

**ANALISA BIT ERROR RATE CDMA
PADA MODEL KANAL FADING RAYLEIGH / RICIEN**

TUGAS AKHIR

Diajukan Untuk Memenuhi Salah Satu Syarat
Memperoleh Gelar Sarjana Teknik
Program Studi Teknik Elektro



Oleh:

EKO KURNIAWAN

NIM : 025114015

**PROGRAM STUDI TEKNIK ELEKTRO
JURUSAN TEKNIK ELEKTRO
FAKULTAS TEKNIK
UNIVERSITAS SANATA DHARMA
YOGYAKARTA
2006**

**ANALYSIS OF BIT ERROR RATE CDMA
AT RAYLEIGH / RICIEN FADING CHANNEL MODEL**

FINAL PROJECT

Presented as Partial Fulfillment of requirements
to Obtain the *Sarjana Teknik* Degree
In Electrical Engineering



By :

EKO KURNIAWAN

Student Number : 025114015

**ELECTRICAL ENGINEERING STUDY PROGRAM
ELECTRICAL ENGINEERING DEPARTMENT
ENGINEERING FACULTY
SANATA DHARMA UNIVERSITY
YOGYAKARTA**

2006

HALAMAN PERSETUJUAN

TUGAS AKHIR

**ANALISA BIT ERROR RATE CDMA
PADA MODEL KANAL FADING RAYLEIGH / RICIAN
(ANALYSIS OF BIT ERROR RATE CDMA
AT RAYLEIGH / RICIAN FADING CHANNEL MODEL)**

Oleh :

EKO KURNIAWAN

NIM : 025114015

telah disetujui oleh:

Dosen Pembimbing



Damar Widjaja, S.T., M.T.

Tanggal: 29 NOVEMBER 2006

HALAMAN PENGESAHAN

TUGAS AKHIR

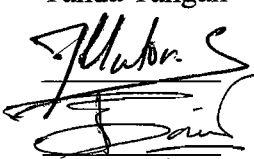
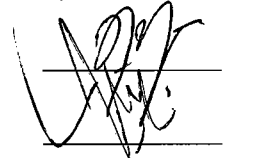
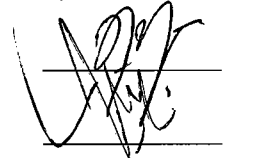
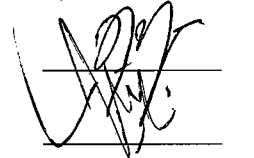
**ANALISA BIT ERROR RATE CDMA
PADA MODEL KANAL FADING RAYLEIGH / Rician
(ANALYSIS OF BIT ERROR RATE OF CDMA
AT RAYLEIGH / Rician FADING CHANNEL MODEL)**

disusun oleh

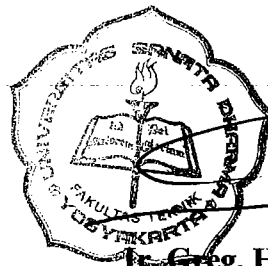
**EKO KURNIAWAN
NIM : 025114015**

Telah dipertahankan didepan panitia Penguji
pada tanggal **5 Desember 2006**
dan dinyatakan memenuhi syarat

Susunan Panitia Penguji:

	Nama Lengkap	Tanda Tangan
Ketua	: B. Djoko Untoro S., S.Si., M.T.	
Sekretaris	: Damar Widjaja, S.T., M.T.	
Anggota	: A. Bayu Primawan, S.T., M.Eng.	
Anggota	: Ir. Th. Prima Ari Setiyani, M.T.	

Yogyakarta, 15 DESEMBER 2006
Fakultas Teknik
Universitas Sanata Dharma
Dekan,





Ir. Greg. Heliarko SJ, S.S., B.S.T., M.A., M.Sc.

HALAMAN PERSEMBAHAN

Skripsi ini kupersembahkan untuk..

Yesus Kristus Pembimbingku yang setia

Papa dan Mama tercinta

Rey dan Lia saudaraku tersayang

Sukma Desy Indriati terkasih

PERNYATAAN KEASLIAN KARYA

Saya menyatakan dengan sesungguhnya bahwa tugas akhir ini tidak memuat karya atau bagian karya orang lain, kecuali yang telah disebutkan dalam kutipan dan daftar pustaka sebagaimana layaknya karya ilmiah.

Yogyakarta, 27 November 2006

A handwritten signature in black ink, consisting of a large, stylized letter 'E' followed by a series of loops and a vertical stroke, all contained within a large, irregular oval shape.

EKO KURNIAWAN

ANALISA BIT ERROR RATE CDMA PADA MODEL KANAL FADING RAYLEIGH / RICIAN

Oleh
Eko Kurniawan
025114015

INTISARI

Sistem komunikasi berbasis *code division multiple access* (CDMA) dewasa ini berkembang sangat pesat. Hal ini terjadi karena adanya kemampuan untuk mengatasi masalah utama dalam sistem komunikasi seluler, yaitu *multipath fading* dan *interference*, yang sangat mempengaruhi kinerja sistem. Salah satu ukuran untuk menentukan kinerja sistem adalah *bit error rate* (BER).

Perhitungan BER CDMA pada umumnya dilakukan dengan pendekatan bahwa pengaruh *fading* terhadap BER yang diasumsikan bernilai sama untuk *desired signal* maupun *interfering signal*. *Standart Gaussian Aproximation* (SGA) adalah salah satu contoh pendekatan perhitungan BER yang langsung menggunakan nilai *Signal to Noise Ratio* (SNR). Untuk sistem *micro diversity*, pendekatan ini kurang sesuai, dimana model *fading* untuk sinyal utama dan sinyal interferensi adalah tidak sama. Oleh karena itu, pada penelitian ini akan dihitung BER CDMA pada model kanal *fading* Rayleigh / Rician dimana model *fading* untuk sinyal utama dimodelkan dengan distribusi Rayleigh, dan untuk sinyal interferensi dimodelkan dengan distribusi Rician.

Hasil perhitungan menunjukkan bahwa BER CDMA semakin baik dengan semakin besarnya parameter *fading*, k_f , dan panjang *code*, N . Selain itu BER CDMA juga semakin baik dengan semakin kecilnya jumlah interferensi, L dan jumlah *user*, K .

Kata kunci: Model sistem CDMA, *desired signal*, *interfering signal*, BER, Rayleigh / Rician.

**ANALYSIS OF BIT ERROR RATE CDMA
AT RAYLEIGH / RICIAN FADING CHANNEL MODEL**

By
Eko Kurniawan
025114015

ABSTRACT

Communications system based on Code Division Multiple Access (CDMA) these days expand very fast. This because of the ability to overcome main problem in cellular communications system such as multipath fading and interference, which is very significant to influence system performance. One of measurement to determines the system performance is Bit Error Rate (BER).

Calculation of CDMA Bit Error Rate (BER) is usually done by approach that the effect of fading on BER is the same for the desired signal and interfering signal. Standard Gaussian Approximation (SGA) is one of the BER calculation approach that use the value of Signal to Noise Ratio (SNR) directly. For micro diversity, this approach is not appropriate, because the fading model for the desired and interfering signal is not the same. Therefore, in this research, BER of CDMA will be calculated at channel fading model Rayleigh / Rician with many different Rician fading parameters.

The result of this calculation shows that BER is better as fading parameter, k , and length of code, N , increase. BER performance is improved as the number of interferers, L and user, K , decrease.

Keywords: System model of CDMA, *desired signal*, *interfering signal*, BER, Rayleigh / Rician.

KATA PENGANTAR

Syukur dan terima kasih kepada Tuhan Yesus Kristus atas segala karunia-Nya sehingga tugas akhir dengan judul **“Analisa Bit Error Rate CDMA Pada Model Kanal Fading Rayleigh / Rician”** ini dapat diselesaikan dengan baik.

Penelitian yang berupa tugas akhir ini merupakan salah satu syarat bagi mahasiswa Jurusan Teknik Elektro untuk memperoleh gelar Sarjana Teknik di Universitas Sanata Dharma Yogyakarta. Penelitian ini dapat diselesaikan dengan baik atas bantuan, gagasan dan dukungan dari berbagai pihak. Oleh karena itu, peneliti ingin mengucapkan terima kasih kepada:

1. Romo Ir. Greg. Heliarko SJ, S.S., B.S.T., M.A., M.Sc., selaku Dekan Fakultas Teknik Universitas Sanata Dharma Yogyakarta.
2. Bapak Damar Wijaya, S.T., M.T., selaku Dosen Pembimbing yang telah banyak meluangkan waktu untuk memberikan bimbingan, pengetahuan, diskusi, arahan, kritik dan saran kepada peneliti sehingga penulisan tugas akhir ini dapat diselesaikan.
3. Bapak dan Ibu Dosen yang telah memberikan semangat, pengetahuan dan bimbingan kepada peneliti selama kuliah.
4. Papa dan mama tercinta, adikku Roy dan Lia, serta semua keluarga yang telah memberikan semangat dan dukungan dalam penyelesaian tugas akhir ini.
5. Kekasihku tercinta Sukma Desy Indriati yang telah memberikan bantuan dan semangat dalam menyelesaikan tugas akhir ini.

6. Teman-teman seperjuangan: Elwi, Sutanto, Wiryadi atas kebersamaan selama ini; Agung, Dewi atas diskusi selama ini; Hugo, Spadic, Lina atas saran dan kritik dan teman-teman angkatan 2002 untuk kebersamaan dan dukungannya.
7. Semua pihak yang tidak bisa peneliti sebutkan satu-persatu atas bantuan, bimbingan, kritik dan saran.

Semoga Tuhan membalas kebaikan anda.

Peneliti sangat mengharapkan kritik dan saran yang dapat membangun serta menyempurnakan tulisan. Semoga tugas akhir ini dapat dimanfaatkan dan dikembangkan lebih lanjut oleh peneliti lain sehingga tulisan ini dapat lebih bermanfaat bagi perkembangan Jurusan Teknik Elektro Universitas Sanata Dharma Yogyakarta.

Yogyakarta, November 2006

Peneliti,

Eko Kurniawan

DAFTAR ISI



Halaman Sampul (Bahasa Indonesia)	i
Halaman Sampul (Bahasa Inggris)	ii
Halaman Persetujuan	iii
Halaman Pengesahan	iv
Halaman Persembahan	v
Pernyataan Keaslian Karya	vi
Intisari	vii
Abstrak	viii
Kata Pengantar	ix
Daftar Isi	xi
Daftar Gambar	xiv
Daftar Lampiran	xv
BAB I: PENDAHULUAN	
1.1. Latar Belakang	1
1.2. Pembatasan Masalah	2
1.3. Tujuan Penelitian	2
1.4. Manfaat Penelitian	3
1.5. Metode Penulisan	3
1.6. Sistematika Penulisan	3
BAB II: DASAR TEORI	
2.1. Bit Error Rate (BER)	5

2.2. <i>Fading</i>	6
2.3. Sistem Model	7
2.3.1. Model Pemancar	8
2.3.2. Model Kanal	12
2.3.3. Model Penerima	15
2.4. Distribusi Rician	18
2.5. Diversitas	21

BAB III: ALUR PERHITUNGAN BER

3.1. Model Sistem	24
3.2. Alur Perhitungan BER CDMA	24
3.3. Perhitungan SIR	25
3.4. PDF pada kanal fading	29
3.4.1. Distribusi Rayleigh	29
3.4.2. Distribusi Rician	31
3.4.3. PDF Rayleigh / Rician	33
3.5. Keadaan Bersyarat BER	34
3.6. Bit Error Rate (BER)	34
3.7. Verifikasi Validitas	35

BAB IV: HASIL DAN PEMBAHASAN

4.1. BER CDMA Non Koheren Outdoor	36
4.2. BER CDMA Non Koheren Indoor	37
4.3. BER CDMA Koheren Outdoor	38
4.4. BER CDMA Koheren Indoor	39

4.5. Verifikasi Validitas	40
4.5.1. PDF SIR Rayleigh / Rayleigh	40
4.5.2. BER Non Koheren Rayleigh / Rayleigh	42
4.5.3. BER Koheren Rayleigh / Rayleigh	44
4.6. Pengaruh Jumlah <i>User</i> , <i>K</i>	45
4.7. Pengaruh Panjang <i>Code</i> , <i>N</i>	47
4.8. Pengaruh Parameter <i>Fading</i> , <i>k_y</i>	48
4.9. Pengaruh Jumlah <i>Path</i> , <i>L</i>	49
 BAB V: KESIMPULAN	
5.1. Kesimpulan	51
5.2. Saran	52
DAFTAR PUSTAKA	53
 LAMPIRAN	

DAFTAR GAMBAR

Gambar 2.1. Model Pemancar	8
Gambar 2.2. Gelombang BPSK	9
Gambar 2.3. Model Kanal	13
Gambar 2.4. Model Penerima	16
Gambar 2.5. Distribusi Normal Rician	19
Gambar 2.6. Distribusi Normal Rayleigh	20
Gambar 2.7. Kondisi Jaringan	21
Gambar 3.1. Model Sistem	24
Gambar 3.2. Alur Perhitungan	25
Gambar 4.1. BER CDMA variasi <i>user</i> , K	46
Gambar 4.2. BER CDMA variasi <i>code</i> , N	47
Gambar 4.3. BER CDMA variasi parameter <i>fading</i> , k_y	48
Gambar 4.4. BER CDMA variasi <i>path</i> , L	49

DAFTAR LAMPIRAN

Lampiran A	L1
Lampiran B1	L2
Lampiran B2	L3
Lampiran C1	L4
Lampiran C2	L5
Lampiran D	L6
Lampiran E	L7
Lampiran F	L8
Lampiran G	L9
Lampiran H	L10
Lampiran I	L11
Lampiran J	L12

BAB I

PENDAHULUAN

1.1 Latar Belakang

Beberapa tahun terakhir, perkembangan sistem komunikasi berbasis *spread spectrum multiple access* (SSMA) sangat pesat. Sistem komunikasi ini mempunyai beberapa kelebihan, diantaranya dapat mengatasi *multipath fading* dan interferensi, kualitas layanan yang tinggi, serta kapasitas sistem yang besar. Beberapa contoh sistem komunikasi berbasis *multiple access* adalah *Time Division Multiple Access* (TDMA), *Frequency Division Multiple Access* (FDMA), *Code Division Multiple Access* (CDMA) dll. CDMA merupakan salah satu teknik SSMA yang mempunyai kemampuan *multiple access* dengan menggunakan *code-code* (*coding*) yang berbeda untuk setiap pengguna dalam pengiriman atau penerimaan informasi. Keunggulan CDMA yang utama adalah pemancar mengakses informasi secara *asinkron*, yang berarti CDMA tidak memerlukan koordinasi waktu atau frekuensi antar pemancar didalam sistem [1],[2],[3].

Dua hal utama yang dapat menurunkan kinerja sistem komunikasi nirkabel adalah *multipath fading* dan *interference*. *Multipath fading* menyebabkan penurunan kualitas layanan, sedangkan *interference* dapat mengurangi kapasitas sistem. Dua ukuran yang biasanya digunakan untuk mengetahui kinerja dari sistem adalah *outage probability* dan *bit error rate* [3].

Perhitungan BER untuk sistem CDMA telah banyak dilakukan oleh para peneliti sebelumnya dengan berbagai pendekatan. Hasil perhitungan tersebut juga telah banyak ditetapkan pada berbagai macam kanal *fading*. Pendekatan yang sering dilakukan adalah *Standard Gaussian Approximation* (SGA). SGA adalah pendekatan yang mudah diterapkan karena secara langsung menggunakan nilai *Signal to Noise Ratio* (SNR). Pendekatan yang dilakukan untuk menghitung BER dalam skripsi ini adalah dengan memperhitungkan berbagai model kanal *fading*, yaitu kanal *fading* yang terdistribusi *Rayleigh* [4] dan *Rician* [5],[6],[7] berbasis PDF *Signal to Interference Ratio* (SIR).

1.2 Pembatasan Masalah

Penelitian akan dibatasi pada perhitungan matematis dari BER pada sistem CDMA termodulasi *Binary Phase Shift Keying* (BPSK) koheren dan non koheren, dalam *coverage Indoor* dan *Outdoor* serta menggunakan teknik *Maximal Ratio Combining* (MRC) *diversity*.

1.3 Tujuan Penelitian

Skripsi ini bertujuan untuk memenuhi salah satu persyaratan untuk memperoleh gelar Sarjana Teknik. Selain itu skripsi ini bertujuan untuk:

1. Menghasilkan algoritma perhitungan BER sistem CDMA pada model kanal *fading Rayleigh / Rician*.

2. Menentukan persamaan BER sistem CDMA pada model kanal *fading Rayleigh / Rician*.
3. Menganalisa BER sistem CDMA pada model kanal *fading Rayleigh / Rician*.

1.4 Manfaat Penelitian

Manfaat yang diharapkan dari penulisan skripsi ini adalah:

Menjadi acuan, *referensi*, rujukan dan bahan pertimbangan untuk menghitung BER CDMA pada model kanal *fading* yang lain (Nakagami-q/Hoyt, *Lognormal Shadowing*, dan lain-lain).

1.5 Metode Penulisan

Penulisan skripsi ini menggunakan metode:

1. Studi Pustaka, menggunakan buku-buku dan jurnal-jurnal.
2. Perhitungan dan analisa dalam menentukan BER.
3. Menampilkan hasil perhitungan BER menggunakan *software*.

1.6 Sistematika Penulisan

1. BAB I PENDAHULUAN

Pendahuluan berisi latar belakang masalah, batasan masalah, tujuan penelitian, manfaat penelitian, metode penulisan dan sistematika penulisan.

