC memiliki pangkat N_r seperti pada persamaan (5.22), sedangkan pada TR precoding memiliki pangkat $N_r/2$ (persamaan 5.30), sedangkan pada skema TR-EGC tidak terdapat bentuk umum untuk BER asimtot. Dari hasil keseluruhan simulasi menunjukkan bahwa TR-MRC lebih unggul dibanding dengan skema TR-EGC karena adanya pembobotan faktor sebesar $\frac{1}{\bar{\gamma}^2}$. Dalam simulasi Monte Carlo yang dilakukan, diasumsikan bahwa daya yang ditransmisikan sama dan daya derau tidak berubah dalam semua skema precoding.



Gambar 5. 8 Kurva BER untuk jarak 40 m



Gambar 5. 9 Kurva BER untuk jarak 70 m



Gambar 5. 10 Kurva BER untuk jarak 120 m

Skema modulasi yang digunakan adalah QPSK dan ukuran cyclic prefix yang digunakan juga sama untuk semua skema. Spesifikasi parameter yang digunakan dalam simulasi seperti pada Tabel 5.1 dengan respon impuls kanal seperti yang

ditunjukkan pada Gambar 5.7. Pada Gambar 5.8 ditunjukkan nilai BER pada jarak 40 m. Performansi TR-MRC terlihat lebih unggul dibanding skema yang lain, terutama pada SNR 0 dB hingga 24 dB. Dengan 3 hidrofona sebagai elemen penerima, ketiga skema menunjukkan performansi yang lebih unggul dibanding menggunakan 2 hidrofona. Faktor pembobot pada skema MRC menjadikan skema precoding TR-MRC lebih unggul dibanding TR-EGC (Mitić, dkk., 2015). Dengan jumlah elemen hidrofona 3 TR-MRC memiliki selisih nilai BER terbesar pada saat nilai SNR 11 dB yaitu sekitar 0,07 terhadap TR-EGC atau memiliki keunggulan sebesar 6 dB dibanding TR-EGC untuk mencapai nilai BER sebesar 0,07. Sedangkan nilai BER pada TR-EGC lebih unggul dibanding skema TR precoding hingga mencapai 4 dB meskipun pada nilai SNR < 5 dB kedua skema terlihat memiliki nilai BER yang hampir sama. Skema TR-MRC memiliki performansi yang sangat unggul jika dibanding dua skema yang lain, namun pada saat SNR naik hingga diatas 25 dB, performansi TR-EGC tampak mendekati nilai BER pada TR-MRC.

Tabel 5. 2 Nilai BER pada jarak 40 m

SNR	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
TR-EGC_2	0,3074	0,2935	0,2786	0,2638	0,2489	0,2340	0,2191	0,2040	0,1890	0,1743
TR-EGC_3	0,2915	0,2766	0,2619	0,2469	0,2321	0,2170	0,2018	0,1868	0,1723	0,1576
TR-MRC_2	0,1832	0,1709	0,1581	0,1468	0,1356	0,1247	0,1146	0,1048	0,0956	0,0872
TR-MRC_3	0,1693	0,1564	0,1448	0,1339	0,1235	0,1134	0,1035	0,0944	0,0860	0,0783
TR_2	0,3121	0,2977	0,2833	0,2699	0,2551	0,2407	0,2265	0,2117	0,1977	0,1837
TR_3	0,2958	0,2812	0,2679	0,2529	0,2388	0,2244	0,2095	0,1955	0,1815	0,1679
SNR	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
TR-EGC_2	0,1600	0,1459	0,1325	0,1206	0,1074	0,0956	0,0847	0,0740	0,0645	0,0563
TR-EGC_3	0,1441	0,1309	0,1186	0,1056	0,0941	0,0832	0,0727	0,0632	0,0553	0,0471
TR-MRC_2	0,0794	0,0723	0,0657	0,0598	0,0544	0,0504	0,0462	0,0423	0,0384	0,0350
TR-MRC_3	0,0714	0,0645	0,0590	0,0537	0,0498	0,0458	0,0417	0,0380	0,0345	0,0313
TR_2	0,1698	0,1564	0,1440	0,1319	0,1197	0,1091	0,0992	0,0894	0,0802	0,0714
TR_3	0,1546	0,1421	0,1302	0,1182	0,1075	0,0977	0,0882	0,0787	0,0703	0,0630
SNR	20	21	22	23	24	25				
TR-EGC_2	0,0481	0,0414	0,0354	0,0305	0,0258	0,0214				
TR-EGC_3	0,0405	0,0347	0,0297	0,0252	0,0208	0,0173				
TR-MRC_2	0,0319	0,0287	0,0260	0,0235	0,0216	0,0193				
TR-MRC_3	0,0283	0,0256	0,0233	0,0213	0,0191	0,0174				
TR_2	0,0639	0,0571	0,0514	0,0459	0,0408	0,0366				
TR_3	0,0561	0,0507	0,0450	0,0402	0,0359	0,0317				

Untuk lebih detailnya, nilai BER masing-masing skema dapat ditunjukkan pada Tabel 5.2. Performansi TR-MRC pada jarak 70 m masih lebih unggul dibanding dua skema yang lain. Pada jarak 70 m, respon impuls kanal yang dihasilkan memiliki puncak amplitudo yang relatif lebih kecil dibanding pada jarak 40 m dan juga memiliki *maximum excess delay* yang lebih panjang, sehingga pemfokusan TR yang dihasilkan lebih kecil dibanding pada jarak 40 m. Pada SNR kurang dari 5 dB, terlihat kurva BER TR dan TR-EGC saling berhimpit, namun pada SNR 15 dB keatas TR-EGC lebih unggul dibanding skema TR precoding. Terdapat selisih hingga 3 dB antara skema TR-EGC dan TR precoding untuk mencapai nilai BER sebesar 0,02. Jumlah komponen hidrofون berpengaruh pada performansi sistem.

