

**SIMULASI SISTEM MIMO-STBC
DENGAN *SMART ANTENNA*
ALGORITMA REFERENSI TEMPORAL**

SKRIPSI

OLEH

WAHYU MAHENDRA

04 03 03 0993



**PROGRAM STUDI TEKNIK ELEKTRO
DEPARTEMEN TEKNIK ELEKTRO
FAKULTAS TEKNIK UNIVERSITAS INDONESIA
GANJIL 2007/2008**

**SIMULASI SISTEM MIMO-STBC
DENGAN SMART ANTENNA
ALGORITMA REFERENSI TEMPORAL**

SKRIPSI

OLEH

WAHYU MAHENDRA

04 03 03 0993



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

**PROGRAM STUDI TEKNIK ELEKTRO
DEPARTEMEN TEKNIK ELEKTRO
FAKULTAS TEKNIK UNIVERSITAS INDONESIA
GANJIL 2007/2008**

PERNYATAAN KEASLIAN SKRIPSI

Saya menyatakan dengan sesungguhnya bahwa skripsi dengan judul :

SIMULASI SISTEM MIMO-STBC DENGAN *SMART ANTENNA* ALGORITMA REFERENSI TEMPORAL

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

Depok, 2 Januari 2008

Wahyu Mahendra
NPM 04 03 03 0993

LEMBAR PENGESAHAN

Skripsi dengan judul :

SIMULASI SISTEM MIMO-STBC DENGAN *SMART ANTENNA* ALGORITMA REFERENSI TEMPORAL

dibuat untuk melengkapi sebagian persyaratan menjadi Sarjana Teknik pada program studi Teknik Elektro Departemen Teknik Elektro Fakultas Teknik Universitas Indonesia dan disetujui untuk diajukan dalam sidang ujian skripsi. Skripsi ini telah diujikan pada sidang ujian skripsi pada tanggal 2 Januari 2008 dan dinyatakan memenuhi syarat/sah sebagai skripsi pada Departemen Teknik Elektro Fakultas Teknik Universitas Indonesia.

Depok, 2 Januari 2008

Dosen Pembimbing

M. Suryanegara S.T., M.Sc.

NIK 040 705 0189

UCAPAN TERIMA KASIH

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

M. Suryanegara S.T., M.Sc

sebagai Dosen Pembimbing skripsi yang telah bersedia meluangkan waktunya untuk memberikan bimbingan, petunjuk, dan saran-saran serta kemudahan lainnya, sehingga skripsi ini dapat diselesaikan dengan baik. Selain itu, penulis juga mengucapkan terima kasih kepada:

1. Orang tua dan keluarga penulis yang telah memberikan doa dan dukungannya selama pengerjaan skripsi ini.
2. Rekan-rekan seperjuangan satu angkatan (elektro2003) atas dukungan dan kebersamaan selama masa kuliah dan pengerjaan skripsi ini.

Wahyu Mahendra
NPM 04 03 03 0993
Departemen Teknik Elektro

Dosen Pembimbing
M. Suryanegara S.T., M.Sc.

**SIMULASI SISTEM MIMO-STBC DENGAN
SMART ANTENNA ALGORITMA REFERENSI TEMPORAL**

ABSTRAK

Sistem *Multiple-Input Multiple-Output* (MIMO) merupakan sistem dengan multi antenna yang relatif baru dikembangkan dan menjanjikan kekebalan yang lebih kuat dengan teknik *Space-Time Coding*. Skema *adaptive beamforming* dari sistem *smart antenna* dapat dipadukan dengan sistem diversitas MIMO *Space-Time Block Coding* (STBC) untuk meningkatkan kekebalan sistem lebih tinggi lagi untuk lingkungan *multi-user* dimana terdapat interferensi dengan *resource* radio yang sama. Skripsi ini memperlihatkan simulasi sistem MIMO-STBC sederhana, yang mengasumsikan adanya *Channel State Information* (CSI) sempurna, digabungkan dengan *smart antenna* algoritma referensi temporal untuk memperlihatkan peningkatan unjuk kerja sistem.

Unjuk kerja sistem diberikan melalui simulasi menggunakan MATLAB dan dinyatakan oleh korespondensi *bit error rate* (BER) dengan *Signal to Noise Ratio* (SNR). Sistem diujikan untuk berbagai konfigurasi antenna yaitu 2×2 , 3×3 , dan 4×4 dengan *Orthogonal-STBC* yang sesuai menggunakan skema modulasi *single carrier* sederhana *M-ary phase shift keying* (PSK) dan *quadrature amplitude modulation* (QAM) pada kanal *Rayleigh*.

Hasil yang telah diperoleh menunjukkan bahwa teknik *adaptive beamforming* yang dimaksud merupakan teknik yang efektif dalam mengurangi masalah interferensi dalam lingkungan *multi-user* MIMO. Peningkatan unjuk kerja sistem oleh skema *beamforming* yang dicapai dari simulasi mencapai nilai sekitar 1 hingga 2 dB dari keadaan tanpa *beamforming*. Digabungkan dengan konsep diversitas STBC, sistem dapat menunjukkan peningkatan kinerja yang cukup signifikan. Hal ini ditunjukkan dengan penggunaan jumlah cabang MIMO yang semakin banyak akan meningkatkan unjuk kerja sistem.

Kata kunci : MIMO, STBC, Smart Antenna, Adaptive Beamforming

Wahyu Mahendra
NPM 04 03 03 0993
Department of Electrical Engineering

Counsellor
M. Suryanegara S.T, M.Sc..

**STBC MIMO WITH
TEMPORAL REFERENCE ALGORITHM
SMART ANTENNA SYSTEM SIMULATION**

ABSTRACT

Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) system is a relatively new system utilizing multiple antenna promising higher robustness with the *Space-Time Coding* technique. *Adaptive beamforming* scheme from the *Smart Antenna System* can be combined with the *MIMO Space-Time Block Coding (STBC)* diversity scheme to seek for even higher system robustness in multi-user environment where interferer exist using the same radio resource. This paper presents a simulation of a simple MIMO-STBC system assuming perfect *channel state information (CSI)* available combined with smart antenna system employing *temporal-reference algorithm* to seek for and then show improving performance.

System performance is shown through simulation with MATLAB and is given by the correspondence of *bit error rate (BER)* with *Signal to Noise Ratio (SNR)*. System is tested with several antenna configurations, i.e. 2×2, 3×3, and 4×4 employing appropriate Orthogonal-STBC using simple single carrier *M-ary phase shift keying (PSK)* and *quadrature amplitude modulation (QAM)* modulation scheme in *Rayleigh* fading channel.

The result shows that the adaptive beamforming is indeed an effective technique for anticipating interference in MIMO multi-user environment. Performance improvement due to beamforming scheme from the simulation achieves up to about 1 to 2 dB from no-beamforming state. Combined with the STBC diversity concept, system is able to show significant performance improvement. It is shown also through the increasing number of MIMO branch employment that also improves the system performance respectively.

Keywords : MIMO, STBC, Smart Antenna, Adaptive Beamforming

DAFTAR ISI

	Halaman
JUDUL	i
PERNYATAAN KEASLIAN SKRIPSI	ii
LEMBAR PENGESAHAN	iii
UCAPAN TERIMA KASIH	iv
ABSTRAK	v
ABSTRACT	vi
DAFTAR ISI	vii
DAFTAR GAMBAR	ix
DAFTAR TABEL	x
DAFTAR SINGKATAN	xi
BAB I PENDAHULUAN	1
1.1 LATAR BELAKANG MASALAH	1
1.2 TUJUAN PENULISAN	2
1.3 BATASAN MASALAH	2
1.4 METODOLOGI PENELITIAN	2
1.5 SISTEMATIKA PENULISAN	2
BAB II LANDASAN TEORI	4
2.1 TEORI KOMUNIKASI <i>NIRKABEL</i>	4
2.1.1 Karakteristik Propagasi Sinyal	4
2.1.2 Kanal Fading	8
2.2 SISTEM SMART ANTENNA	10
2.2.1 Sistem <i>Array</i> -Antena	10
2.2.2 Konsep <i>Beamforming</i>	13
2.2.3 Algoritma <i>Adaptive Beamforming</i>	17
2.3 SISTEM MIMO	21
2.3.1 Sistem <i>Multiple-Input Multiple-Output</i>	21
2.3.2 Permodelan Sistem MIMO	22
2.3.3 <i>Space-Time Coding</i>	25
BAB III PERANCANGAN SIMULASI	28
3.1 GAMBARAN UMUM SIMULASI	28
3.2 PERANCANGAN SIMULASI	29

3.3 PERMODELAN SISTEM	32
BAB IV ANALISA HASIL SIMULASI	34
4.1 DATA SIMULASI	34
4.2 ANALISA UNJUK KERJA	35
BAB V KESIMPULAN	44
DAFTAR ACUAN	45
DAFTAR PUSTAKA	47



DAFTAR GAMBAR

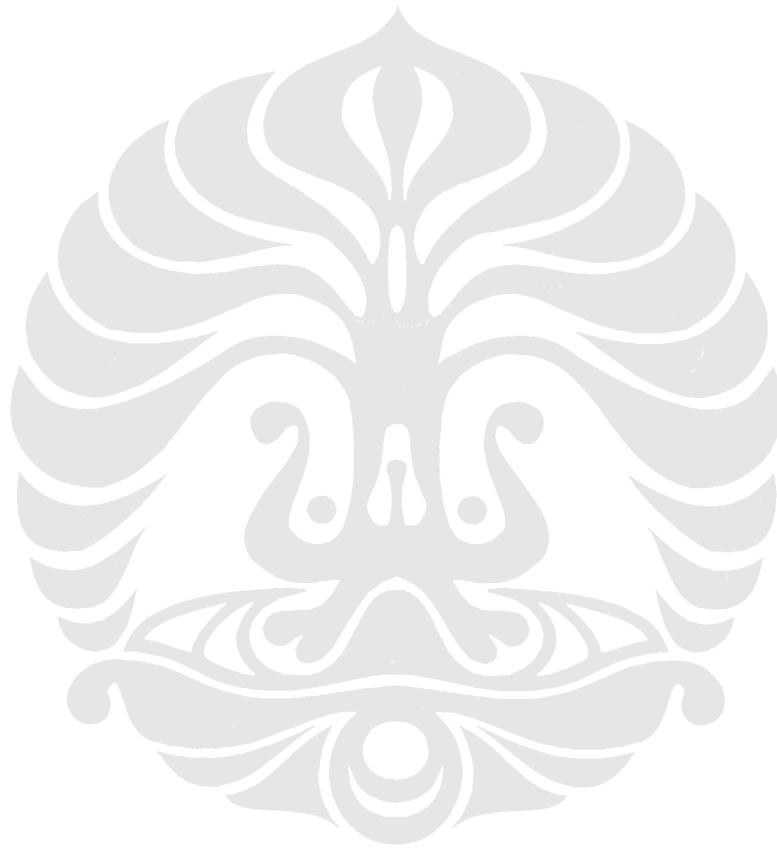
	Halaman
Gambar 2.1 Ilustrasi propagasi sinyal dengan bermacam keadaan <i>multipath</i>	5
Gambar 2.2 Contoh <i>Power Delay Profile</i> pengukuran <i>indoor</i>	7
Gambar 2.3 Probability density function (pdf) Rayleigh.	9
Gambar 2.4 Skema dasar sistem <i>smart antenna</i>	10
Gambar 2.5 Sistem <i>antenna array</i>	11
Gambar 2.6 Sistem koordinat untuk <i>array</i> antena	14
Gambar 2.7 Sistem <i>array</i> antena bidang datar	15
Gambar 2.8 Sistem <i>beamforming</i> dengan sinyal referensi	19
Gambar 2.9 Sistem MIMO dengan matriks kanal H	21
Gambar 2.10 Sistem MIMO 2×2 dengan skema Alamouti	26
Gambar 3.1 Ilustrasi keadaan sistem yang disimulasikan	28
Gambar 3.2 Diagram Blok Sistem Simulasi	29
Gambar 3.3 Skema rangkaian <i>Adaptive Beamforming</i> pada sistem	30
Gambar 3.4 Diagram alir simulasi	31
Gambar 3.5 Blok diagram sistem dengan permodelan	32
Gambar 4.1 Grafik Unjuk Kerja MIMO 2×2 Alamouti dengan <i>beamforming</i> dengan modulasi QAM pada kanal Rayleigh	36
Gambar 4.2 Grafik unjuk kerja MIMO 2×2 STBC <i>Real-Orthogonal</i> dengan modulasi QAM pada kanal Rayleigh	37
Gambar 4.3 Grafik unjuk kerja MIMO 2×2 STBC <i>Alamouti</i> dengan modulasi BPSK pada kanal Rayleigh	38
Gambar 4.4 Grafik unjuk kerja MIMO 3×3 <i>Orthogonal</i> STBC	40
Gambar 4.5 Grafik unjuk kerja MIMO 4×4 <i>Orthogonal</i> STBC	40
Gambar 4.6 Grafik <i>beam pattern</i> untuk BPSK MIMO-STBC	42
Gambar 4.7 Grafik Konstelasi MIMO 2×2 dan 4×4 STBC setelah <i>beamforming</i> untuk modulasi QAM dan BPSK pada kanal Rayleigh	43

DAFTAR TABEL

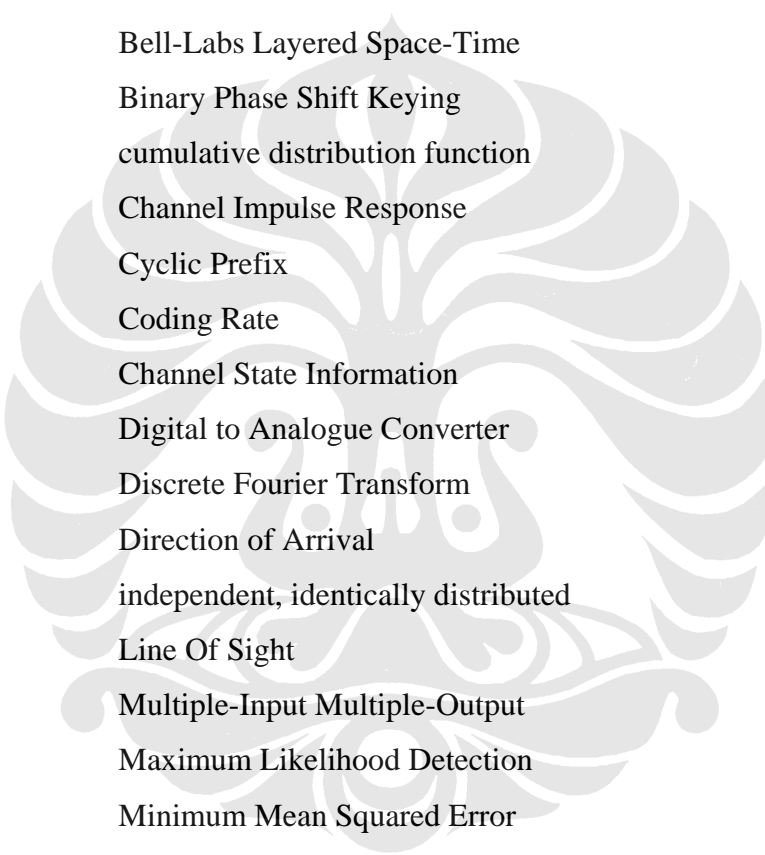
Halaman

Tabel 4.1 Daftar Parameter Simulasi

34

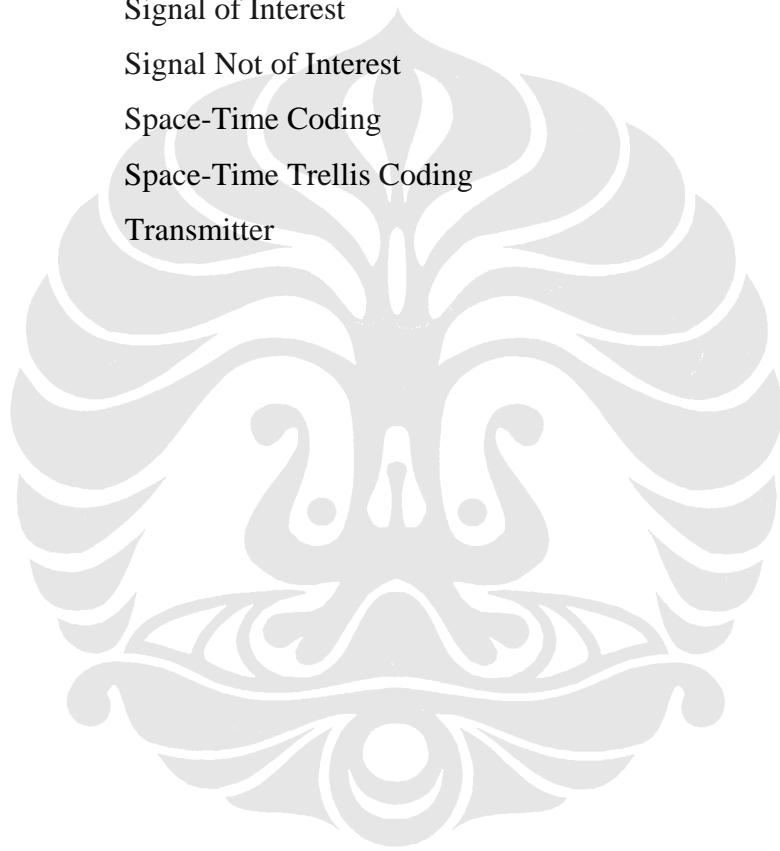


DAFTAR SINGKATAN



ADC	Analog to Digital Converter
AoA	Angle of Arrival
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BLAST	Bell-Labs Layered Space-Time
BPSK	Binary Phase Shift Keying
cdf	cumulative distribution function
CIR	Channel Impulse Response
CP	Cyclic Prefix
CR	Coding Rate
CSI	Channel State Information
DAC	Digital to Analogue Converter
DFT	Discrete Fourier Transform
DoA	Direction of Arrival
i.i.d.	independent, identically distributed
LOS	Line Of Sight
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MLD	Maximum Likelihood Detection
MMSE	Minimum Mean Squared Error
MSE	Mean Square Error
NLOS	Non Line of Sight
pdf	probability density function
PAC	Per-Antenna Coding
PDP	Power Delay Profile
PSK	Phase Shift Keying
QPSK	Quadrature PSK
RF	Radio Frequency
rms	root mean square

RX	Receiver
SAS	Smart Antenna System
SDM	Space Division Multiplexing
SDMA	Space Division Multiple Access
SIC	Successive Interference Cancellation
SISO	Single-Input Single-Output
SNR	Signal-to-Noise Ratio
STBC	Space-Time Block Coding
SOI	Signal of Interest
SNOI	Signal Not of Interest
STC	Space-Time Coding
STTC	Space-Time Trellis Coding
TX	Transmitter



BAB I

PENDAHULUAN

1.1 LATAR BELAKANG MASALAH

Perkembangan teknologi komunikasi nirkabel pada dasawarsa awal abad ke-21 ini telah mencapai masa dimana standar baru terus dibuat dan disempurnakan untuk mencapai visi evolusi jangka panjang menghadapi derasnya *demand* masyarakat akan koneksi informasi cepat, berkapasitas besar serta dapat diandalkan. Penelitian terus dilakukan untuk menghasilkan pengembangan sistem transmisi yang memiliki efisiensi *spectral* lebih tinggi serta kekebalan (*robustness*) yang lebih tangguh terhadap berbagai *impairment* kanal nirkabel dibandingkan dengan yang telah diaplikasikan pada saat ini [1].

