

Analisis Estimasi Kanal Iteratif Untuk Peningkatan Performansi Komunikasi Downlink MCCDMA pada Kanal Kuasi Statik

Jhon Acridma¹, Rina Pudji Astuti², Gelar Budiman³

^{1,2,3}

Fakultas Elektro dan Komunikasi IT Telkom, Bandung

¹acrid_udah_gede@yahoo.com, ²rpa@ittelkom.ac.id, ³glb@ittelkom.ac.id

Abstrak

Multi-Carrier Code Division Multiple Access (MC-CDMA) merupakan kombinasi antara sistem *Code Division Multiple Access* (CDMA) dan *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM). Sistem ini memiliki banyak keunggulan yaitu *high data rate* dan *high performance* yang sangat baik untuk diterapkan pada komunikasi downlink. Pada proses deteksi, sistem yang menggunakan modulasi koheren ini memerlukan pengetahuan tentang kondisi kanal dan pada setiap komunikasi *wireless* termasuk sistem MCCDMA ini, respon kanal berubah terhadap waktu atau *time varying* sehingga dibutuhkan suatu teknik untuk mendapatkan estimasi respon kanal sehingga sinyal dapat dikompensasi agar didapat performansi sistem yang optimum.

Pada Tugas Akhir ini dilakukan simulasi tentang pengaruh metode estimasi kanal iteratif menggunakan pengkodean kanal BCH(*Bose-Chaudhuri-Hocquenghem*) pada MCCDMA. Analisis dilakukan dengan mengubah variabel kerja pada simulasi program Matlab pada kondisi kanal *fading* terdistribusi Rayleigh dan kanal AWGN(*Additive White Gaussian Noise*) yang bersifat kuasi statik. Parameter yang digunakan untuk mengukur unjuk kerja sistem ialah nilai BER(*Bit Error Rate*) terhadap SNR(*Signal to Noise Ratio*).

Hasil simulasi menunjukkan estimasi kanal metode iteratif mendapatkan penurunan kinerja sistem estimasi kanal dengan BCH(63,24) tanpa metode iteratif sebesar $\pm 1,75$ dB pada BER $(1/5) \cdot 10^{-3}$. Namun pada sistem estimasi kanal tanpa metode iteratif dengan BCH(63,30) mendapatkan perbaikan sebesar $\pm 0,6$ dB oleh metode iterative pada BER 10^{-3} . Pada BER $(1/9) \cdot 10^{-3}$ sistem estimasi kanal dengan metode iteratif dengan empat *coding rate* berbeda yaitu BCH(63,30), BCH(63,24), BCH(63,16), dan BCH(63,10) memerlukan nilai SNR berturut-turut sebesar $\pm 23,5$ dB, $\pm 18,65$ dB, $\pm 17,25$ dB, dan $\pm 14,75$ dB. Pada BER $(1/7) \cdot 10^{-2}$ sistem estimasi kanal dengan metode iteratif dengan BCH(63,30) performa sistem dengan jarak pilot 5, 10, dan 37 berturut-turut memerlukan nilai SNR $\pm 13,25$ dB, ± 14 dB, dan ± 16 dB. Pada BER 10^{-3} sistem estimasi kanal dengan metode iteratif pada kanal fast fading dengan BCH(63,30), jarak pilot 5, 17, dan 33 memerlukan nilai SNR berturut-turut sebesar $\pm 15,25$ dB, ± 14 dB, dan ± 16 dB.

Kata kunci : MCCDMA, BCH, fading, kuasi statik, iteratif

Abstract

Multi-Carrier Code Division Multiple Access (MC-CDMA) is combination of *Code Division Multiple Access* (CDMA) system and *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) system. This system has many advantages such as high data rate and high performance where good to implement in downlink communication. In detection process, system which uses coherent modulation need to know the information about the channel and every wireless communication include this MCCDMA, the channel response is time varying, so it need a technique to get estimation of channel response for signal compensation for optimum performance.

This final assignment was done by doing simulation about the influence of iterative method in channel estimation for MCCDMA system uses BCH(*Bose-Chaudhuri-Hocquenghem*) as channel coding. The analysis was done by change the variable value of simulation in Matlab program in fading Rayleigh distributed and AWGN(*Additive White Gaussian Noise*) channel for quasi static condition. Parameter which used for performance system measurement is BER(*Bit Error Rate*) value versus SNR(*Signal to Noise Ratio*) value.

Simulation result show that channel estimation with iterative method get performance reduction $\pm 1,75$ dB in BER $(1/5) \cdot 10^{-3}$ uses BCH(63,24) for channel estimation without iterative method. However in channel estimation without iterative method with BCH(63,30) get performance improvement $\pm 0,6$ dB by iterative method in BER 10^{-3} . In BER $(1/9) \cdot 10^{-3}$ system estimation channel system with iterative method uses four different *coding rate* BCH(63,30), BCH(63,24), BCH(63,16), and BCH(63,10) need SNR value $\pm 23,5$ dB, $\pm 18,65$ dB, $\pm 17,25$ dB, dan $\pm 14,75$ dB respectively. In BER $(1/7) \cdot 10^{-2}$ estimation channel system with iterative method and BCH(63,30), system with pilot distance 5, 10, and 37 need SNR value $\pm 13,25$ dB, ± 14 dB, and ± 16 dB respectively. In BER 10^{-3} estimation channel system with iterative method and BCH(63,30) in fast fading channel, system with pilot distance 5, 17, and 33 need SNR value $\pm 15,25$ dB, ± 14 dB, and ± 16 dB respectively.