Tabel 5. 3 Nilai BER pada jarak 70 m

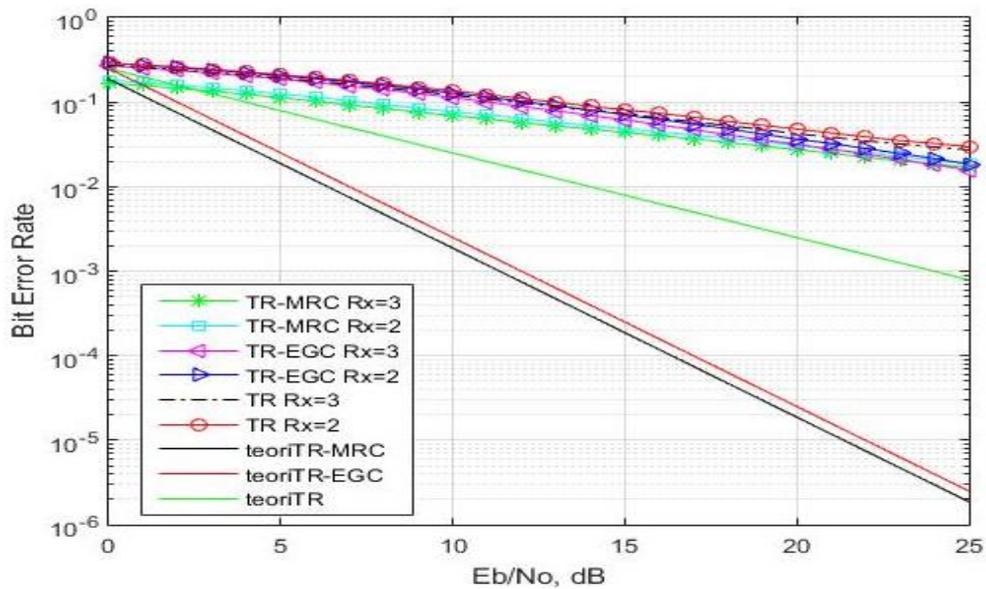
SNR	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
TR-EGC_2	0,2898	0,2719	0,2538	0,2373	0,2200	0,2038	0,1857	0,1696	0,1540	0,1389
TR-EGC_3	0,2696	0,2518	0,2348	0,2178	0,2012	0,1835	0,1676	0,1523	0,1368	0,1232
TR-MRC_2	0,1784	0,1658	0,1534	0,1408	0,1298	0,1189	0,1087	0,0991	0,0902	0,0815
TR-MRC_3	0,1638	0,1518	0,1390	0,1286	0,1177	0,1071	0,0980	0,0891	0,0803	0,0733
TR_2	0,2901	0,2731	0,2571	0,2407	0,2239	0,2073	0,1903	0,1756	0,1598	0,1453
TR_3	0,2707	0,2544	0,2386	0,2214	0,2049	0,1880	0,1737	0,1578	0,1432	0,1293
SNR	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
TR-EGC_2	0,1249	0,1119	0,0999	0,0890	0,0787	0,0696	0,0610	0,0540	0,0472	0,0417
TR-EGC_3	0,1104	0,0982	0,0877	0,0775	0,0684	0,0600	0,0528	0,0464	0,0410	0,0356
TR-MRC_2	0,0743	0,0674	0,0613	0,0563	0,0516	0,0474	0,0435	0,0395	0,0365	0,0333
TR-MRC_3	0,0665	0,0607	0,0555	0,0510	0,0468	0,0427	0,0391	0,0360	0,0327	0,0297
TR_2	0,1311	0,1178	0,1061	0,0960	0,0860	0,0773	0,0696	0,0623	0,0560	0,0504
TR_3	0,1163	0,1044	0,0947	0,0848	0,0762	0,0684	0,0614	0,0553	0,0495	0,0448
SNR	20	21	22	23	24	25				
TR-EGC_2	0,0364	0,0320	0,0281	0,0248	0,0215	0,0188				
TR-EGC_3	0,0314	0,0275	0,0243	0,0211	0,0183	0,0162				
TR-MRC_2	0,0300	0,0272	0,0247	0,0222	0,0203	0,0187				
TR-MRC_3	0,0270	0,0243	0,0219	0,0201	0,0184	0,0168				
TR_2	0,0454	0,0409	0,0371	0,0341	0,0312	0,0289				
TR_3	0,0401	0,0367	0,0338	0,0307	0,0286	0,0261				

Terbukti dari performansi yang dihasilkan dengan 3 hidrofون menghasilkan performansi yang lebih baik dibanding dengan 2 hidrofون. Sedangkan antara skema TR-EGC dan TR-MRC terdapat perbedaan terbesar, yaitu sekitar 6 dB untuk nilai

BER sebesar 0,1. Pada SNR 25 dB performansi TR-EGC mendekati TR-MRC. Kecenderungan ini juga terjadi pada jarak 40 m antara pemancar dan penerima. Untuk lebih detailnya, hasil simulasi pada jarak 70 m ini dapat dilihat pada Tabel 5.3. Kondisi kanal pada jarak 120 m memiliki kemiripan dengan kondisi kanal pada jarak 70 m, baik dari segi amplitudo sinyal maupun delay yang dihasilkan. Hal ini berpengaruh pada performansi sistem dimana nilai BER yang dihasilkan tidak jauh dengan nilai BER pada jarak 70 m. Skema TR-MRC memiliki performansi yang paling unggul dibanding dua skema yang lain. Skema TR precoding tanpa kombinasi dengan teknik diversitas merupakan skema dengan performansi BER yang paling rendah. Terdapat selisih terbesar antara skema TR precoding dengan TR-EGC, yaitu sekitar 4 dB pada nilai BER 0,02 dan terdapat selisih hingga 4 dB antara TR precoding dengan TR-MRC. TR-MRC memiliki keunggulan sebesar 5 dB dibanding TR-EGC pada nilai BER 0,13.

Tabel 5. 4 Nilai BER pada jarak 120 m

SNR	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
TR-EGC_2	0,2841	0,2673	0,2508	0,2339	0,2156	0,1981	0,1823	0,1657	0,1499	0,1351
TR-EGC_3	0,2649	0,2485	0,2313	0,2132	0,1956	0,1802	0,1635	0,1480	0,1333	0,1199
TR-MRC_2	0,1802	0,1683	0,1556	0,1432	0,1319	0,1203	0,1096	0,1003	0,0906	0,0819
TR-MRC_3	0,1664	0,1539	0,1413	0,1303	0,1190	0,1084	0,0989	0,0897	0,0806	0,0733
TR_2	0,2890	0,2724	0,2559	0,2395	0,2235	0,2069	0,1907	0,1738	0,1593	0,1448
TR_3	0,2699	0,2532	0,2375	0,2212	0,2043	0,1881	0,1719	0,1573	0,1430	0,1288
SNR	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
TR-EGC_2	0,1221	0,1087	0,0961	0,0843	0,0740	0,0653	0,0570	0,0498	0,0425	0,0368
TR-EGC_3	0,1063	0,0944	0,0828	0,0728	0,0642	0,0561	0,0490	0,0417	0,0363	0,0311
TR-MRC_2	0,0742	0,0675	0,0614	0,0559	0,0512	0,0468	0,0421	0,0387	0,0351	0,0318
TR-MRC_3	0,0668	0,0607	0,0553	0,0505	0,0461	0,0417	0,0382	0,0345	0,0313	0,0282
TR_2	0,1308	0,1181	0,1067	0,0955	0,0857	0,0766	0,0683	0,0611	0,0548	0,0489
TR_3	0,1163	0,1053	0,0941	0,0846	0,0754	0,0672	0,0606	0,0539	0,0482	0,0427
SNR	20	21	22	23	24	25				
TR-EGC_2	0,0317	0,0268	0,0225	0,0191	0,0162	0,0133				
TR-EGC_3	0,0261	0,0221	0,0185	0,0158	0,0131	0,0109				
TR-MRC_2	0,0286	0,0257	0,0231	0,0205	0,0182	0,0163				
TR-MRC_3	0,0253	0,0228	0,0202	0,0179	0,0160	0,0140				
TR_2	0,0434	0,0388	0,0346	0,0313	0,0282	0,0254				
TR_3	0,0382	0,0341	0,0308	0,0278	0,0251	0,0223				



Gambar 5. 11 Kurva BER Teori dan Eksperimen

Tabel 5.4 merupakan daftar nilai BER masing-masing skema precoding pada jarak 120 m. Dari keseluruhan hasil simulasi pada jarak 40 m, 70 m, dan 120 m skema TR-MRC memiliki performansi BER yang paling unggul diantara kedua skema yang lain, yaitu: TR precoding dan TR-EGC precoding. Jumlah hidrofon sebagai komponen penerima juga berpengaruh pada performansi sistem. Penerima dengan 3 hidrofon memiliki performansi yang lebih baik dibanding dengan penerima dengan 2 hidrofon.