Perkembangan di bidang *digital signal processing* (DSP) serta bidang antenna secara bersamaan telah mendorong perkembangan pada sektor *baseband antenna* dan menghadirkan salah satunya sistem *multiple-input multiple-output* (MIMO) yang dapat memberikan peningkatan kualitas sinyal serta *data-rate* tanpa menambah daya dan *bandwidth* [1]. Selain MIMO, telah hadir lebih dahulu sebagai hasil perkembangan tadi yaitu sistem antenna adaptif (*Adaptive Antenna System, AAS*) atau dikenal juga sebagai *smart antenna* yang dapat meningkatkan efisiensi sistem dalam lingkungan *multi-user* dengan teknik *adaptive beamforming* yang dapat mengoptimalkan *beamform* dari *array* antenna untuk memperkuat sinyal dari arah datang yang diinginkan serta menekan sinyal pengganggu dari arah lain [2].

Dengan kesamaannya dalam memanfaatkan multi-antenna yang tersusun sebagai *array*, skema *adaptive beamforming* dapat diaplikasikan pada sistem MIMO untuk menghasilkan peningkatan unjuk kerja sistem lebih tinggi lagi. Terutama dalam lingkungan *multi-user*, penggabungan sistem MIMO dengan sistem *smart antenna* dipandang menjadi salah satu kunci layanan nirkabel generasi mendatang dan telah disebut-sebut di dalam rancangan WiMAX [3].

1.2 TUJUAN PENULISAN

Pada skripsi ini dilakukan permodelan dan perancangan simulasi suatu sistem komunikasi *end-to-end* sederhana yang mengadopsi sistem MIMO dengan teknik diversitas STBC dipadukan dengan sistem *smart antenna* algoritma *beamforming* adaptif dengan algoritma referensi-temporal. Skripsi ini bertujuan untuk membahas serta menganalisis unjuk kerja sistem dengan teknik *smart antenna* algoritma referensi-temporal yang dipadukan dengan sistem MIMO-STBC pada kanal *fading* Rayleigh yang dinyatakan dengan korespondensi SNR terhadap BER rata-rata, berdasarkan simulasi yang dilakukan.

1.3 BATASAN MASALAH

Sistem MIMO sederhana yang digunakan pada simulasi mengasumsikan adanya *Channel State Information* (CSI) sempurna dan hanya menggunakan *Space Time Block Coding* (STBC). Sistem ini digabungkan dengan sistem *smart antenna* menggunakan algoritma adaptif referensi temporal dan *beamformer* konvensional. Teknik STBC yang digunakan pada simulasi merupakan hasil perolehan studi literatur untuk suatu parameter yang tetap dan tidak dibahas lebih lanjut mengenai konsepnya.

Sistem diujikan untuk konfigurasi antena 2×2 , 3×3 , dan 4×4 dengan *Orthogonal-STBC* yang sesuai menggunakan skema modulasi *single carrier* sederhana *binary phase shift keying* (BPSK) dan *quadrature amplitude modulation* (QAM) pada kanal *Rayleigh*. Unjuk kerja sistem diberikan melalui simulasi menggunakan MATLAB dan dinyatakan oleh korespondensi *bit error rate* (BER) dengan *Signal to Noise Ratio* (SNR).

1.4 METODOLOGI PENELITIAN

Penelitian pada skripsi ini dilakukan dengan studi secara literatur dan mensimulasikan hasil studi literatur tadi dengan menggunakan MATLAB.

1.5 SISTEMATIKA PENULISAN

Skripsi ini terdiri dari 5 bab dimana sistematika penulisan yang diterapkan dalam skripsi ini menggunakan urutan sebagai berikut :

BAB 1 PENDAHULUAN

Membahas tentang latar belakang pemilihan tema, tujuan, pembatasan masalah, dan sistematika penulisan.

BAB 2 LANDASAN TEORI

Bagian ini berisikan penjelasan mengenai teori-teori dasar transmisi nirkabel sebagai landasan teknik transmisi MIMO serta sistem *smart antenna* secara garis besar. Teori yang dibahas pada awal bab merupakan cakupan kecil dari teori propagasi gelombang radio berkaitan, kemudian dibahas dasar teori *beamforming* dan *smart antenna*. Pada akhir bab dibahas sistem MIMO secara umum dan konsep diversitas dengan STBC.

BAB 3 PEMODELAN DAN PERANCANGAN SIMULASI

Bagian tiga membahas tentang perancangan simulasi beserta pemodelan sistem yang dapat direpresentasikan secara matematis. Bab ini juga membahas batasan simulasi lebih lanjut dengan variasi parameter-parameter berkaitan.

BAB 4 ANALISA HASIL SIMULASI

Membahas tentang analisa hasil simulasi dengan menggunakan MATLAB

BAB 5 KESIMPULAN

BAB II

LANDASAN TEORI

2.1 TEORI KOMUNIKASI NIRKABEL

2.1.1 Karakteristik Propagasi Sinyal

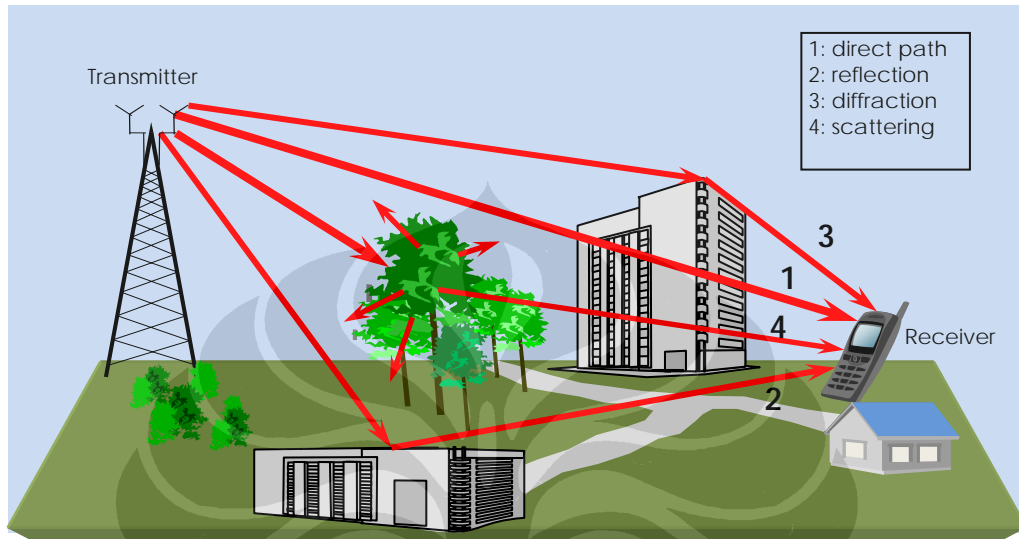
Mekanisme yang terjadi dibalik propagasi gelombang elektromagnetik secara umum terdapat tiga jenis yaitu pemantulan (*reflection*), pembelokan (*diffraction*), dan penghamburan (*scattering*). Mekanisme propagasi tersebut dapat mengakibatkan pelemahan gelombang (atenuasi) atau pelenyapan sinyal secara gradual (*fading*) yang bersifat merusak pada sinyal dan telah menjadi permasalahan umum dari suatu kanal propagasi.

Permodelan propagasi secara tradisional memprediksi kekuatan sinyal rata-rata yang diterima pada jarak tertentu dari pemancarnya atau jarak relatif lain. Suatu jenis model propagasi yang dapat menunjukkan karakter fluktuasi cepat sinyal diterima dalam jarak sangat pendek atau durasi sangat singkat, disebut sebagai model *small-scale* atau *fading*. Istilah *small-scale fading* sendiri, atau sederhananya disebut *fading* saja, digunakan untuk mendeskripsikan fluktuasi amplitudo, fase, atau delay dari sinyal radio tadi, dengan mengabaikan pelemahan sinyal dari propagasi dengan jarak skala besar (*large-scale path loss*) seperti pada sistem nirkabel praktis [4].

Model propagasi ruang bebas (*free space*) digunakan untuk memprediksikan kekuatan sinyal yang diterima bila pemancar dengan penerima memiliki jalur *line-of-sight* (LOS) yang bebas gangguan di antaranya. Besar daya sinyal *free space* yang diterima pada penerima (*receiver*) yang terpisah dari pemancar (*transmitter*) dengan jarak d diberikan oleh persamaan *free space* Friis [4]:

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad (2.1)$$

dimana P_t daya yang dipancarkan, $P_r(d)$ daya diterima sebagai fungsi jarak *transmitter-receiver*, G_t gain antena pemancar, G_r gain antena penerima, λ panjang gelombang, dan L faktor *loss* sistem yang tak terkait propagasi ($L \geq 1$).



Gambar 2.1 Ilustrasi propagasi sinyal dengan bermacam keadaan *multipath*

Adanya pemantulan dari berbagai macam objek menyebabkan gelombang elektromagnetik menempuh jalur (*paths*) yang berbeda-beda panjangnya. Interaksi antar gelombang yang telah terpisah ini menyebabkan *multipath fading* (*fading* karena *multipath*). Suatu kanal yang dikatakan memiliki karakteristik *multipath* tersebut disebut sebagai *multipath channel*. Dengan adanya perbedaan waktu sampai (*delay*) dari *path* yang berbeda-beda tadi, sebuah impuls yang dikirimkan oleh pemancar melalui suatu kanal *multipath* akan diterima oleh penerima bukan lagi sebagai impuls melainkan pulsa melebar dengan penyebaran yang disebut atau diukur sebagai *delay spread* [4].

2.1.1.1 Model Impulse Response Kanal

Suatu kanal radio bergerak dapat dimodelkan sebagai suatu filter linier dengan tanggapan impuls (*impulse response*). Variasi *small-scale* pada sinyal radio bergerak dapat dihubungkan secara langsung pada *impulse response* dari

kanal radio tersebut sehingga dengan diketahuinya *impulse response* ini, semua tipe transmisi radio melalui kanal tersebut dapat disimulasikan.

Bila *channel impulse response* diberikan oleh $h(d,t)$ dan $x(t)$ merepresentasikan sinyal transmisi, maka sinyal diterima $y(d,t)$ posisi d diberikan oleh konvolusi $x(t)$ dengan $h(d,t)$ sebagai berikut [6]

$$y(d,t) = x(t) \otimes h(d,t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)h(d,t - \tau)d\tau \quad (2.2)$$

Pada permodelan *impulse response* kanal *multipath* ini, akan lebih praktis mendiskritkan komponen delay τ ke segmen-segmen dengan jarak waktu seragam yang disebut segmen *excess delay*, yang masing-masing segmennya memiliki panjang *time delay* $\tau_{i+1} - \tau_i$, sehingga $\tau_1 - \tau_0 = \Delta\tau$ dan $\tau_i = i\Delta\tau$, untuk $i = 0$ sampai $N-1$, dengan N jumlah komponen *multipath* yang diamati.

Karena sinyal yang diterima dalam kanal *multipath* terdiri dari sederetan replika sinyal yang mengalami atenuasi, *delay*, dan pergeseran fasa, *baseband transfer function* ekuivalen dari pemancar ke penerima dalam domain waktu diberikan sebagai [4]

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{N-1} \gamma_i(t, \tau) \exp[-j\phi_i(t)]\delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (2.3)$$

dengan $\gamma_i(t)$ dan $\tau_i(t)$ yaitu gain dan delay, $\delta(t)$ fungsi unit impuls yang menerangkan *multipath* tertentu dengan komponen pada waktu t dan *excess delay* τ_i , dan $\phi = 2\pi f_c \tau_i$.

Power Delay Profile (PDP), $(P(\tau))$ didefinisikan sebagai daya dari respon impuls kanal sebagai fungsi dari τ . Untuk permodelan kanal *small-scale*, PDP didapat dengan mengambil rata-rata $|h(t,\tau)|^2$ pada suatu area lokal, dan direpresentasikan berupa plot daya relatif sebagai fungsi dari *excess delay* terhadap suatu referensi *delay* tetap. Gambar 2.2 memperlihatkan suatu contoh PDP.

2.1.1.2 Parameter Dispersi Waktu

Dari PDP dapat diketahui parameter-parameter *time dispersion* yang dapat dipergunakan untuk membandingkan *multipath channel* dan untuk membangun

panduan desain sistem nirkabel selanjutnya [4]. Parameter-parameter yang dimaksud yaitu *mean excess delay*, *rms delay spread*, dan *excess delay spread*.

- *Mean excess delay* $\bar{\tau}(t)$, yaitu momen pertama pada PDP diberikan oleh

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2.4)$$

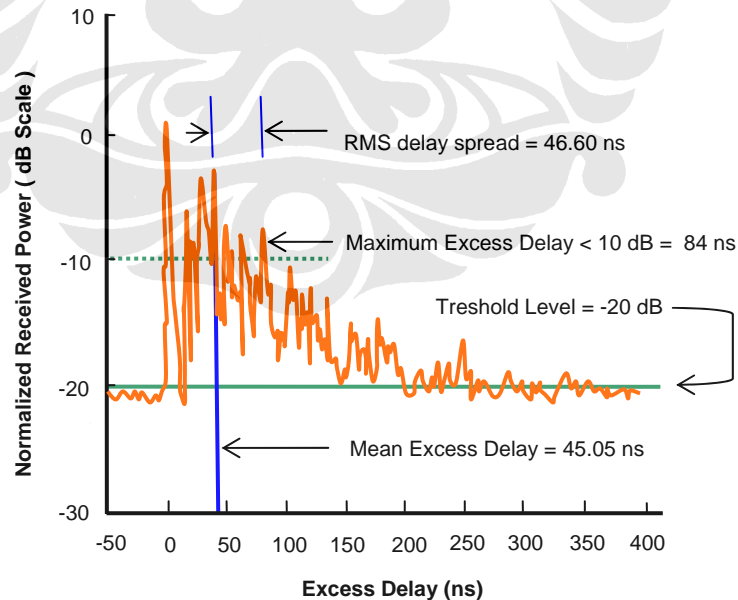
- *Root mean square (rms) delay spread*, $\tau_d(t)$ didefinisikan sebagai akar kuadrat dari momen sentral kedua dari PDP.

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} \quad (2.5)$$

dimana:

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2.6)$$

Pada Gambar 2.1 juga diilustrasikan parameter-parameter dispersi waktu di atas pada suatu contoh PDP.



Gambar 2.2 Contoh *Power Delay Profile* pengukuran indoor; ditunjukkan *rms delay spread*, *mean excess delay*, dan *maximum excess delay* (gambar direplika dari [4])

2.1.2 Kanal Fading

Berkaitan dengan hubungan antara parameter sinyal dengan parameter kanal, sinyal transmisi yang berbeda akan mengalami jenis *fading* yang berbeda pula. Dispersi waktu karena *multipath* akan menyebabkan sinyal mengalami *fading* yang bersifat antara *flat* atau *frequency selective*. Bergantung pada gencarnya perubahan sinyal transmisi terhadap perubahan keadaan kanal, suatu kanal dapat diklasifikasikan sebagai kanal *fast fading* atau *slow fading*.