Keyword : MCCDMA, BCH, quasi static, iterative

1. Pendahuluan

1.1 Latar Belakang

Multi Carrier Code Division Multiple Acces (MCCDMA) adalah suatu sistem komunikasi yang memiliki performansi yang baik karena penggunaan bandwidth yang efisien, pengurangan efek *intersymbol interference* (ISI) dan memiliki *data rate* yang tinggi karena menggunakan prinsip modulasi *multicarrier* atau lebih dikenal *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) di mana data masukan dikirim secara paralel oleh *subcarrier* yang saling ortogonal yang juga *overlapping* pada spektrum frekuensinya sehingga nilai periode simbol yang didapat lebih kecil.

Sistem ini juga menggunakan teknik akses jamak *Code Division Multiple Acces* (CDMA) yang memiliki kapasitas yang lebih besar dan dapat mereduksi *interference* dan *jamming* karena menggunakan prinsip *spread spectrum*.

Jadi dapat disimpulkan sistem MCCDMA ini memiliki banyak keunggulan yaitu *high data rate* dan *high performance* yang sangat baik untuk diterapkan pada komunikasi *downlink*. Pada proses deteksi, jika sistem ini menggunakan modulasi koheren maka sistem memerlukan pengetahuan tentang kondisi kanal. Pada komunikasi *wireless*, respon kanal berubah terhadap waktu atau *time varying* sehingga dibutuhkan suatu teknik untuk mendapatkan respon kanal yang tepat agar didapat performansi sistem yang tidak mereduksi keunggulan sistem.

Pada Tugas Akhir ini dilakukan analisis dari simulasi penerapan metode estimasi kanal iteratif dan tidak pada MCCDMA dengan kanal kuasi statik dengan kestaitan yang berbeda menggunakan *Bose-Chaudhuri-Hocquenghem* (BCH) sebagai *channel coding* dengan *codingrate* yang berbeda pula agar dapat dilihat perbaikan kinerja yang diberikan untuk mendapatkan sistem dengan performansi yang optimum.

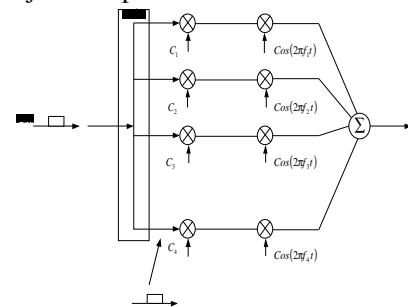
2. Dasar Teori

2.1. *Multi Carrier Code Division Multiple Access*(MC-CDMA)

Dalam sistem *multi-carrier* CDMA, satu deretan data simbol *user* di-*spread* menggunakan *spreading code* yang selanjutnya dilewatkan pada *multi-carrier modulator*.

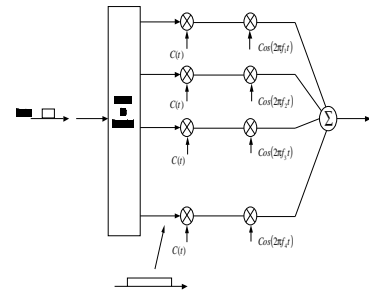
Bagan *multi-carrier* CDMA dapat dikategorikan dalam dua skema yang pertama yaitu deretan data asli diberikan *spreading code*, dan selanjutnya dimodulasi untuk setiap *subcarrier* yang berbeda dengan *chip*

yang berbeda pula (gambar 2.3). Yang kedua yaitu deretan data asli dikonversikan dari serial ke paralel diberikan *spreading code*, dan selanjutnya dimodulasi untuk setiap *subcarrier* yang berbeda pada setiap deretan data asli (gambar 2.4). Modifikasi sistem MC-CDMA pada gambar 2.5 hasil penelitian Shinsuke Hara dan Ramjee Prasad memastikan agar sistem mampu membuat sinyal terima seolah-olah melewati kanal yang memiliki sifat non-selektif atau *flat*. Pada Tugas Akhir ini skema MC-CDMA yang digunakan adalah skema MC-CDMA berdasarkan diagram blok sesuai pada gambar 2.5 dengan beberapa modifikasi yang akan dijelaskan pada Bab 3.



Gambar 2.3. *Spreading* pada domain frekuensi [3]

Susunan *spreading* bergantung pada domain frekuensi dan domain waktu. Pola yang pertama biasanya dikenal sebagai MC-CDMA (*Multi Carrier* CDMA) dan pola yang kedua dikenal sebagai MC-DS-CDMA (*Multicarrier Direct Sequence* CDMA). Pola MC-CDMA merupakan pola yang lebih efisien dari sisi penransmisi. Ini karena pada penerima MC-CDMA, penerimaan sinyal digabungkan dalam domain frekuensi, oleh karena itu penerima dapat selalu menggunakan semua energi sinyal terima yang tersebar di dalam domain frekuensi.