Capaian yang diperoleh pada simulasi ini masih dapat ditingkatkan dengan penambahan jumlah komponen pada penerima serta peningkatan nilai rasio sinyal terhadap derau. Hal ini sesuai dengan penelitian yang telah dilakukan oleh (Maaz, dkk., 2015). Dalam penelitiannya, nilai BER 0,01 dapat diperoleh dengan nilai rasio sinyal terhadap derau sekitar 10 dB dengan skema *equally gain transmission (EGC) precoding* dan skenario *multi input single output (MISO)*. Nilai tersebut lebih unggul jika dibanding capaian pada penelitian ini yang dicapai pada SNR 25 dB. Namun, pada penelitian tersebut sistem diaplikasikan pada lingkungan terestrial dengan respon impuls kanal yang berbeda dengan kondisi kanal bawah air. Respon impuls kanal merupakan faktor yang berpengaruh pada nilai SNR yang diterima sehingga berpengaruh pula pada performansi BER yang diperoleh. Hal ini dapat dibuktikan dengan ekspresi dalam bentuk tertutup (*closedform*) BER terhadap SNR

transmisi. Dari ketiga skema yang dibandingkan, yaitu: skema TR konvensional, TR-EGC, dan TR-MRC, maka sesuai dengan ekspresi persamaan dan kurva BER pada Gambar 5.11 skema TR-MRC memiliki performansi BER yang paling unggul.

5.5 Ringkasan

Pada bab ini telah dilakukan simulasi sistem TR-MRC precoding pada kanal ABA dengan jarak pemancar ke penerima bervariasi, yaitu: 40 m, 70 m, dan 120 m dan kedalaman penerima 3,5 m dari permukaan air serta 1 buah sumber suara sebagai penerima dengan posisi tepat berada di tengah ketinggian kolam yaitu 3 m dari permukaan air. Dari ketiga jarak yang dicoba dalam simulasi, performansi TR-MRC precoding paling unggul jika dibandingkan dengan 2 skema yang lain, yaitu: TR precoding dan TR-EGC precoding.

TR-MRC memiliki performansi yang lebih unggul dibanding TR-EGC dengan selisih sebesar 6 dB pada jarak 40 m dengan nilai BER 0,07 dan selisih 5 dB pada jarak 70 m dengan nilai BER 0,1. Begitu pula pada jarak 120 m yang memiliki selisih 5 dB dengan nilai BER 0,13. TR-EGC lebih unggul dibanding skema TR dimana rata-rata terdapat perbedaan sebesar 4 dB untuk mencapai nilai BER 0,02. Secara umum hasil simulasi menunjukkan bahwa teknik TR kombinasi dengan diversitas spasial akan menghasilkan performansi yang lebih unggul jika dibandingkan dengan TR konvensional.

Dari hasil simulasi dapat diketahui terdapat beberapa faktor yang berpengaruh pada performansi BER sistem, diantaranya adalah sebagai berikut:

1. Besar gain kanal antara sumber dengan penerima yang berpengaruh pada SNR yang diterima.
2. Jumlah elemen pada penerima, dimana dalam penelitian ini penerima berupa *hydrophone array*.
3. Skema precoding yang digunakan, dimana skema precoding tergantung pada faktor precoding dengan melibatkan komponen respon impuls kanal.

BAB 6

KESIMPULAN DAN SARAN

6.1 Kesimpulan

Berdasarkan hasil eksperimen yang telah dilakukan dan telah dipublikasikan pada forum maupun jurnal ilmiah, maka diperoleh kesimpulan bahwa teknik TR dan pengembangannya mampu untuk mengatasi permasalahan yang timbul pada kanal lintasan jamak khususnya di lingkungan perairan dangkal. Peningkatan performansi sistem komunikasi juga dicapai dengan masing-masing tahap sebagai berikut:

1. Tahapan pengukuran respon impuls kanal pada skala laboratorium dengan menggunakan tangki uji (towing tank) berukuran 200 m x 12 m x 6 m dan sinyal probe berupa sinyal LFM dengan frekuensi 12 kHz-15 kHz menghasilkan informasi respon impuls sebagai berikut: pada jarak antara sumber dengan penerima 40 m menghasilkan amplitudo yang lebih kuat dibandingkan dengan jarak 70 m dan 120 m. Jumlah lintasan jamak yang dihasilkan pada jarak 70 m dan 120 m lebih tinggi jika dibandingkan dengan jarak 40 m. Maximum excess delay yang dihasilkan pada jarak 40 m lebih kecil dibanding jarak 70 m dan 120 m. Dari ketiga variasi jarak, pola lintasan jamak yang dihasilkan hampir sama. Hal ini disebabkan kondisi perairan yang tenang dan tidak ada dinamika gelombang serta parameter lingkungan yang berubah secara cepat.
2. Pengukuran derau yang dilakukan pada tangki uji menghasilkan informasi sebagai berikut: *probability density function* derau lingkungan mendekati karakter distribusi Gaussian dengan nilai rata-rata nol dan standard deviasi sebesar 0,0019. Pada kisaran frekuensi spektrum 4 kHz~20 kHz mencerminkan kondisi kanal AWGN sehingga sistem komunikasi yang digunakan dapat mengadopsi sistem komunikasi digital pada kanal AWGN.