Lebih jauh, model suatu kanal transmisi pada suatu komunikasi yang dipengaruhi *fading* diberikan secara statistik atas karakteristik variasi level *envelope* suatu sinyal terhadap waktu. Terdapat karakteristik-karakteristik distribusi yang berbeda pada kanal sehingga jenis kanal dibedakan menjadi beberapa macam. Di antaranya yang akan dimasukkan ke dalam pembahasan yaitu kanal Gaussian dan Rayleigh saja.

Suatu kanal radio yang memiliki *gain* dan respon fase linier terhadap *bandwidth* yang lebih besar dari *bandwidth* sinyal transmisi, dikatakan memiliki karakteristik *flat fading*. Dengan kata lain, atenuasi terjadi secara linier pada seluruh frekuensi, dan dapat disebut sebagai sistem *narrowband* (pita/rentang frekuensi sempit). *Frequency selective fading* adalah atenuasi yang terjadi tidak pada seluruh *bandwidth* tetapi hanya pada bagian frekuensi tertentu saja, dan terjadi pada sistem *wideband* (pita lebar).

2.1.2.1 Kanal Gaussian

Kanal Gaussian adalah kanal yang dipengaruhi oleh *Additive White Gaussian Noise* (AWGN). AWGN adalah suatu derau *thermal* yang merusak sinyal dalam bentuk aditif. Artinya, derau ini ditambahkan ke dalam sinyal utama yang memiliki kepadatan spektrum daya yang sama untuk semua daerah frekuensi. Kanal ini tidak memperhitungkan faktor-faktor perusak seperti *fading*, sehingga bisa disebut kanal ideal [4] [5] .

Dengan pendekatan matematis, kanal Gaussian dimodelkan sebagai berikut [4] [5]

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}\right), \quad (-\infty \leq x \leq \infty) \quad (2.7)$$

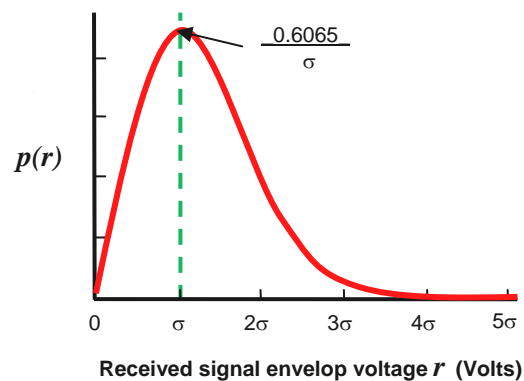
dengan m adalah *mean* dan σ adalah standar deviasi dari sinyal variabel acak.

2.1.2.2 Kanal Rayleigh

Rayleigh fading terjadi bila sebuah sinyal yang dikirim akan mengalami proses interaksi yang mengakibatkan sinyal yang diterima akan berbeda baik itu level energinya, fasanya atau polarisasinya dengan mengikuti distribusi Rayleigh. Distribusi Rayleigh mengindikasikan bahwa pada daerah propagasi tidak ada hubungan LOS (Line of Sight) antara pengirim dan penerima. Pemodelan dengan Rayleigh fading sering dipakai bila lingkungan dari propagasi yang ada memiliki banyak objek sehingga akan menghamburkan sinyal sebelum sampai di penerima. Bila jumlah penghambur mencukupi maka impulse response dari kanal akan dimodelkan sebagai proses Gaussian. Dengan tidak adanya komponen sinyal yang dominan maka proses tersebut akan memiliki rata-rata nol dan fasa diantara 0 dan 2π radian. Probability density function (pdf) dari distribusi kanal Rayleigh ini diberikan sebagai berikut [4] [5] [6]

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) & (0 \leq r \leq \infty) \\ 0 & (r < 0) \end{cases} \quad (2.8)$$

dengan σ^2 merupakan daya rata-rata sinyal yang diterima terhadap waktu sebelum deteksi tegangan (*envelope*) dan r nilai mean. Pola pdf kanal Rayleigh ditunjukkan pada Gambar 2.3.

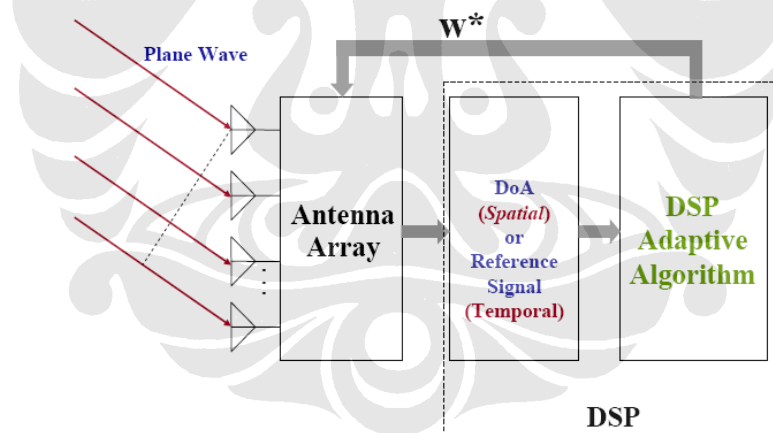


Gambar 2.3 Probability density function (pdf) Rayleigh.

2.2 SISTEM SMART ANTENNA

Suatu sistem antena cerdas (*smart antenna system*, SAS) merupakan penggabungan sistem *array* antena dengan kemampuan pemrosesan sinyal untuk mengoptimasikan radiasi atau pola penerimaan secara adaptif dan otomatis. Sistem seperti ini dapat mengubah pola radiasi secara otomatis sebagai respon terhadap lingkungan sinyalnya sehingga dapat meningkatkan performa sistem komunikasi nirkabel yang bersangkutan.

Pengembangan sistem *array* antena memungkinkan teknik *beamforming*, sehingga dalam suatu sistem, sumber daya radio yang sama (frekuensi) dapat digunakan untuk *user* berbeda dengan sudut kedatangan yang berbeda, sehingga tercapailah efisiensi dan kapasitas optimal. Pada dasarnya, sistem *smart antenna* merupakan sistem *array* antena dengan kemampuan *beamforming* yang adaptif. Sampai saat ini, terdapat dua jenis *smart antenna* berdasarkan pilihan cara transmisi yaitu *switched beam*, dan *adaptive array*.



Gambar 2.4 Skema dasar sistem *smart antenna*

2.2.1 Sistem *Array*-Antena [7]

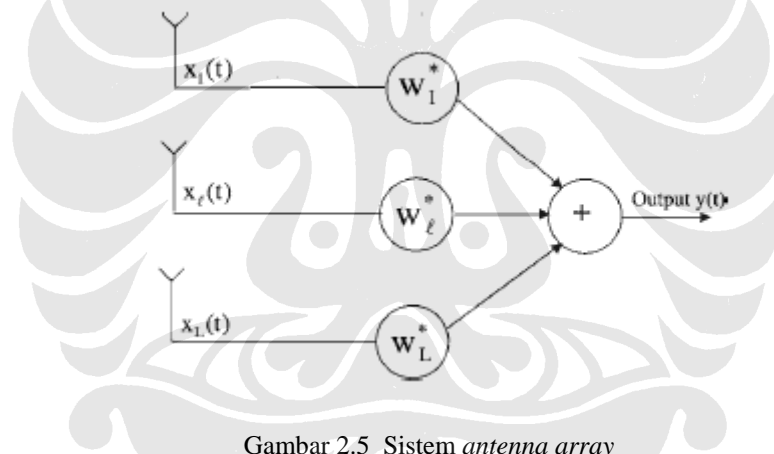
Sistem *antenna array* didefinisikan sebagai sistem antena yang terdiri dari sejumlah elemen antena yang tersusun berkelompok secara spasial sebagai satu terminal (*transmitter* atau *receiver*). Tujuan dari konfigurasi *array* antena yang utama yaitu untuk mendapatkan pola radiasi direksional dengan direktivitas yang

tinggi. Sistem *array* biasanya menggunakan elemen antenna yang identik. Dengan begitu pola radiasi dari *array* bergantung pada konfigurasi, jarak antar elemen, eksitasi fase dan amplitudo elemen, serta pola radiasi dari masing-masing elemennya.

Gambar 2.5 menunjukkan system *antenna array (receiver)* yang terdiri dari L elemen antenna dimana sinyal dari setiap elemen dikalikan oleh *complex weight* dan dijumlahkan sehingga membentuk keluaran dari *array*. Keluaran *array* dari sistem pada Gambar 2.5 membentuk persamaan di bawah ini [7]

$$y(t) = \sum_{l=1}^L w_l^* x_l(t) \quad (2.9)$$

dimana $*$ adalah konjugat kompleks. Konjugat dari *weight* kompleks digunakan untuk menyederhanakan notasi matematis.



Gambar 2.5 Sistem *antenna array*

Pembobot (*weight*) dari sistem *array* dinotasikan dengan vektor membentuk persamaan

$$\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_L]^T \quad (2.10)$$

dan sinyal yang terbaca untuk seluruh elemen yaitu

$$\mathbf{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_L(t)]^T \quad (2.11)$$

sehingga keluaran dari sistem menjadi

$$y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) \quad (2.12)$$

dimana T dan H menunjukkan transpos dan *complex conjugate transpose* dari sebuah vektor atau matriks. Sedangkan \mathbf{w} dan $\mathbf{x}(t)$ menunjuk kepada vektor *weight*

dan vektor sinyal. Untuk mendapatkan keluaran *array*, sinyal dari seluruh elemen dikalikan dengan *weights* yang berpadanan.

Daya keluaran dari array pada waktu t ditunjukkan oleh harga absolut kuadrat dari keluaran *array* yaitu

$$\begin{aligned} P(t) &= |y(t)|^2 \\ &= y(t)y^*(t) \end{aligned} \quad (2.13)$$

Persamaan diatas lalu disubstitusikan ke $y(t)$ pada persamaan 2.12 sehingga daya keluaran menjadi

$$P(t) = w^H x(t) x^H(t) w \quad (2.14)$$

Dapat dituliskan rata-rata daya keluaran untuk suatu nilai w diperoleh dengan mengambil ekspektasi bersyarat pada $x(t)$:

$$\begin{aligned} P(w) &= E[w^H x(t) x^H(t) w] \\ &= w^H E[x(t) x^H(t)] w \\ &= w^H R w \end{aligned} \quad (2.15)$$

dimana $E[.]$ merupakan operator fungsi ekspektasi dan R adalah korelasi matriks *array* yaitu

$$R = E[x(t) x^H(t)] \quad (2.16)$$

Elemen dari matriks diatas menunjukkan korelasi antara berbagai elemen. Sebagai bagian dari suatu sumber sinyal terdapat interferensi dan random noise. Fungsi $x_s(t)$, $x_i(t)$, dan $n(t)$ mewakili vektor sumber sinyal, interferensi, dan random noise. Komponen dari sinyal, interferensi, dan noise dalam output $y_s(t)$, $y_i(t)$, dan $y_n(t)$ kemudian diperoleh dengan mengambil *inner product* dari vektor weight dan fungsi $x_s(t)$, $x_i(t)$, dan $n(t)$.

P_N adalah rata-rata power keluaran dari array yang dipengaruhi oleh interferensi dan random noise. P_s , P_i , dan P_n menunjukkan rata-rata power keluaran akibat dari sumber sinyal, interferensi, dan random noise.

$$P_N = P_i + P_n$$

R_N menunjukkan noise dari matriks array correlation, yang ditunjukkan pada persamaan berikut.

$$R_N = R_i + R_n$$

Sehingga P_N , rata-rata power dari noise pada keluaran sistem dapat diekspresikan dalam vektor weight dan R_N menjadi

$$P_N = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_N \mathbf{w}$$

Keluaran signal-to-noise ratio (SNR) didefinisikan sebagai rasio dari rata-rata power keluaran sinyal dengan rata-rata power keluaran noise pada keluaran system array.

$$\text{SNR} = \frac{P_S}{P_N}$$

Mensubstitusikan persamaan sebelumnya memberikan persamaan [7]

$$\text{SNR} = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_S \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_N \mathbf{w}} \quad (2.17)$$

Weight dari *array system* menentukan unjuk kerja dari sistem. Proses seleksi dari *weight* ini bergantung pada aplikasi dan menuju pada berbagai tipe skema *beamforming*.

2.2.2 Konsep *Beamforming* [7] [8]

Definisi awal *beamforming* adalah proses pembentukan *beam* menuju ke arah user yang diinginkan serta dapat ditambah menekan sinyal pengganggu dari arah lain. Dengan demikian, *beamforming* bisa dikatakan sebagai spatial filtering sinyal. Proses *beamforming* di sini didefinisikan sebagai penggabungan sinyal dari masing-masing elemen *array* dengan mengoptimasikan respon *array* terhadap arah tertentu. Arah tertentu dimana *array* memiliki respon maksimum ini disebut sebagai arah (*direction*) *beam-pointing*.

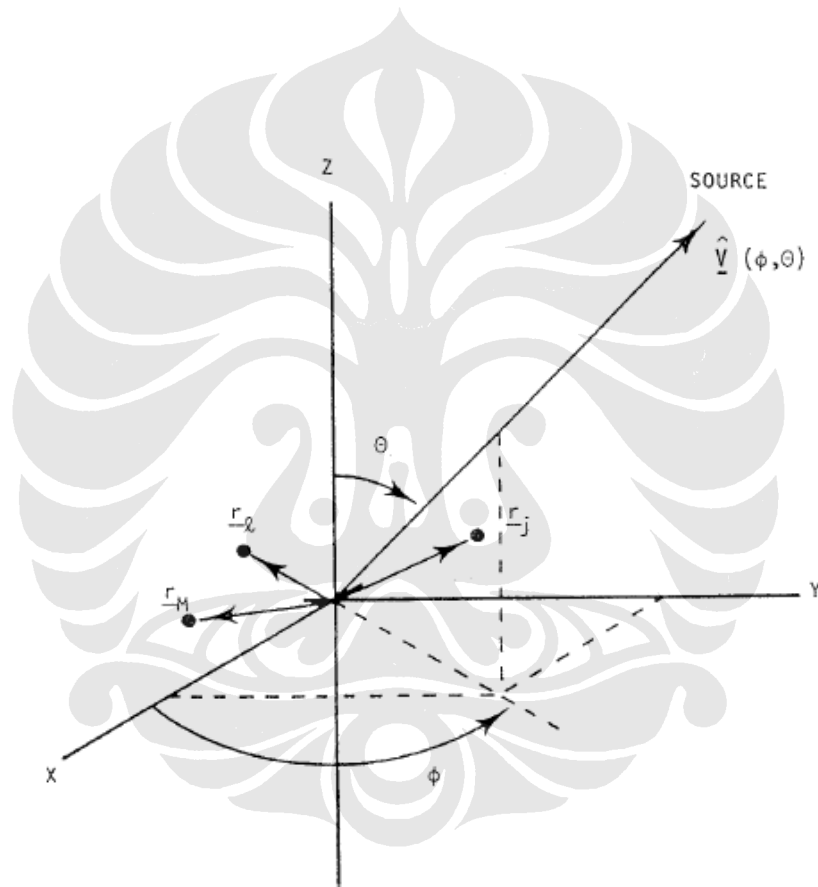
Diasumsikan bahwa *array* terletak pada *far field* dari sumber direksional. Gambar 2.6 memperlihatkan sistem koordinat posisi *array* pada referensi waktu. Oleh karena itu, waktu yang dibutuhkan oleh sebuah *plane wave* yang datang dari sumber ke- p pada arah datang (ϕ_p, θ_p) dan diukur dari elemen ke- l dinyatakan dengan [7]

$$\tau_l(\phi_p, \theta_p) = \frac{r_l \cdot \hat{\mathbf{v}}(\phi_p, \theta_p)}{c} \quad (2.18)$$

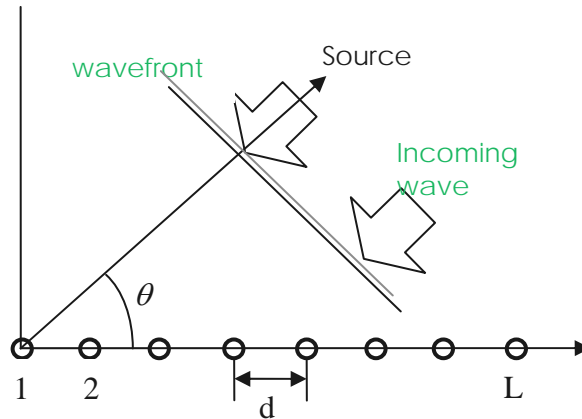
di mana r_l adalah vektor posisi dari elemen ke- l , $\hat{\mathbf{v}}(\phi_p, \theta_p)$ adalah vektor unit pada direction (ϕ_p, θ_p) , c adalah kecepatan propagasi dari *plane wave front*, dan titik merepresentasikan *dot product*.

Untuk sebuah *array* linier dengan elemen-elemen identik yang terpisah dengan jarak antar elemen d dan sejajar dengan sumbu- x seperti diperlihatkan pada Gambar 2.7, waktu datang tersebut menjadi

$$\tau_l(\theta_p) = \frac{d}{c}(l-1)\cos\theta_p \quad (2.19)$$



Gambar 2.6 Sistem koordinat untuk *array* antena



Gambar 2.7 Sistem *array* antenna bidang datar

Sinyal yang diterima pada elemen referensi (elemen pada titik pusat koordinat) diakibatkan oleh sumber ke- p dalam notasi kompleks diberikan sebagai

$$m_p(t)e^{j2\pi f_0 t} \quad (2.20)$$

dengan $m_p(t)$ menunjukkan fungsi modulasi kompleks dan f_0 menunjukkan frekuensi carrier.