Gambar 2.4. *Spreading* pada domain waktu [3]

2.1.1. Pengirim Sistem MCCDMA

Gambar 2.5 merupakan implementasi model pengirim sistem MC-CDMA untuk satu *user*. Sistem MC-CDMA pada gambar tersebut menebarkan sinyal asli menggunakan kode penebar dalam domain

frekuensi. Dengan kata lain, pecahan dari simbol yang berkorespondensi dengan chip dari kode penyebar dilewatkan melalui *subcarrier* yang berbeda. Untuk transmisi multicarrier sangatlah penting untuk melewati masing-masing *subcarrier* terhadap *fading* frekuensi non-selektif. Oleh karena itu, jika rate simbol asli cukup tinggi untuk mengatasi *fading* frekuensi selektif, cukup dilakukan konversi serial ke paralel sebelum ditebar dalam domain frekuensi.

Gambar 2.5 memperlihatkan pengirim MC-CDMA untuk satu *user* (*user* ke-*j*). Deretan masukan informasi pertama kali dikonversikan ke dalam *P* deretan data paralel ($a_{j,0}(i), a_{j,1}(i), \dots, a_{j,P-1}(i)$) dan kemudian setiap keluaran converter serial/paralel dikalikan dengan kode penyebar dengan panjang K_{MC} . Semua data dengan total $N=PxK_{MC}$ (sama dengan jumlah total *subcarrier*) dimodulasi dalam *baseband* dengan IDFT atau IFFT dan dikonversikan kembali dalam bentuk data serial. *Cyclic prefix* atau *guard interval* Δ disisipkan antara simbol untuk menghindari interferensi intersimbol yang disebabkan oleh *fading* multipath dan akhirnya simbol dikirimkan setelah RF (*Radio Frequency*) up-converter. Sinyal kompleks lowpass ekuivalen yang dikirimkan ditunjukkan dalam persamaan berikut :

$$s_{MC}^j(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{m=0}^{K_{MC}-1} a_{j,p}(i) d_m^j(t - iT_s) e^{j2\pi(Pmp)\Delta'(t-iT_s)}$$

$$T_s' = PT_s$$

$$\Delta f' = \frac{1}{T_s' - \Delta}$$

dimana $\{d_j(0), d_j(1), \dots, d_j(K_{MC} - 1)\}$ adalah kode penyebar dengan panjang K_{MC} (panjang *subcarrier* per *rake*). T_s adalah durasi simbol sebelum *subcarrier*. T_s' adalah durasi simbol pada *subcarrier*, $\Delta f'$ adalah pemisahan minimum *subcarrier*, dan $p_s(t)$ adalah gelombang simbol pulsa persegi yang didefinisikan sebagai berikut :

$$p_s(t) = \begin{cases} 1 & (-\Delta \leq t \leq T_s' - \Delta) \\ 0 & \text{lainnya} \end{cases}$$

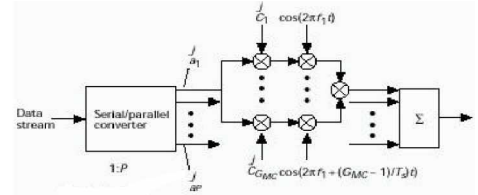
Bandwidth dari sinyal yang dikirim adalah :

$$B_{MC} = \frac{(PK_{MC} - 1)}{T_s' - \Delta} + \frac{2}{T_s}$$

$$= (1 + \beta) K_{MC} / T_s$$

$$\beta = \frac{\Delta}{P} \quad (0 \leq \beta \leq 1)$$

dimana β adalah faktor perluasan *bandwidth* akibat adanya *guard interval* atau *cyclic prefix*. Catatan bahwa pada persamaan 2.10 operasi penyebaran data dilakukan pada domain frekuensi.



Gambar 2.5. Modifikasi Skema Pengirim MCCDMA oleh Prasad dan Hara [5, 9, 9, 6]

Apabila diamati, model implementasi pengirim MC-CDMA pada gambar 2.5 ini kelihatan mengalami masalah yaitu banyaknya osilator yang harus disediakan untuk setiap *subcarrier*. Sinyal MC-CDMA memberikan struktur sinyal yang sama seperti OFDM. Analisa pada OFDM menunjukkan bahwa *discrete-time version* dari pengirim OFDM hanya sebuah *Discrete Fourier Transform* (DFT). Jadi, model transmisi MC-CDMA pada gambar 2.5 boleh lebih disederhanakan dengan meletakkan operasi IFFT untuk $T_s=1$.

2.1.2. Penerima sistem MCCDMA

Pada bagian penerima untuk 1 *user* seperti yang ditunjukkan pada gambar 2.6, sinyal terima 1 *user* dituliskan sebagai berikut

$$r_{MC}^j(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_{MC}^j(t-\tau) \otimes h_j(\tau, t) d\tau + n(t)$$