2. BAB II DASAR TEORI

Bab ini berisi penjelasan-penjelasan umum, persamaan (model) matematis yang digunakan untuk memahami dan mendasari permasalahan yang akan dibahas. Bab ini berisi penjelasan tentang CDMA sebagai salah satu jenis *Spread Spectrum Multiple Access* (SSMA), pengertian *Bit Error Rate* (BER) pada sistem komunikasi, model sistem yang digunakan (meliputi model pemancar, model kanal, dan model penerima), model distribusi yang dipakai yaitu distribusi *rician* dan *rayleigh*, dan diversitas yang digunakan dalam penelitian ini.

3. BAB III PROSES PERHITUNGAN BER

Bab ini berisi penjelasan alur perhitungan dalam menentukan BER, persamaan-persamaan matematis yang digunakan dalam menentukan BER (model kanal yang digunakan), serta parameter-parameter yang digunakan dalam menentukan BER.

4. BAB IV HASIL PERHITUNGAN BER DAN PEMBAHASAN

Bab ini berisi hasil perhitungan BER pada keadaan yang telah tertulis pada batasan masalah, tampilan hasil perhitungan BER dengan menggunakan *software*, analisa hasil perhitungan yang diperoleh.

5. BAB V KESIMPULAN DAN SARAN

Bab ini berisi ringkasan hasil penelitian yang telah dilakukan dan usulan yang berupa ide-ide untuk perbaikan atau pengembangan terhadap penelitian yang telah dilakukan.

BAB II SISTEM CDMA

2.1 Bit Error Rate (BER)

Unjuk kerja suatu sistem komunikasi tidak lepas dari pengaruh gangguan (*noise*) [10]. Noise akan selalu ada diantara pemancar dan penerima suatu sistem komunikasi. Dampak utama dari adanya *noise* adalah *bit errors* (kesalahan bit) data yang diterima pada sisi penerima. Untuk sistem komunikasi digital, data sering disimbolkan dengan simbol 0 dan simbol 1. *Bit errors* yang dimaksud adalah kesalahan data simbol 1 menjadi simbol 0 atau sebaliknya.

Secara lebih jelas apakah frekuensi terjadinya *bit errors* sering terjadi atau tidak adalah dengan cara membandingkan data keluaran pada sisi penerima dengan data asli pada sisi pengirim [10]. Ketepatan pengiriman sinyal informasi dengan adanya pengaruh *noise* dapat diukur dengan *average probability of symbol error* atau biasa disebut *bit error rate* (BER). *Bit error rate* didefinisikan sebagai besarnya kesalahan bit data (*bits errors*) keluaran pada sisi penerima dibandingkan dengan total data yang dikirimkan pada sisi pengirim [11],[12],[13]. BER juga dapat didefinisikan sbb [14]:

$$BER = \frac{Errors}{TotalNumberofBits}$$

Pada modulasi digital istilah *bit error rate* sering disebut juga *probability of bit error* [9],[10]. Untuk mengoptimalkan kinerja sistem komunikasi dari

pengaruh *noise* adalah dengan cara meminimalkan nilai *bit error rate* dari sistem tersebut. Semakin tinggi nilai BER suatu sistem, maka unjuk kerja sistem tersebut dapat dikatakan kurang baik begitu juga sebaliknya. Ukuran lain yang dapat menyatakan unjuk kerja dari suatu sistem komunikasi adalah nilai *Signal to Noise Ratio* (SNR). Semakin tinggi nilai SNR maka *noise* yang terjadi pada sistem komunikasi tersebut kecil, begitu pula sebaliknya. Dengan kata lain, semakin tinggi SNR maka kinerja sistem komunikasi tersebut handal dalam menangani *noise* yang ada, begitu pula sebaliknya.

2.2 Fading

Fading merupakan salah satu karakteristik dalam propagasi gelombang radio pada sistem komunikasi bergerak [21]. *Fading* adalah penggambaran perubahan cepat dari amplitudo sinyal radio yang diterima dalam periode waktu dan jarak tempuh yang singkat. *Fading* disebabkan oleh interferensi dua atau lebih sinyal yang datang di penerima pada waktu yang berbeda dengan beda waktu yang sempit. Sinyal-sinyal ini sering disebut dengan gelombang jalur banyak (*multipath*) yang dikombinasikan pada antena penerima untuk menghasilkan sinyal dengan berbagai amplitudo dan fasa yang bergantung pada intensitas distribusi, waktu propagasi gelombang dan *bandwidth* sinyal.

Multipath fading dalam propagasi gelombang radio dapat menyebabkan beberapa efek. Tiga efek utama dari *multipath fading* tersebut adalah:

1. Perubahan yang sangat cepat dari kuat sinyal yang diterima pada jarak dan interval waktu yang singkat.

2. Terjadinya modulasi frekuensi acak yang disebabkan oleh perbedaan sinyal berdasarkan efek *Doppler*.
3. Terjadinya *time dispersion (echoes)* yang disebabkan oleh waktu tunda propagasi dari gelombang *multipath*.

2.3 Sistem Model

Code Division Multiple Access (CDMA) adalah salah satu teknik *multiple access* yang sering digunakan dalam sistem komunikasi [1],[2],[3]. *Multiple access* pada umumnya berkaitan dengan pengontrolan pembagian sumber informasi secara dinamik yang bergantung pada permintaan pengguna. Contoh *multiple access* lainnya adalah *Frequency Division Multiple Access (FDMA)*, *Time Division Multiple Access (TDMA)*, *Space Division Multiple Access (SDMA)* dan *Polarization Division Multiple Access (PDMA)*. Keistimewaan CDMA dibanding dengan teknik *multiple access* yang lain adalah adanya penggunaan deretan kode-kode yang berbeda untuk setiap pengguna dan mengakses informasi secara *asinkron*. *Asinkron* pada umumnya berkaitan dengan pengaksesan informasi yang tidak memerlukan koordinasi waktu atau frekuensi antara pemancar yang satu dengan pemancar yang lain.

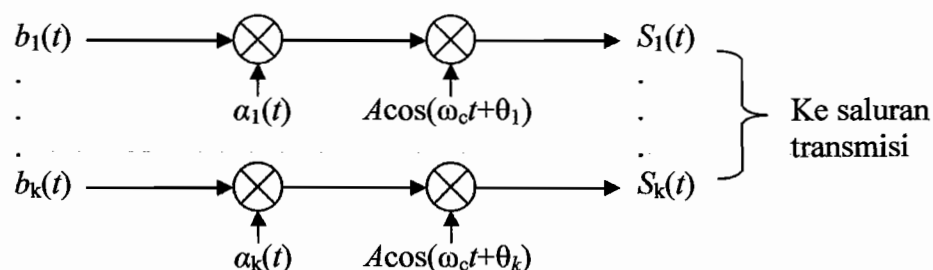
Sistem model CDMA pada *indoor environment* maupun *outdoor environment* terdiri dari model pemancar (*Transmitter*), model kanal (*Channel*), dan model penerima (*Receiver*) [8]. Perbedaan antara *indoor environment* dan *outdoor environment* terletak pada nilai *path gains*, β_{ik} sinyal dominan (LOS) dan sinyal *multipath (reflected signal)*. Sinyal dominan (LOS) dan sinyal *multipath* adalah

sinyal-sinyal yang dapat diterima oleh antenna penerima. Sinyal dominan (LOS) adalah sinyal yang dipancarkan dari pemancar langsung dalam satu garis ke penerima, sedangkan sinyal *multipath* adalah sinyal yang dipancarkan dari pemancar tidak langsung menuju penerima tetapi melalui pemancar lain yang letaknya lebih dekat dengan penerima yang dituju.

Pada *indoor environment* nilai β_{lk} sinyal dominan (LOS) maupun sinyal *multipath (reflected signal)* sama, sedangkan pada *outdoor environment* nilai β_{lk} sinyal dominan (LOS) berbeda dengan β_{lk} sinyal *multipath (reflected signal)* [8].

2.3.1 Model Pemancar (*Transmitter Model*)

Setiap pemancar terdiri dari sumber sinyal data, $b_1(t)$, *spread spectrum code* (SSC), $\alpha_1(t)$, dan sinyal pembawa (*carrier*), yang terkirim dalam sinyal $S_k(t)$. Modulasi yang digunakan dalam sistem ini adalah *Binary Phase Shift Keying* (BPSK). BPSK memodulasi sinyal data dengan cara menggeser fase gelombang. Pergeseran fase pada BPSK terdiri dari 2 keadaan, 0° dan 180° [2]. Gambar 2.1 memperlihatkan model pemancar dari k pengguna yang sedang aktif di dalam sistem CDMA.



Gambar 2.1. Model pemancar dari k pengguna aktif. [5]

Sinyal yang dipancarkan oleh pengguna ke- k adalah [1],[4]:

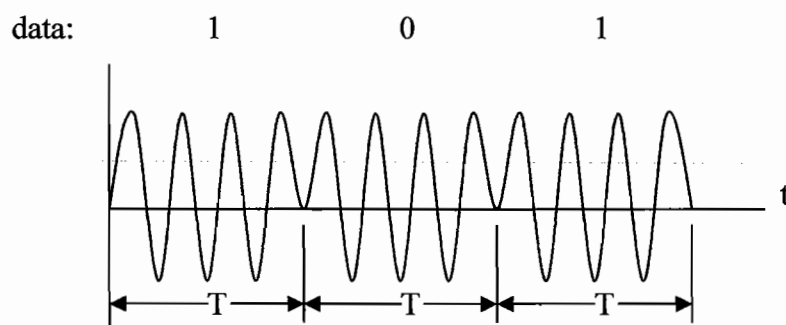
$$S_k(t) = A \alpha_k(t) b_k(t) \cos(\omega_c t + \theta_k) \quad (2.1)$$

Pemodulasi sinyal data $b_k(t)$ terletak pada perkalian dengan $A \cos(\omega_c t + \theta_k)$, dengan A adalah amplitudo sinyal dimana $A = \sqrt{(2P)}$ dengan P adalah daya sinyal, ω_c adalah frekuensi pembawa (*carrier frequency*), serta θ_k adalah fasa sinyal ke- k . Pada modulasi BPSK simbol data 0 dan 1 ditulis dalam bentuk [2],[9],[10],[15]:

$$A \cos(2\pi f_c t) \quad \text{untuk simbol data 1}$$

$$-A \cos(2\pi f_c t) \quad \text{untuk simbol data 0}$$

tanda minus (-) pada simbol 0 berarti sinyal tersebut mengalami pergeseran fasa sebesar 180° . Gambar 2.2 adalah bentuk gelombang yang sudah mengalami modulasi BPSK:



Gambar 2.2 gelombang termodulasi BPSK [2],[10]

Teknik *Spread Spectrum* yang dipakai pada sistem ini adalah *Direct Sequence Spread Spectrum*. *Spread spectrum* pada umumnya berkaitan dengan masalah *bandwidth*. Teknik *spread spectrum* diperlukan karena besarnya *bandwidth* transmisi lebih besar dibandingkan dengan *bandwidth* minimum yang diperlukan untuk mengirimkan suatu informasi. Hal ini berkaitan erat dengan masalah *jamming* atau mudahnya menyadap suatu sumber informasi. Dikatakan menggunakan teknik *direct sequence spread spectrum* karena data biner $b_k(t)$ langsung dikalikan dengan deretan kode-kode $a_k(t)$. Dengan menggunakan deretan kode-kode (*spreading code*), CDMA dapat terbebas dari masalah penyadapan. Hasil perkalian tersebut selanjutnya dimodulasi dengan frekuensi *carrier* $A\cos(\omega_c t + \theta_k)$ [2],[8]. Gambar 2.1 memperlihatkan model sistem proses *direct sequence spread spectrum* pada sistem CDMA dengan modulasi BPSK.

Berikut adalah contoh proses teknik *spread spectrum* menggunakan *direct sequence* termodulasi BPSK dengan ketentuan tanda data biner [2]:

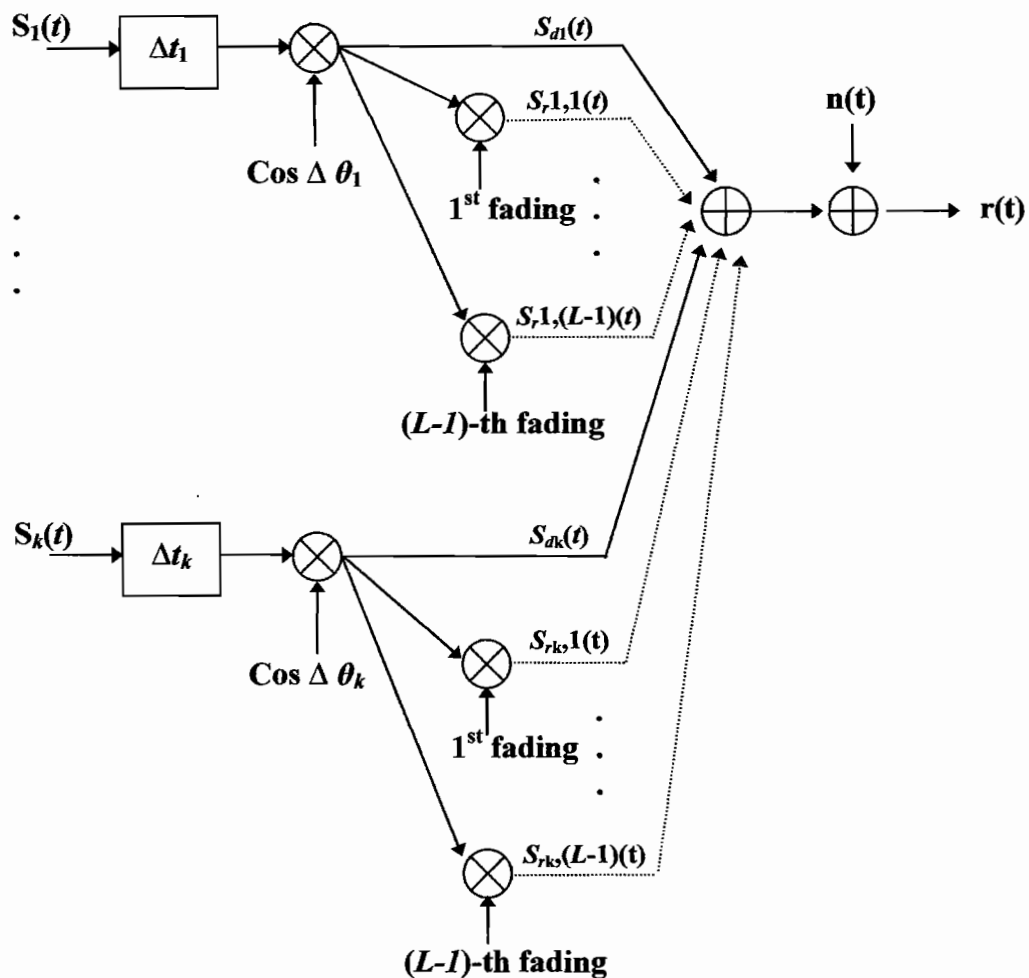
Nilai pulsa	nilai biner
1	0
-1	1

$$b_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} b_j^k P_T(t - jT) \quad (2.3)$$

dengan b_j^k adalah amplitudo simbol data di *time slot* ke- j , dan $k=1,2,\dots,K$, dengan K adalah jumlah pengguna yang aktif secara simultan. Durasi sinyal data $T = NT_c$, N adalah panjang *code* atau jumlah *chip* per *bit*. Sehingga satu deretan *code* untuk *satu* bit data [8].

2.3.2 Model Kanal (*Channel Model*)

Terdapat dua sinyal yang merambat melalui model kanal ini, sinyal langsung dan sinyal tidak langsung [2],[6]. Sinyal langsung, $S_{dk}(t)$ adalah sinyal *Line Of Sight* (LOS) sedangkan sinyal tidak langsung, $S_{rk}(t)$ adalah sinyal *multipath*. Gambar 2.3 memperlihatkan model kanal dari k sinyal yang dipancarkan pengguna yang sedang aktif di dalam sistem CDMA. Setiap sinyal dari masing-masing pemancar akan mengalami *delay*, Δt_k , dan *phase offset*, $\Delta \theta_k$, karena pemancar mengakses sistem secara asinkron. Selanjutnya sinyal LOS dan sinyal *multipath* akan bergabung dan mendapat *noise*, $n(t)$ saat merambat pada kanal transmisi.



Gambar 2.3. Model kanal dari k sinyal pengguna aktif [6].

Dari Gambar 2.3 terdapat total L -*path* sinyal yang merambat di kanal, maka akan terdapat satu *path* dari sinyal yang diinginkan (LOS) dan $L-1$ sinyal *multipath fading*.

Tanggapan impuls ekuivalen pelewat rendah (*low-pass equivalent impulse response*) dari *passband channel* untuk *link* antara pemancar ke- k dan penerima (*base station*) adalah [4]:

$$h_k(\tau) = \sum_{l=1}^L \beta_{lk} \delta(\tau - \tau_{lk}) \exp(j\Phi_{lk}) \quad (2.4)$$

dengan β_{lk} adalah *path gain* ke- l , Φ_{lk} adalah *path phase* ke- l serta diasumsikan *uniform* dalam $[0, 2\pi]$, dan τ_{lk} adalah *path time delay* ke- l serta diasumsikan *uniform* dalam $[0, T]$, dimana $l = 1, 2, \dots, L$ adalah jumlah *path* (L : jumlah *path* total)

Banyaknya L dapat diketahui dengan persamaan [4]:

$$L = \left\lfloor \frac{T_m}{T_c} \right\rfloor + 1 = \lfloor T_m \cdot B_{ss} \rfloor + 1 \quad (2.5)$$

Dengan $\lfloor x \rfloor$ adalah bilangan bulat terbesar yang lebih kecil atau sama dengan x , sedangkan T_m adalah *maximum multipath delay spread* yang besarnya adalah selisih antara *path time delay* maksimum dengan *path time delay* minimum, ($T_m = \tau_{lk \max} - \tau_{lk \min}$), dan $B_{ss} = N / T$ adalah *one sided bandwidth* dari sinyal SSC.