Mengasumsikan bahwa muka gelombang (*wavefront*) pada elemen ke- l sampai $\tau_l(\phi_p, \theta_p)$ detik sebelum sampai pada elemen referensi, sinyal yang diterima pada elemen ke- l akibat sumber ke- p dapat diberikan sebagai

$$m_p(t)e^{j2\pi f_0(t + \tau_l(\phi_p, \theta_p))} \quad (2.21)$$

Pernyataan ini didasarkan pada asumsi *narrowband* sehingga *bandwidth* sinyal cukup sempit dan dimensi array cukup kecil bagi fungsi modulasi untuk tetap konstan selama $\tau_l(\phi_p, \theta_p)$ detik, sehingga perkiraan $m_k(t) \cong m_k(t + \tau_l(\phi_p, \theta_p))$ tetap berlaku. Kemudian diasumsikan bahwa terdapat N_k sumber yang direksional. Total sinyal $\mathbf{x}_l(t)$ yang diterima akibat N_p sumber directional dan background noise pada elemen ke- l diberikan oleh

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{p=1}^{N_p} m_p(t) \begin{pmatrix} e^{j2\pi\tau_1(\phi_p, \theta_p)} \\ e^{j2\pi\tau_2(\phi_p, \theta_p)} \\ \vdots \\ e^{j2\pi\tau_L(\phi_p, \theta_p)} \end{pmatrix} + \mathbf{n}(t) \quad (2.22)$$

dimana notasi *carrier* $e^{j2\pi ft}$ tidak dimasukkan untuk kemudahan notasi dan karena tidak memiliki peran dalam penghitungan lanjut, dan $n_l(t)$ adalah komponen random noise pada elemen ke- l dengan notasi

$$\mathbf{n}(t) = \begin{pmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_L(t) \end{pmatrix}$$

Steering vector adalah sebuah vektor kompleks berdimensi L dan mengandung respon dari seluruh elemen L dari *array* kepada sebuah sumber narrowband [7]. Matriks \mathbf{A}_p menunjukkan steering vektor diasosiasikan dengan sumber ke- k . Untuk *array* dengan elemen identik, matriks dinyatakan

$$\mathbf{A}_p = [\exp(j2\pi f_0 \tau_1(\phi_p, \theta_p)), \dots, \exp(j2\pi f_0 \tau_L(\phi_p, \theta_p))]^T \quad (2.23)$$

Vektor sinyal dapat dinyatakan secara praktis sebagai berikut

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{p=1}^{N_p} m_p(t) \mathbf{A}_p + \mathbf{n}(t) \quad (2.24)$$

Respon dari prosesor dengan vektor pembobot \mathbf{w} terhadap sumber pada arah (ϕ, θ) dinyatakan sebagai

$$y(\phi, \theta) = \mathbf{w}^H \mathbf{A}(\phi, \theta) \quad (2.25)$$

Sistem *beamformer* konvensional (disebut *delay-and-sum beamformer*) memiliki vektor pembobot dengan magnitud yang sama. Nilai fase dipilih untuk mengarahkan (*steering*) *array* ke *direction* (ϕ_0, θ_0) yang dinamakan sebagai *look direction*. Dengan *steering vector* \mathbf{A}_0 untuk arah yang diinginkan (*look direction*), nilai pembobot *array* diberikan sebagai [7]

$$\mathbf{w}_0 = \frac{1}{L} \mathbf{A}_0 \quad (2.26)$$

Dan respon prosesor untuk arah (ϕ, θ) menjadi

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(\phi, \theta) &= \mathbf{w}_0^H \mathbf{A}(\phi, \theta) \\ &= \frac{1}{L} \mathbf{A}_0^H \mathbf{A}(\phi, \theta) \end{aligned} \quad (2.27)$$

Telah diketahui notasi vektor untuk sinyal *array* mengandung *steering vector* sebagai arah yang diinginkan, yaitu

$$x_l(t) = m_0(t) e^{j2\pi f_0(t + \tau_l(\phi_l, \theta_l))} \quad (2.28)$$

Maka, operasi *inner product* vektor pembobot \mathbf{w}_c dengan vektor sinyal $\mathbf{x}(t)$ akan menghasilkan keluaran akhir *array* $\mathbf{y}(t)$ sama dengan sinyal yang terbaca pada elemen referensi, dengan kata lain, kesemua elemen (setelah pembobotan) menerima sinyal dengan seragam untuk arah tertentu yang diinginkan.

Untuk hanya ada sumber interferensi (I) yang hadir dari arah (φ_I, θ_I) , vektor sinyal *array* untuk sumber penginterferensi tersebut yaitu

$$\mathbf{x}(t) = m_I(t) e^{j2\pi f_0 t} \mathbf{A}_I \quad (2.29)$$

dan keluaran *array* dengan memberikan vektor pembobot untuk arah lain (yang diinginkan, bukan arah interferensi) [7]

$$\begin{aligned} y(t) &= \mathbf{w}_0^H \mathbf{x}(t) \\ &= m_I(t) e^{j2\pi f_0 t} \mathbf{w}_0^H \mathbf{A}_I \\ &= m_I(t) e^{j2\pi f_0 t} \frac{\mathbf{A}_0^H \mathbf{A}_I}{L} \end{aligned} \quad (2.30)$$

2.2.3 Algoritma Adaptive Beamforming [7] [8]

Vektor *weight* dari elemen prosesor antena *array* yang memiliki respon satuan pada arah yang dituju dan yang memaksimalkan nilai keluaran SNR tanpa nilai kesalahan, diberikan oleh persamaan,

$$\hat{\mathbf{w}} = \frac{\mathbf{R}_N^{-1} \mathbf{A}_0}{\mathbf{A}_0^H \mathbf{R}_N^{-1} \mathbf{A}_0} \quad (2.31)$$

dimana \mathbf{R}_N adalah matriks array korelasi tanpa adanya sinyal, dan nilai ini dirujuk sebagai matriks array korelasi dari *noise*, dan \mathbf{A}_0 adalah vektor *steering* yang bersesuaian dengan arah yang dituju. Ketika matriks array korelasi dari noise, matriks array korelasi \mathbf{R} digunakan untuk menghitung pembobot optimal. Untuk kondisi ini, persamaan menjadi

$$\hat{\mathbf{w}} = \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{A}_0}{\mathbf{A}_0^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{A}_0} \quad (2.32)$$

Pembobot dari prosesor yang meminimalkan *mean square error* (MSE) diantara keluaran array dan sinyal referensi dinyatakan sebagai, [7] [8]

$$\hat{\mathbf{w}}_{MSE} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{z} \quad (2.33)$$

Dimana \mathbf{z} menyatakan korelasi antara sinyal referensi dan vektor sinyal *array* $\mathbf{x}(t)$. pada kenyataannya matriks array korelasi dan matriks noise tidak dapat digunakan untuk menghitung pembobot optimal dari array. Oleh karena itu, pembobot diatur dengan menggunakan cara lain seperti informasi yang diperoleh dari array keluaran, array sinyal, dan lain-lain untuk mengestimasi pembobot yang optimal. Banyak cara yang dapat digunakan, dan cara ini biasanya merujuk pada algoritma adaptif.

2.2.3.1 Optimasi Vektor Weight dengan Referensi Temporal

Suatu sistem *beamforming* yang memanfaatkan sinyal referensi telah dikembangkan pada banyak penelitian [7] [8], skema dasarnya ditunjukkan pada Gambar 2.8. Keluaran *array* dikurangkan dengan sinyal referensi yang tersedia $r(t)$ untuk menghasilkan sinyal *error* $\varepsilon(t) = r(t) - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t)$ yang digunakan untuk mengendalikan nilai pembobot. Nilai *weights* ini diatur sedemikian rupa sehingga nilai kesalahan rata-rata kuadrat, *mean squared error* antara keluaran *array* dengan sinyal referensi diminimalkan. Nilai kesalahan kuadrat rata-rata (*mean squared error*, MSE) $\xi(\mathbf{w})$ untuk suatu nilai \mathbf{w} tertentu diberikan sebagai [7]

$$\begin{aligned} \xi(\mathbf{w}) &= E[|\varepsilon(t)|^2] \\ &= E[|r(t) - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t)|^2] \\ &= E[r(t)r(t)^*] + \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} - \mathbf{w}^H \mathbf{z} - \mathbf{z}^H \mathbf{w} \end{aligned} \quad (2.34)$$

dengan

$$\mathbf{z} = E[\mathbf{x}(t)r(t)^*] \quad (2.35)$$

merupakan korelasi antara sinyal referensi dengan vektor sinyal *array* $\mathbf{x}(t)$.

Kurva permukaan dari *Mean square error* (MSE) merupakan fungsi kuadrat dari \mathbf{w} dan dapat diminimalkan dengan mengatur gradiennya untuk \mathbf{w} sama dengan nol, untuk mendapatkan vektor \mathbf{w} optimal, yaitu

$$\left. \frac{\partial \xi(\mathbf{w})}{\partial \mathbf{w}} \right|_{\mathbf{w}=\hat{\mathbf{w}}_{\text{MSE}}} = 0 \quad (2.36)$$

Gradien dari MSE terhadap \mathbf{w} didapat dengan menurunkan kedua sisi persamaan terhadap \mathbf{w} dan menghasilkan

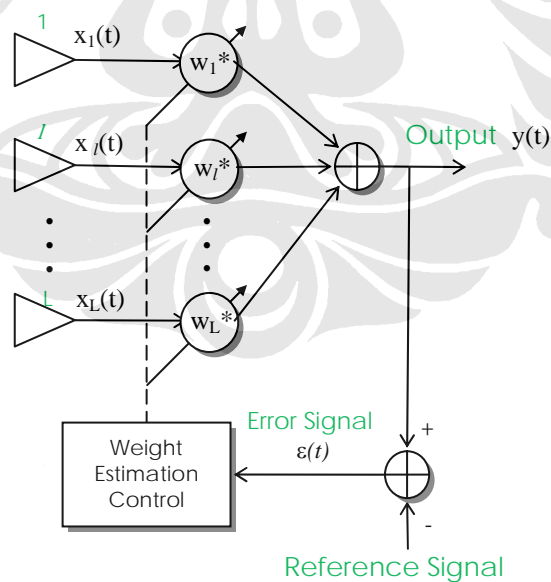
$$\frac{\partial \xi(\mathbf{w})}{\partial \mathbf{w}} = 2\mathbf{R}\mathbf{w} - 2\mathbf{z} \quad (2.37)$$

Mensubstitusikan persamaan di atas, kita mendapatkan persamaan Wiener-Hoff untuk pembobot optimal:

$$\hat{\mathbf{w}}_{\text{MSE}} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{z} \quad (2.38)$$

Prosesor dengan vektor *weight* ini dikenal sebagai *Wiener filter*. MSE terkecil dari prosesor didapat dengan mensubstitusikan $\hat{\mathbf{w}}_{\text{MSE}}$ untuk \mathbf{w} dan menghasilkan

$$\hat{\xi} = \mathbb{E}[\|\mathbf{r}(t)\|^2] - \mathbf{z}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{z} \quad (2.39)$$



Gambar 2.8 Sistem *beamforming* dengan sinyal referensi

2.2.3.2 Algoritma Adaptif dengan Least Mean Square [7] [8]

Aplikasi algoritma *Least Mean Square* (LMS) untuk mengestimasi *weight* optimal dari array sangat luas. Algoritma ini dinyatakan sebagai algoritma LMS *constrained* ketika pembobot dibatasi pada setiap iterasi. Sebaliknya, ketika pembobot pada setiap iterasi tidak dibatasi, algoritma dinyatakan sebagai algoritma LMS *unconstrained*. Algoritma yang terakhir biasanya digunakan ketika pembobot diperbarui berdasarkan sinyal referensi dan tidak ada pengetahuan tentang arah sinyal yang digunakan, seperti pada kondisi dengan batasan.

Algoritma memperbarui nilai *weight* pada setiap iterasi dengan mengestimasi nilai gradien dari kuadrat permukaan MSE, dan kemudian memindahkan pembobot ke arah negatif gradien dengan jumlah yang kecil. Konstanta yang menyatakan nilai ini disebut dengan *step size*. Ketika *step size* cukup kecil, proses ini akan bergerak ke arah estimasi *weight* yang merupakan nilai pembobot optimal. Konvergensi dan sifat transien dari pembobot dan juga karakteristik kovarian dari algoritma LMS, serta cara *step size* dan proses estimasi gradien mempengaruhi parameter ini merupakan sesuatu yang penting [7] .

Algoritma LMS tanpa batas dan real time untuk menentukan *weight* optimal w_{MSE} dari sistem dengan menggunakan sinyal referensi dinyatakan dengan

$$w(n+1) = w(n) - \mu g(w(n)) \quad (2.40)$$

Dimana $w(n+1)$ menyatakan perhitungan *weight* yang baru pada iterasi ke $(n+1)$, μ adalah skalar positif (*step size* gradien) yang mengendalikan karakteristik konvergensi dari algoritma, seperti seberapa cepat dan seberapa dekat nilai estimasi *weight* mendekati nilai *weight* optimal. Nilai $g(w(n))$ merupakan estimasi gradien MSE yang tidak terbias. Untuk setiap nilai $w(n)$ diberikan, MSE dinyatakan sebagai,

$$\xi(w(n)) = E[|r(n+1)|^2] + w^H(n)Rw(n) - w^H(n)z - z^Hw(n) \quad (2.41)$$

Gradien MSE pada iterasi ke- n dinyatakan dengan mendiferensiasikan persamaan 2.52 terhadap w sebagai,

$$\nabla_w \xi(w) \Big|_{w=w(n)} = 2Rw(n) - 2z \quad (2.42)$$

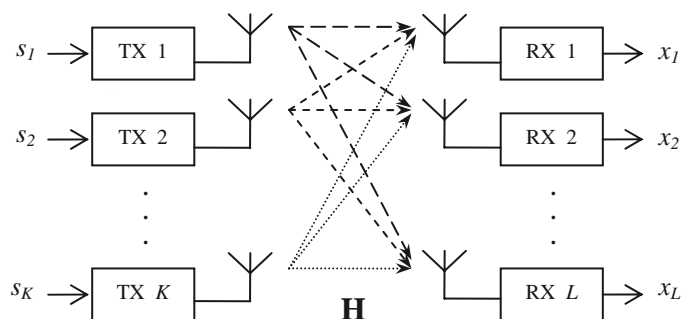
Pada iterasi ke- $n+1$ array dioperasikan dengan *weight* $w(n)$ dihitung dengan menggunakan iterasi sebelumnya. Sehingga, vektor array sinyal adalah $x(n+1)$, sampel sinyal referensi $r(n+1)$ dan keluaran *array* adalah,

$$y(w(n)) = w^H(n)x(n+1) \quad (2.43)$$

2.3 SISTEM MIMO

2.3.1 Sistem *Multiple-Input Multiple-Output*

Sistem *Multiple-Input Multiple-Output* (MIMO) dalam komunikasi nirkabel didefinisikan sebagai sistem yang memiliki banyak terminal (antena) pengirim dan penerima [9]. Komponen *multipath* yang pada sistem konvensional merupakan kelemahan, pada sistem ini dieksploitasi untuk meningkatkan diversitas dan efisiensi *bandwidth* (bps/Hz) yang tekniknya akan dibahas kemudian. Pada Gambar 2.9 ditunjukkan skema sederhana suatu sistem komunikasi MIMO.



Gambar 2.9 Sistem MIMO dengan matriks kanal H

Dalam desain sistem MIMO, ada dua hal yang menjadi perhatian utama (dan menjadi sektor riset yang paling diminati) yaitu permodelan kanal dan desain struktur sinyal transmisi. Selain kondisi *channel*, struktur sinyal transmisi juga memiliki dampak signifikan dalam kapasitas dan performa sistem MIMO. Pendesainan struktur sinyal dalam memanfaatkan multi-antena atau *multipath* pada sistem ini yang disebut sebagai teknik MIMO.

Skema teknik MIMO sampai saat ini dapat dikelompokkan menjadi dua, yaitu *Space-Time Coding (STC)* dan *Space Division Multiplexing (SDM)*. STC menerapkan pengkodean pada sinyal untuk keseluruhan cabang pemancar yang berbeda, sehingga menghasilkan peningkatan kekebalan/performa sistem [10]. Sedangkan, SDM memberikan proses pengiriman *stream* data yang berbeda untuk cabang pemancar yang berbeda pula sehingga menghasilkan peningkatan kapasitas transmisi [11]. Berikut dibahas penjelasan kedua teknik tersebut disertai beberapa jenisnya yang umum yang dikembangkan untuk sistem *narrowband* dengan *flat fading*.