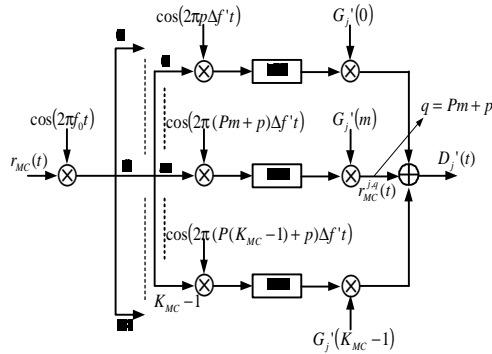
$$r_{MC}^j(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{m=0}^{K_{MC}-1} z_{m,p}^j(t) a_{j,p}(i) d_m^j(t - iT_s) e^{j2\pi(Pmp)\Delta'(t-iT_s)} + n(t)$$

dimana $z_{m,p}^j(t)$ adalah selubung kompleks terima pada *subcarrier* yang ke- $(mP+p)$ dari *user*, $n(t)$ adalah *Additif White Gaussian Noise* (AWGN). Penerima MCCDMA membutuhkan deteksi koheren untuk keberhasilan proses *despreading*. Setelah proses *down-converter*, komponen *carrier* ke- m ($m = 0, 1, \dots, K_{MC}-1$) berkorespondensi dengan data terima $a_{j,p}(i)$ pertama kali secara koheren dideteksi dengan DFT dan kemudian dikalikan dengan *Gain* $G_j(m)$ untuk menggabungkan energi dari sinyal terima dalam domain frekuensi. Variabel hasil keputusan merupakan penjumlahan dari komponen *baseband* yang diberikan oleh :

$$D_{MC}^j(t = iT_s) = \sum_{m=0}^{K_{MC}-1} G_j(m) y(m)$$

$$y(m) = z_m^j(iT_s) a_j d_m^j + n_m(iT_s)$$

dimana $y(m)$ dan $n_m(iT_s)$ adalah komponen *baseband* kompleks dari sinyal terima setelah *down-converter* dan *noise* kompleks *additive Gaussian* pada *subcarrier* ke- m pada $t=iT_s$.



Gambar 2.6. Penerima sistem MCCDMA [6]

2.2. Estimasi Kanal

Simbol terima merupakan sinyal OFDM symbol yang telah mengalami distorsi oleh kanal *multipath Rayleigh fading*. Setelah sinyal diterima maka akan dipisahkan antara simbol *pilot* dan simbol data. Misalkan simbol *pilot* dalam domain waktu disimbolkan dengan t , respon kanal oleh *multipath Rayleigh fading* disimbolkan dengan h , *noise* AWGN disimbolkan dengan n , maka sinyal *pilot* setelah melewati kanal dapat dinyatakan dengan persamaan :

$$y = t \otimes h + n$$

Setelah melalui blok FFT maka operator konvolusi pada persamaan (2.35) menjadi operator perkalian biasa seperti pada persamaan (2.36) :

$$Y = T \cdot H + N$$

Setelah itu sinyal *pilot* yang terdistorsi ini dibagi dengan sinyal *pilot* yang sama dengan di penerima maka akan didapat persamaan :

$$\frac{Y}{T} = H + \frac{N}{T}$$

Persamaan (2.37) merupakan persamaan untuk respon kanal hasil estimasi :

$$\frac{Y}{T} = \hat{H} = H + H_n$$

\hat{H} ialah hasil estimasi respon kanal H

H ialah respon kanal sesungguhnya

H_n ialah perbandingan *noise* dengan *training*

diharapkan H_n bernilai sekecil mungkin.

Setelah mendapatkan hasil estimasi dari kanal \hat{H} , maka nilai hasil estimasi ini digunakan untuk melakukan kompensasi terhadap simbol data terima untuk

menghilangkan efek distorsi dari kanal. Misalkan simbol data yang diterima dalam domain frekuensi disimbolkan dengan R dan simbol yang dikirim ialah S , maka :

$$R = S \cdot H + N$$

R ialah sinyal terima domain frekuensi

S merupakan simbol yang dikirim

H ialah respon kanal sesungguhnya

N merupakan *noise* AWGN

Setelah dikompensasi maka persamaan menjadi :

$$\frac{R}{\hat{H}} = \frac{S \cdot H}{\hat{H}} + \frac{N}{\hat{H}}$$

Diharapkan nilai H sama dengan nilai

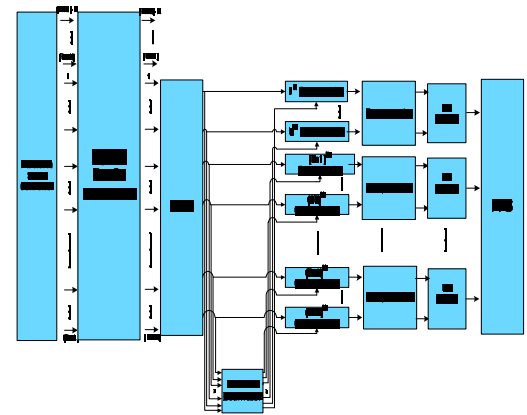
\hat{H} dan nilai $\frac{N}{\hat{H}}$ bernilai kecil, sehingga

persamaan menjadi :