3. Kombinasi TR pasif dengan equalisasi adaptif DFE terbukti mampu beradaptasi pada kanal ABA perairan dangkal dan performansi BER yang dihasilkan mampu meningkatkan performansi sistem dengan equalisasi DFE maupun linier. Performansi TR-DFE adaptif memiliki performansi yang lebih unggul sebesar 6 dB dengan nilai BER 0,02 dibandingkan dengan skema DFE adaptif konvensional pada jarak pemancar ke penerima 40 meter. Sedangkan equalisasi linier memiliki performansi yang paling rendah diantara ketiga skema. Peningkatan konvergensi pada TR-DFE adaptif diperoleh dengan modifikasi algoritma LMS pada equalizer DFE, yaitu dengan merubah parameter step-size sehingga diperoleh selisih sebesar 25 dB pada iterasi ke-1500 terhadap tingkat konvergensi TR-DFE sebelum dilakukan modifikasi.
4. TR precoding yang dikombinasikan dengan teknik diversitas dengan menggunakan sistem komunikasi multicarrier merupakan skema gabungan yang sesuai untuk kanal ABA yang mengalami fenomena lintasan jamak dan fading. Dari hasil simulasi Monte Carlo yang dilakukan, terbukti bahwa skema gabungan TR-MRC memiliki performansi yang paling unggul dibandingkan dua skema yang lain, yaitu: TR konvensional dan TR-EGC precoding. TR-MRC memiliki keunggulan sebesar 6 dB terhadap TR-EGC pada jarak 40 m dengan nilai BER sebesar 0,07. Sedangkan terhadap TR-EGC pada jarak 70 m dan 120 m TR-MRC lebih unggul sebesar 5 dB pada nilai BER 0,13. Pada jarak 40 m, 70 m, dan 120 m, TR precoding tanpa kombinasi dengan teknik diversitas spasial memiliki performansi BER yang paling rendah. Dapat disimpulkan bahwa kombinasi TR dengan teknik diversitas sangat berpengaruh pada peningkatan performansi sistem pada kanal ABA.

6.2 Saran

Beberapa saran berikut ini merupakan masukan untuk peningkatan kualitas dan pengembangan penelitian selanjutnya:

1. Untuk proses pengukuran respon impuls kanal pada masing-masing jarak seharusnya dilakukan proses sinkronisasi dari awal pengukuran, misalnya dengan memasang *timer* pada masing-masing titik pengukuran sehingga parameter dapat terukur dengan tepat.
2. Pemodelan kanal yang tepat sangat diperlukan dalam aplikasi sebuah sistem komunikasi, sehingga pemodelan kanal yang mendekati kondisi riil masih sangat diharapkan kontribusinya agar sistem dapat diaplikasikan secara nyata.
3. Pemanfaatan sistem komunikasi akustik TR sangat luas, termasuk didalamnya untuk komunikasi antar kendaraan bawah air tanpa awak. Dalam pengoperasiannya minimal terdapat dua kendaraan yang berkomunikasi, sehingga pergerakan relatif keduanya menimbulkan fenomena efek Doppler yang mempertimbangkan kecepatan masing-masing kendaraan bawah air. Hal ini merupakan cakupan bahasan untuk penelitian kedepannya.

Pengembangan teknik diversitas mengarah pada performansi sistem yang optimal yaitu dengan menggunakan skema MIMO, sehingga teknik kombinasi TR-gabungan diversitas spasial dapat diaplikasikan secara maksimal.

Halaman ini sengaja dikosongkan

DAFTAR PUSTAKA

- Abbasi-Moghadam, D. and Vakili, V. T. (2012), "A SIMO One-Bit Time-reversal for UWB Communication Systems", *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, Vol. 113, No. 1, pp. 1-10.
- Aijun, S., Mohsen, B., Song, H.C., William, S.H., Michael, B.P. and the KauaiEx Group (2008), "Impact of ocean variability on coherent underwater acoustic communications during the Kauai experiment (KauaiEx)", *J Acoust Soc Am*;123:856–865.
- Berkhovskikh, L. and Lysanov, Y. (1982), *Fundamentals of Ocean Acoustics*, Springer.
- Blackmon, F., Sozer, E., Murandian, M., Proakis, J. G. and Salehi, M. (2001), "Performance comparison of iterative/integral equalizer/decoder structures for underwater acoustic channels," in *MTS/IEEE OCEANS2001*, Honolulu.
- Borowski, B.(1998), "Characterization of a very shallow water acoustic communication channel,"in *Proc. MTS/IEEE Biloxi-Marine Technol. Future, Global Local Challenges (OCEANS)*, pp. 1–10, Biloxi, MS, USA.
- Burdic, W. S. (1991), *Underwater Acoustic System Analysis*, 2nd ed., p. 121., New York: Prentice-Hall.
- Cassioli, D., Win, M. Z. and Molisch, A. F. (2002), "The ultra-wide bandwidth indoor channel: from statistical model to simulations," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 20, no. 6, pp.1247-1257.
- Catipovic, J.A., and Freitag, L.E. (1991), "Spatial Diversity Processing For Underwater Acoustic Telemetry," *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 16, no. 1, p. 86–97.
- Chambers, D.H. Candy, J.V., Lehman, S.K., Kallman, J.S., Poggio, A.J and Meyer, A.W.(2004), "Time-reversal and the spatiotemporal matched filter (L)," *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 116, pp. 1348.
- Chitre, M., Shahabudeen, S. and Stojanovic, M. (2008), "Underwater Acoustic Communications and Networking: Recent Advances and Future Challenges", *Marine Technology Society Journal*, vol. 42, no.1, pp. 103-116.
- Choi, J. W., Drost, D., Singer, A.C. and Preisig, J. (2008), "Iterative multichannel equalization and decoding for high frequency underwater acoustic communications," in *5th IEEE Sensor Array Multichannel Signal Processing Workshop*.
- Clark, M. V. (1998) , "Adaptive frequency-domain equalization and diversity combining for broadband wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, pp. 1385-1395.
- Diamond, R.(1988), *Extend Users Manual*. San Jose, CA: Imagine That, Inc.
- Dowling, D.R. (1994), "Acoustic pulse compression using passive phase-conjugate processing", *J. Acoust. Soc. Amer.*, vol. 95, pp. 1450–1458.
- Dubois, T., Helard, M., Crussiere, M. and Maaz, I. (2013), "Time-reversal Applied to Large MISO OFDM Systems", In: *Proc. of 2013 IEEE 24th*