2.3.2 Permodelan Sistem MIMO

2.3.2.1 Model Sinyal

Pada sistem di Gambar 3.1, diketahui K antenna transmisi (TX) dan L antenna penerima (RX). Dengan frekuensi yang sama, dapat dilakukan transmisi *stream* data berbeda pada TX yang juga berbeda. Sinyal pada antenna ke- k sebagai fungsi waktu t diberikan oleh $s_k(t)$. Semua komponen *multipath* antara TX ke- l dengan RX ke- l dapat digabungkan dalam $h_{lk}(t)$, sehingga sinyal diterima [11]:

$$x_l(t) = \sum_{k=1}^K h_{lk}(t)s_k(t) \quad (2.44)$$

menghasilkan model sinyal sederhana sistem MIMO :

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{H}(t)\mathbf{s}(t) \quad (2.45)$$

dengan untuk semua N_t sinyal, digunakan notasi matriks:

$$\mathbf{s}(t) = \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \vdots \\ s_L(t) \end{pmatrix}, \quad \mathbf{x}(t) = \begin{pmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_L(t) \end{pmatrix}, \quad \mathbf{H}(t) = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) & \cdots & h_{1K}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) & \cdots & h_{2K}(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{L1}(t) & h_{L2}(t) & \cdots & h_{LK}(t) \end{pmatrix} \quad (2.46)$$

untuk $N_t = N_r$, persamaan dapat diselesaikan :

$$\mathbf{H}^{-1}(t)\mathbf{x}(t) = \mathbf{H}^{-1}(t)\mathbf{H}(t)\mathbf{s}(t) = \mathbf{I}_{N_t}\mathbf{s}(t) = \mathbf{s}(t) \quad (2.47)$$

Kapasitas C suatu sistem 1×1 (SISO) diberikan oleh Shannon [10] sebagai

$$C = \log_2(1 + \rho|h|^2) \quad \text{b/s/Hz} \quad (2.48)$$

dengan h nilai *gain* kompleks kanal nirkabel dan ρ nilai SNR pada antena penerima. Untuk sistem MIMO dengan K antena pengirim dan L antena penerima, kapasitas ini diberikan sebagai [10]

$$C = \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_L + \frac{\rho}{K} \mathbf{H} \mathbf{H}^* \right) \right] \quad \text{b/s/Hz} \quad (2.49)$$

dengan (*) berarti *transpose-conjugate* dan \mathbf{H} matriks kanal $L \times K$ yang telah dinormalisasi.

2.3.2.2 Permodelan Kanal

Sistem MIMO memanfaatkan informasi *spatial* atau *direction* dari setiap komponen *multipath*-nya, dan permodelan kanal SISO konvensional tidak dapat mengakomodir hal itu. Sementara, pengaruh karakter statistik multidimensional dari kanal *fading* MIMO (matriks \mathbf{H}) memiliki peran yang sangat signifikan pada performa sistem, karenanya sangat penting bagi desainer sistem MIMO untuk memiliki model simulasi *channel* MIMO yang sesuai [11]. Permodelan *channel* MIMO pada dasarnya dikelompokkan dari dua jenis pendekatan, yaitu model *physical* atau *deterministic* dan model *stochastic* [11].

Model yang pertama, yaitu model fisik melibatkan parameter fisik *channel* di keadaan sebenarnya dari semua komponen *multipath*, seperti DoA (*Directions of Arrival*) dan DoD (*Directions of Departure*), atau dapat dikatakan model ini merupakan hasil interpretasi geometris. Jenis kedua, *stochastic* yang berarti

berkarakteristik probabilitas atau acak, memberikan permodelan secara statistik dari properti-properti spasial kanal pada elemen-elemen antenna [9] [11].

Variasi jalur tempuh yang berbeda-beda antara TX dengan RX sebagai fungsi waktu, lokasi, dan frekuensi (*multipath fading*) dapat direpresentasikan dengan distribusi statistik. Untuk fokus ke masalah *fading* ini, model geometris dapat ditransfer ke dalam model *stochastic* [11] [12]. Salah satu jenis pendekatan memodelkan kanal MIMO diperkenalkan pada [12] yang disebut *Geometrically-based Stochastic Channel Model* (GSCM) memberikan model geometris yang cukup sederhana dengan mengasumsikan seluruh proses propagasi dapat didekati dengan suatu jumlah terbatas dari penghambur (*scatterers*). Pada [11] model ini dituangkan kedalam konsep *stochastic* yang dibahas sedikit berikut dalam tulisan ini.

Pada waktu t , untuk sistem MIMO dengan frekuensi carrier f_c *baseband transfer function* ekuivalen dari TX ke- k ke RX ke- l , dalam domain waktu diberikan sebagai [4]

$$h_{lk}(t, \tau) = \sum_{i=0}^{N_m(t)-1} \gamma_{i,lk}(t) \exp(-j\phi_{i,lk}(t)) \delta(\tau - \tau_{i,lk}(t)) \quad (2.50)$$

dengan $N_m(t)$ jumlah komponen multipath yang diamati, $\gamma_{i,lk}(t)$ dan $\tau_{i,lk}(t)$ yaitu gain dan delay, $\delta(t)$ fungsi Dirac, dan $\phi = 2\pi f_c \tau_{i,lk}$.

Pada pemancar, simbol masukan yang diskrit $u_k(nT_s)$ dimodulasikan dengan teknik modulasi tertentu dan *shaping filter* dengan *impulse response* $f_{TX}(\tau)$ dan kemudian dikirimkan melalui kanal $h_{lk}(t, \tau)$. Pada penerima, *noise* $n_l(t)$ ditambahkan pada keluaran kanal, dan hasilnya di-filter dengan *impulse response* $f_{RX}(\tau)$. Keluaran dari filter penerima ini selanjutnya di-*sampling* dengan periode T_s . Dengan asumsi penerima disinkronisasikan secara sempurna dengan pengirim, selanjutnya diamati pada waktu $t = nT_s$ dan $\tau = qT_s$, dengan n indeks sampel dan q nomor *tap* dari *impulse response* kanal, *impulse response* kanal *discrete-time* ekuivalen $h_{lk}(nT_s, qT_s)$ diberikan oleh [11]

$$h_{lk}(nT_s, qT_s) = \sum_{i=0}^{N_m(nT_s)-1} \gamma_{i,lk}(nT_s) \exp(-j\phi_{i,lk}(nT_s)) f(qT_s - \tau_{i,lk}(nT_s)) \quad (2.51)$$

dimana $f(\tau) = f_{RX}(\tau) * f_{RX}(\tau)$ konvolusi dari *impulse response* pemancar dengan penerima.

Selanjutnya, dengan panjang kanal (sama dengan jumlah *tap* kanal) $L_{lk}(nT_s)$ diasumsikan sama untuk semua k dan l , sinyal *baseband* $r_l(nT_s)$ yang dibaca pada penerima ke- l diberikan oleh

$$r_l(nT_s) = \sum_{k=1}^K \sum_{i=0}^{N_q(nT_s)-1} h_{lk}(nT_s, qT_s) u_p(nT_s - qT_s) \quad (2.52)$$

Notasi matriks dapat digunakan sebagai berikut

$$\mathbf{r}(nT_s) = \sum_{i=0}^{N_q(nT_s)-1} \mathbf{H}(nT_s, qT_s) \mathbf{u}(nT_s - qT_s) \quad (2.53)$$

dan menghadirkan model kanal MIMO untuk waktu diskrit [11]

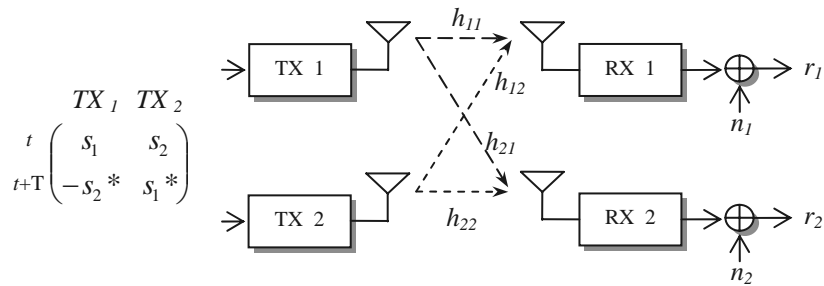
$$\mathbf{r}(n) = \sum_{i=0}^{N_q-1} \mathbf{H}(n, l) \mathbf{u}(n-i) \quad (2.54)$$

2.3.3 Space-Time Coding

Dengan multi-antena, *stream* data yang sama dapat dikirimkan melalui antenna yang berbeda sehingga menempuh kanal *fading* masing-masing yang independen. Pengiriman *stream* (arus) data independen namun dengan tingkat *redundancy* (duplikasi) tinggi dari antenna yang berbeda membuat pendeteksian sinyal asli pada penerima dapat menjadi lebih mudah dan *reliable* [10] [11]. Hal ini dimungkinkan dan dibuat lebih efisien dengan pengkodean arus data ke antenna pemancar dan posisi waktu (*time slots*) yang berbeda, yang disebut dengan *space-time code* [10] [11] [13].

STC pada dasarnya didesain untuk memanfaatkan antenna berbeda untuk mengirimkan data yang sama sehingga meningkatkan diversitas ruang (*spatial*) yang meningkatkan kekebalan (*robustness*) sistem, bukan untuk meningkatkan *data rate* atau kapasitas sistem. Performa STC dikarakterisasikan dengan parameter umumnya yaitu *diversity gain* dan *coding gain*, definisinya sebagai berikut [13].

- *Diversity Gain* (atau *order*) merupakan ukuran *power gain* dari sistem dengan diversitas ruang dibandingkan dengan sistem tanpa diversitas pada probabilitas *error* (P_e) yang sama,



Gambar 2.10 Sistem MIMO 2×2 dengan skema Alamouti

- *Coding Gain* mengukur *power gain* dari sistem dengan pengkodean dibandingkan dengan sistem tanpa pengkodean pada probabilitas *error* yang sama.

Terdapat banyak jenis STC yang telah dikembangkan, diantaranya *Delay Diversity*, *Space Time Trellis Codes (STTC)*, *Space Time Block Codes (STBC)*, skema Alamouti [14], *Space Time Turbo Codes*, dan *Linear Dispersive Codes* [11]. Selanjutnya akan dibahas salah satu teknik STC yang paling populer [11] secara sederhana yaitu STBC ortogonal yang dikenal sebagai skema Alamouti.

Skema *Orthogonal Space-Time Block Coding* oleh Alamouti untuk MIMO diberikan untuk sistem 2×2 yang diilustrasikan pada Gambar 2.10 Sistem MIMO 2×2 dengan skema Alamouti. Pada satu periode simbol, dua simbol s_0 dan s_2 ditransmisikan pada waktu bersamaan melalui TX1 dan TX2. Pada periode simbol selanjutnya, dikirimkan simbol $-s_2^*$ dari TX1 dan s_1^* dari TX2 [14].

Dengan h komponen *multipath* kondisi *line of sight (LOS)* dan $n(t)$ *noise* pada sistem, sinyal pada antenna RX ke- l pada waktu simbol 1 dan 2, yaitu $y_l(1)$ dan $y_l(2)$ dapat diberikan dalam fungsi kode matriks ortogonal:

$$\begin{pmatrix} r_1(1) \\ r_1(2) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} h_{10} \\ h_{11} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1(1) \\ n_1(2) \end{pmatrix} \quad (2.55)$$

Dan menghasilkan pembacaan untuk masing-masing sinyal asli :

$$\begin{aligned} r_{11} &= h_{11}s_1 + h_{12}s_2 + n_{11} & r_{12} &= -h_{11}s_2^* + h_{12}s_1^* + n_{12} \\ r_{21} &= h_{21}s_1 + h_{22}s_2 + n_{21} & r_{22} &= -h_{21}s_2^* + h_{22}s_1^* + n_{22} \end{aligned} \quad (2.56)$$

Matriks kanal dapat diestimasi sebagai berikut, dengan menganggap n bernilai nol (ideal tanpa *noise*):

$$\begin{pmatrix} r_{11} \\ r_{12} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} h_{11} \\ h_{12} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_{11} \\ n_{12} \end{pmatrix} \Rightarrow \begin{pmatrix} \tilde{h}_{11} \\ \tilde{h}_{12} \end{pmatrix} = \frac{1}{|s_1|^2 + |s_2|^2} \begin{pmatrix} s_1^* & -s_2^* \\ s_2 & s_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r_{11} \\ r_{12} \end{pmatrix} \quad (2.57)$$

$$\begin{pmatrix} r_{11} \\ r_{12} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} h_{21} \\ h_{22} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_{21} \\ n_{22} \end{pmatrix} \Rightarrow \begin{pmatrix} \tilde{h}_{21} \\ \tilde{h}_{22} \end{pmatrix} = \frac{1}{|s_1|^2 + |s_2|^2} \begin{pmatrix} s_1^* & -s_2^* \\ s_2 & s_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r_{21} \\ r_{22} \end{pmatrix}$$

Skema Alamouti ini mencapai order diversitas sebesar $2L$ (dua kali jumlah antena penerima), tentu saja bergantung kepada keadaan kanal.



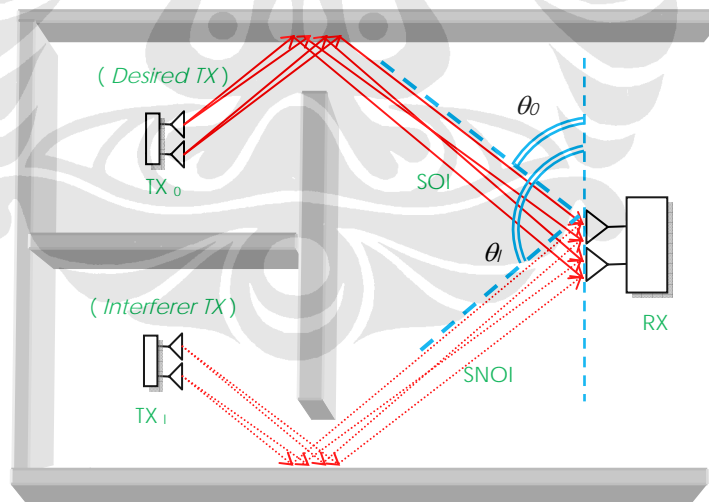
BAB III

PERANCANGAN SIMULASI

3.1 GAMBARAN UMUM SIMULASI

Untuk skripsi ini, dilakukan simulasi sistem *end-to-end* MIMO sederhana dengan teknik *Space-Time Block Coding* (STBC) yang dipadukan dengan sistem *smart antenna* menggunakan algoritma adaptif referensi-temporal. Simulasi ini dilakukan dengan menggunakan perangkat lunak MATLAB versi 7.0.4 di atas sistem operasi *Windows XP Professional*.

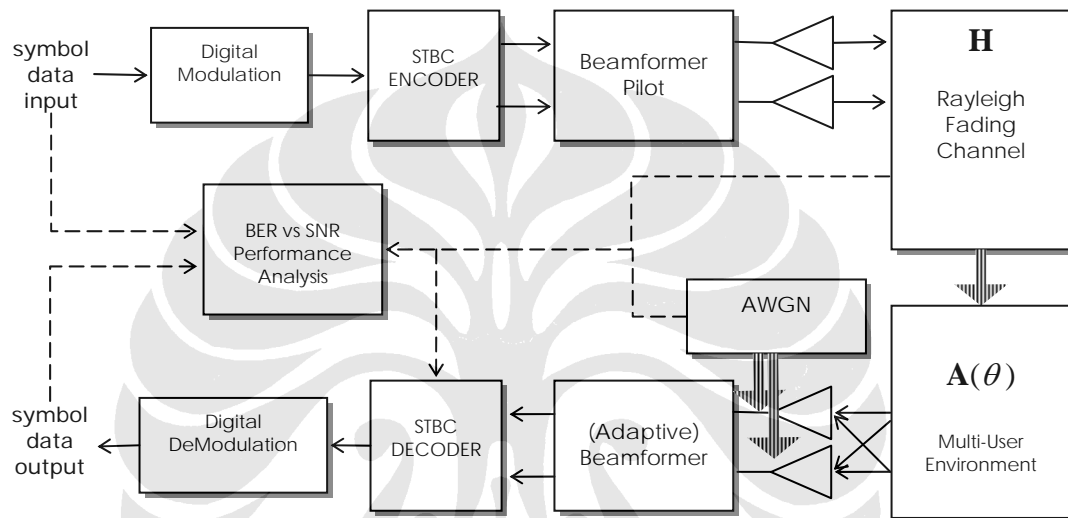
Tujuan simulasi yang dibangun yaitu dapat memperlihatkan efek dan unjuk kerja perpaduan sistem MIMO dengan *smart-antenna* konvensional yang dimaksud dengan berbagai variasi parameter. Pada permodelan yang digunakan serta perancangan simulasi yang dilakukan digunakan asumsi dan batasan-batasan yang dijelaskan pada subbab-subbab berikut.



Gambar 3.1 Ilustrasi keadaan sistem yang disimulasikan

3.2 PERANCANGAN SIMULASI

Sistem yang disimulasikan pada skripsi ini yaitu sistem sederhana *end-to-end* MIMO $N_t \times N_r$, yang pada sisi penerima, sejumlah N_r antenna tersebut dikonfigurasi sebagai *array* yang difungsikan juga untuk sistem antenna adaptif. Sistem MIMO yang dipakai menggunakan *Space-Time Coding* yang bervariasi untuk beberapa konfigurasinya. Gambar 3.1 memperlihatkan ilustrasi keadaan sistem. Diagram blok sistem yang disimulasikan diberikan pada Gambar 3.2.