Terdapat dua model yang dapat digunakan untuk menentukan banyaknya L . Pertama, adalah melalui persamaan (2.5), model ini adalah model yang sangat sederhana. Kedua, adalah model acak (*Random model*) yang mengasumsikan bahwa L adalah variabel acak (*random variable*, RV) yang nilainya bervariasi secara *uniform* antara satu (*unity*) dan nilai maksimum dari persamaan (2.5).

Jika kita menggabungkan persamaan (2.1) dan (2.4) serta menggunakan integral konvolusi, maka sinyal yang diterima pada *receiver* adalah [4]:

$$r(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{k=1}^K \int_{-\infty}^{\infty} h_k(\tau) \tilde{S}_k(t-\tau) \exp(j\omega_c t) d\tau \right\} + n(t) \quad (2.6)$$

dengan $\tilde{S}_k(t)$ adalah *complex envelope* dari $S_k(t)$ untuk $\theta_k = 0$ dan $\text{Re} \{.\}$ menyatakan bagian riil dari bilangan kompleks. Dari (2.1) sampai (2.4) dan (2.6), diperoleh [4]:

$$r(t) = A \sum_{l=1}^L \beta_{l1} a_1(t-\tau_{l1}) b_1(t-\tau_{l1}) \cos(\omega_c t + \Phi_{l1}) + A \sum_{l=1}^L \sum_{k=2}^K \beta_{lk} a_{k1}(t-\tau_{lk}) b_k(t-\tau_{lk}) \cos(\omega_c t + \Phi_{lk}) + n(t) \quad (2.7)$$

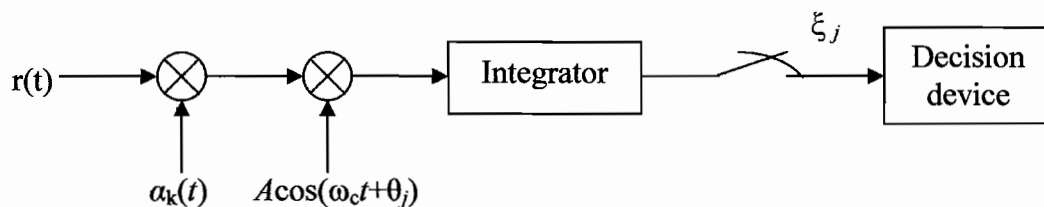
dengan $n(t)$ adalah *white Gaussian noise* dengan *power spectral density* (psd) sebesar $N_0/2$ (W/Hz), β_{lk} adalah *path gain* yang terdistribusi Rician. Pada (2.7), sinyal yang diinginkan (LOS) mengacu ke pengguna ke-1 ($k=1$), sedangkan pengguna ke-2 sampai ke- K dianggap sebagai sinyal interferensi.

2.3.3 Model Penerima (*Receiver*)

Model penerima akan menerima sinyal keluaran dari model kanal, $r(t)$, seperti terlihat pada persamaan (2.7). Sinyal yang diterima, $r(t)$ akan dikalikan dengan SSC, $\alpha_k(t)$ sebagai proses *despreading*, kemudian akan dikalikan dengan

sinyal yang mempunyai frekuensi sama dengan frekuensi pembawa sebagai proses *demodulasi*, selanjutnya diintegrasikan dalam interval perioda 1 bit [5].

Ada 2 jenis proses pendeteksian pada model penerima [2],[9]. Saat model penerima membutuhkan besar fase sinyal pembawa untuk mendeteksi sinyal yang diterima, disebut *coherent detection*. Apabila model penerima tidak membutuhkan besar fase sinyal pembawa untuk mendeteksi sinyal yang diterima, disebut *noncoherent detection*. Gambar 2.4 memperlihatkan model penerima.



Gambar 2.4. Model Penerima [5].

Jika diasumsikan bahwa model penerima mengacu *delay* τ_{j1} dan fasa Φ_{j1} pada pengguna ke-1, maka *decision variable* untuk mendeteksi sinyal adalah [4]:

$$\xi_j = \int_0^T r(t) a_1(t - \tau_{j1}) \cos(\omega_c t + \Phi_{j1}) dt \quad (2.8)$$

substitusikan (2.7) ke (2.8) menghasilkan [4]:

$$\xi_j = b_0^1 \frac{AT}{2} \beta_{j1} + \frac{A}{2} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq j}}^L \beta_{l1} \cos(\Phi_{l1} - \Phi_{j1}) \int_0^T a_1(t - \tau_{l1}) b_1(t - \tau_{l1}) a_1(t - \tau_{j1}) dt$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{A}{2} \sum_{l=1}^L \sum_{k=2}^K \beta_{lk} \cos(\Phi_{lk} - \Phi_{j1}) \int_0^T a(t - \tau_{lk}) b_k(t - \tau_{lk}) a_1(t - \tau_{j1}) dt \\
& + \int_0^T n(t) a_1(t - \tau_{j1}) \cos(\omega_c t + \Phi_{j1}) dt \quad (2.9)
\end{aligned}$$

dalam bentuk lain, persamaan (2.9) dapat dinyatakan sebagai berikut [4]:

$$\begin{aligned}
\xi_j & = b_0^1 \frac{AT}{2} \beta_{j1} + \frac{A}{2} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq j}}^L \beta_{l1} \cos(\Phi_{l1} - \Phi_{j1}) [b_{-1}^1 R_{11}(t_{l1}) + b_0^1 \hat{R}_{11}(t_{l1})] \\
& + \frac{A}{2} \sum_{l=1}^L \sum_{k=2}^K \beta_{lk} \cos(\Phi_{lk} - \Phi_{j1}) [b_{-1}^k R_{k1}(t_{lk}) + b_0^k \hat{R}_{k1}(t_{lk})] + v \quad (2.10)
\end{aligned}$$

dimana b_{-1}^k dan b_0^k adalah bit-bit data yang berurutan dari sinyal pengguna ke- k [5], $t_{lk} = \tau_{lk} - \tau_{j1}$ dan v adalah Gaussian dengan *zero mean* dan variansi $N_0 T / 4$ [4].

$R_{k1}(t_{lk})$ dan $\hat{R}_{k1}(t_{lk})$ adalah fungsi *continuous time partial cross-correlation* dari si nyal SSC yang didefinisikan sebagai berikut [4],[1]:

$$R_{k1}(\tau) = \int_0^{\tau} a_k(t - \tau) a_1(t) dt \quad (2.11a)$$

$$\hat{R}_{k1}(\tau) = \int_{\tau}^T a_k(t - \tau) a_1(t) dt \quad (2.11b)$$

Suku pertama pada persamaan (2.10) menunjukkan sinyal utama yang diinginkan untuk dideteksi [4]. Suku kedua adalah $(L-1)$ *self-interference*

pengguna yang diinginkan (pengguna ke-1) akibat *sidelobes* fungsi *autocorrelation* dari SSC pengguna ke-1. Suku ketiga adalah $L(K-1)$ *multiuser interference* dari $(K-1)$ pengguna lain yang sedang aktif secara simultan di dalam sistem. Suku terakhir pada persamaan (2.10) adalah *Gaussian Random Variable* akibat dari *Additive White Gaussian Noise* (AWGN), *Additive White Gaussian Noise* adalah *noise* (gangguan) yang muncul pada model kanal (*channel model*) [2],[9].

2.4 Distribusi Rician

Analisa BER pada tugas akhir ini menggunakan distribusi *Rayleigh* dan distribusi *Rician*. Distribusi *Rayleigh* digunakan untuk menyatakan sinyal yang diinginkan, sedangkan distribusi *Rician* digunakan untuk menyatakan sinyal *multipath*. Ada hubungan antara distribusi *Rayleigh* dan distribusi *Rician*. Persamaan *probability density function* (PDF) terdistribusi *Rician* dapat didefinisikan sebagai berikut [8],[10]:

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right) \quad (2.12)$$

dimana A amplitudo sinyal, σ^2 *variance* sinyal (rerata daya sinyal [8]), R *random variable* dari amplitudo sinyal, $I_0(\cdot)$ *modified Bessel Function*. Dengan memisalkan:

$$v = \frac{r}{\sigma} \quad (2.13)$$

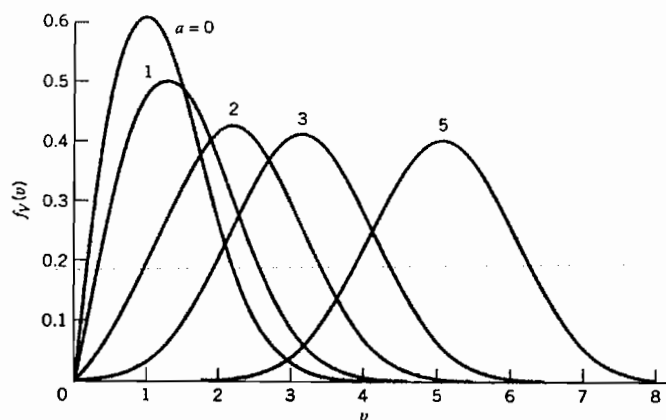
$$\alpha = \frac{A}{\sigma} \quad (2.14)$$

$$f_v(v) = \sigma f_R(r) \quad (2.15)$$

substitusi persamaan (2.13) sampai (2.15) ke persamaan (2.12), maka persamaan (2.12) dapat diubah menjadi bentuk lain (distribusi normal Rician) [10]:

$$f_v(v) = v \exp\left(-\frac{v^2 + \alpha^2}{2}\right) I_0(\alpha v) \quad (2.16)$$

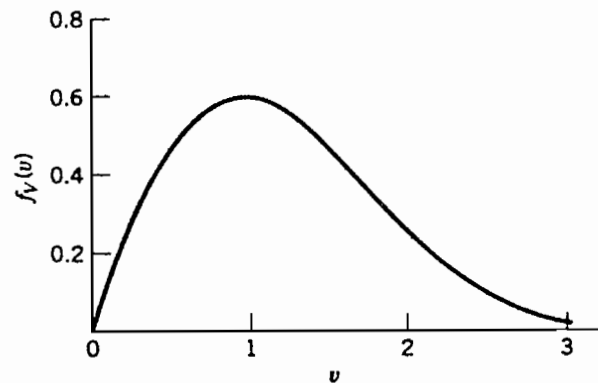
Gambar 2.5 memperlihatkan bahwa semakin besar indeks *fading* rician, α maka besarnya nilai PDFnya, $f_v(v)$ akan semakin kecil. Simpangan distribusi pada Gambar 2.5 akan menyerupai distribusi Gaussian saat $v = \alpha$ dan nilai α paling besar. Indeks *fading* rician, α bernilai paling besar saat amplitudo gelombang, A lebih besar dibandingkan dengan nilai varians, σ akar dari rerata daya *noise* $n(t)$ [10]. Gambar 2.5 memperlihatkan gambar distribusi normal Rician.



Gambar 2.5 Distribusi normal Rician.[10]

Dari Gambar 2.5 terlihat bahwa saat nilai $\alpha = 0$ distribusi Rician diatas sama atau menyerupai distribusi Rayleigh.

Gambar 2.6 memperlihatkan gambar distribusi normal Rayleigh:



Gambar 2.6 Distribusi normal Rayleigh [10].

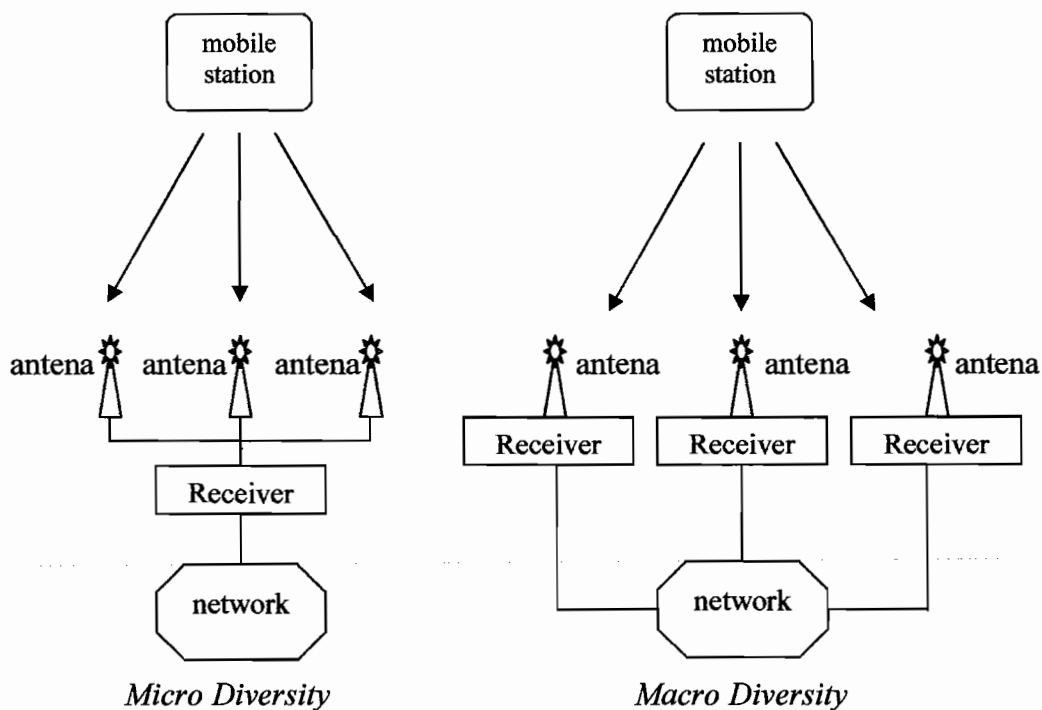
Persamaan *probability density function* (PDF) terdistribusi Rayleigh dapat dinyatakan sbb:

$$f_v(v) = v \exp\left(-\frac{v^2}{2}\right), v \geq 0 \quad (2.17)$$

berbeda dengan distribusi Gaussian, pada Distribusi Rayleigh dan Rician saat v bernilai negatif maka nilai PDF nya nol. Diasumsikan besarnya amplitudo sinyal yang diterima $r(t)$ tidak bernilai negatif.

2.5 Diversitas

Teknik diversitas digunakan untuk meningkatkan unjuk kerja sistem CDMA dengan cara menggabungkan sejumlah sinyal yang membawa informasi yang sama [8]. Dilihat dari kondisi jaringan, diversitas dibagi menjadi dua, *Micro Diversity* dan *Macro Diversity* [14]. Pada *Micro Diversity* setiap penerima (*Receiver*) mempunyai beberapa antena yang letaknya cukup berdekatan. Kondisi ini mengakibatkan sinyal *multipath* yang diterima penerima (*Receiver*) hampir sama. Untuk *Macro Diversity* setiap penerima (*Receiver*) hanya terdiri atas satu antena. Kondisi ini menyebabkan sinyal *multipath* yang diterima penerima (*Receiver*) yang satu berbeda dengan penerima (*Receiver*) lainnya. Gambar 2.7 memperlihatkan kondisi jaringan *Micro diversity* dan *Macro diversity*:



Gambar 2.7 Kondisi jaringan *Micro Diversity* dan *Macro Diversity* [14]

Pada Gambar 2.7 jelas terlihat bahwa pada *micro diversity* setiap *Receiver* terdiri dari beberapa antena. Setiap antena hanya menerima setengah dari panjang gelombang sinyal *carrier* [20]. Pada *Macro Diversity* setiap antena menerima beberapa puluh dari panjang gelombang sinyal *carrier*. Pada sistem komunikasi *wireless* panjang gelombang sinyal *carrier*-nya berkisar antara 10 – 40 cm.

Ada tiga jenis teknik diversitas yang biasa digunakan untuk menganalisa BER, antara lain *selection combining* (SC), *equal gain combining* (EGC), dan *maximal ratio combining* (MRC) [16]. Teknik diversitas yang digunakan dalam analisa ini adalah teknik MRC.

Teknik diversitas MRC dilakukan dengan cara menjumlahkan hasil demodulasi dari sejumlah sinyal yang membawa informasi yang sama [8]. Hasil penjumlahan ini dipakai sebagai *decision variable*. Pada MRC/BPSK dengan orde M , *decision variable* adalah jumlah pembobotan (*weighted sum*) hasil demodulasi dari M salinan sinyal. Bobot adalah konjugasi kompleks dari penguatan (*gain*) kanal. Hasil penjumlahan itu digunakan untuk mengkompensasi pergeseran fasa di kanal dan memberikan bobot sinyal dengan faktor yang sebanding dengan kuat sinyal. Pemberian faktor yang sebanding membuat sinyal yang kuat akan mempunyai bobot yang lebih besar dari sinyal yang lemah.

Notasi ξ_j pada persamaan (2.10) dapat digunakan pada semua bentuk diversitas untuk sistem penerima [4]. Sebagai contoh, jika ada dua antena dan dua jalur (*paths*) untuk setiap antena, maka diversitas mempunyai orde total $M = 4$.