- International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications*, London, United Kingdom, pp. 896–901.
- Edelmann, G. F., Akal, T., Hodgkiss, W. S., Kim, S., Kuperman, W. A., and Song, H.C. (2002), "An initial demonstration of underwater acoustic communication using time-reversal," in *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 27, no. 3, pp. 602-609.
- Edelmann, G. F., Song, H. C., Kim, S., Hodgkiss, W. S., Kuperman, W. A. and Akal, T. (2005), "Underwater Acoustic Communications Using Time-reversal," *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 30, no. 4, p. 852–864.
- Fink, M. (1997), "Time reversed Acoustics", *Phys. Today*, pp. 34–40.
- Fink, M. (1999), "Time-reversed Acoustics", *Sci.Amer.*, pp.91–97.
- Fink, M. (2008), "Time-Reversal Acoustics", *J. Phys.: Conf. Ser. Vol. 118*, pp. 1-29.
- George, D., Bowen, R., Storey, J. (1971), "An adaptive decision feedback equalizer", *IEEE Trans Commun Technol*, 19:281–293.
- Gomes, J. and Barroso, V. (2004), "MIMO decision-feedback equalization with direct channel estimation," *IEEE 5th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, pp. 419-423.
- Gomes, J., Silva, A. and Jesus, S. (2008), "OFDM Demodulation in Underwater Time-Reversed Shortened Channels," *IEEE/MTS OCEANS 2008*, 15-18 Sept. 2008, Quebec, pp.1-8
- Gomes, J. and Barroso, V. (2004), "Time-Reversed OFDM communication in underwater channels". *IEEE 5th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, pp.626-630.
- Pusat Manajemen Informasi, Badan Pengkajian dan Penerapan Teknologi, (2020), Fasilitas Layanan Teknologi, [https://layanan.bppt.go.id/index.php/layanan/fasilitas?Layanan\[id_pengguna\]=3](https://layanan.bppt.go.id/index.php/layanan/fasilitas?Layanan[id_pengguna]=3)
- Haykin, S. (1996), *Adaptive Filter Theory*, Third Ed., Upper Saddle River, N.J., Prentice-Hall.
- Hayward, T. J. and Yang, T. C. (2007), "Single and multi-channel underwater acoustic communication channel capacity: a computational study," *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 122, no. 3, pp. 1652-1661.
- Heinemann, M, Larraza A, Smith K B.(2003), "Experimental studies of applications of time-reversal acoustics to noncoherent underwater communications", *J. Acoust. Soc. Am.*, vol.113, pp.3111-3116.
- Higley, W.J., Roux, P. and Kuperman, W. A. (2006), "Relationship between time-reversal and linear equalization in digital communications." *The Journal of the Acoustical Society of America*, Vol. 120, No.1, pp. 35-37.
- Hovem, J.M. (2010), *Marine Acoustics: The Physics of Sound in Underwater Environments*. Peninsula Publishing, Los Altos.
- Jensen, Finn, B., Kuperman, William A., Porter, Michael B., Schmidt, Henrik (2011), *Computational Ocean Acoustics*, Springer.

- Kadel, G. (1997), "Diversity and equalization in frequency domain—A robust and flexible receiver technology for broadband mobile communication systems," in *IEEE Vehicular Technology Conference*, Phoenix.
- Kaya, A. and Yauchi, S. (1989), "An acoustic communication system for subsea robot" in Proc. OCEANS'89, pp.765-770, Seattle, Washington.
- Kilfoyle, D., Baggeroer, A. (2000), "The state of the art in underwater acoustic telemetry". *IEEE J. Oceanic Eng.*, Vol. 25, pp.4-27.
- Kocic, M., Brady, D. and Stojanovic, M. (1995), "Sparse equalization for real-time digital underwater acoustic communications," in *IEEE OCEANS '95*, San Diego.
- Kuperman, W.A. Hodgkiss, W.S. , Song, H.C. Akal, T. Ferla, C. and Jackson, D.R. (1998) "Phase conjugation in the ocean: Experimental demonstration of an acoustic time-reversal mirror", *J. Acoust.Soc.Am.*, Vol. 103, pp. 25-40.
- Labat J., Lapierre, G. and Trubuil, J. (2003), "Iterative equalization for underwater acoustic channels Potentiality for the TRIDENT system," in *IEEE OCEANS*.
- Labat, J. and Laot, C.(2001), "Blind Adaptive Multiple-Input Decision-Feedback Equalizer with a Self-Optimized Configuration," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, no. 4, p. 646–654.
- Lee William, C.Y. (2008), *Mobile Communications Engineering-Theory and Applications*, Second edition, Tata Mc-Graw Hill Publishing Company limited, New Delhi.
- Li, W. and Preisig, J. C. (2007.), "Estimation of Rapidly Time-Varying Sparse Channels", *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 32, no. 4, p. 927–939.
- Sun, L., Li, R., and Zhou, T. (2012), "Improvement of Passive Time Reversal Communications Using Spatial Diversity Equalization," in *Second International Conference on Instrumentation, Measurement, Computer, Communication and Control*, pp. 256-261.
- Ling, F. and Proakis, J. G. (1985), "Adaptive lattice decision feedback equalizers—their performance and application to time-variant multipath channels", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 33, no. 4, pp. 348-356.
- Lo, T.(1999), "Maximum Ratio transmission", *IEEE Transaction on Communication*, Vol. 47, No. 10, pp. 1458–1461.
- Love, D. and Heath, R. (2003), "Equal Gain Transmission in Multiple-Input Multiple-Output Wireless Systems", *IEEE Transaction on Communication*, Vol. 51, No. 7, pp. 1102– 1110.
- Maaz, M., Helard, M., Mary, P. and Liu, M. (2015), "Performance Analysis of Time-Reversal Based Precoding Schemes in MISO-OFDM", In: *Proc. of 2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference*, pp.1–6.
- Mayrargue, S.(1994), "A blind spatio-temporal equalizer for a radio-mobile channel using the constant modulus algorithm (CMA)," in *IEEE ICASSP-94*.
- Mitić, D. Lebl, A. Trenkić, B., and Markov, Ž. (2015), "An Overview and Analysis of BER for Three Diversity Techniques in Wireless Communication

- Systems”, *Yugoslav Journal of Operations Research*, vol. 25, no. 2, pp. 251-269.
- Ochi, H. (2004), ”Ocean acoustics: Fundamental and its application”, in *Proc. Marine Acoustics Society of Japan*, Japan.
- Oestges, C., Kim, A., Papanicolaou, G. and Paulraj, A. (2005) , “Characterization of Space-Time Focusing in Time-Reversed Random Fields”, *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, Vol. 53, No. 1, pp. 283–293.
- Qarabaqi, P. and Stojanovic, M. (2013), “Statistical Characterization and Computationally Efficient Modeling of a Class of Underwater,” *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, Vol. 38, No. 4, pp. 701–717.
- Peng, B. and Dong, H. (2013), "Application of Turbo Equalization in PPC Underwater Acoustic Communication," in *IEEE Oceans*, San Diego.
- Preisig, J. (2006), “Acoustic propagation considerations for underwater acoustic communications network development,” in *Proc. WUWNet*, Los Angeles, CA, USA.
- Proakis J.G. (2001), *Digital Communications*. McGraw-Hill, New York.
- Proakis, J. and Masoud, S. (2008), *Digital Communications*, 5th ed. McGraw-Hill.
- Qarabaqi, P. and Stojanovic, M. (2013), “Statistical characterization and computationally efficient modeling of a class of underwater acoustic communication channels,” *IEEE J. Ocean. Eng.*, vol. 38, no. 4, pp. 701–717.
- Quazi, A. and Konrad, W., (1982), "Underwater acoustic communications", *IEEE Comm. Magazine*, pp. 24-29.
- Rappaport, D. (1996), *Wireless Communications Principles and Practice*, Eagle hood Cliffs, NJ: Prentice Hall.
- Rouseff, D., Flynn, J. A., Ritcey, J. A., Fox, W. L. J., (2004), “Acoustic Communication Using Time-Reversal Signal Processing: Spatial and Frequency Diversity”, *AIP conference*.
- Rouseff, D., Jackson, D.R., Fox, W. L. , Jones, C. D., Ritcey, J. A. and Dowling, D. R. (2001), "Underwater acoustic communication by passive-phase conjugation: theory and experimental results," *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 26, p. 821–831.
- Santoso, T. B., Widjiati, E., Wirawan, and Hendrantoro, G. (2012), “Parameter measurement of acoustic propagation in the shallow water environment,” in *Proc. Int. Conf. Inf. Technol. Elect. Eng. (CITEE)*, pp. 231–234, Yogyakarta, Indonesia.
- Santoso, T.B. (2016), *Pemodelan Kanal Komunikasi Akustik Bawah Air untuk Lingkungan Dangkal Tropis*, Disertasi Program Doktor Jurusan Teknik Elektro, ITS.
- Scussel K. F., Rice, J. A. and Merriam, S. (1997) "A new MFSK acoustic modem for operation in adverse underwater channels," in *Proc. MTS/IEEE OCEANS '97*, Halifax, vol. 1, pp. 247-254.
- Siderius, M., Porter, M. B., McDonald, V. K. and Hursky, P. (2003), “Measurements and modeling comparisons of underwater communications performance at three shallow-water sites,” in *Proc. OCEAN*, pp. 1773–1779, San Diego, CA, USA.