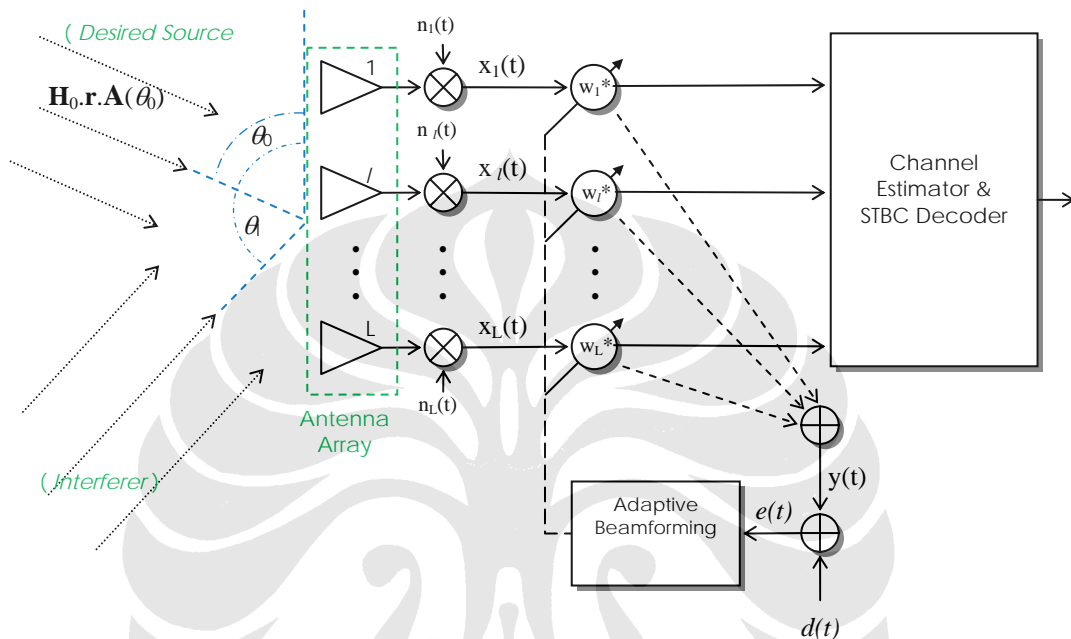


Gambar 3.2 Diagram Blok Sistem Simulasi

Sistem tersebut dapat diterangkan sebagai berikut. Sinyal informasi yang akan dikirimkan direpresentasikan dalam bentuk simbol-simbol yang tersusun dari bit-bit. Sinyal informasi tersebut kemudian ditumpangkan dengan sinyal pembawa (*carrier signal*) dengan modulasi BPSK atau QAM sesuai *code-rate* nya. Setelah itu, sinyal serial termodulasi dikodekan dengan STBC dan diparalelkan sejumlah antenna pengirim. Selama penransmisiian sinyal, diasumsikan sinyal melewati *multipath* sehingga terganggu dengan *fading* Rayleigh, ditambahkan dengan *Gaussian Noise*.

Sesaat sebelum sampai pada *receiver*, sesuai konfigurasi yang diilustrasikan pada Gambar 3.1 sinyal dengan beberapa path yang berkelompok jatuh dari arah tertentu dengan sudut yang hampir seragam pada *array* antenna penerima. Sinyal yang datang dengan arah tertentu tersebut akan jatuh dan terbaca pada *array* dengan nilai yang berbeda-beda untuk tiap antenna. Selanjutnya sinyal terbaca pada masing-masing elemen dijumlahkan dan dibandingkan dengan suatu sinyal referensi ($d(t)$). Selisih

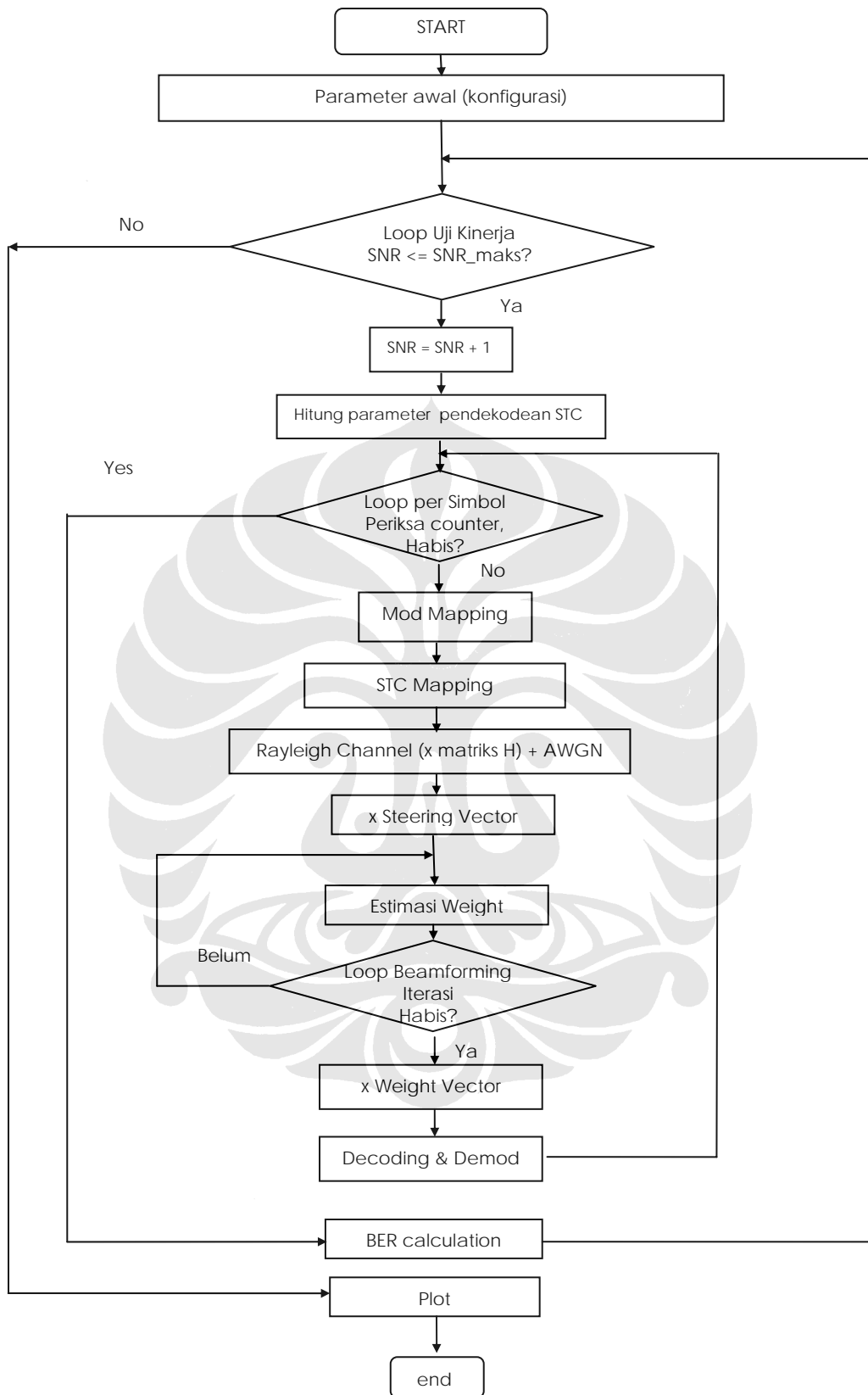
dari sinyal masuk dengan sinyal referensi diteruskan ke pemrosesan sinyal untuk memberikan nilai vektor pembobot (*weight*). Perbandingan dan pembobotan ini berlangsung berulang-ulang dalam fungsi *looping* hingga beberapa kali iterasi yang cukup untuk mendapatkan nilai *error* ($\epsilon(t)$) terkecil sehingga sinyal terbaca sama dengan referensi, yang berarti *array* sudah membentuk *beam* ke arah *desired source*.



Gambar 3.3 Skema rangkaian *Adaptive Beamforming* pada sistem

Pada sistem diasumsikan terjadi komunikasi *closed-loop* (di luar yang disimulasikan) sehingga sistem akan mengetahui apabila proses *beamforming* telah selesai dioptimalkan, pengirim dapat mulai mengirimkan *stream* data yang telah dikodekan (STC). Asumsi lain dapat diambil yaitu proses *beamforming* dilakukan sepanjang *pilot symbol* dengan isi seragam untuk semua elemen antenna pengirim sepanjang waktu yang cukup untuk proses adaptif di atas.

Untuk melakukan uji unjuk kerja, sistem disimulasikan dengan *looping* sesuai jumlah SNR yang diujikan dan perhitungan dilakukan untuk tiap *time-slot* atau jumlah baris matriks kode C dari skema STBC yang digunakan. Di dalam *loop* tersebut terdapat *loop* lagi untuk iterasi pendekatan estimasi vektor *beamforming*. Secara umum, proses simulasi digambarkan dengan *flowchart* pada Gambar 3.4 Diagram alir simulasi



Gambar 3.4 Diagram alir simulasi

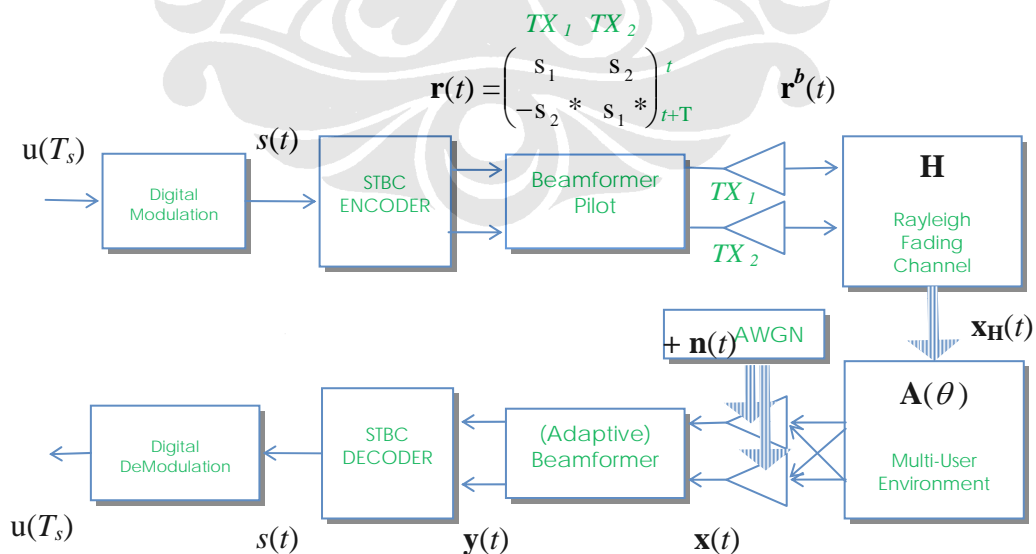
3.3 PERMODELAN SISTEM

Pada blok sistem simulasi seperti yang diperlihatkan pada Gambar 3.5, sinyal informasi yang akan dikirimkan direpresentasikan dalam bentuk simbol-simbol diberikan oleh $u(T_s)$ untuk tiap waktu simbol T_s . Sinyal hasil modulasi informasi tersebut dengan BPSK atau QAM sesuai *code-rate* nya diberikan sebagai $s(t)$. Setelah itu, sinyal serial termodulasi dikodekan dengan STBC dan diparalelkan untuk sejumlah antenna pengirim. Untuk 2x2 skema Alamouti, keluaran STBC-Encoder $\mathbf{r}(t)$ dalam 2 *time slot* direpresentasikan dalam matriks sebagai berikut sesuai yang diberikan pada bagian 2.3.3,

$$\mathbf{r}(t) = \begin{pmatrix} TX_1 & TX_2 \\ s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{pmatrix}_{t+T_s}^t$$

dengan TX menandakan kode cabang pemancar dan t waktu. Baris kedua menunjukkan waktu simbol T_s selanjutnya setelah waktu t , atau *time slot* selanjutnya.

Pada blok *beamformer pilot*, sinyal di atas ditambahkan suatu kode simbol dalam domain RF sebagai referensi temporal untuk sistem *smart antenna*. Sinyal keluarannya yang direpresentasikan oleh $\mathbf{r}^b(t)$ tak lain merupakan $\mathbf{r}(t)$ dengan beberapa *timeslot* awalnya diisi oleh pilot tanpa pengkodean STBC.



Gambar 3.5 Blok diagram sistem dengan permodelan

Selama pentransmision sinyal, diasumsikan sinyal melewati *multipath* sehingga terganggu dengan *fading* Rayleigh. Keadaan *multipath* ini digambarkan memiliki beberapa *path* yang datang dengan waktu tunda yang berbeda-beda. Dengan jumlah *multipath* yang diamati sebanyak N_m , efek dari kanal Rayleigh yang menggambarkan *fading* oleh sinyal *multipath* yang direpresentasikan dengan persamaan *impulse response* yang diberikan pada bagian 2.3.2, yaitu

$$h_{lk}(t, \tau) = \sum_{i=0}^{N_m(t)-1} \gamma_{i,lk}(t) \exp(-j\phi_{i,lk}(t)) \delta(\tau - \tau_{i,lk}(t))$$

Nilai $h_{lk}(t, \tau)$ dalam simulasi di-generate sebagai konstanta kompleks yang teracak untuk waktu t dengan terdistribusi *Rayleigh*. Plot absolut dari $h_{lk}(t, \tau)$ ini akan membentuk pola distribusi seperti yang diberikan pada Gambar 2.3. Pada diagram blok simulasi, parameter kanal h ini disusun sebagai suatu matriks \mathbf{H} sesuai ukuran konfigurasi $K \times L$, sehingga keluaran sistem pada titik ini $\mathbf{x}_H(t)$ sesuai dengan persamaan 2.44 dan 2.45 yaitu

$$\mathbf{x}_H(t) = \mathbf{H}(t)\mathbf{s}(t)$$

Untuk merepresentasikan perbedaan sudut datang (DOA) dalam lingkungan *multi-user*, digunakan *steering vector* $\mathbf{A}(\theta)$ yang diberikan oleh persamaan (2.23). Sinyal yang sudah melewati selubung kanal *fading* tadi kemudian dikalikan dengan *steering vector* sesuai identitas yang diberikan untuk sumber yang diinginkan maupun pengganggu (*interferer*). Untuk sinyal dari pengganggu, digunakan sistem serupa dari blok modulasi hingga kanal namun dengan pilot *beamforming* yang dibedakan. Pada titik ini, sinyal yang keluaran menjadi masukan *array* antena, yaitu

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{H} \cdot \mathbf{r}^b(t) \mathbf{A}(\theta) + \mathbf{n}(t)$$

dengan $\mathbf{n}(t)$ matriks komponen AWGN yang divariasikan SNR-nya pada simulasi. Pada bagian selanjutnya dilakukan proses *beamforming* dan *decoding* STBC seperti yang telah dijelaskan pada bab 2.

BAB IV

ANALISA HASIL SIMULASI

4.1 DATA SIMULASI

Sistem pada simulasi memiliki parameter-parameter seperti diperlihatkan pada Tabel 4.1 . Simulasi dilakukan dengan variasi beberapa komponen yaitu untuk konfigurasi 2x2, 3x3, dan 4x4 yang berarti menggunakan konfigurasi STBC yang berbeda berdasarkan konfigurasinya, namun tetap dalam jenis STBC ortogonal. Konfigurasi multi-antena yang digunakan merupakan konfigurasi sederhana *array* linier dengan elemen antena seragam (*Uniform Linear Array*, ULA) yang juga difungsikan sebagai terminal MIMO. Pengolahan baseband dilakukan menggunakan *single carrier* dengan modulasi sederhana BPSK dan QAM. Distribusi Kanal fading Rayleigh serta AWGN menggunakan nilai *default* program simulasi.

Tabel 4.1 Daftar Parameter Simulasi

Antenna Array	
Frequency (f_0)	2 GHz ($\lambda = 3 \times 10^8 \text{ ms}^{-1}$)
Array configuration	Uniform Linear Array (ULA)
Number of elements (L)	2, 3, 4
Inter-element spacing (d)	$\lambda/2$ (0.075 m)
Number of sources (k)	2
Signal	
Constellation Map	BPSK, QAM
Number of bits for trial	20
Multipath Fading	Rayleigh
Noise	AWGN
SNR	0 – 15 dB
MIMO Scheme	
Space-Time Coding	Alamouti STBC (2x2), Real-Orthogonal STBC, Orthogonal STBC
Coding Rate	1
Diversity Gain	1

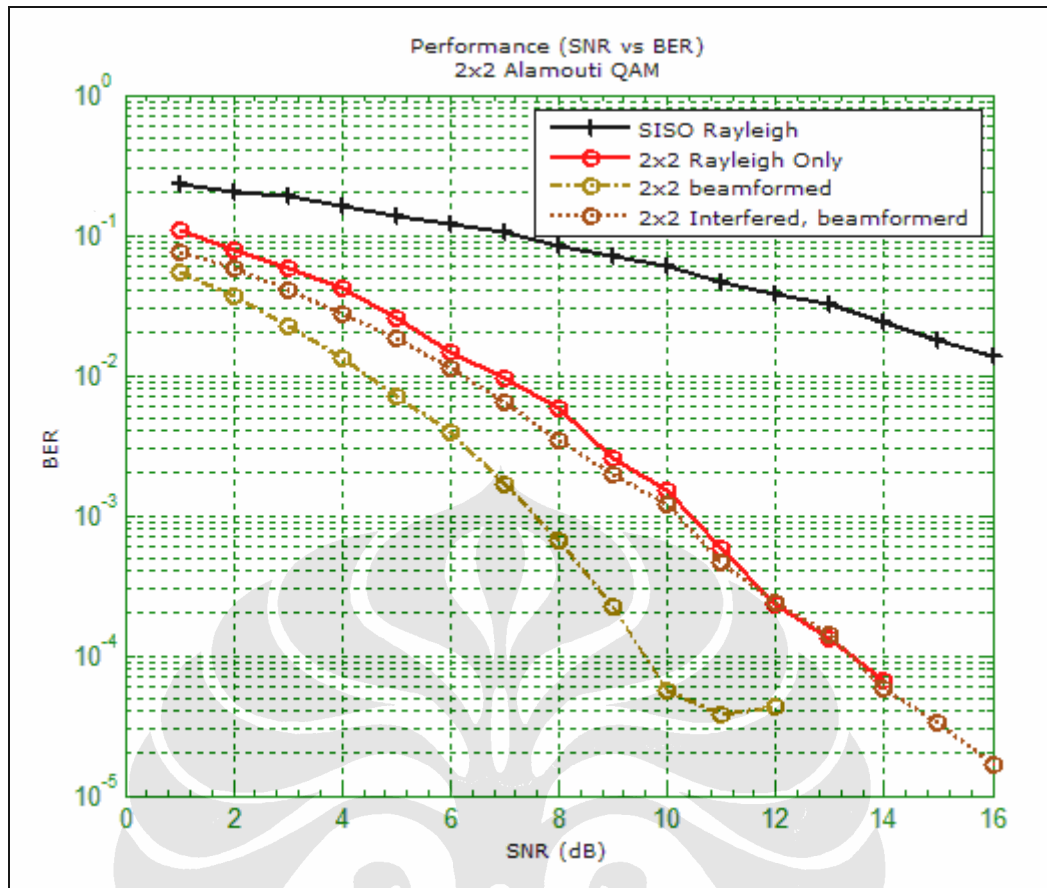
Sistem diujikan dengan stream bit informasi hingga 20000 simbol dengan cara iterasi untuk 2-bit per iterasinya. Nilai SNR dimasukkan dengan variasi 1 – 15 dB untuk AWGN dan gangguan kanal Rayleigh. Nilai bit pada keluaran penerima dibandingkan dengan masukan data untuk dihitung nilai *error*-nya dan menghasilkan grafik unjuk kerja berupa kurva BER vs. SNR. Grafik konstelasi informasi juga disertakan untuk keadaan sebelum dan sesudah modulasi, juga sebelum dan sesudah beamforming. Selain itu, juga dihasilkan plot pola *beam* dari *array* antenna yang menggunakan sistem *adaptive beamforming* untuk beberapa konfigurasi.