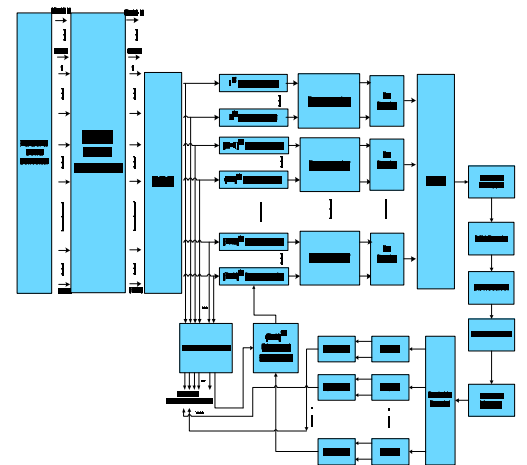
$$\hat{S} = S$$

Dengan \hat{S} ialah simbol hasil deteksi

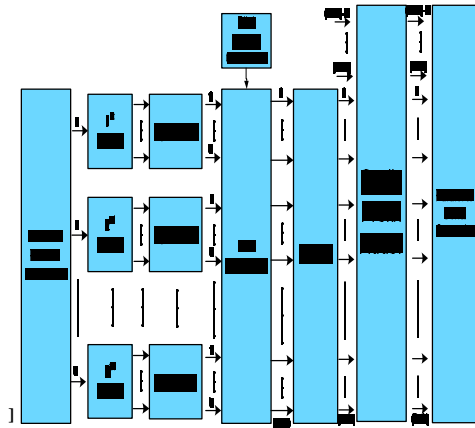
3. Pemodelan Sistem MCCDMA



Gambar 3.2. Pemodelan MCCDMA Transmitter Subsystem [5],[9],[1],[4]



Gambar 3.9. MCCDMA Receiver Subsystem without iterative method [14]



Gambar 3.10. MCCDMA Receiver System with iterative method^{[1] [4] [8]}

3.1. Pemodelan Teknik Estimasi dan Kompensasi Kanal

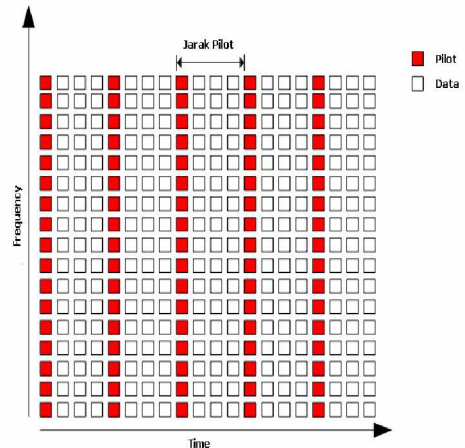
Sinyal yang dikirimkan ialah simbol dari hasil *mapping* QPSK yang mengalami distorsi yang disebabkan oleh variasi respon kanal. Jika simbol yang diterima ini langsung dideteksi maka akan terjadi kesalahan yang besar karena *mapping* QPSK merupakan modulasi koheren yang memerlukan referensi fasa dan amplitudo pada penerima untuk proses deteksi. Untuk mengatasi hal tersebut diperlukan suatu *channel estimator* dan *channel compensator*. Penelitian ini menggunakan teknik *Pilot Symbol Assisted Modulation (PSAM)* yaitu suatu teknik mendapatkan respon kanal dengan bantuan *pilot*. Proses estimasi dan kompensasi kanal dilakukan pada domain frekuensi.

Pilot ialah simbol yang dikirimkan sebagai *pioneer* di mana nilai dari *pilot* tersebut telah diketahui di penerima sehingga respon kanal pada sistem tersebut dapat diketahui dari perubahan nilai *pilot* setelah melewati kanal tersebut yang diterima pada penerima.

3.1.1. Pemodelan Pilot

Seperti pada penjelasan sebelumnya, *pilot* ialah simbol yang sengaja dikirim oleh pengirim di mana nilai simbol dari *pilot* tersebut telah diketahui oleh penerima dengan tujuan mendapatkan nilai dari respon kanal yang dilewati. Respon kanal yang dilewati sinyal *pilot* selanjutnya akan digunakan untuk proses keputusan nilai simbol data yang dikirim.

Respon kanal *fading* yang berubah terhadap waktu memerlukan proses estimasi kanal yang kontinu sehingga membutuhkan pengaturan *pilot* yang efektif sehingga komunikasi berjalan efisien karena pengiriman *pilot* merupakan suatu redundansi data.



Gambar 3.3. Pola block pilot^[1]

3.1.2. Pemodelan Blok Sistem Estimasi Kanal

Pada MCCDMA dengan sistem estimasi kanal tanpa iterasi respon kanal didapatkan dengan mengumpukan simbol *pilot* keluaran *pilot demultiplexer* ke *channel estimator* untuk mendapatkan respon frekuensi kanal pada *time* sampel pertama (pada *pilot*). Nilai respon frekuensi kanal pada tiap *subcarrier* sama dengan nilai *pilot* yang diterima karena nilai simbol *pilot* yang dikirim sebelum melewati kanal sama dengan $1+0i$. Oleh blok *channel estimator*, respon frekuensi kanal ini disimpan untuk digunakan pada pendeteksian sampel data pada *clock* berikutnya sampai *pilot* yang baru diterima lagi oleh blok *channel estimator*. Jadi saat *pilot* diterima hanya dilakukan pendeteksian respon frekuensi kanal tanpa memproses simbol *pilot* karena simbol *pilot* bukan simbol data.