Jika teknik diversitas yang digunakan adalah MRC dengan orde M , maka dapat didefinisikan suatu variabel acak (*random variable*) α [5],[8]:

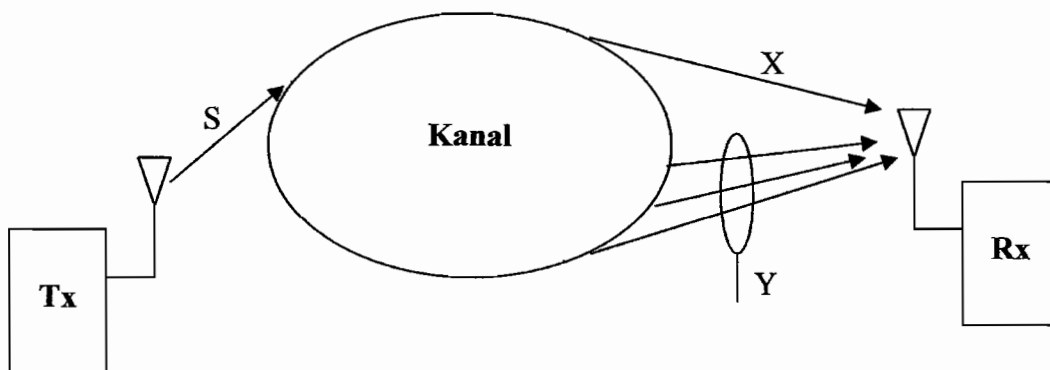
$$\alpha = \sum_{m=1}^M \beta^2 m \quad (2.18)$$

dengan β_m adalah *path gain* pada persamaan (2.10).

BAB III PERHITUNGAN BER

3.1 Model Sistem

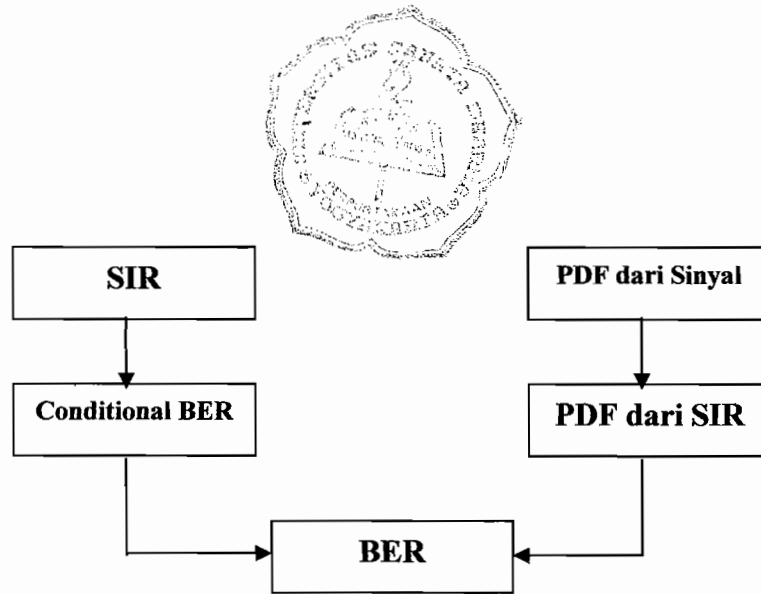
Model sistem yang digunakan pada penelitian ini diperlihatkan pada Gambar 3.1. Sinyal dari *Transmitter* (Tx), S, merambat melalui kanal transmisi menuju *receiver* (Rx). Pada Rx, sinyal yang diterima dapat terdiri dari sinyal utama atau sinyal yang diinginkan, X, dan (L-1) sinyal *multipath*, Y, yang merupakan sinyal interferensi. Pada penelitian ini distribusi sinyal utama memiliki distribusi Rayleigh dan sinyal interferensi memiliki distribusi Rician.



Gambar 3.1 Model Sistem

3.2 Alur Perhitungan BER CDMA

Perhitungan BER CDMA dapat dilakukan dengan berbagai cara dan pendekatan. Gambar 3.2 memperlihatkan alur perhitungan BER CDMA pada penelitian ini.



Gambar 3.2 Alur perhitungan BER CDMA

3.3 Perhitungan *Signal to Interference Ratio (SIR)*

Tahap pertama dalam penelitian ini adalah menentukan persamaan untuk menghitung SIR. Perhitungan SIR mengacu pada persamaan (2.10). Persamaan tersebut dapat disederhanakan menjadi [5]:

$$\begin{aligned} \xi_j = & \beta_{j1} \frac{AT}{2} b_0^1 + \frac{A}{2} \sum_{l=1, l \neq j}^L \beta_{l1} \cos(\Phi_{l1} - \Phi_{j1}) W_{l1} \\ & + \frac{A}{2} \sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^L \beta_{lk} \cos(\Phi_{lk} - \Phi_{jk}) W_{lk} + v \end{aligned} \quad (3.1)$$

dengan $W_{lk} = [b_{-1}^k R_{k1}(t_{lk}) + b_0^k \hat{R}_{k1}(t_{lk})]$. Suku pertama adalah sinyal yang diinginkan yang mempunyai daya rata-rata sebesar [4], [5]:

$$P_{signal} = \left(\frac{AT}{2} \right)^2 \beta_{j1}^2 \quad (3.2)$$

untuk β_{j1}^2 tetap. Sedangkan suku kedua, ketiga dan keempat merupakan *self interference*, MAI dan *noise* yang mempunyai daya masing-masing [5]:

$$P_{\text{int}2} = \frac{A^2}{4} \sum_{l=1, l \neq j}^L E[(\beta_{l1} \cos(\Phi_{l1} - \Phi_{j1}))^2] E[W_{l1}^2] \quad (3.3)$$

$$P_{\text{int}3} = \frac{A^2}{4} \sum_{k=2}^K \sum_{l=1, l \neq j}^L E[(\beta_{lk} \cos(\Phi_{lk} - \Phi_{j1}))^2] E[W_{lk}^2] \quad (3.4)$$

dan

$$P_{\text{noise}} = \frac{N_o T}{4} \quad (3.5)$$

dengan $E[W_{lk}^2] = 2T^2 / 3N$ untuk sistem yang menggunakan *Gold code* [5]. SIR didefinisikan sebagai perbandingan daya sinyal utama terhadap daya total sinyal interferensi dan *signal to noise ratio* dapat ditulis sebagai berikut [5]:

$$SIR = \frac{1}{2} \frac{P_{\text{signal}}}{(P_{\text{int}2} + P_{\text{int}3} + P_{\text{noise}})} \quad (3.6)$$

dengan melakukan substitusi persamaan (3.2) sampai (3.5) ke persamaan (3.6) menghasilkan:

$$SIR = \frac{1}{2} \frac{\left(\frac{AT}{2}\right)^2 \beta^2_{j1}}{\left[\frac{A^2}{4} \sum_{l=1, l \neq j}^L E\left[\left(\beta_{l1} \cos(\Phi_{l1} - \Phi_{j1})\right)^2\right] \left[\frac{2T^2}{3N}\right]\right] + \left[\frac{A^2}{4} \sum_{k=2}^K \sum_{l=1, l \neq j}^L E\left[\left(\beta_{lk} \cos(\Phi_{lk} - \Phi_{j1})\right)^2\right] \left[\frac{2T^2}{3N}\right]\right] + \frac{N_o T}{4}}$$

(3.7)

persamaan (3.7) dapat disederhanakan menjadi:

$$SIR = \frac{\left(\frac{AT}{2}\right)^2 \beta^2_{j1}}{\frac{A^2 T^2}{3N} \left(\sum_{l=1, l \neq j}^L E\left[\left(\beta_{l1} \cos(\Phi_{l1} - \Phi_{j1})\right)^2\right] + \sum_{k=2}^K \sum_{l=1, l \neq j}^L E\left[\left(\beta_{lk} \cos(\Phi_{lk} - \Phi_{j1})\right)^2\right] \right) + \frac{N_o T}{2}}$$

(3.8)

setelah MRC, persamaan (3.8) dapat dinyatakan sebagai berikut [5]:

$$SIR = \frac{\alpha E_b / N_o}{1 + \left[(L-1) \frac{E_b}{N_o} \frac{2}{3N} E\left[\beta_{l1}^2\right] \right] + \left[L(K-1) \frac{E_b}{N_o} \frac{2}{3N} E\left[\beta_{lk}^2\right] \right]}$$

(3.9)

dengan α diberikan pada persamaan (2.18). Jika $E\left[\beta_{l1}^2\right] = \Omega_x$ dan $E\left[\beta_{lk}^2\right] = \Omega_y$, dengan Ω_x adalah daya komponen sinyal *self interference* dan Ω_y adalah daya komponen sinyal *Multiple Access Interference* (MAI), maka persamaan (3.9) dapat ditulis sebagai berikut:

$$SIR = \frac{\alpha E_b / N_o}{1 + \frac{E_b}{N_o} \frac{2}{3N} [(L-1)\Omega_x + L(K-1)\Omega_y]} = \alpha H \quad (3.10a)$$

dengan

$$H = \frac{E_b / N_o}{1 + \frac{E_b}{N_o} \frac{2}{3N} [(L-1)\Omega_x + L(K-1)\Omega_y]} \quad (3.10b)$$

Persamaan (3.9) dan (3.10) diatas berlaku untuk *outdoor environment*.

Pada *indoor environment* nilai *path gain*, β_{lk} antara *self interference* dan MAI mempunyai nilai yang sama [8]. Pada *outdoor environment* nilai *path gain*, β_{lk} antara *self interference* dan MAI mempunyai nilai berbeda.

Untuk *indoor environment* persamaan (3.9) dapat ditulis sebagai berikut:

$$SIR = \frac{\alpha E_b / N_o}{1 + \left[(L-1) \frac{E_b}{N_o} \frac{2}{3N} E[\beta_{lk}^2] \right] + \left[L(K-1) \frac{E_b}{N_o} \frac{2}{3N} E[\beta_{lk}^2] \right]} \quad (3.11)$$

persamaan (3.11) diatas dapat disederhanakan menjadi:

$$SIR = \frac{\alpha E_b / N_o}{1 + E[\beta_{lk}^2] \left[(L-1) \frac{E_b}{N_o} \frac{2}{3N} + L(K-1) \frac{E_b}{N_o} \frac{2}{3N} \right]} \quad (3.12)$$

persamaan (3.12) diatas dapat ditulis dalam bentuk lain:

$$SIR = \frac{\alpha E_b / N_o}{1 + \frac{E_b}{N_o} \frac{2}{3N} \Omega_y [(L-1) + L(K-1)]} = \alpha H \quad (3.13a)$$

dengan

$$H = \frac{E_b / N_o}{1 + \frac{E_b}{N_o} \frac{2}{3N} \Omega_y [(L-1) + L(K-1)]} \quad (3.13b)$$

3.4 *Probability Density Function* pada kanal *fading*

Pada bagian ini akan dibahas model kanal *fading* yang digunakan untuk meng hitung BER. Model kanal *fading* yang digunakan pada penelitian ini adalah Rayleigh / Rician. Model kanal Rayleigh / Rician berarti sinyal utama dimodelkan dengan distribusi Rayleigh dan sinyal interferensi dimodelkan dengan distribusi Rician.

3.4.1 Distribusi Rayleigh

Distribusi Rayleigh biasa digunakan untuk memodelkan *multipath fading* tanpa adanya komponen *Line Of Sight* (LOS) [15]. Model ini biasanya sesuai untuk sistem komunikasi bergerak yang tidak mempunyai LOS *path* antara antena pemancar dan penerima.

Pada sistem komunikasi bergerak makrosel (1-20 km), kanal *fading* Rayleigh digunakan untuk memodelkan karakteristik kanal dari sinyal utama dan

interferensi [7],[15]. Hal ini dikarenakan jarak antara *mobile Station* (MS) dan *Base Station* (BS) adalah acak dan cukup jauh sehingga komponen LOS sinyal dapat diabaikan. Sedangkan pada sistem komunikasi bergerak mikrosel (0,1-1 km), khususnya *indoor environment*, jarak antara MS dan BS cukup dekat, sehingga komponen sinyal LOS diperhitungkan. Oleh karena itu distribusi Rayleigh tidak sesuai lagi untuk memodelkan kanal *fading*. Distribusi yang sesuai untuk memodelkan kanal *fading* yang memperhitungkan komponen sinyal LOS adalah Distribusi Rician.

Jika X adalah *random variable* yang menyatakan daya sinyal utama atau yang diinginkan yang dipancarkan dan mengalami *fading*, maka X akan mempunyai pdf sebagai berikut [7],[18]:

$$p_X(x) = \frac{1}{\Omega_x} \exp\left(-\frac{x}{\Omega_x}\right) \quad (3.14)$$

dengan x adalah daya sesaat dari sinyal utama yang mengalami *fading* dan Ω_x adalah daya rata-rata sinyal. Persamaan (3.14) diatas dijadikan sebagai pdf dari komponen sinyal utama atau sinyal yang diinginkan..

Jika Y adalah *random variable* yang menyatakan daya dari L sinyal interferensi yang mengalami *fading*, maka Y akan mempunyai pdf sebagai berikut [7],[18]:

$$p_Y(y) = \frac{y^{L-1}}{\Omega_y^L \Gamma(L)} \exp\left(-\frac{y}{\Omega_y}\right) \quad (3.15)$$

dengan y adalah daya sesaat dari sinyal interferensi yang mengalami *fading*, Ω_y adalah daya rata-rata sinyal. Persamaan (3.13) diatas dijadikan sebagai pdf dari sinyal interferensi yang tidak mengalami LOS. $\Gamma(\cdot)$ adalah fungsi Gamma dan dapat didefinisikan sebagai berikut [17]:

$$\Gamma(t) = \int_0^{\infty} \exp(-y) y^{t-1} dy \quad (3.16)$$

Jika t adalah bilangan bulat positif, misalnya $t=n$, maka [17]:

$$\Gamma(n) = (n-1)! \quad (3.17)$$

3.4.2 Distribusi Rician

Distribusi yang dapat digunakan untuk memodelkan perambatan gelombang yang mempunyai komponen sinyal LOS yang kuat dan komponen sinyal multipath acak yang lebih lemah, antara lain distribusi Rician [15].

Jika X adalah *random variable* yang menyatakan daya sinyal langsung (LOS) yang dipancarkan dan mengalami *fading* yang terdistribusi Rician, maka X akan mempunyai *Probability Density Function* (pdf) sebagai berikut [18]:

$$P_X(x) = \frac{K_x + 1}{\Omega_x} \exp\left(-K_x - \frac{K_x + 1}{\Omega_x} x\right) I_0\left(2\sqrt{\frac{K_x(K_x + 1)}{\Omega_x} x}\right) \quad (3.18)$$

dengan x adalah daya sesaat dari sinyal langsung (LOS) yang mengalami *fading*, Ω_x adalah daya rata-rata sinyal, K_x adalah parameter Rician *fading*, $I_k(\cdot)$ adalah k -th order modified Bessel Function.

Jika Y adalah *random variable* yang menyatakan daya dari L sinyal interferensi yang mengalami *fading* yang terdistribusi Rician, maka Y akan mempunyai pdf sebagai berikut [18]:

$$P_Y(y) = \frac{1}{\Omega_y^*} \left(\frac{y}{K_y L \Omega_y^*}\right)^{(L-1)/2} \exp\left(-K_y L - \frac{y}{\Omega_y^*}\right) I_{L-1}\left(2\sqrt{\frac{K_y L}{\Omega_y^*} y}\right) \quad (3.19)$$

dengan $\Omega_y^* = \frac{\Omega_y}{K_y + 1}$, maka persamaan (3.19) diatas dapat ditulis dalam bentuk

lain:

$$P_Y(y) = \frac{K_y + 1}{\Omega_y} \left[\frac{(K_y + 1)}{K_y L \Omega_y} y\right]^{(L-1)/2} \exp\left(-K_y L - \frac{(K_y + 1)}{\Omega_y} y\right) I_{L-1}\left[2\sqrt{\frac{K_y L (K_y + 1)}{\Omega_y} y}\right] \quad (3.20)$$

dengan y adalah daya sesaat dari sinyal interferensi yang mengalami *fading*, Ω_y adalah daya rata-rata sinyal.

3.4.3 Pdf dari *Random Variable* dengan Kanal *Fading Rayleigh / Rician*

Untuk menghitung *Bit Error Rate* (BER) dengan dua model *path gain*, maka didefinisikan *Random Variable* baru, yaitu $A = X + Y$, dengan X dan Y masing-masing mempunyai pdf yang diberikan oleh (3.14), (3.20). X adalah *Random Variable* yang mewakili sinyal utama yang diinginkan dan dimodelkan dengan distribusi Rayleigh, sedangkan Y adalah *Random Variable* yang mewakili sinyal interferensi yang dimodelkan dengan distribusi Rician. *Probability Density Function* (pdf) dari A dapat dihitung dengan [17]:

$$P_A(\alpha) = \int_{-\infty}^{\infty} P_X(x)P_Y(y)dy \quad (3.21)$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} P_X(\alpha - y)P_Y(y)dy$$

Probability Density Function (pdf) dari A dengan model kanal Rayleigh / Rician dapat dicari dengan cara substitusikan (3.14) dan (3.20) ke (3.21):

$$P_A(\alpha) = \int_0^{\infty} \frac{1}{\Omega_x} \exp\left[-\frac{x}{\Omega_x}\right] \frac{K_y + 1}{\Omega_y} \left[\frac{K_y + 1}{K_y L \Omega_y} y\right]^{(L-1)/2} \exp\left[-K_y L - \frac{K_y + 1}{\Omega_y} y\right] I_{L-1} \left[2\sqrt{\frac{K_y L (K_y + 1)}{\Omega_y}} y\right] dy$$

$$= \frac{1}{\Omega_x} \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y}\right]^L \exp\left[-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right] \exp\left[-K_y L \left(1 + \frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y}\right)\right] \quad (3.22)$$

Perhitungan untuk memperoleh (3.22) dapat dilihat di Lampiran A.