4.2 ANALISA UNJUK KERJA

Unjuk kerja sistem ini ditunjukkan dengan grafik BER rata-rata sebagai fungsi SINR rata-rata pada. Analisa BER berikut akan memperlihatkan sistem yang dipengaruhi interferensi dengan memberikan nilai daya rata-rata penginterferensi kurang lebih sama dengan sumber. Grafik unjuk kerja (BER vs. SNR) yang diberikan berikut akan menunjukkan analisa BER rata-rata terhadap konfigurasi *space-time codes* beserta sistem *beamforming* yang diberikan oleh *temporal-reference algorithm smart antenna*.

Gambar 4.1 memperlihatkan grafik unjuk kerja untuk sistem MIMO-STBC skema Alamouti dengan dan tanpa *beamforming*, dalam keadaan tanpa adanya sumber penginterferensi. Pada grafik juga disertakan kurva performa sistem 1×1 sebagai perbandingan. Terlihat kurva sistem *beamforming* menunjukkan peningkatan unjuk kerja sistem dengan selisih sekitar 2 hingga 3 dB.

Untuk kondisi dengan adanya interferensi, sistem *beamforming* mampu menjaga performanya hingga lebih baik 1 dB dari sistem *plain* tanpa interferensi, namun masih tertinggal 2 dB dari sistem *beamforming* ideal. Kondisi sistem dengan adanya interferensi tanpa *beamforming* merusak sistem secara total menghasilkan kurva unjuk kerja di atas 10^{-1} yang berarti sistem tidak dapat digunakan sehingga kurvanya tidak ditampilkan di sini. Terlihat juga bahwa peningkatan performa *beamforming* lebih lambat untuk kenaikan SNR-nya dibandingkan dengan sistem *beamforming* tanpa interferensi.



Gambar 4.1 Grafik Unjuk Kerja MIMO 2x2 Alamouti dengan *beamforming* dengan modulasi QAM pada kanal Rayleigh

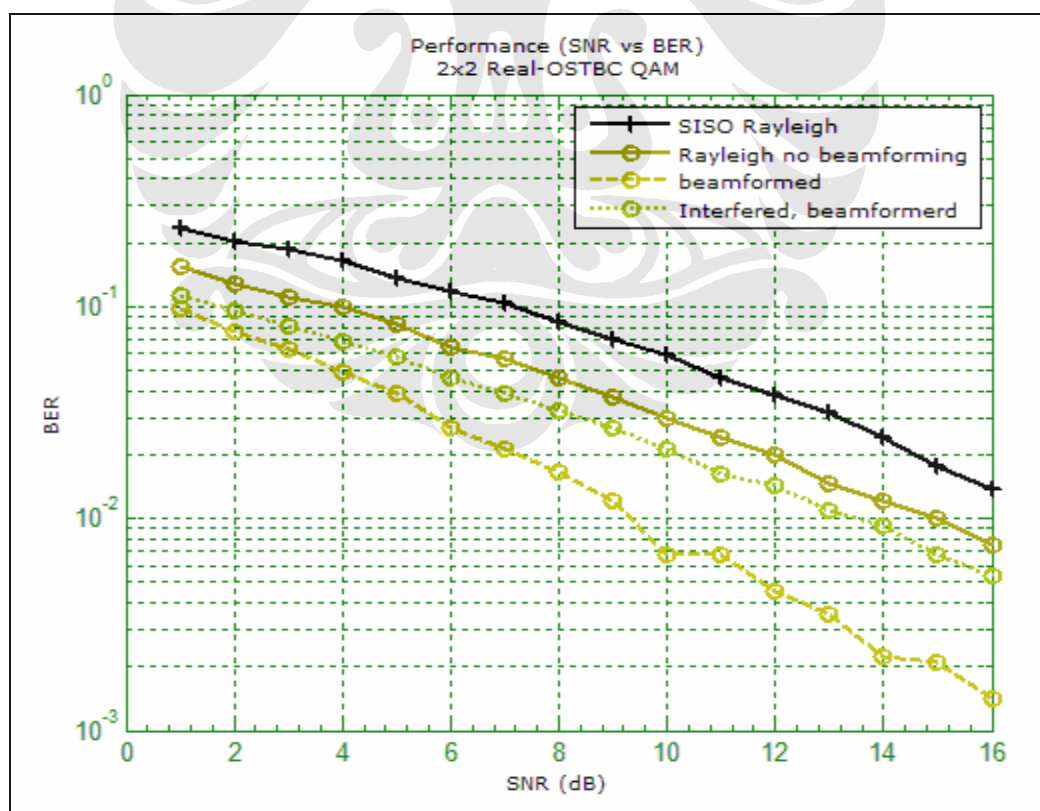
Peningkatan diperlihatkan dengan lebih rendahnya SNR yang dibutuhkan oleh sistem untuk mencapai nilai *Bit Error Ratio* (BER) yang sama. Dengan demikian dibutuhkan daya yang lebih kecil untuk mencapai batas performa sistem yang diinginkan sehingga pengalokasian daya menjadi lebih efisien. Peningkatan yang ditunjukkan oleh skema MIMO dan yang dipadukan dengan *beamforming* terlihat jauh lebih baik dari sistem konvensional SISO pada kanal Rayleigh, dan peningkatannya tidak linier, jadi untuk SNR yang lebih besar, BER yang dihasilkan akan jauh lebih kecil lagi (skala desibel atau logaritmis).

Penggunaan skema Alamouti sebagai skema diversitas memberikan *diversity gain* sebesar 1 untuk *coding rate* penuh atau $R = 1$ terlihat dapat meningkatkan unjuk kerja dengan cukup efisien apabila dibandingkan dengan skema 2x2 lain. Peningkatan eksponensial dari SISO tersebut juga menunjukkan efisiensi sistem yang berarti daya yang diberikan dapat dimanfaatkan dengan

lebih baik untuk tiap simbolnya. Dengan demikian diperlihatkan skema diversitas meningkatkan kekebalan sistem sebagaimana telah diperlihatkan oleh [14].

Konfigurasi 2x2 dengan skema STBC lain juga diujikan, yaitu menggunakan *real-orthogonal* STBC [13] yang merupakan dasar dari *Orthogonal-STBC* lain untuk konfigurasi antenna yang lebih besar. Dibandingkan dengan skema Alamouti yang mengkonjugasi-kompleks-kan simbol pada *timeslot* kedua, *real-orthogonal* STBC hanya mengkonjugasi-negatif-kan simbol sehingga memiliki *coding gain* yang lebih rendah, walau dengan *diversity gain* yang sama.

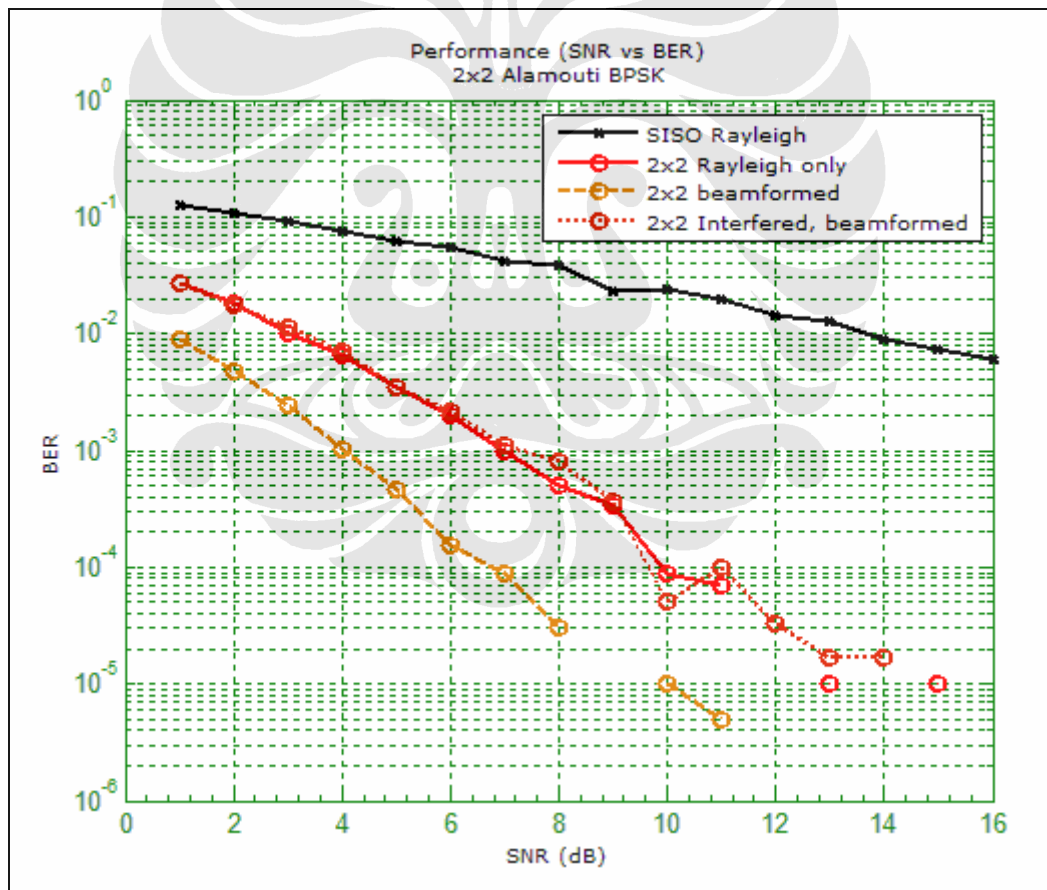
Gambar 4.2 memperlihatkan grafik unjuk kerja untuk sistem MIMO-STBC skema *Real-Orthogonal* juga dengan dan tanpa *beamforming*, dalam keadaan tanpa adanya sumber penginterferensi. Terlihat kurva sistem STBC menunjukkan peningkatan unjuk kerja yang masih dekat dengan sistem SISO bila dibandingkan dengan peningkatan yang diberikan oleh sistem Alamouti. Pada sistem ini, skema *beamforming* menunjukkan peningkatan unjuk kerja yang lebih besar dengan selisih sekitar 2 hingga 6 dB.



Gambar 4.2 Grafik unjuk kerja MIMO 2x2 STBC *Real-Orthogonal* dengan modulasi QAM pada kanal Rayleigh

Peningkatan oleh sistem *beamforming* ini sebenarnya cenderung sama dengan konfigurasi sebelumnya yang dibahas, karena menggunakan sistem *adaptive beamforming* yang sama. Perbedaan peningkatan yang ditunjukkan dikarenakan skema STBC yang berbeda.

Dikarenakan format kirim STC *real-orthogonal* ini tidak sebaik skema Alamouti, peningkatan yang ditunjukkan oleh skema *beamforming* pada konfigurasi ini menjadi lebih dominan dan menarik kurva ke bawah (ke arah BER yang lebih sedikit). Meskipun demikian, kinerja keseluruhan masih kalah dengan skema Alamouti yang dibahas sebelumnya. Keadaan *beamforming* ideal pada skema ini dapat di-cover oleh skema Alamouti tanpa *beamforming*. Dengan demikian hasil ini menunjukkan bahwa kinerja Space Time Coding lebih dominan dibandingkan dengan sistem *smart antenna* algoritma referensi temporal.



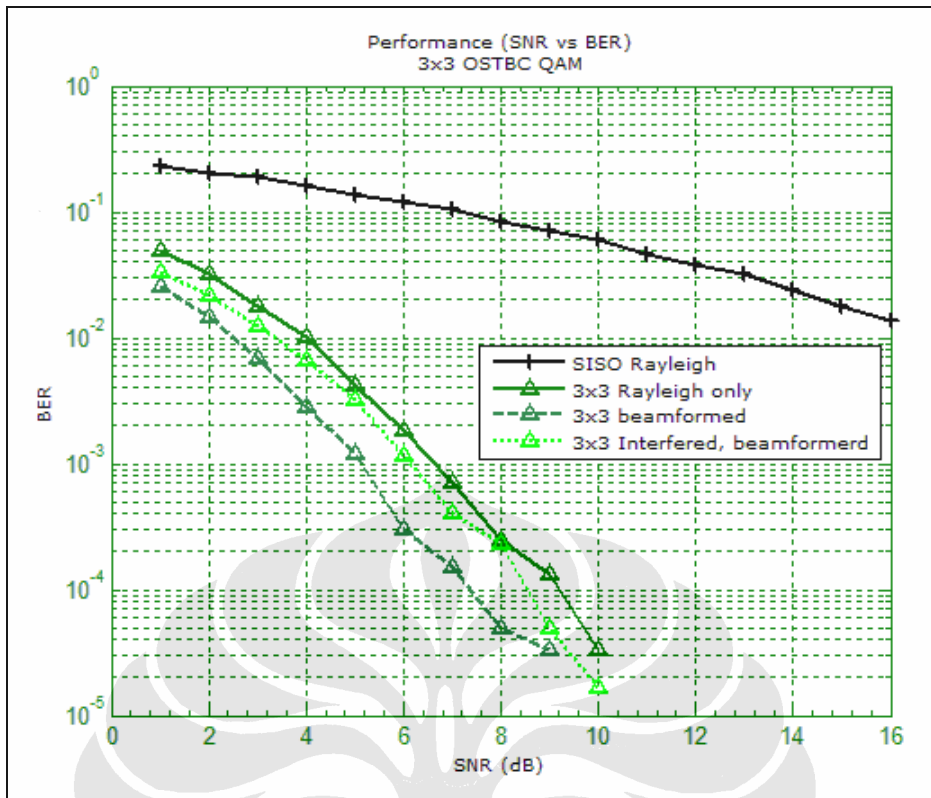
Gambar 4.3 Grafik unjuk kerja MIMO 2x2 STBC Alamouti dengan modulasi BPSK pada kanal Rayleigh

Hal lain yang dapat diamati yaitu seragamnya bentuk kurva untuk ketiga kondisi simulasi (tanpa *beamforming*, *beamforming* tanpa interferensi, dan dengan adanya interferensi menggunakan *beamforming*) yaitu, hasil *beamforming* dengan adanya interferensi masih lebih baik dari kinerja skema STBC *plain*, dan jaraknya dari *beamforming* ideal berkisar sekitar 2 dB.