Pada MCCDMA dengan iterasi tidak berbeda jauh dengan sistem tanpa iterasi. Perbedaan mendasarnya ialah bahwa respon frekuensi kanal pada *time* sampel keempat diperoleh dari respon frekuensi kanal dari *time* sampel ketiga, dan respon frekuensi kanal ketiga diperoleh dari respon kanal *time* sampel kedua, sedangkan respon frekuensi kanal *time* sampel kedua didapat dari respon kanal pada *time* sampel pertama (pada *pilot*). Secara sekilas respon frekuensi kanal keempat sama dengan ketiga sama dengan kedua sama dengan pada saat *pilot*, tetapi saat respon frekuensi kanal sampel kedua telah mengalami perbaikan data oleh karena diperbaiki oleh sistem *channel coding*. Jadi jika peran pengkodean kanal ini baik maka kesalahan yang terjadi semakin kecil.

Secara teknis saat *time* sampel pertama diterima maka blok *channel estimator* mengetahui bahwa saat tersebut sampel yang diterima ialah *pilot* maka oleh penerima sampel tersebut tidak diproses untuk

mendapatkan data tetapi hanya untuk mendapatkan respon kanal dengan melewati sampel tersebut ke dalam *one sampel delay* untuk mendapatkan data.

3.1.3. Perencanaan Parameter Simulasi MCCDMA

Tabel 3.4. Parameter *physical layer* untuk MCCDMA^[3]

Parameters	Value	Unit
Bandwidth	20	MHz
Lengan Serial to Parallel	32	-
IFFT point	256	-
Ng / Nb	1/16	Sample
Mapping	QPSK	-
FEC	BCH	-
Panjang Spreader	8	-

4. Analisis Hasil Simulasi

4.1 Tinjauan Umum

Bab ini membahas tentang unjuk kerja sistem estimasi kanal pada MCCDMA. Kualitas kinerja sistem didapat dari hasil simulasi yang dibuat dalam bahasa pemrograman Matlab yang berupa *m-file*. Hasil simulasi program berupa grafik *Bit Error Rate* (BER) terhadap *Signal to Noise Ratio* (SNR). Bab ini membahas empat scenario yaitu:

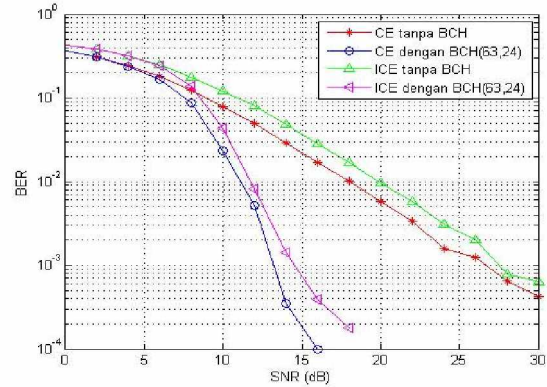
1. Simulasi sistem dengan penggunaan BCH sebagai *channel coding* dan penggunaan estimasi kanal (CE) dan estimasi kanal iteratif (ICE) pada MCCDMA.
2. Simulasi sistem ICE MCCDMA dengan jarak pilot yang berbeda.
3. Simulasi sistem ICE MCCDMA dengan *coding rate* yang berbeda
4. Simulasi sistem ICE MCCDMA pada kanal Fast Fading
- 5.

4.2 Pengaruh *Channel Coding* dan Estimasi Kanal Iteratif

Subbab ini membahas analisis performansi sistem MCCDMA yang menggunakan estimasi kanal iteratif dan tidak iteratif serta yang menggunakan BCH *channel coding* dan tidak. Simulasi ini dilakukan pada kanal slow fading yaitu kuasi statik selama 4 simbol OFDM yaitu dengan pergeseran Doppler sebesar 183,8235 Hz atau dengan setara

dengan kecepatan user sebesar 10,6 m/s dengan periode sampel kanal 50 ns dengan *ratio cyclic prefix* 1/16.

4.2.1 Pengaruh Estimasi Kanal Iteratif dengan BCH(63,24)



Gambar 4.1 Pengaruh Estimasi Kanal Iteratif dengan BCH(63,24) dan BCH(63,16)

Tabel 4.1. Pengaruh Estimasi Kanal Iteratif pada BER $(1/5) \cdot 10^{-3}$ dengan BCH(63,24)

Skema	BER Target	SNR (dB)
CE tanpa BCH	$(1/5) \cdot 10^{-3}$	$\pm 28,25$
CE dengan BCH(63,24)	$(1/5) \cdot 10^{-3}$	$\pm 13,5$
ICE tanpa BCH	$(1/5) \cdot 10^{-3}$	± 30
ICE dengan BCH(63,24)	$(1/5) \cdot 10^{-3}$	$\pm 15,25$

Dari gambar 4.1 dan tabel 4.1 terlihat bahwa pada target BER $(1/5) \cdot 10^{-3}$ sistem *Channel Estimation* (CE) tanpa BCH memerlukan nilai SNR $\pm 28,25$ dB, tetapi setelah ditambahkan pengkodean BCH(63,24) sistem mengalami perbaikan kinerja menjadi 13,5 dB. Pengkodean kanal ini juga berperan ketika meningkatkan kerja dari *Iterative Channel Estimation* (ICE) tanpa BCH dari nilai ± 30 dB menjadi $\pm 15,25$ dB oleh BCH(63,24). Pengkodean kanal BCH(63,24) memiliki kemampuan untuk melakukan perbaikan pada bit yang terima yang mengalami *error* atau kesalahan dengan kemampuan koreksi sebesar tujuh bit.