- Siddiqui, S. I. and Dong, H., "Time diversity passive time-reversal for underwater acoustic communications", *IEEE Access*, Vol. 7, pp. 24258-24266, 2019.
- Sifferlen, J. F., Song, H. C., Hodgkiss, W. S., Kuperman, W. A. and Stevenson, J. M. (2008), "An Iterative Equalization and Decoding Approach for Underwater Acoustic Communication," *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 33, no. 2, pp. 182-197.
- Silva, A., Jesus, S., Gomes, J. and Barroso, V. (2000), "Underwater acoustic communication using a 'virtual' electronic time-reversal mirror approach," in *Proceedings of the fifth European Conference on Underwater Acoustics*, M. E. Zakharia, Ed. Luxembourg, Luxembourg: European Commission, pp. 531–536.
- Simon, M.K. and Alouini, M.S. (2000), *Digital Communication Over Fading Channels: A Unified Approach to Performance Analysis*, Wiley, New York.
- Smith, K.B, Abrantes, A.A. M, Larraza, A.(2003), "Examination of time-reversal acoustics in shallow water and applications to noncoherent underwater communications", *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol.113, pp.3095-3110.
- Song, A., Badiy, M., McDonald, V.K., Yang, T.C.(2011), "Time-reversal Receivers for High Data Rate Acoustic Multiple-Input-Multiple-Output Communication", *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 36, no.4, pp. 525-538.
- Song, H.C, Hodgkiss, W., Kuperman, W., Higley, W., Raghukumar, K. and Akal , T. (2006), "Spatial diversity in passive time-reversal communications," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 120, pp. 2067-2076.
- Song, H.C, Kuperman, W., Hodgkiss, W.(2009), "Basin-scale time-reversal communications", *J Acoust Soc Am.*,125:212–7.
- Song, H.C., Hodgkiss, W. , Kuperman, W., Stevenson, M. and Akal, T. (2006), "Improvement of time-reversal communications using adaptive channel equalizers," *J. Ocean. Eng.*, vol. 31, pp. 487-496.
- Song, H.C., Roux, P., Hodgkiss, W., Kuperman, W., Akal, T. and Stevenson, M. (2006), "Multiple-input-Multiple-output coherent time-reversal communications in a shallow-water acoustic channel," *J. Ocean. Eng.*, vol. 31, pp. 170-178.
- Sozer, E., Proakis, J. G. and Blackmon, F. (2001), "Iterative equalization and decoding techniques for shallow water acoustic channels," in *MTS/IEEE OCEANS 2001*, Honolulu.
- Stojanovic, M. (1996), "Recent Advances In High Rate Underwater Acoustic Communications,"*IEEE J.Oceanic Eng*, pp. 125-136.
- Stojanovic, M. (2005), "Retrofocusing techniques for high rate acoustic communications", *J.Acoust.Soc.Amer.*,vol.117,pp.1173–1185.
- Stojanovic, M., Catipovic, J. A. and Proakis, J. G. (1993.), "Adaptive Multichannel Combining and Equalization for Underwater Acoustic Communications," *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 94, no. 3, pp. 1621-1631.
- Stojanovic, M., Catipovic J.A. and Proakis, J. G. (1994), "Phase-Coherent Digital Communications for Underwater Acoustic Channels," *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 19, no. 1, pp. 100-111.

- Stojanovic, M., Catipovic, J. A. and Proakis, J. G. (1995) , "Reduced-complexity spatial and temporal processing of underwater acoustic communication signals," *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 98, no. 2, p. 961–972.
- Stojanovic, M., Freitag, L. and Johnson, M. (1999), "Channel-estimation-based adaptive equalization of underwater acoustic signals," in *MTS/IEEE OCEANS '99*.
- Stojanovic, M., Proakis, J. G., and Catipovic, J. A. (1996), "Performance of high-rate adaptive equalization for underwater communications," *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 100, no. 4, p. 2213–2219.
- Stojanovic, M. and Preisig, J. (2009), "Underwater acoustic communication channels: Propagation models and statistical characterization," *IEEE Communications Magazine*, vol. 47, no. 1, pp. 84-89.
- Stuber, G. (2003), *Principles of Mobile Communication*, Kluwer Academic Publisher, NY.
- Suzuki, M. and Sasaki, T. (1992), "Digital acoustic image transmission system for deep sea research submersible", in Proc. OCEANS'92, Newport, RI., pp.567-570.
- Tao, J., Zheng, Y. R., Xiao, C., Yang, T. C. and Yang, W. B. (2008) , "Channel Estimation, Equalization and Phase Correction for Single Carrier Underwater Acoustic Communications", in *MTS/IEEE OCEANS 2008*, Kobe.
- Tianyu, S., Zhaokai, Y., Yu, L., Guiqing, S., Haining, H. and Chunhua, Z. (2010), "A coherent underwater acoustic communication system based on joint iterative equalization and decoding algorithm," in *IEEE Youth Conference on Information Computing and Telecommunications (YC-ICT)*.
- Urick, R. J. (1983), *Principles of Underwater Sound*, 3d ed. New York: McGraw-Hill.
- Vadde, V., Indushree, G. and Cletan Sequeira (2011), "Channel Estimation and BER Studies for an Underwater Acoustic OFDM System Using Time-reversal Mirror in Shallow Waters," in *International Symposium on Ocean Electronics (SYMPOL)*, Kochi, 16-18 Nov. 2011, pp.241-247.
- Vilainpornasawai, U., Silva, A. and Jesus, S.M. (2010), "Combined adaptive time-reversal and DFE technique for time-varying underwater communications," in *Proc. European Conference on Underwater Acoustics (ECUA10)*.
- Wang, B., Wu, Y. , Han, F. , Yang, Y.H. and Liu, K. (2011), "Green Wireless Communications: A Time-Reversal Paradigm", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 29, No. 8, pp. 1698–1710.
- Wang, P., Zhang, L., Victor O. and Li, K. (2013), "A Stratified Acoustic Model Accounting for Phase Shifts for Underwater Acoustic Networks" *Sensors (Basel)*. 13(5): 6183–620.
- Wen, Q. and Ritcey, J.A. (1994), "Spatial diversity equalization applied to underwater communications," *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 19, pp. 227-241.