3.5 Keadaan Bersyarat *Bit Error Rate* (Conditional BER)

Keadaan bersyarat BER pada sistem komunikasi CDMA dengan jenis modulasi digital yang berbeda mempunyai keadaan bersyarat yang berbeda pula. Penelitian ini menggunakan modulasi BPSK baik yang Koheren maupun non Koheren.

Untuk modulasi BPSK Koheren, keadaan bersyarat BER CDMA dapat ditulis sebagai berikut [7],[9],[10]:

$$P_e(\alpha) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\alpha H}) \quad (3.23)$$

dengan αH adalah SIR yang diberikan oleh persamaan (3.10) dan (3.13).

Untuk modulasi BPSK non Koheren, keadaan bersyarat BER CDMA dapat ditulis sebagai berikut [7],[9],[10]:

$$P_e(\alpha) = \frac{1}{2} \exp(-\alpha H) \quad (3.24)$$

dengan αH adalah SIR yang diberikan oleh persamaan (3.10) dan (3.13).

3.6 *Bit Error Rate* (BER)

Bit Error Rate (BER) CDMA pada kanal *fading* Rayleigh / Rician dapat dihitung dengan persamaan [7],[8]:

$$P_e = \int_0^{\infty} P_e(\alpha) P_A(\alpha) d\alpha \quad (3.25)$$

dengan $P_e(\alpha)$ adalah *Conditional BER* yang diberikan oleh persamaan (3.23) dan (3.24), $P_A(\alpha)$ adalah pdf dari A yang diberikan oleh persamaan (3.22).

Pada penelitian ini akan dihitung BER CDMA termodulasi BPSK Koheren pada *indoor environment* maupun *outdoor environment* dan BER CDMA termodulasi BPSK non Koheren pada *indoor environment* maupun *outdoor environment*. Perhitungan BER CDMA tersebut akan disampaikan penulis pada BAB IV.

3.7 Verifikasi Validitas Persamaan pdf SIR dan BER

Pada penelitian ini verifikasi validitas persamaan pdf SIR dan BER pada model kanal *fading* Rayleigh / Rician akan mengacu pada persamaan pdf SIR dan BER pada model kanal *fading* Rayleigh / Rayleigh. Persamaan pdf SIR dan BER pada model kanal *fading* Rayleigh / Rician akan identik dengan persamaan pdf SIR dan BER pada model kanal *fading* Rayleigh / Rayleigh dengan parameter Rician *fading* sama dengan nol, $K_y = 0$.

BAB IV

HASIL PERHITUNGAN BER DAN ANALISA

4.1 BER CDMA Termodulasi BPSK Non Koheren pada *Outdoor Environment*

BER CDMA dengan model kanal *fading* Rayleigh / Rician diperoleh dengan mensubstitusikan persamaan (3.22) dan (3.24) ke persamaan (3.25) sebagai berikut:

$$\begin{aligned}
 P_e &= \int_0^{\infty} P_e(\alpha) P_A(\alpha) d\alpha \\
 &= \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \exp(-\alpha H) \frac{1}{\Omega_x} \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right]^L \\
 &\quad \exp\left[-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right] \exp\left[-K_y L \left(1 + \frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y}\right)\right] d\alpha \quad (4.1)
 \end{aligned}$$

$$P_e = \frac{\left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right]^L}{2 \left(H + \frac{1}{\Omega_x} \right) \Omega_x} \exp\left(-K_y L \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} + 1 \right]\right) \quad (4.2)$$

dengan H sama dengan persamaan (3.10b). Perhitungan untuk memperoleh (4.2) dapat dilihat pada Lampiran B1.

4.2 BER CDMA Termodulasi BPSK Non Koheren pada Indoor Environment

BER CDMA dengan model kanal *fading* Rayleigh / Rician diperoleh dengan mensubstitusikan persamaan (3.22) dan (3.24) ke persamaan (3.25) sebagai berikut:

$$\begin{aligned}
 P_e &= \int_0^{\infty} P_e(\alpha) P_A(\alpha) d\alpha \\
 &= \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \exp(-\alpha H) \frac{1}{\Omega_x} \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right]^L \\
 &\quad \exp\left[-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right] \exp\left[-K_y L \left(1 + \frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y}\right)\right] d\alpha \quad (4.3)
 \end{aligned}$$

$$P_e = \frac{\left[\frac{(K_y + 1)}{K_y}\right]^L}{2 \left(H + \frac{1}{\Omega_y}\right) \Omega_y} \exp(-L(2K_y + 1)) \quad (4.4)$$

dengan H sama dengan persamaan (3.13b). Perhitungan untuk memperoleh (4.4) dapat dilihat pada Lampiran B2.

Perbedaan utama dari BER CDMA pada *Outdoor* dan *Indoor Environment* terletak pada nilai H dan nilai $\Omega_x = \Omega_y$. Untuk *Outdoor Environment* H sama dengan (3.10b), sedangkan pada *Indoor Environment* H sama dengan (3.13b).

4.3 BER CDMA Termodulasi BPSK Koheren pada *Outdoor Environment*

BER CDMA dengan model kanal *fading* Rayleigh / Rician diperoleh dengan mensubstitusikan persamaan (3.22) dan (3.23) ke persamaan (3.25) sebagai berikut:

$$\begin{aligned}
 P_e &= \int_0^{\infty} P_e(\alpha) P_A(\alpha) d\alpha \\
 &= \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\alpha H)^2 \frac{1}{\Omega_x} \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right]^L \\
 &\quad \exp\left[-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right] \exp\left[-K_y L \left(1 + \frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y}\right)\right] d\alpha \quad (4.5)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 P_e &= \frac{1}{2} \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right]^L \\
 &\quad \exp\left(-K_y L \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} + 1 \right]\right) \left[1 - \left(\frac{H}{H + \frac{1}{\Omega_x}} \right)^{\frac{1}{2}} \right] \quad (4.6)
 \end{aligned}$$

dengan H sama dengan persamaan (3.10b). Perhitungan untuk memperoleh (4.6) dapat dilihat pada Lampiran C1.

4.4 BER CDMA Termodulasi BPSK Koheren pada *Indoor Environment*

BER CDMA dengan model kanal *fading* Rayleigh / Rician diperoleh dengan mensubstitusikan persamaan (3.22) dan (3.23) ke persamaan (3.25) sebagai berikut:

$$\begin{aligned}
 P_e &= \int_0^{\infty} P_e(\alpha) P_A(\alpha) d\alpha \\
 &= \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\alpha H)^{\frac{1}{2}} \frac{1}{\Omega_x} \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right]^L \\
 &\quad \exp\left[-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right] \exp\left[-K_y L \left(1 + \frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y}\right)\right] d\alpha \quad (4.7)
 \end{aligned}$$

$$P_e = \frac{1}{2} \left[\frac{(K_y + 1)}{K_y} \right]^L \exp[-L(2K_y + 1)] \left[1 - \left(\frac{H}{H + \frac{1}{\Omega_y}} \right)^{\frac{1}{2}} \right] \quad (4.8)$$

dengan H sama dengan persamaan (3.13b). Perhitungan untuk memperoleh (4.8) dapat dilihat pada Lampiran C2.

Perbedaan utama dari BER CDMA pada *Outdoor* dan *Indoor Environment* terletak pada nilai H dan nilai $\Omega_x = \Omega_y$. Untuk *Outdoor Environment* H sama dengan persamaan (3.10b), sedangkan pada *Indoor Environment* H sama dengan persamaan (3.13b).

4.5 Verifikasi Validitas Persamaan PDF dan BER pada Kanal *Fading* Rayleigh / Rician

Pada penelitian ini verifikasi validitas persamaan pdf SIR dan BER pada model kanal *fading* Rayleigh / Rician akan mengacu pada persamaan pdf SIR dan BER pada model kanal *fading* Rayleigh / Rayleigh. Persamaan pdf SIR dan BER pada model kanal *fading* Rayleigh / Rician akan identik dengan persamaan pdf SIR dan BER pada model kanal *fading* Rayleigh / Rayleigh dengan parameter Rician *fading* sama dengan nol, $K_y = 0$.

4.5.1 Pdf SIR dari *Random Variable* dengan Kanal *Fading* Rayleigh / Rayleigh

PDF SIR dari *random variable* dengan kanal *fading* Rayleigh / Rayleigh dapat dicari melalui persamaan (3.21).

Probability Density Function (pdf) dari A dengan model kanal Rayleigh / Rayleigh dapat dicari dengan cara substitusikan (3.14) dan (3.15) ke (3.21):

$$\begin{aligned}
 P_A(\alpha) &= \int_{-\infty}^{\infty} P_X(\alpha - y)P_Y(y)dy \\
 &= \int_0^{\infty} \frac{1}{\Omega_x} \exp\left(-\frac{x}{\Omega_x}\right) \frac{y^{L-1}}{\Omega_y^L \Gamma(L)} \exp\left(-\frac{y}{\Omega_y}\right) dy \\
 &= \int_0^{\infty} \frac{1}{\Omega_x} \exp\left(-\frac{(\alpha - y)}{\Omega_x}\right) \frac{y^{L-1}}{\Omega_y^L \Gamma(L)} \exp\left(-\frac{y}{\Omega_y}\right) dy
 \end{aligned}$$

$$P_A(\alpha) = \frac{1}{\Omega_x \Omega_y^L} \exp\left(-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right) \left(\frac{1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x}\right)^{-L} \quad (4.9)$$

Perhitungan untuk memperoleh (4.9) dapat dilihat di Lampiran D.

Verifikasi validitas persamaan pdf SIR pada kanal *fading* Rayleigh / Rician mengacu pada persamaan (4.9). Persamaan pdf SIR pada kanal *fading* Rayleigh / Rician akan identik dengan persamaan (4.9) dengan indeks *fading* Rician $K_y = 0$. Berikut verifikasi persamaan pdf SIR pada kanal *fading* Rayleigh / Rician:

$$P_A(\alpha) = \frac{1}{\Omega_x} \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right]^L \exp\left[-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right] \exp\left[-K_y L \left(1 + \frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y}\right)\right] \quad (4.10)$$

dengan memisalkan $K_y = 0$, persamaan (4.10) diatas dapat disederhanakan menjadi :

$$\begin{aligned} P_A(\alpha) &= \frac{1}{\Omega_x} \left[\frac{\Omega_x}{\Omega_x - \Omega_y} \right]^L \exp\left[-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right] \\ &= \frac{1}{\Omega_x \Omega_y^L} \exp\left(-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right) \left(\frac{1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x}\right)^{-L} \end{aligned} \quad (4.11)$$

Terlihat bahwa persamaan (4.11) identik dengan (4.9). Bukti dari pernyataan ini dapat dilihat pada Lampiran E.

4.5.2 BER CDMA Termodulasi Non Koheren pada Kanal *Fading* Rayleigh/Rayleigh

BER CDMA termodulasi non koheren pada model kanal *fading* Rayleigh / Rayleigh diperoleh dengan mensubstitusikan persamaan (4.9) dan (3.24) ke persamaan (3.25) sebagai berikut:

$$\begin{aligned}
 P_e &= \int_0^{\infty} P_e(\alpha) P_A(\alpha) d\alpha \\
 &= \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \exp(-\alpha H) \frac{1}{\Omega_x \Omega_y^L} \exp\left(-\frac{\alpha}{\Omega_x} \left(\frac{1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x}\right)\right)^{-L} d\alpha \\
 &= \frac{1}{2 \left(H + \frac{1}{\Omega_x}\right) \Omega_x \Omega_y^L \left(\frac{1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x}\right)^{-L}} \quad (4.12)
 \end{aligned}$$

Perhitungan untuk memperoleh (4.12) dapat dilihat di Lampiran F.

Verifikasi validitas persamaan BER CDMA termodulasi non koheren pada kanal *fading* Rayleigh / Rician mengacu pada persamaan (4.12). Persamaan BER CDMA termodulasi non koheren pada kanal *fading* Rayleigh / Rician akan identik dengan persamaan (4.12) dengan indeks *fading* Rician $K_y = 0$.

Berikut verifikasi persamaan BER CDMA termodulasi non koheren pada kanal *fading* Rayleigh / Rician:

$$P_e = \frac{\left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right]^L}{2 \left(H + \frac{1}{\Omega_x} \right) \Omega_x} \exp \left(-K_y L \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} + 1 \right] \right) \quad (4.13)$$

dengan memisalkan $K_y = 0$, persamaan (4.13) diatas dapat disederhanakan menjadi:

$$P_e = \frac{\left[\frac{\Omega_x}{\Omega_x - \Omega_y} \right]^L}{2 \left(H + \frac{1}{\Omega_x} \right) \Omega_x}$$

$$P_e = \frac{1}{2 \left(H + \frac{1}{\Omega_x} \right) \Omega_x \Omega_y^L} \left[\frac{1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x} \right]^{-L} \quad (4.14)$$

Terlihat bahwa persamaan (4.14) identik dengan (4.12). Bukti dari pernyataan ini dapat dilihat pada Lampiran G.

4.5.3 BER CDMA Termodulasi Koheren pada Kanal *Fading* Rayleigh / Rayleigh

BER CDMA termodulasi koheren pada model kanal *fading* Rayleigh / Rayleigh diperoleh dengan mensubstitusikan persamaan (4.9) dan (3.23) ke persamaan (3.25) sebagai berikut:

$$\begin{aligned}
 P_e &= \int_0^{\infty} P_e(\alpha) P_A(\alpha) d\alpha \\
 &= \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\alpha H} \frac{1}{\Omega_x \Omega_y^L} \exp\left(-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right) \left(\frac{1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x}\right)^{-L} d\alpha \\
 &= \frac{1}{2\Omega_y^L} \left(\frac{1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x}\right)^{-L} \left(1 - \left(\frac{H}{H + \frac{1}{\Omega_x}}\right)^{\frac{1}{2}}\right) \quad (4.15)
 \end{aligned}$$

Perhitungan untuk memperoleh (4.15) dapat dilihat di Lampiran H.

Verifikasi validitas persamaan BER CDMA termodulasi koheren pada kanal *fading* Rayleigh / Rician mengacu pada persamaan (4.15). Persamaan BER CDMA termodulasi koheren pada kanal *fading* Rayleigh / Rician akan identik dengan persamaan (4.15) dengan indeks *fading* Rician $K_y = 0$.

Berikut verifikasi persamaan BER CDMA termodulasi koheren pada kanal *fading* Rayleigh / Rician:

$$P_e = \frac{1}{2} \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right]^L \exp \left(-K_y L \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} + 1 \right] \right) \left[1 - \left(\frac{H}{H + \frac{1}{\Omega_x}} \right)^{\frac{1}{2}} \right] \quad (4.16)$$

dengan memisalkan $K_y = 0$, persamaan (4.16) diatas dapat disederhanakan menjadi:

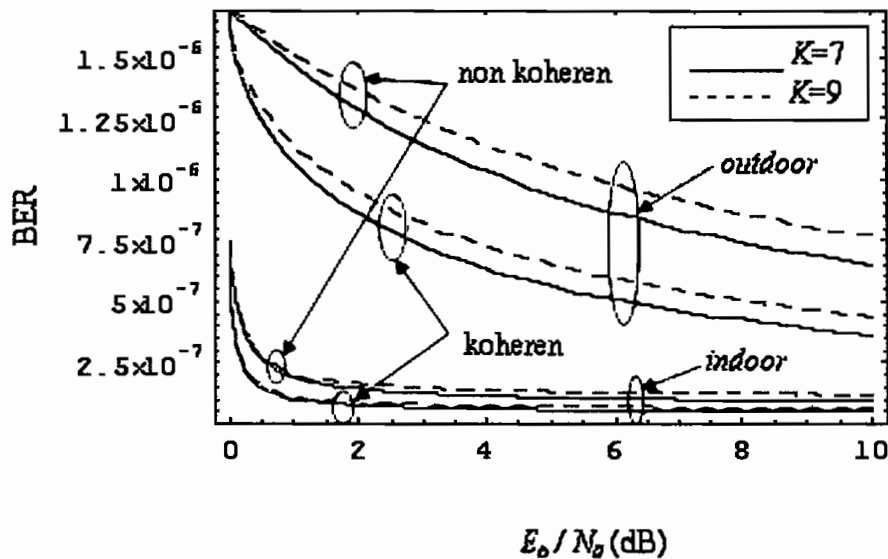
$$P_e = \frac{1}{2} \left[\frac{\Omega_x}{\Omega_x - \Omega_y} \right]^L \left[1 - \left(\frac{H}{H + \frac{1}{\Omega_x}} \right)^{\frac{1}{2}} \right]$$

$$P_e = \frac{1}{2\Omega_y^L} \left[\frac{1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x} \right]^{-L} \left[1 - \left(\frac{H}{H + \frac{1}{\Omega_x}} \right)^{\frac{1}{2}} \right] \quad (4.17)$$

Terlihat bahwa persamaan (4.17) identik dengan (4.15). Bukti dari pernyataan ini dapat dilihat pada Lampiran I.

4.6 Pengaruh Jumlah User Terhadap BER

Gambar 4.1 memperlihatkan BER CDMA termodulasi koheren dan non koheren pada *indoor* dan *outdoor environment* untuk jumlah *user*, K yang berbeda-beda.