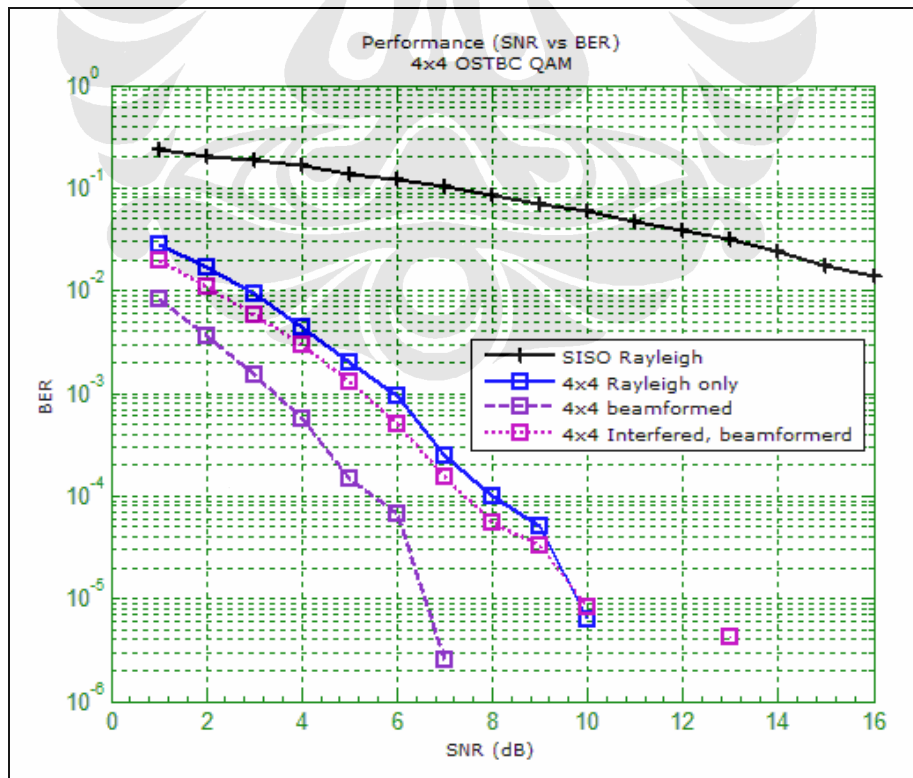
Pada simulasi ini, sistem juga diujikan untuk konstelasi atau modulasi yang berbeda, yaitu antara BPSK dengan QAM. Kedua jenis konstelasi ini mewakili *robustness* dan *data rate*. Gambar 4.4 memperlihatkan grafik unjuk kerja untuk sistem MIMO-STBC skema *Alamouti*. Pada grafik juga disertakan kurva performa sistem BPSK 1×1 sebagai perbandingan. Terlihat kurva sistem *beamforming* menunjukkan peningkatan unjuk kerja sistem dengan selisih sekitar 2 hingga 4 dB. Kecacatan pada grafik dikarenakan labilnya *random-number generation* yang walaupun di-*set* memiliki distribusi *Rayleigh*, kadang membuat *error* sehingga datanya yang terlalu jauh lebih baik diabaikan. Faktor iterasi untuk tiap SNR nya mempengaruhi hal ini, terutama untuk nilai BER yang makin kecil (makin baik).

Pada sistem ini, kinerja keseluruhan lebih baik dari sistem Alamouti dengan modulasi QAM, yang jelas tentu saja karena jumlah simbolnya yang hanya 2 buah membuatnya lebih tahan *noise* dibandingkan QAM yang lebih sensitif karena memodulasikan 4 simbol. Peningkatan dari skema *beamforming*-nya pun mencapai 4 dB, lebih baik dari skema Alamouti dengan QAM yang 3 dB. Untuk keadaan dengan adanya interferensi, hasilnya cenderung sama dengan dengan tanpa *beamforming*. Inipun sesuai dengan karakteristik skema Alamouti sebelumnya. Walaupun begitu, peningkatannya masih cukup tinggi.

Gambar 4.4 memperlihatkan grafik unjuk kerja untuk sistem MIMO-STBC untuk konfigurasi 3×3 . Terlihat kurva sistem STBC menunjukkan peningkatan unjuk kerja yang masih dekat dengan sistem SISO bila dibandingkan dengan peningkatan yang diberikan oleh sistem Alamouti. Pada sistem ini, skema *beamforming* menunjukkan peningkatan unjuk kerja yang lebih besar dengan selisih sekitar 2 dB saja. Peningkatan oleh sistem *beamforming* ini agak berbeda dengan teori *beamforming* yang dengan *array* lebih banyak, seharusnya penerimaannya lebih baik.



Gambar 4.4 Grafik unjuk kerja MIMO 3x3 *Orthogonal* STBC



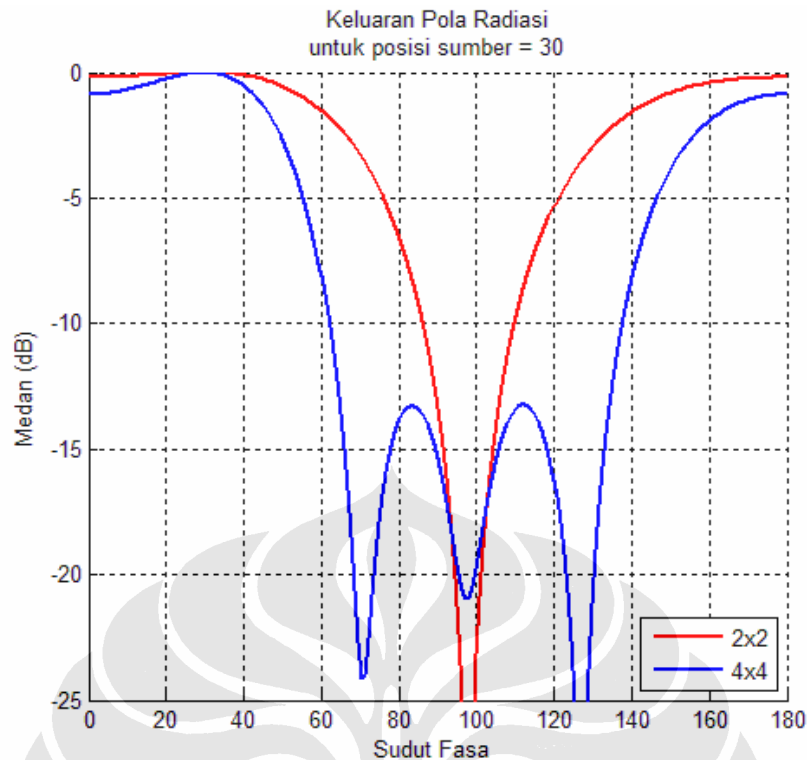
Gambar 4.5 Grafik unjuk kerja MIMO 4x4 *Orthogonal* STBC

Hal ini dikarenakan skema 3x3 yang menggunakan STBC dengan pola 3x4 (3 antena dengan 4 *timeslot*) yang merupakan penurunan dari skema Alamouti-Orthogonal. Penggunaan cabang antena 3x3 agak tidak lazim untuk STBC dan penggunaan 4 *timeslot* juga mempengaruhi peningkatan yang tidak optimal ini [13].

Gambar 4.5 memperlihatkan grafik unjuk kerja untuk sistem MIMO-STBC konfigurasi 4x4. Terlihatlah bahwa peningkatannya jauh lebih tinggi lagi dan lebar jarak antar beamformingnya pun jelas, hingga 4 dB. Pada skema 4x4 ini terbukti bahwa dengan jumlah elemen *array* yang lebih banyak maka pengadaptasian *beamforming* menjadi lebih baik lagi. Dengan skema STBC 4 simbol pun dicapai tingkat diversitas yang lebih tinggi lagi yang dibuktikan dengan peningkatan unjuk kerja yang lebih signifikan.

Peningkatan yang lebih signifikan di sini ditunjukkan dengan lebih curamnya grafik, yang berarti dengan meningkatkan SNR sedikit lagi saja akan menambahkan performa mengurangi BER dengan lebih besar. Untuk kedua konfigurasi (3x3 dan 4x4) pola yang sama antara skema STBC *plain* dengan *beamforming* dapat terlihat lagi. Sehingga, dari pengamatan terhadap 4 buah konfigurasi ini, akan didapatkan peningkatan performa sebesar 2 hingga 6 dB dari skema STBC apabila menggunakan *beamforming*, dan akan didapatkan peningkatan diversitas yang lebih baik dari SISO biasa untuk kanal Rayleigh.

Pada simulasi digunakan 20 bit pilot *beamforming* pada sumber yang diinginkan yang kemudian dicocokkan dengan sinyal referensi serupa pada sistem adaptif. Di sini diasumsikan sinyal dari sumber penginterferensi yang juga berupa pilot, memiliki nilai korelasi rendah dengan sinyal pilot sumber yang diinginkan, atau maksudnya merupakan sinyal yang jelas berbeda sehingga pengidentifikasian sinyal dapat dimungkinkan. Pada penerapannya, sinyal referensi temporal ini dapat berupa semacam *authentication code* yang *unique* untuk tiap *mobile station* dan diatur pada standar sistem.

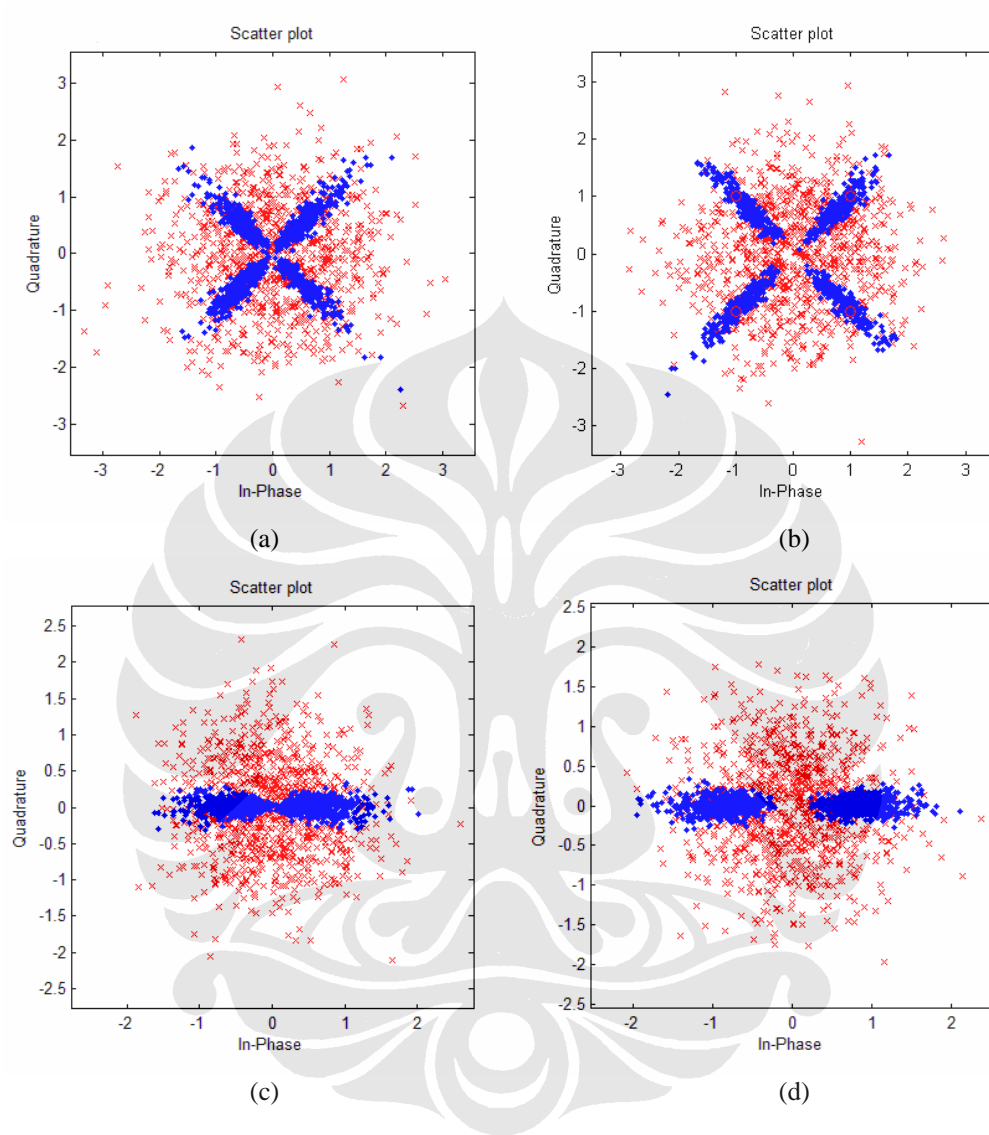


Gambar 4.6 Grafik *beam pattern* untuk BPSK MIMO-STBC

Pada lingkungan *multi-user*, masing-masing *source* dengan posisinya yang berbeda-beda memiliki identifikasi DOA-nya masing-masing. Sekali lagi, simulasi ini menggunakan koordinat *planar* atau dua dimensi ruang saja, jadi tidak memperhitungkan adanya tinggi antenna atau *base station*. Identifikasi DOA yang berupa vektor sinyal *steering* ini dilakukan dengan pencocokan sinyal referensi yang hasilnya ditentukan oleh konfigurasi *array* juga. Gambar 4.6 menunjukkan pola radiasi antenna *array*. Terlihat bahwa untuk konfigurasi 4x4, pola radiasi lebih rapat sehingga menghasilkan *beam* yang tajam dan meningkatkan unjuk kerja.

Gambar 4.7 memperlihatkan perbandingan konstelasi untuk sistem QAM 2x2 (a) dan 4x4 (b) serta sistem BPSK 2x2 (c) dengan 4x4 (d). Warna biru memperlihatkan sinyal setelah *decoding* STBC, dan warna merah memperlihatkan keadaan sinyal terbaca pada *array* antenna. Terlihat bahwa untuk konfigurasi cabang yang lebih banyak akan lebih memisahkan posisi konstelasi sehingga lebih mudah dimodulasikan atau dengan kata lain, performanya lebih baik. Dari konstelasi ini juga terlihat mengapa BPSK lebih baik kinerjanya dari QAM,

namun kapasitasnya akan lebih kecil. Dengan begitu pemilihan skema dapat diperhitungkan sebagai *trade-off* antara *robustness* dan *data-rate*.



Gambar 4.7 Grafik Konstelasi MIMO 2x2 dan 4x4 STBC setelah *beamforming* untuk modulasi QAM dan BPSK pada kanal Rayleigh

BAB V

KESIMPULAN

Dari penulisan skripsi ini dapat diambil kesimpulan sebagai berikut:

1. Pada skripsi ini telah ditunjukkan unjuk kerja sistem yang dinyatakan dengan BER vs SNR dari teknik diversitas MIMO STBC di pengirim dan *beamforming* di penerima (Wiener) dengan adanya pengaruh *interferer source* pada kanal *fading* Rayleigh.
2. Semakin banyak jumlah terminal MIMO yang digunakan membuat nilai BER rata-rata semakin kecil yang berarti unjuk kerja sistem semakin baik.
3. Sistem MIMO dengan STBC memberikan kinerja yang lebih baik jika dibandingkan dengan sistem MIMO single carrier. Namun skema STBC itu sendiri harus diperhitungkan dan dipilih baik-baik karena beraneka-ragamnya jenis dan unjuk kerja.
4. Pada sistem *single user*, sistem MIMO-*beamforming* menghasilkan kinerja yang sama dengan MIMO.
5. Kinerja sistem MIMO-*beamforming* tetap sama untuk beberapa sudut datang berbeda pada kecepatan user yang sama. Hal ini menunjukkan bahwa teknik *beamforming* akan mengarahkan *beam*nya kepada user yang diinginkan.
6. Teknik *beamforming* sangat bergantung pada jumlah antena yang digunakan, semakin banyak semakin baik (sebagai antena penerima).

DAFTAR ACUAN

- [1] Michael Steer, "Beyond 3G," *IEE Microwave Magazine No.1* (Februari, 2007).
- [2] Jack H Winters, "Smart Antennas for Wireless Systems," *IEEE Personal Communications* (Februari, 1998) hal. 23-27.
- [3] Reza Hedayat, *et.al.*, "Smart WiMAX, delivering personal broadband" *NAVINI whitepaper* (Juli, 2007).
- [4] Theodore S Rappaport, "*Wireless Communication, Principles & Practice*," (New Jersey: Prentice-Hall, 1996).
- [5] K Sam Shanmugam, "*Digital and Analog Communication Systems*" (New York: John Wiley & Sons, 1979).
- [6] Nashrudin Ismail, "Kanal Rayleigh Fading pada Komunikasi CDMA," *ELEKTRO INDONESIA*, 12 (Maret, 1998).
- [7] Lal Chand Godara, "*Smart Antennas*" (Florida: CRC Press, 2004).
- [8] R.M. Shubair, M.A. Al-Qutayri, J.M. Samhan, "A Setup for the Evaluation of MUSIC & LMS for Smart Antenna," *Journal of Communications*, vol.2, no.4, *Academy Publisher* (Juni, 2007).
- [9] Michael A. Jensen, Jon W. Wallace, "Review of Antennas and Propagation for MIMO," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.52, no.11, (November, 2004).
- [10] David Gesbert, *et.al.*, "From theory to practice: an overview of MIMO space-time coded wireless systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 21, no. 3, (April, 2003): hal. 281-302.
- [11] Allert van Zelst. "*MIMO-OFDM For Wireless LAN*," Disertasi Ph.D. Technische Universiteit of Eindhoven. Eindhoven, 2004.

- [12] Andreas F. Molisch, "A Generic Model for MIMO Wireless Propagation Channels in Macro- and Microcells," *IEEE Transactions On Signal Processing*, 52(1) (2004).
- [13] Hamid Jafarkhani, "*Space Time Coding: Theory and Practice*", (Cambridge: Cambridge Press, 2005).
- [14] Siavash M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8 (Oktober, 1998): hal. 1451-1458.



DAFTAR PUSTAKA

- Godara, Lal Chand , “*Smart Antenna Engineering*”, CRC Press, 2004.
- Jafarkhani, Hamid ,. “*Space Time Coding: Theory and Practice*”, Cambridge, Cambridge Press, 2005
- Rappaport, Theodore S., “*Wireless Communication Principle and Practice*”, New Jersey, Prentice Hall PTR, 1996.
- Shanmugam, K. Sam, “*Digital and Analog Communication Systems*” New York, John Wiley & Sons, 1979.