- Widiarti, Y., Suwadi, and Wirawan (2016), "Joint Passive Time-Reversal and Adaptive Equalizer for Underwater Acoustic Communication", In: Proc. of the 2016 ICNERE-EECCIS, pp. 25-28.
- Widiarti, Y., Suwadi, Wirawan, and Suryani, T.(2018), "A Geometry-Based Underwater Acoustic Channel Model for Time-reversal Acoustic Communication", In: Proc. of the *IEEE International Seminar on Intelligent Technology and Its Applications*, pp. 345-350.
- Widiarti, Y., Wirawan, and Suwadi, (2018), "Image Transmission with Joint Time-reversal and OFDM in Underwater Acoustic Environment", *Journal of Physics: Conference Series*, Vol. 1179, No.1, pp.1-6.
- Widiarti, Y., Suwadi, Wirawan (2019), "Experimental Measurement of Time-reversal-OFDM Technique for Underwater Acoustic Communication in the Presence of Gaussian Noise", in *Proc. 2019 International Conference on Information and Communications Technology (ICOIACT)*, pp. 297–301, Yogyakarta, Indonesia.
- Widiarti, Y., Wirawan, and Suwadi, (2019), "Performance Evaluation of Joint Passive Time-reversal and Adaptive Decision Feedback Equalizer in Shallow Water Environment", *Journal of Communications*, Vol.14, No.11,pp. 1059-1066.
- Widiarti, Y., Wirawan, and Suwadi, (2020), "Joint Time-reversal Precoding and Spatial Diversity Technique for Acoustic Communication in Shallow Water Environment", *International Journal of Intelligent Engineering and Systems*, Vol.13, No.1,pp. 237-247.
- Winters, J.H. (1984), "Optimum combining in digital mobile radio with co-channel interference", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.33, pp. 144-155,.
- Xiao, S.Q. , Chen, J., Wang, B.Z. and Liu, X.F. (2007), "A numerical Study on Time-reversal Electromagnetic Wave for Indoor Ultrawideband Signal Transmission", *Progress in Electromagnetics Research*, Vol.77, pp.329342.
- Yang, T.C. (2004), "Differences between Passive-Phase Conjugation and Decision Feedback Equalizer for Underwater Acoustic Communications," *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 29, no. 2, pp. 472–487.
- Yang, T. C. (2005), "Correlation-based decision-feedback equalizer for underwater acoustic communications," *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 30, no. 4, pp. 865-880.
- Yarger, D. F. (1976), "The user guide for the RAY-MODE propagation loss program," *NUSC Technical memorandum*, 222- 10-76, p.c- 14.
- Zhang, G. S. and Dong, H. F. (2012), "Joint passive-phase conjugation with adaptive multichannel combining for coherent underwater acoustic communications," *J. Applied Acoustics*, vol. 73, pp. 433-439.
- Zheng, Y. R., Xiao, C., Yang, T.C and Yang, W.B. (2010), "Frequency-domain channel estimation and equalization for shallow-water acoustic communications," *Physical Communication*, vol. 3, no. 1, pp. 48-63.
- Zielinski, A., Yoon, Y.H. and Wu, L. (1995), "Performance Analysis of Digital Acoustic Communication in a Shallow Water Channel", *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 20, no. 4, pp.293-299.