Gambar 4.1 BER CDMA dengan variasi jumlah *user*, K
pada $L = 2$, $N = 63$ dan $K_p = 3$.

Dari gambar terlihat bahwa BER CDMA semakin tinggi dengan semakin besarnya jumlah *user*, K . Hal ini terjadi karena jumlah *user* yang banyak berarti jumlah sinyal interferensi juga meningkat. Jika jumlah sinyal interferensi meningkat, maka nilai SIR turun dan nilai BER tinggi.

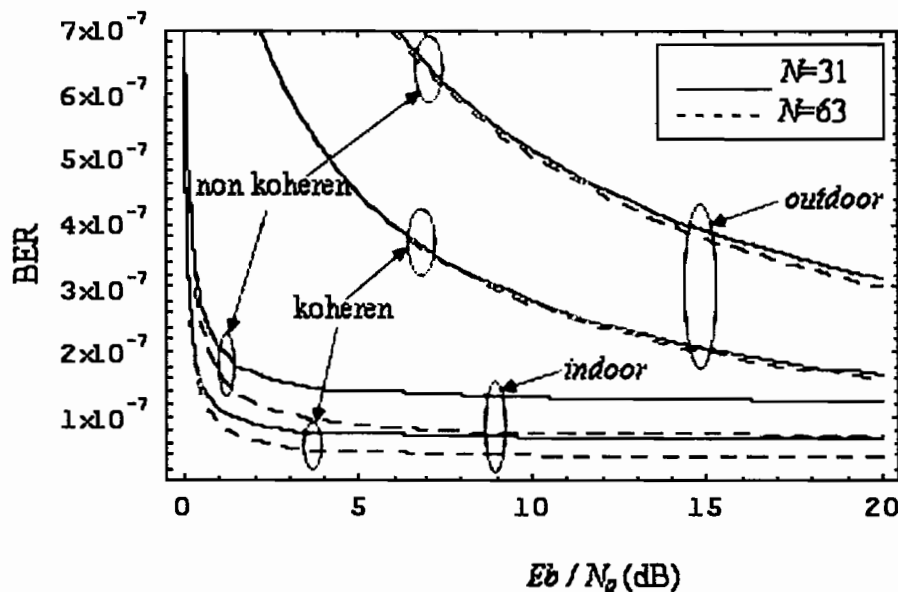
BER CDMA termodulasi koheren mempunyai nilai BER yang lebih baik dari nilai BER termodulasi non koheren. Hal ini terjadi karena pada sistem modulasi koheren memerlukan sinkronisasi fasa sinyal antara sisi pengirim dan sisi penerima. Jika terdapat sinkronisasi fasa sinyal, maka nilai SIR naik dan nilai BER rendah.

BER CDMA pada *indoor environment* mempunyai nilai BER yang lebih baik dari nilai BER *outdoor environment*. Hal ini terjadi karena pada *indoor*

environment nilai $\Omega_x = \Omega_y$, artinya hanya terjadi satu macam interferensi saja. Karena jumlah interferensi berkurang, maka nilai SIR naik dan nilai BER rendah.

4.7 Pengaruh Panjang Code Terhadap BER

Gambar 4.2 memperlihatkan pengaruh panjang *code*, N terhadap BER CDMA termodulasi koheren dan non koheren pada *indoor* dan *outdoor environment*.



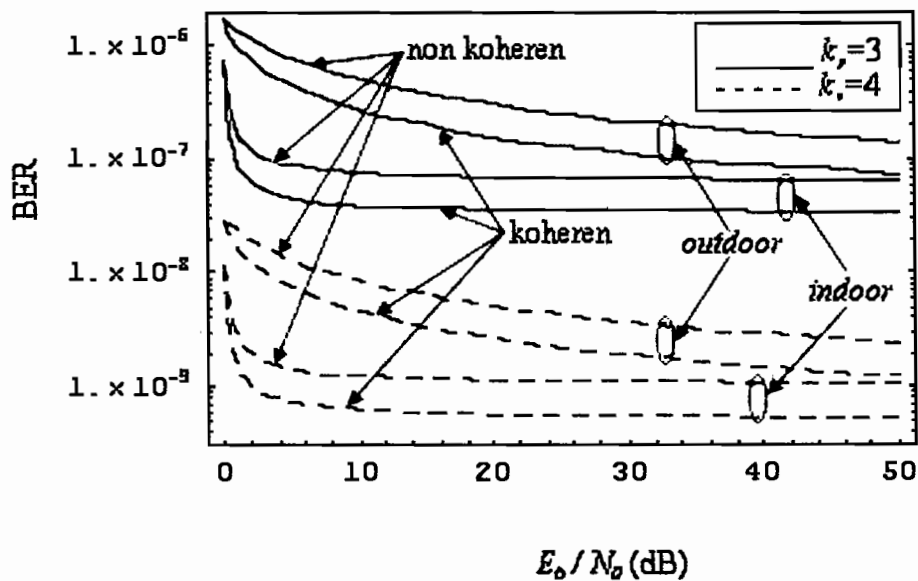
Gambar 4.2 BER CDMA dengan variasi panjang *code*, N
pada $L = 2$, $K = 5$ dan $K_s = 3$.

Dari gambar terlihat bahwa BER CDMA semakin kecil dengan semakin besarnya panjang *code*, N . Hal ini terjadi karena peningkatan panjang *code* akan meningkatkan SIR, sesuai dengan (3.10).

Dari gambar juga terlihat bahwa BER CDMA termodulasi koheren mempunyai nilai BER yang lebih baik dari nilai BER termodulasi non koheren. BER CDMA pada *indoor environment* juga mempunyai nilai BER yang lebih baik dari nilai BER CDMA pada *outdoor environment*.

4.8 Pengaruh Parameter *Fading* Terhadap BER

Gambar 4.3 memperlihatkan pengaruh nilai parameter *fading*, K_f , terhadap BER CDMA termodulasi koheren dan non koheren pada *indoor* dan *outdoor environment*.



Gambar 4.3 BER CDMA dengan variasi parameter *fading*, K_f

pada $L = 2$, $N = 63$ dan $K = 5$.

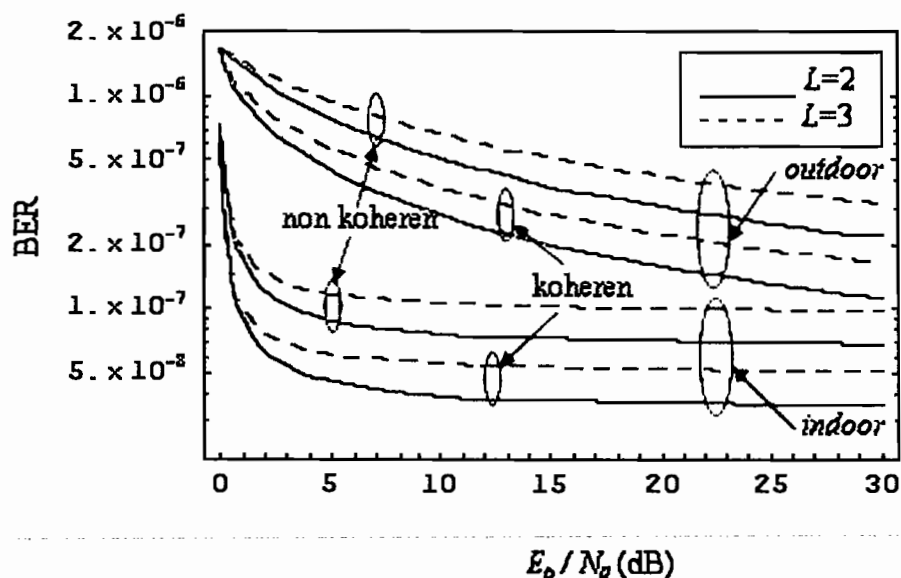
Dari gambar terlihat bahwa BER CDMA semakin rendah dengan semakin besarnya nilai K_f . Hal ini terjadi karena peningkatan parameter *fading* K_f ,

menyebabkan penurunan daya sinyal interferensi, sehingga daya sinyal utama lebih tinggi dari sinyal interferensi. Hal ini menyebabkan SIR naik dan BER rendah.

Dari gambar juga terlihat bahwa BER CDMA termodulasi koheren mempunyai nilai BER yang lebih baik dari nilai BER termodulasi non koheren. BER CDMA pada *indoor environment* juga mempunyai nilai BER yang lebih baik dari nilai BER CDMA pada *outdoor environment*.

4.9 Pengaruh Jumlah *Path* Terhadap BER

Gambar 4.4 memperlihatkan pengaruh jumlah *path*, L terhadap BER CDMA termodulasi koheren dan non koheren pada *indoor* dan *outdoor environment*.



Gambar 4.4 BER CDMA dengan variasi jumlah *path*, L

pada $N=63$, $K=5$ dan $K_s=3$.

Dari gambar diatas terlihat bahwa BER CDMA akan semakin tinggi dengan semakin banyaknya jumlah *path*, L . Hal ini terjadi karena perubahan jumlah path akan secara langsung merubah nilai SIR seperti yang dinyatakan oleh (3.10), sehingga peningkatan jumlah path akan secara langsung menurunkan nilai SIR. Penurunan nilai SIR mengakibatkan BER CDMA semakin tinggi.

Dari gambar juga terlihat bahwa BER CDMA termodulasi koheren mempunyai nilai BER yang lebih baik dari nilai BER termodulasi non koheren. BER CDMA pada *indoor environment* juga mempunyai nilai BER yang lebih baik dari nilai BER CDMA pada *outdoor environment*.

Maksud keterangan BER pada sumbu Y dan E_b / N_0 pada sumbu X dari keempat gambar diatas dapat dinyatakan sebagai berikut, misal pada sumbu X kita ambil sembarang nilai E_b / N_0 , kemudian pada sumbu Y menunjukkan angka 3×10^{-7} . Maksud dari angka tersebut adalah dalam 10.000.000 bit data yang dikirim terdapat 3 bit data yang error pada kondisi nilai E_b / N_0 yang kita ambil tadi.



BAB V

KESIMPULAN

5.1 Kesimpulan

Setelah melakukan analisa dan pembahasan berdasarkan hasil perhitungan dan hasil grafik, maka ada beberapa hal yang dapat disimpulkan sebagai berikut:

1. Persamaan PDF SIR pada model kanal *fading* Rayleigh/Rician akan identik dengan persamaan PDF SIR pada model kanal *fading* Rayleigh/Rayleigh dengan memasukan parameter *fading*, $K_y = 0$.
2. Persamaan BER CDMA pada model kanal *fading* Rayleigh/Rician akan identik dengan persamaan BER CDMA pada model kanal *fading* Rayleigh/Rayleigh dengan kondisi tertentu. Persamaan tersebut akan identik dengan memasukan parameter *fading*, $K_y = 0$ baik pada modulasi Non Koheren maupun Koheren.
3. Dari grafik pada BAB IV memperlihatkan bahwa BER CDMA dipengaruhi oleh beberapa parameter, antara lain: jumlah *user*, K ; jumlah *path*, L ; panjang *code*, N dan parameter rician *fading*, K_y .
4. Nilai BER CDMA semakin baik dengan semakin besarnya parameter *fading*, K_y dan panjang *code*, N . BER CDMA juga semakin baik dengan semakin kecilnya jumlah interferensi, L dan jumlah *user*, K . Parameter yang dapat mempengaruhi kinerja BER CDMA secara signifikan adalah parameter rician *fading*, K_y .

5. Dari grafik juga diperlihatkan bahwa nilai BER CDMA pada modulasi Koheren lebih baik daripada nilai BER CDMA termodulasi Non Koheren. BER CDMA pada *indoor environment* juga memiliki nilai yang lebih baik dari BER CDMA pada *outdoor environment*.

5.2 Saran

Tugas akhir ini dapat dikembangkan dengan model kanal *fading* yang berbeda, yaitu Rician / Rayleigh dan Rician / Rician.

DAFTAR PUSTAKA

- [1] M. B. Pursley, "Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple-Access Communication-Part I: System Analysis", *IEEE Trans. Comm.*, vol COM-25, hal. 795-799, Agustus 1977.
- [2] B. Sklar, *DIGITAL COMMUNICATIONS Fundamentals and Applications*, New Jersey: P T R Prentice Hall, 1988.
- [3] T. Shibata, M. Katayama dan A. Ogawa, "Performance of Asynchronous Band-Limited DS / SSMA System", *IEICE Trans. Commun.*, vol. E76-B, no. 8, hal 921-928, Agustus 1993.
- [4] M. Kavehrad dan P. J. McLane, "Performance of Low-Complexity Channel Coding and Diversity for Spread Spektrum in Indoor, Wireless Communication", *AT&T Tech. Journal*, vol. 64, no. 8, hal. 1927-1965, Oktober 1985.
- [5] C. Lee dan Y. Jeon, "BER Analysis of Asynchronous DS-CDMA over a Rician Fading Channel", *IEICE Trans. Fund.*, vol. E81-A, no. 7, hal. 1479-1482, Juli 1998.
- [6] F. Sasamori dan F. Takahata, "Theoretical and Approximate Derivation of bit Error Rate in DS-CDMA System under Rician Fading Environment", *IEICE Trans. Fund.*, vol. E82-A, no. 12, hal. 2660-2668, Desember 1999.
- [7] C. Chayawan dan V. A. Aalo, "Average Symbol Error Rate of maximal Ratio Combining Scheme in the Presence of Multiple Cochannel

- Interferers”, ECTI *Trans. Electrical Eng., Electronics, and Comm.*, vol. 1, no.1, hal 38-45, Agustus 2003.
- [8] R. Prasad, *CDMA for Wireless Personal Communication*, London: Artech House, 1996.
- [9] S. Haykin, *DIGITAL COMMUNICATIONS*, New York:John Wiley & Sons,Inc, 1988.
- [10] S. Haykin, *COMMUNICATION SYSTEM*, New York:John Wiley & Sons,Inc, 2001.
- [11] <http://searchsmallbizit.techtarget.com/sDefinition/0,,sid44gci213811,0.html>
- [12] [http://www.atis.org/tg2k/ bit error ratio.html](http://www.atis.org/tg2k/bit%20error%20ratio.html)
- [13] <http://glossary.its.bldrdoc.gov/fs-1037/dir-005/0629.htm>
- [14] G. Breed, *HIGH FREQUENCY ELECTRONICS*, “Bit Error Rate: Fundamental Concepts and Measurement Issues”, Januari 2003
- [15] W. Stallings, *Wireless Communications & Networks*, New Jersey: Prentice Hall, 2005.
- [16] M. Ogus Sunay dan P. J. McLane, “Probability of error for Diversity Combining in DS CDMA System with Synchronization Errors”, Februari 2001. <http://home.ku.edu.tr/~osunay/papers/ett.pdf>
- [17] S.Ross, *A First Course in Probability*, New Jersey: Prentice-Hall, Inc.,1998.

- [18] H.- C. Yang dan M.- S. Alouini, "Closed-Form Formulas for the Outage Probability of Wireless Communication Systems with a Minimum Signal Power Constraint," University of Minnesota, 16 Oktober 2002.
 - [19] I. S. Gradshteyn dan I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series, and Products*, London: Academic Press, Inc. 1980.
 - [20] G. Breed, *HIGH FREQUENCY ELECTRONICS*, "Basic Concepts, Diversity", Januari 2003
 - [21] T. S. Rappaport, *WIRELESS COMMUNICATIONS PRINCIPLES & PRACTICE*, New Jersey: Prentice Hall, 1996.
-

LAMPIRAN A

Pdf dari *Random Variable* dengan Kanal *Fading Rayleigh / Rician*

Jika X dan Y adalah *independent random variable*, maka pdf dari $A = X + Y$ adalah:

$$\begin{aligned}
 P_A(\alpha) &= \int_{-\infty}^{\infty} P_X(\alpha - y)P_Y(y)dy \\
 &= \int_0^{\infty} \frac{1}{\Omega_x} \exp\left[-\frac{(\alpha - y)}{\Omega_x}\right] \frac{K_y + 1}{\Omega_y} \left[\frac{K_y + 1}{K_y L \Omega_y} y\right]^{\frac{L-1}{2}} \\
 &\quad \exp\left[-K_y L - \frac{K_y + 1}{\Omega_y} y\right] I_{L-1}\left[2\left(\frac{K_y L (K_y + 1)}{\Omega_y} y\right)^{\frac{1}{2}}\right] dy \\
 &= \frac{1}{\Omega_x} \left[\frac{K_y + 1}{\Omega_y}\right] \left[\frac{K_y + 1}{K_y L \Omega_y}\right]^{\frac{L-1}{2}} \exp\left[-\frac{\alpha}{\Omega_x} - K_y L\right] \\
 &\quad \int_0^{\infty} \exp\left[\left(\frac{1}{\Omega_x} - \frac{K_y + 1}{\Omega_y}\right) y\right] y^{\frac{L-1}{2}} I_{L-1}\left[2\left(\frac{K_y L (K_y + 1)}{\Omega_y} y\right)^{\frac{1}{2}}\right] dy \quad (A.1)
 \end{aligned}$$

dengan memisalkan $y = x^2$, maka persamaan diatas dapat disederhanakan menjadi:

$$P_A(\alpha) = \frac{1}{\Omega_x} \frac{1}{(K_y L)^{\frac{L-1}{2}}} \left[\frac{K_y + 1}{\Omega_y}\right]^{\frac{L+1}{2}} \exp\left[-\frac{\alpha}{\Omega_x} - K_y L\right]$$

$$\begin{aligned}
& \int_0^{\infty} \exp\left[-\left(\frac{K_y+1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x}\right)x^2\right] x^{L-1} I_{L-1}\left[\left(\frac{4K_y L(K_y+1)}{\Omega_y}\right)^{\frac{1}{2}} x\right] 2x dx \\
&= \frac{1}{\Omega_x} \left[\frac{2}{(K_y L)^{\frac{L-1}{2}}} \left[\frac{K_y+1}{\Omega_y} \right]^{\frac{L+1}{2}} \exp\left[-\frac{\alpha}{\Omega_x} - K_y L\right] \right. \\
& \left. \int_0^{\infty} x^L \exp\left[-\left(\frac{K_y+1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x}\right)x^2\right] I_{L-1}\left[\left(\frac{4K_y L(K_y+1)}{\Omega_y}\right)^{\frac{1}{2}} x\right] dx \right]
\end{aligned} \tag{A.2}$$