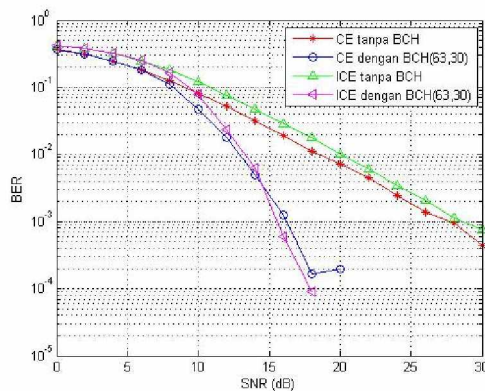
Dari gambar 4.1 juga dapat dilihat bahwa sistem CE tanpa BCH mengalami penurunan kinerja sistem sebesar ± 2 dB jika sistem yang sama diberikan metode iteratif pada proses estimasi kanalnya yaitu menjadi sistem ICE tanpa BCH. Hal ini menyatakan bahwa sistem estimasi kanal yang ditambahkan metode iteratif akan menghasilkan penurunan kinerja sistem dari

sistem tanpa metode iteratif karena metode iteratif atau ICE tidak akan menghasilkan perbaikan sistem tanpa adanya peran dari pengkodean kanal atau *channel coding* pada setiap proses deteksi data tiap waktunya. Jadi pada setiap waktu deteksi data yang diterima yang menghasilkan informasi yang mengandung kesalahan maka akan menghasilkan respon frekuensi kanal pada clock berikutnya yang kurang akurat sehingga pada pendeteksian data yang menggunakan respon frekuensi kanal tersebut menghasilkan informasi dengan kesalahan dari sebelumnya. Proses ini berulang terus sampai pilot diterima lagi oleh penerima. Jadi dapat dikatakan bahwa kesalahan informasi yang diterima merupakan akumulasi kesalahan pada setiap clock deteksi.

Pada sistem CE dengan BCH(63,24) akan mengalami penurunan kinerja jika diberi metode iteratif menjadi ICE(63,24) sebesar ± 1 dB pada BER 10^{-3} ke atas dan ± 2 dB pada target BER ke 10^{-3} bawah. Perbandingan ini lebih baik ± 1 dB daripada perbandingan CE dan ICE tanpa BCH pada paragraf sebelumnya. Pengkodean kanal yang digunakan memang telah dapat melakukan perbaikan kinerja jika diberikan metode iteratif namun karena kemampuan koreksi kesalahan belum bisa mengakomodasi kesalahan dengan maksimum, maka metode ICE yang menggunakan belum dapat meningkatkan performansi sistem CE.

4.2.2 Pengaruh Estimasi Kanal Iteratif BCH(63,30)

Pada pembahasan ini channel coding yang dipakai ialah BCH(63,30) dengan kemampuan koreksi 6 bit.



Gambar 4.2. Pengaruh Estimasi Kanal Iteratif BCH(63,30)

Tabel 4.2. Pengaruh Estimasi Kanal Iteratif pada BER 10^{-3} dengan BCH(63,30)

Skema	BER Target	SNR (dB)
CE tanpa BCH	10^{-3}	$\pm 27,75$
CE dengan BCH(63,30)	10^{-3}	$\pm 16,2$
ICE tanpa BCH	10^{-3}	$\pm 28,6$
ICE dengan BCH(63,30)	10^{-3}	$\pm 15,6$

Dari gambar 4.2 dan tabel 4.2 terlihat bahwa pada target BER 10^{-3} sistem *Channel Estimation* (CE) tanpa BCH memerlukan nilai SNR $\pm 27,75$ dB, tetapi setelah ditambahkan pengkodean kanal BCH(63,30) mengalami perbaikan kinerja menjadi $\pm 16,2$ dB. Pengkodean kanal ini juga berperan ketika meningkatkan kerja dari *Iterative Channel Estimation* (ICE) tanpa pengkodean dari nilai $\pm 28,6$ dB menjadi $\pm 15,6$ dB oleh BCH(63,30). Pengkodean kanal BCH(63,30) memiliki kemampuan untuk melakukan perbaikan pada bit yang terima yang mengalami *error* atau kesalahan dengan kemampuan koreksi sebesar enam bit.