Halaman ini sengaja dikosongkan

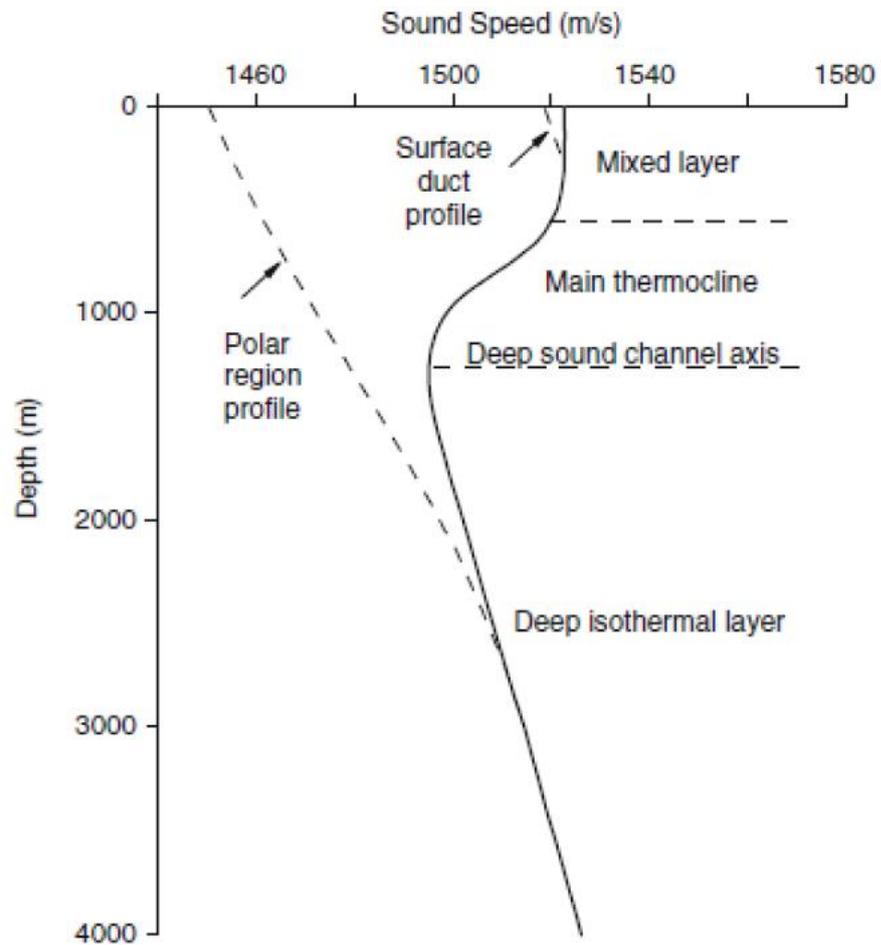
LAMPIRAN

Lampiran A1. Profil Kecepatan Suara di dalam Air Laut

Lampiran A2. Representasi Skematik Tipe Lintasan Propagasi Suara di Laut

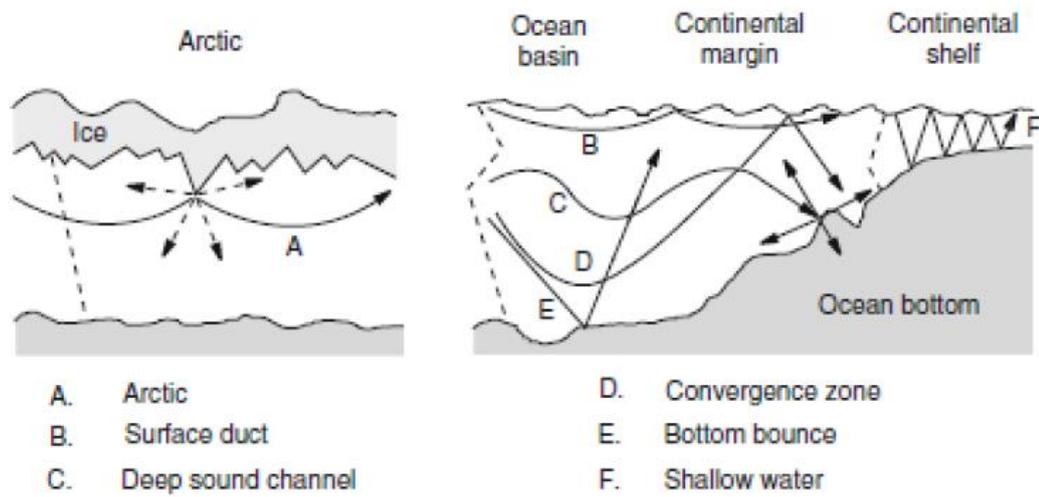
Lampiran A3. Profil Towing Tank LHI

Lampiran A1. Profil Kecepatan Suara di dalam Air Laut



Gambar A1. Sound Speed Profile Secara Umum (Jensen,F.B., dkk, 2011)

Lampiran A2. Representasi Skematik Tipe Lintasan Propagasi Suara di Laut



Gambar A2. Representasi Tipe Lintasan Propagasi Suara di Laut (Jensen,F.B., dkk, 2011)

Lampiran A3. Profil Towing Tank LHI



Gambar A3. Fasilitas Pengujian Model Towing Tank LHI (BPPT, 2020)

Spesifikasi teknis :

- Ukuran : 235,4 x 11 x 5,5 m
- Carriage : Manned, motor drive, four drive wheels
- Drive system : Thyristor controlled DC motors
- Nominal power : 4 x 45 Kw
- Maximum acceleration : 1m/sec^2
- Maximum speed : 9m/sec
- Kemampuan wave generator : Regular and irregular waves, periode 0,5 – 3,5 detik, arah 0° dan 180° , ketinggian sampai 0,5 m (signifikan)
- Wave maker : Dry back, hydraulically driven, simultaneous control of stroke and frequency by computer

Peralatan :

- Resistance dynamometer
- Trim meter
- Open water propeller dynamometer
- 2 Self –propulsion dynamometers, 2.5 Nm rated torque
- 2 Self –propulsion dynamometers 16 Nm rated torque
- Wake measurement apparatus
- Ship movement meter
- Accelerometers
- Pressure transducer for pressure variation and slamming

- Forces and bending moments transducers
- Wind maker generated by portable fans

Kemampuan tes :

- Resistance and self-propulsion test in calm water
- Open water propeller and ducted propeller test
- 3-D wake surveys
- Flow observation test paint or tufts
- Measurements of hydrodynamic
- Forces and moments on bodies, foils, dll
- Seakeeping test with measurements of motions, acceleration, wave loads and added propeller thrust in head and following waves

Halaman ini sengaja dikosongkan

BIOGRAFI PENULIS



Nama : Yuning Widiarti
Tempat / Tanggal Lahir : Mojokerto / 16-05-1980
Pekerjaan : PNS (Dosen)
Alamat Rumah : Bumi Marina Emas Timur II/10 Keputih,
Sukolilo, Surabaya
Email : yuning.widiarti15@mhs.ee.its.ac.id
yuning.widiarti@ppns.ac.id

A. RIWAYAT PENDIDIKAN

- SDN 01 Ngunut Tulungagung
- SMPN 01 Ngunut Tulungagung
- SMUN 01 Boyolangu Tulungagung
- Politeknik Negeri Malang (Lulus 2002)
- S1 Teknik Elektro-Institut Teknologi Sepuluh Nopember (Lulus 2005)
- S2 Teknik Elektro-Institut Teknologi Sepuluh Nopember (Lulus 2011)

B. RIWAYAT PEKERJAAN

Staf Pengajar di Politeknik Perkapalan Negeri Surabaya, sejak 2006

C. PUBLIKASI ILMIAH

Jurnal Internasional

- ✓ Yuning Widiarti, Wirawan, and Suwadi, (2018), “Image Transmission with Joint Time-reversal and OFDM in Underwater Acoustic Environment”, *Journal of Physics: Conference Series*, Vol. 1179, No.1, pp.1-6.
- ✓ Yuning Widiarti, Wirawan, and Suwadi, (2019), ”Performance Evaluation of Joint Passive Time-reversal and Adaptive Decision Feedback Equalizer in Shallow Water Environment”, *Journal of Communications* Vol. 14, No. 11, pp. 1059-1066.
- ✓ Yuning Widiarti, Wirawan, and Suwadi, (2020), “Joint Time-reversal Precoding and Spatial Diversity Technique for Acoustic Communication in Shallow Water Environment”, *International Journal of Intelligent Engineering and Systems*, Vol.13, No.1, 2020.

Seminar Internasional

- ✓ Yuning Widiarti, Suwadi, and Wirawan, (2016), “Joint Passive Time-Reversal and Adaptive Equalizer for Underwater Acoustic Communication”, *ICNERE-EECCIS 2016*, Batu, 31 Oktober - 2 Nopember 2016.
- ✓ Yuning Widiarti, Suwadi, and Wirawan, (2018), ”A Geometry-Based Underwater Acoustic Channel Model for Time-reversal Acoustic Communication”, *2018 International Seminar on Intelligent Technology and Its Application (ISITIA)*, Bali, 30-31 Agustus 2018.
- ✓ Yuning Widiarti, Suwadi, and Wirawan, (2019), “Experimental Measurement of Time-Reversal OFDM Technique for Underwater Acoustic Communication in the Presence of Gaussian Noise”, *2019 International Conference on Information and Communications Technology (ICOIACT)*, Yogyakarta, 24-25 Juli 2019.

D. KEGIATAN PENELITIAN

- ✓ Penelitian Pascasarjana, ITS (2018), Aplikasi Teknik Passive-Time-reversal dan Equalisasi Adaptif pada Komunikasi Akustik Bawah Air
- ✓ Penelitian Disertasi Doktor, (2019) Sistem Komunikasi Time-reversal Akustik Bawah Laut di Perairan Dangkal Tropis
- ✓ Penelitian DIPA, PPNS (2020), Aplikasi Joint Time-reversal-Adaptive Decision Feedback Equalization untuk Peningkatan Kinerja Sistem Komunikasi Kendaraan Bawah Air Tanpa Awak