Penyelesaian bagian integral dari (A.2), sesuai dengan [19, persamaan (6.631.4)] adalah:

$$\begin{aligned}
& \int_0^{\infty} x^L \exp\left[-\left(\frac{K_y+1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x}\right)x^2\right] I_{L-1}\left[\left(\frac{4K_y L(K_y+1)}{\Omega_y}\right)^{\frac{1}{2}} x\right] dx = \\
& \left[\frac{\left(\frac{4K_y L(K_y+1)}{\Omega_y}\right)^{\frac{L-1}{2}}}{\left[2\left(\frac{K_y+1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x}\right)\right]^L} \exp\left[-\frac{4\left(\frac{K_y L(K_y+1)}{\Omega_y}\right)}{4\left(\frac{K_y+1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x}\right)}\right] \right]
\end{aligned} \tag{A.3}$$

Substitusikan (A.3) ke (A.2) diperoleh:

$$P_A(\alpha) = \left[\frac{2}{\Omega_x (K_y L)^{\frac{L-1}{2}}} \left[\frac{K_y+1}{\Omega_y} \right]^{\frac{L+1}{2}} \exp\left[-\frac{\alpha}{\Omega_x} - K_y L\right] \right]$$

$$\begin{aligned}
& \frac{\left[\frac{4K_y L(K_y + 1)}{\Omega_y} \right]^{\frac{L-1}{2}}}{\left[2 \left(\frac{K_y + 1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x} \right) \right]^L} \exp \left[- \frac{4 \left(\frac{K_y L(K_y + 1)}{\Omega_y} \right)}{4 \left(\frac{K_y + 1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x} \right)} \right] \\
&= \frac{2}{\Omega_x} \frac{1}{\left[2 \left(\frac{K_y + 1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x} \right) \right]^L} \left[\frac{\left(\frac{4K_y L(K_y + 1)}{\Omega_y} \right)^{\frac{L-1}{2}}}{K_y L} \right] \left[\frac{(K_y + 1)}{\Omega_y} \right]^{\frac{L+1}{2}} \\
& \exp \left[- \frac{\alpha}{\Omega_x} - K_y L \right] \exp \left[- \frac{K_y L(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right]
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
P_A(\alpha) &= \frac{2}{\Omega_x} 2^{-L} \left[\frac{K_y + 1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x} \right]^{-L} 2^{L-1} \left[\frac{K_y + 1}{\Omega_y} \right]^{\frac{L-1}{2}} \left[\frac{K_y + 1}{\Omega_y} \right]^{\frac{L+1}{2}} \\
& \exp \left[- \frac{\alpha}{\Omega_x} - K_y L - \frac{K_y L(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right] \\
&= \frac{1}{\Omega_x} \left[\frac{K_y + 1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x} \right]^{-L} \left[\frac{K_y + 1}{\Omega_y} \right]^L \\
& \exp \left[- \frac{\alpha}{\Omega_x} - K_y L - \frac{K_y L(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right]
\end{aligned}$$

$$P_A(\alpha) = \frac{1}{\Omega_x} \left[\frac{\left(\frac{K_y + 1}{\Omega_y} \right)}{\left(\frac{K_y + 1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x} \right)} \right]^L \exp \left[-\frac{\alpha}{\Omega_x} - K_y L - \frac{K_y L (K_y + 1) \Omega_x}{(K_y + 1) \Omega_x - \Omega_y} \right]$$

$$P_A(\alpha) = \frac{1}{\Omega_x} \left[\frac{(K_y + 1) \Omega_x}{(K_y + 1) \Omega_x - \Omega_y} \right]^L \exp \left[-\frac{\alpha}{\Omega_x} \right] \exp \left[-K_y L \left(1 + \frac{(K_y + 1) \Omega_x}{(K_y + 1) \Omega_x - \Omega_y} \right) \right]$$

(A.4)

LAMPIRAN B1

BER pada Model Kanal *Fading* Rayleigh / Rician pada *Outdoor Environment*

Persamaan (4.2) diperoleh dengan perhitungan sebagai berikut:

$$\begin{aligned}
 P_e &= \int_0^{\infty} P_e(\alpha) P_A(\alpha) d\alpha \\
 &= \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \exp(-\alpha H) \frac{1}{\Omega_x} \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right]^L \\
 &\quad \exp\left[-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right] \exp\left[-K_y L \left(1 + \frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y}\right)\right] d\alpha \\
 &= \frac{1}{2} \frac{1}{\Omega_x} \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right]^L \exp\left[-K_y L \left(1 + \frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y}\right)\right] \\
 &\quad \int_0^{\infty} \exp\left(-\alpha \left(H + \frac{1}{\Omega_x}\right)\right) d\alpha \tag{B1.1}
 \end{aligned}$$

dengan memisalkan $\beta = H + \frac{1}{\Omega_x}$ maka bagian integral diatas dapat

disederhanakan menjadi:

$$\int_0^{\infty} \exp\left(-\alpha \left(H + \frac{1}{\Omega_x}\right)\right) d\alpha = \int_0^{\infty} \exp(-\beta\alpha) d\alpha$$

$$= \left[-\frac{1}{\beta} \exp(-\beta\alpha) \right]_0^{\infty} = 0 + \frac{1}{\beta} = \frac{1}{\beta} \quad (\text{B1.2})$$

dengan memasukan (B1.2) ke (B1.1) didapat:

$$P_e = \frac{\left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right]^L}{2\Omega_x\beta} \exp\left(-K_y L \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} + 1 \right] \right)$$

$$P_e = \frac{\left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right]^L}{2\left(H + \frac{1}{\Omega_x} \right)\Omega_x} \exp\left(-K_y L \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} + 1 \right] \right) \quad (\text{B1.3})$$

LAMPIRAN B2

BER pada Model Kanal *Fading* Rayleigh / Rician pada *Indoor Environment*

Persamaan (4.4) diperoleh dengan perhitungan sebagai berikut:

$$\begin{aligned}
 P_e &= \int_0^{\infty} P_e(\alpha) P_A(\alpha) d\alpha \\
 &= \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \exp(-\alpha H) \frac{1}{\Omega_x} \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right]^L \\
 &\quad \exp\left[-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right] \exp\left[-K_y L \left(1 + \frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y}\right)\right] d\alpha \\
 &= \frac{1}{2} \frac{1}{\Omega_x} \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right]^L \exp\left[-K_y L \left(1 + \frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y}\right)\right] \\
 &\quad \int_0^{\infty} \exp\left(-\alpha \left(H + \frac{1}{\Omega_x}\right)\right) d\alpha \tag{B2.1}
 \end{aligned}$$

dengan memisalkan $\beta = H + \frac{1}{\Omega_x}$ maka bagian integral diatas dapat

disederhanakan menjadi:

$$\int_0^{\infty} \exp\left(-\alpha \left(H + \frac{1}{\Omega_x}\right)\right) d\alpha = \int_0^{\infty} \exp(-\beta\alpha) d\alpha$$

$$= \left[-\frac{1}{\beta} \exp(-\beta\alpha) \right]_0^{\infty} = 0 + \frac{1}{\beta} = \frac{1}{\beta} \quad (\text{B2.2})$$

dengan memasukan (B2.2) ke (B2.1) didapat:

$$P_e = \frac{\left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right]^L}{2\Omega_x\beta} \exp\left(-K_y L \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} + 1 \right] \right)$$

$$P_e = \frac{\left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right]^L}{2\left(H + \frac{1}{\Omega_x} \right)\Omega_x} \exp\left(-K_y L \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} + 1 \right] \right) \quad (\text{B2.3})$$

Pada *Indoor Environment* berlaku $\Omega_x = \Omega_y$, maka persamaan diatas dapat disederhanakan menjadi:

$$P_e = \frac{\left[\frac{(K_y + 1)\Omega_y}{(K_y + 1)\Omega_y - \Omega_y} \right]^L}{2\left(H + \frac{1}{\Omega_y} \right)\Omega_y} \exp\left(-K_y L \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_y}{(K_y + 1)\Omega_y - \Omega_y} + 1 \right] \right) \quad (\text{B2.4})$$

$$= \frac{\left[\frac{(K_y + 1)}{(K_y + 1) - 1} \right]^L}{2\left(H + \frac{1}{\Omega_y} \right)\Omega_y} \exp\left(-K_y L \left[\frac{(K_y + 1)}{(K_y + 1) - 1} + 1 \right] \right)$$

$$= \frac{\left[\frac{(K_y + 1)}{K_y} \right]^L}{2\left(H + \frac{1}{\Omega_y} \right)\Omega_y} \exp(-L(2K_y + 1)) \quad (\text{B2.5})$$

LAMPIRAN C1

**BER pada model kanal *fading* Rayleigh / Rician
pada *Outdoor Environment***

Persamaan (4.6) diperoleh dengan perhitungan sebagai berikut:

$$\begin{aligned}
 P_e &= \int_0^{\infty} P_e(\alpha) P_A(\alpha) d\alpha \\
 &= \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\alpha H)^{\frac{1}{2}} \frac{1}{\Omega_x} \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right]^L \\
 &\quad \exp\left[-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right] \exp\left[-K_y L \left(1 + \frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y}\right)\right] d\alpha \\
 &= \frac{1}{2} \frac{1}{\Omega_x} \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right]^L \exp\left[-K_y L \left(1 + \frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y}\right)\right] \\
 &\quad \int_0^{\infty} \operatorname{erfc}\sqrt{\alpha H} \exp\left(-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right) d\alpha \tag{C1.1}
 \end{aligned}$$

dengan [17] $\operatorname{erfc}(x) = 1 - \Phi(x)$ maka bagian integral pada (C1.1) dapat disederhanakan:

$$\int_0^{\infty} \operatorname{erfc}\sqrt{\alpha H} \exp\left(-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right) d\alpha = \int_0^{\infty} [1 - \Phi(\sqrt{\alpha H})] \exp\left(-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right) d\alpha \tag{C1.2}$$

dengan memisalkan $\beta = -\frac{1}{\Omega_x}$ dan $\gamma = H$ penyelesaian bagian integral dari

(C1.2) sesuai dengan [19, pers. (6.283)] adalah:

$$\begin{aligned} \int_0^{\infty} [1 - \Phi(\sqrt{\alpha H})] \exp\left(-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right) d\alpha &= \int_0^{\infty} [1 - \Phi(\sqrt{\alpha \gamma})] \exp(\beta \alpha) d\alpha \\ &= \frac{1}{\beta} \left[\frac{\sqrt{\gamma}}{\sqrt{\gamma - \beta}} - 1 \right] = \frac{1}{-\frac{1}{\Omega_x}} \left[\frac{\sqrt{H}}{\sqrt{H + \frac{1}{\Omega_x}}} - 1 \right] \\ &= -\Omega_x \left[\left(\frac{H}{H + \frac{1}{\Omega_x}} \right)^{\frac{1}{2}} - 1 \right] \end{aligned} \quad (C1.3)$$

dengan memasukan (C1.3) ke (C1.1) didapat:

$$\begin{aligned} P_e &= \frac{1}{2} \frac{1}{\Omega_x} \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right]^L \exp\left[-K_y L \left(1 + \frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y}\right)\right] - \Omega_x \left[\left(\frac{H}{H + \frac{1}{\Omega_x}} \right)^{\frac{1}{2}} - 1 \right] \\ P_e &= -\frac{1}{2} \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right]^L \exp\left[-K_y L \left(1 + \frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y}\right)\right] \left[\left(\frac{H}{H + \frac{1}{\Omega_x}} \right)^{\frac{1}{2}} - 1 \right] \\ P_e &= \frac{1}{2} \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right]^L \exp\left[-K_y L \left(1 + \frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y}\right)\right] \left[1 - \left(\frac{H}{H + \frac{1}{\Omega_x}} \right)^{\frac{1}{2}} \right] \end{aligned} \quad (C1.4)$$

LAMPIRAN C2

BER pada Model Kanal *Fading* Rayleigh / Rician pada *Indoor Environment*

Persamaan (4.8) diperoleh dengan perhitungan sebagai berikut:

$$\begin{aligned}
 P_e &= \int_0^{\infty} P_e(\alpha) P_A(\alpha) d\alpha \\
 &= \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\alpha H)^{\frac{1}{2}} \frac{1}{\Omega_x} \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right]^L \\
 &\quad \exp\left[-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right] \exp\left[-K_y L \left(1 + \frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y}\right)\right] d\alpha \\
 &= \frac{1}{2} \frac{1}{\Omega_x} \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right]^L \exp\left[-K_y L \left(1 + \frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y}\right)\right] \\
 &\quad \int_0^{\infty} \operatorname{erfc}\sqrt{\alpha H} \exp\left(-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right) d\alpha \tag{C2.1}
 \end{aligned}$$

dengan [17] $\operatorname{erfc}(x) = 1 - \Phi(x)$ maka bagian integral pada (C2.1) dapat disederhanakan:

$$\int_0^{\infty} \operatorname{erfc}\sqrt{\alpha H} \exp\left(-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right) d\alpha = \int_0^{\infty} [1 - \Phi(\sqrt{\alpha H})] \exp\left(-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right) d\alpha \tag{C2.2}$$

dengan memisalkan $\beta = -\frac{1}{\Omega_x}$ dan $\gamma = H$ penyelesaian bagian integral dari

(C2.2) sesuai dengan [19, pers. (6.283)] adalah:

$$\begin{aligned}
 \int_0^{\infty} [1 - \Phi(\sqrt{\alpha H})] \exp\left(-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right) d\alpha &= \int_0^{\infty} [1 - \Phi(\sqrt{\alpha \gamma})] \exp(\beta \alpha) d\alpha \\
 &= \frac{1}{\beta} \left[\frac{\sqrt{\gamma}}{\sqrt{\gamma - \beta}} - 1 \right] = \frac{1}{-\frac{1}{\Omega_x}} \left[\frac{\sqrt{H}}{\sqrt{H + \frac{1}{\Omega_x}}} - 1 \right] \\
 &= -\Omega_x \left[\left(\frac{H}{H + \frac{1}{\Omega_x}} \right)^{\frac{1}{2}} - 1 \right] \tag{C2.3}
 \end{aligned}$$

dengan memasukan (C2.3) ke (C2.1) didapat:

$$P_e = \frac{1}{2} \frac{1}{\Omega_x} \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right]^L \exp\left[-K_y L \left(1 + \frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y}\right)\right] - \Omega_x \left[\left(\frac{H}{H + \frac{1}{\Omega_x}} \right)^{\frac{1}{2}} - 1 \right]$$

$$P_e = -\frac{1}{2} \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right]^L \exp\left[-K_y L \left(1 + \frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y}\right)\right] \left[\left(\frac{H}{H + \frac{1}{\Omega_x}} \right)^{\frac{1}{2}} - 1 \right]$$

$$P_e = \frac{1}{2} \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right]^L \exp \left[-K_y L \left(1 + \frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right) \right] \left[1 - \left(\frac{H}{H + \frac{1}{\Omega_x}} \right)^{\frac{1}{2}} \right] \quad (C2.4)$$

Pada *Indoor Environment* berlaku $\Omega_x = \Omega_y$, maka persamaan diatas dapat disederhanakan menjadi:

$$P_e = \frac{1}{2} \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_y}{(K_y + 1)\Omega_y - \Omega_y} \right]^L \exp \left[-K_y L \left(1 + \frac{(K_y + 1)\Omega_y}{(K_y + 1)\Omega_y - \Omega_y} \right) \right] \left[1 - \left(\frac{H}{H + \frac{1}{\Omega_y}} \right)^{\frac{1}{2}} \right] \quad (C2.5)$$

$$P_e = \frac{1}{2} \left[\frac{(K_y + 1)}{(K_y + 1) - 1} \right]^L \exp \left[-K_y L \left(1 + \frac{(K_y + 1)}{(K_y + 1) - 1} \right) \right] \left[1 - \left(\frac{H}{H + \frac{1}{\Omega_y}} \right)^{\frac{1}{2}} \right]$$

$$P_e = \frac{1}{2} \left[\frac{(K_y + 1)}{K_y} \right]^L \exp \left[-K_y L \left(1 + \frac{(K_y + 1)}{K_y} \right) \right] \left[1 - \left(\frac{H}{H + \frac{1}{\Omega_y}} \right)^{\frac{1}{2}} \right]$$

$$P_e = \frac{1}{2} \left[\frac{(K_y + 1)}{K_y} \right]^L \exp \left[-L(2K_y + 1) \right] \left[1 - \left(\frac{H}{H + \frac{1}{\Omega_y}} \right)^{\frac{1}{2}} \right] \quad (C2.6)$$

LAMPIRAN D

Pdf SIR dari *Random Variable* dengan Kanal *Fading Rayleigh / Rayleigh*

Jika X dan Y adalah *independent random variable*, maka pdf dari $A = X + Y$ adalah:

$$\begin{aligned}
 P_A(\alpha) &= \int_{-\infty}^{\infty} P_X(\alpha - y)P_Y(y)dy \\
 &= \int_0^{\infty} \frac{1}{\Omega_x} \exp\left(-\frac{x}{\Omega_x}\right) \frac{y^{L-1}}{\Omega_y^L \Gamma(L)} \exp\left(-\frac{y}{\Omega_y}\right) dy \\
 &= \int_0^{\infty} \frac{1}{\Omega_x} \exp\left(-\frac{(\alpha - y)}{\Omega_x}\right) \frac{y^{L-1}}{\Omega_y^L \Gamma(L)} \exp\left(-\frac{y}{\Omega_y}\right) dy \\
 &= \frac{1}{\Omega_x \Omega_y^L \Gamma(L)} \exp\left(-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right) \int_0^{\infty} y^{L-1} \exp\left[-y\left(\frac{1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x}\right)\right] dy
 \end{aligned}
 \tag{D.1}$$

dengan memisalkan $v = L$ dan $\mu = \left(\frac{1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x}\right)$, penyelesaian bagian integral

dari (D.1), sesuai dengan [19, persamaan (3.381.4)] adalah:

$$\begin{aligned}
 \int_0^{\infty} x^{v-1} \exp(-\mu x) dx &= \frac{1}{\mu^v} \Gamma(v) \\
 \int_0^{\infty} y^{L-1} \exp\left[\left(\frac{1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x}\right) - y\right] dy &= \left(\frac{1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x}\right)^{-L} \Gamma(L)
 \end{aligned}
 \tag{D.2}$$

Substitusikan (D.2) ke (D.1) diperoleh:

$$\begin{aligned} P_A(\alpha) &= \frac{1}{\Omega_x \Omega_y^L \Gamma(L)} \exp\left(-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right) \int_0^{\infty} y^{L-1} \exp\left[-y\left(\frac{1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x}\right)\right] dy \\ &= \frac{1}{\Omega_x \Omega_y^L \Gamma(L)} \exp\left(-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right) \left(\frac{1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x}\right)^{-L} \Gamma(L) \\ &= \frac{1}{\Omega_x \Omega_y^L} \exp\left(-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right) \left(\frac{1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x}\right)^{-L} \end{aligned} \quad (D.3)$$

LAMPIRAN E

Bukti bahwa persamaan (4.11) identik dengan persamaan (4.9)

Jika $K_y = 0$, maka persamaan pdf SIR yang diberikan (4.10) dapat disederhanakan menjadi:

$$P_A(\alpha) = \frac{1}{\Omega_x} \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right]^L \exp\left[-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right] \exp\left[-K_y L \left(1 + \frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y}\right)\right] \quad (\text{E.1})$$

$$= \frac{1}{\Omega_x} \left[\frac{\Omega_x}{\Omega_x - \Omega_y} \right]^L \exp\left[-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right]$$

$$= \frac{1}{\Omega_x} \frac{\Omega_y^L}{\Omega_y^L} \left[\frac{\Omega_x}{\Omega_x - \Omega_y} \right]^L \exp\left[-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right]$$

$$= \frac{1}{\Omega_x \Omega_y^L} \left[\frac{\Omega_x \Omega_y}{\Omega_x - \Omega_y} \right]^L \exp\left[-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right]$$

$$= \frac{1}{\Omega_x \Omega_y^L} \exp\left[-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right] \left[\frac{\Omega_x - \Omega_y}{\Omega_x \Omega_y} \right]^{-L}$$

$$= \frac{1}{\Omega_x \Omega_y^L} \exp\left[-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right] \left[\frac{\Omega_x}{\Omega_x \Omega_y} - \frac{\Omega_y}{\Omega_x \Omega_y} \right]^{-L}$$

$$= \frac{1}{\Omega_x \Omega_y^L} \exp\left[-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right] \left[\frac{1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x} \right]^{-L} \quad (\text{E.2})$$

Terlihat bahwa (4.11) identik dengan (4.9).

LAMPIRAN F

BER CDMA Termodulasi Non Koheren pada Model Kanal *Fading*

Rayleigh / Rayleigh

Persamaan (4.12) diperoleh dengan perhitungan sebagai berikut:

$$\begin{aligned}
 P_e &= \int_0^{\infty} P_e(\alpha) P_A(\alpha) d\alpha \\
 &= \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \exp(-\alpha H) \frac{1}{\Omega_x \Omega_y^L} \exp\left(-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right) \left(\frac{1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x}\right)^{-L} d\alpha \\
 &= \frac{1}{2\Omega_x \Omega_y^L} \left[\frac{1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x}\right]^{-L} \int_0^{\infty} \exp\left[-\alpha \left(H + \frac{1}{\Omega_x}\right)\right] d\alpha \quad (\text{F.1})
 \end{aligned}$$

dengan memisalkan $\beta = H + \frac{1}{\Omega_x}$ persamaan diatas dapat disederhanakan

menjadi:

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{2\Omega_x \Omega_y^L} \left[\frac{1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x}\right]^{-L} \int_0^{\infty} \exp(-\alpha\beta) d\alpha \\
 &= \frac{1}{2\Omega_x \Omega_y^L} \left[\frac{1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x}\right]^{-L} \left[-\frac{1}{\beta} \exp(-\beta\alpha)\right]_0^{\infty} \\
 &= \frac{1}{2\Omega_x \Omega_y^L} \left[\frac{1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x}\right]^{-L} \left[\frac{1}{\beta}\right]
 \end{aligned}$$

$$= \frac{1}{2\beta\Omega_x\Omega_y^L} \left[\frac{1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x} \right]^{-L} \quad (\text{F.2})$$

$$P_e = \frac{1}{2 \left(H + \frac{1}{\Omega_x} \right) \Omega_x \Omega_y^L} \left[\frac{1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x} \right]^{-L} \quad (\text{F.3})$$

LAMPIRAN G

Bukti bahwa persamaan (4.14) identik dengan persamaan (4.12)

Jika $K_y = 0$, maka persamaan BER CDMA yang diberikan (4.13) dapat disederhanakan menjadi:

$$P_e = \frac{\left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right]^L}{2 \left(H + \frac{1}{\Omega_x} \right) \Omega_x} \exp \left(-K_y L \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} + 1 \right] \right) \quad (\text{G.1})$$

$$= \frac{1}{2 \left(H + \frac{1}{\Omega_x} \right) \Omega_x} \left[\frac{\Omega_x}{\Omega_x - \Omega_y} \right]^L \frac{\Omega_y^L}{\Omega_y^L}$$

$$= \frac{1}{2 \left(H + \frac{1}{\Omega_x} \right) \Omega_x \Omega_y^L} \left[\frac{\Omega_x \Omega_y}{\Omega_x - \Omega_y} \right]^L$$

$$= \frac{1}{2 \left(H + \frac{1}{\Omega_x} \right) \Omega_x \Omega_y^L} \left[\frac{\Omega_x - \Omega_y}{\Omega_x \Omega_y} \right]^{-L}$$

$$= \frac{1}{2 \left(H + \frac{1}{\Omega_x} \right) \Omega_x \Omega_y^L} \left[\frac{\Omega_x}{\Omega_x \Omega_y} - \frac{\Omega_y}{\Omega_x \Omega_y} \right]^{-L}$$

$$= \frac{1}{2 \left(H + \frac{1}{\Omega_x} \right) \Omega_x \Omega_y^L} \left[\frac{1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x} \right]^{-L} \quad (\text{G.2})$$

Terlihat bahwa (4.14) identik dengan (4.12).

LAMPIRAN H

BER CDMA Termodulasi Koheren pada Model Kanal *Fading*

Rayleigh / Rayleigh

Persamaan (4.15) diperoleh dengan perhitungan sebagai berikut:

$$\begin{aligned}
 P_e &= \int_0^{\infty} P_e(\alpha) P_A(\alpha) d\alpha \\
 &= \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\alpha H} \frac{1}{\Omega_x \Omega_y^L} \exp\left(-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right) \left(\frac{1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x}\right)^{-L} d\alpha \\
 &= \frac{1}{2} \frac{1}{\Omega_x \Omega_y^L} \left(\frac{1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x}\right)^{-L} \int_0^{\infty} \operatorname{erfc} \sqrt{\alpha H} \exp\left(-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right) d\alpha \quad (\text{H.1})
 \end{aligned}$$

sesuai dengan [19, pers. (6.283)], penyelesaian bagian integral dari (H.1) adalah:

$$\begin{aligned}
 \int_0^{\infty} \operatorname{erfc} \sqrt{\alpha H} \exp\left(-\frac{\alpha}{\Omega_x}\right) d\alpha &= \int_0^{\infty} \left[1 - \Phi(\sqrt{\alpha H})\right] \exp\left(-\frac{1}{\Omega_x} \alpha\right) d\alpha \\
 &= -\Omega_x \left[\left(\frac{H}{H + \frac{1}{\Omega_x}} \right)^{\frac{1}{2}} - 1 \right] \quad (\text{H.2})
 \end{aligned}$$

Sehingga BER CDMA adalah:

$$P_e = \frac{1}{2\Omega_y^L} \left(\frac{1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x} \right)^{-L} \left[1 - \left(\frac{H}{H + \frac{1}{\Omega_x}} \right)^{\frac{1}{2}} \right] \quad (\text{H.3})$$

LAMPIRAN I

Bukti bahwa persamaan (4.17) identik dengan persamaan (4.15)

Jika $K_y = 0$, maka persamaan BER CDMA yang diberikan (4.16) dapat disederhanakan menjadi:

$$P_e = \frac{1}{2} \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} \right]^L \exp \left(-K_y L \left[\frac{(K_y + 1)\Omega_x}{(K_y + 1)\Omega_x - \Omega_y} + 1 \right] \right) \left[1 - \left(\frac{H}{H + \frac{1}{\Omega_x}} \right)^{\frac{1}{2}} \right] \quad (I.1)$$

$$= \frac{1}{2} \left[\frac{\Omega_x}{\Omega_x - \Omega_y} \right]^L \left[1 - \left(\frac{H}{H + \frac{1}{\Omega_x}} \right)^{\frac{1}{2}} \right] \frac{\Omega_y^L}{\Omega_y^L}$$

$$= \frac{1}{2\Omega_y^L} \left[\frac{\Omega_x \Omega_y}{\Omega_x - \Omega_y} \right]^L \left[1 - \left(\frac{H}{H + \frac{1}{\Omega_x}} \right)^{\frac{1}{2}} \right]$$

$$= \frac{1}{2\Omega_y^L} \left[\frac{\Omega_x - \Omega_y}{\Omega_x \Omega_y} \right]^{-L} \left[1 - \left(\frac{H}{H + \frac{1}{\Omega_x}} \right)^{\frac{1}{2}} \right]$$

$$= \frac{1}{2\Omega_y^L} \left[\frac{1}{\Omega_y} - \frac{1}{\Omega_x} \right]^{-L} \left[1 - \left(\frac{H}{H + \frac{1}{\Omega_x}} \right)^{\frac{1}{2}} \right] \quad (1.2)$$

Terlihat bahwa (4.17) identik dengan (4.15).

LAMPIRAN J

Contoh Visualisasi dengan menggunakan Software Mathematica 5.0

(Untuk variasi panjang *code*, *N* yang berbeda-beda)

$$H = \frac{EN}{1 + \left(\frac{EN * \frac{2}{3 * n} * (L - 1) * X}{EN} + ((K - 1) * Y * L) \right)}$$

$$1 + \frac{2 EN (-1+L) X}{3 n} + (-1 + K) L Y$$

$$K1 = \frac{\left(\frac{(k+1) * X}{(k+1) * X - Y} \right)^L}{2 * \left(H + \frac{1}{X} \right) * X} * \text{Exp} \left[(-k * L) * \left(\frac{(k + 1) * X}{(k + 1) * X - Y} + 1 \right) \right]$$

$$e^{-k L} \left(1 + \frac{(1+k) X}{(1+k) X - Y} \right) \left(\frac{(1+k) X}{(1+k) X - Y} \right)^L$$

$$2 X \left(\frac{1}{X} + \frac{EN}{1 + \frac{2 EN (-1+L) X}{3 n} + (-1+K) L Y} \right)$$

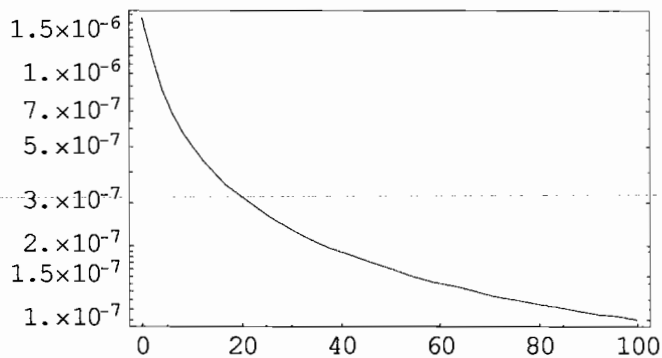
L=2;n=31;k=3;X=10;Y=5;K=5;

K1

$$\frac{16}{245 e^{90/7} \left(\frac{1}{10} + \frac{EN}{41 + \frac{20 EN}{93}} \right)}$$

<<Graphics`Graphics`

LogPlot[K1,{EN,0,100},PlotRange->All,Frame->True]

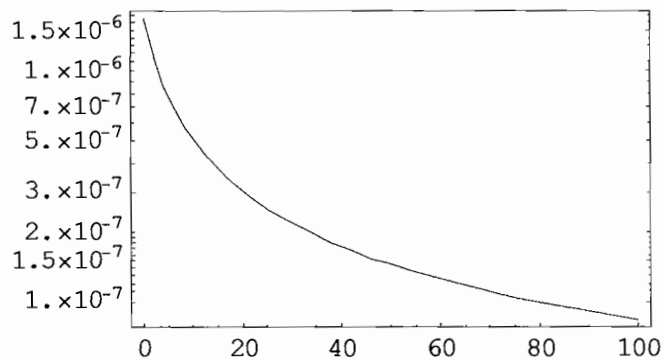


Graphics

L=2;n=63;k=3;X=10;Y=5;K=5;
K1

$$\frac{16}{245 e^{90/7} \left(\frac{1}{10} + \frac{EN}{41 + \frac{20 EN}{189}} \right)}$$

LogPlot[K1,{EN,0,100},PlotRange→All,Frame→True]

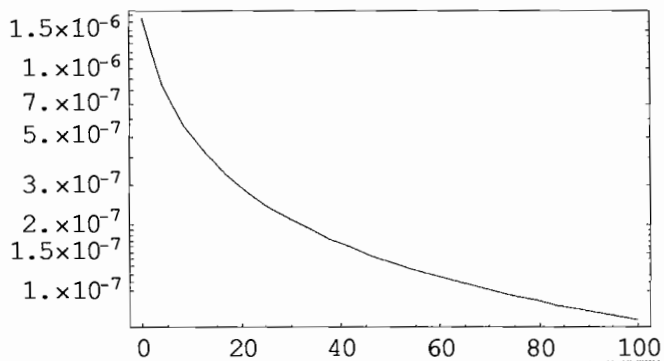


Graphics

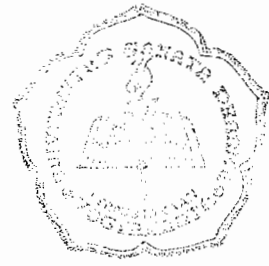
L=2;n=127;k=3;X=10;Y=5;K=5;
K1

$$\frac{16}{245 e^{90/7} \left(\frac{1}{10} + \frac{EN}{41 + \frac{20 EN}{381}} \right)}$$

LogPlot[K1,{EN,0,100},PlotRange→All,Frame→True]



Graphics

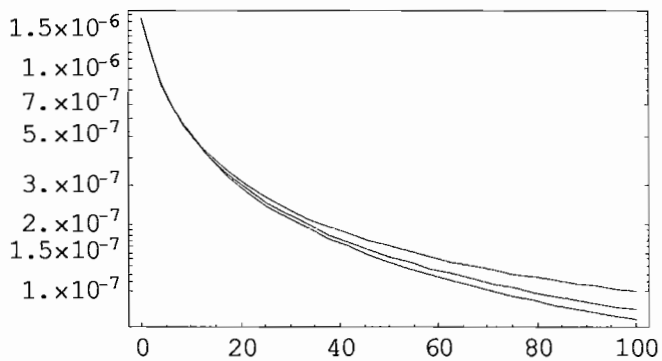


$$N_{31} = \frac{16}{245 e^{90/7} \left(\frac{1}{10} + \frac{EN}{41 + \frac{20 EN}{93}} \right)} ;$$

$$N_{63} = \frac{16}{245 e^{90/7} \left(\frac{1}{10} + \frac{EN}{41 + \frac{20 EN}{189}} \right)} ;$$

$$N_{127} = \frac{16}{245 e^{90/7} \left(\frac{1}{10} + \frac{EN}{41 + \frac{20 EN}{381}} \right)} ;$$

LogPlot[{N31,N63,N127},{EN,0,100},PlotRange→All,Frame→True]



Graphics

Keterangan simbol-simbol pada Lampiran:

K: Jumlah *User*,

N: Panjang *Code*,

L: Jumlah *Path*,

K_p: Rician *Fading*,

X: Daya rata-rata sinyal yang diinginkan,

Y: Daya rata-rata sinyal *interference*,

E_b/N_o (EN): Daya bit data dibanding daya *noise* (SNR).