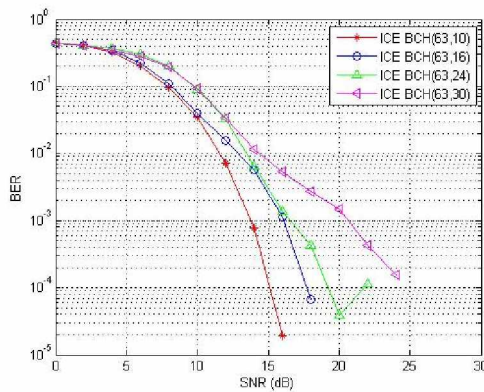
Dari gambar 4.2 juga dapat dilihat bahwa sistem CE tanpa BCH mengalami penurunan kinerja sistem sebesar $\pm 1,8$ dB jika sistem yang sama diberikan metode iteratif pada proses estimasi kanalnya yaitu menjadi sistem ICE tanpa BCH. Hal ini menyatakan bahwa sistem estimasi kanal yang ditambahkan metode iteratif akan menghasilkan penurunan kinerja sistem dari sistem tanpa metode iteratif karena metode iteratif atau ICE tidak akan menghasilkan perbaikan sistem tanpa adanya peran dari pengkodean kanal atau *channel coding* pada setiap proses deteksi data tiap waktunya. Jadi pada setiap waktu deteksi data yang diterima yang menghasilkan informasi yang mengandung kesalahan maka akan menghasilkan respon frekuensi kanal pada clock berikutnya yang kurang akurat sehingga pada pendeteksian data yang menggunakan respon frekuensi kanal tersebut menghasilkan informasi dengan kesalahan dari sebelumnya. Proses ini berulang terus sampai pilot diterima lagi oleh penerima. Jadi dapat dikatakan bahwa kesalahan informasi yang diterima merupakan akumulasi kesalahan pada setiap clock deteksi.

Pada sistem CE BCH(63,30) akan mengalami penurunan kinerja jika diberi metode iteratif menjadi ICE BCH(63,30) pada BER $(1/7) \cdot 10^{-3}$ ke atas dan peningkatan kinerja pada target BER ke $(1/7) \cdot 10^{-3}$ bawah.

Peningkatan kinerja oleh ICE BCH(63,30) ini disebabkan pengkodean kanal bekerja optimal memperbaiki sistem. Peningkatan kinerja ini dapat dilihat pada BER $(1/9).10^{-3}$ dari nilai SNR $\pm 17,8$ dB menjadi $\pm 17,2$ dB dan juga untuk mendapatkan nilai BER nol ICE BCH(63,30) hanya memerlukan SNR 18 dB sedangkan CE BCH(63,30) memerlukan 20 dB.

4.3 Pengaruh ICE MCCDMA dengan Coding Rate yang berbeda

Subbab ini membahas analisis performansi sistem Iterative Channel Estimation ICE dengan berbagai coderate BCH pada MCCDMA. Simulasi ini dilakukan pada kanal yang kuasi statik selama 5 simbol OFDM yaitu dengan pergeseran Doppler sebesar 147.06 Hz yang sebanding dengan kecepatan user 8,5 m/s dengan periode sampel kanal 50 ns dengan *ratio cyclic prefix* 1/16.



Gambar 4.3. Pengaruh ICE MCCDMA dengan Coding Rate yang berbeda

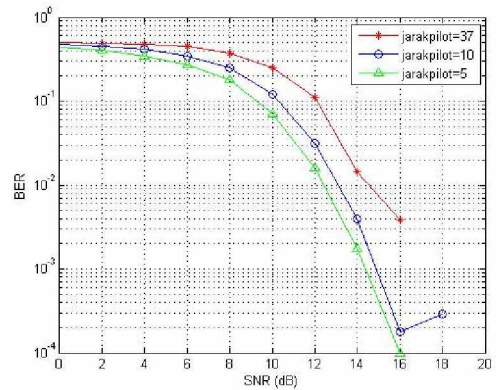
Tabel 4.3. Pengaruh ICE MCCDMA pada BER $(1/9).10^{-2}$ dengan Coding Rate yang berbeda

Skema	BER Target	SNR (dB)
BCH(63,30)	$(1/9).10^{-3}$	$\pm 23,5$
BCH(63,24)	$(1/9).10^{-3}$	$\pm 18,65$
BCH(63,16)	$(1/9).10^{-3}$	$\pm 17,25$
BCH(63,10)	$(1/9).10^{-3}$	$\pm 14,75$

Dari gambar 4.3 dan tabel 4.3 pada BER target $(1/9).10^{-3}$ terlihat bahwa pada ICE BCH(63,30), ICE BCH(63,24), ICE BCH(63,16), dan ICE BCH(63,10) memerlukan SNR berturut-turut sebesar $\pm 23,5$ dB, $\pm 18,65$ dB, $\pm 17,25$ dB dan $\pm 14,75$ dB. Dari hal ini dapat disimpulkan bahwa sistem dengan jarak kemampuan koreksi yang lebih baik memiliki performansi yang lebih baik pula. Kemampuan koreksi ICE BCH(63,30), ICE BCH(63,24), ICE BCH(63,16), dan ICE BCH(63,10) berturut-turut sebesar 6, 7, 11, dan 13 bit.

4.4 Pengaruh ICE MCCDMA dengan Jarak Pilot yang Berbeda

Subbab ini membahas analisis performansi sistem Iterative Channel Estimation ICE dengan BCH(63,30) pada MCCDMA dengan jarak pilot berbeda. Simulasi ini dilakukan pada kanal yang kuasi statik selama 10 simbol OFDM yaitu dengan pergeseran Doppler sebesar 73.53 Hz yang sebanding dengan kecepatan user 4,25 m/s dengan periode sampel kanal 50 ns dengan *ratio cyclic prefix* 1/16.



Gambar 4.4. Pengaruh ICE BCH(63,30) MCCDMA dengan Jarak Pilot yang Berbeda

Tabel 4.4. Pengaruh ICE BCH(63,30) MCCDMA pada BER $(1/7).10^{-2}$ dengan Jarak Pilot yang Berbeda

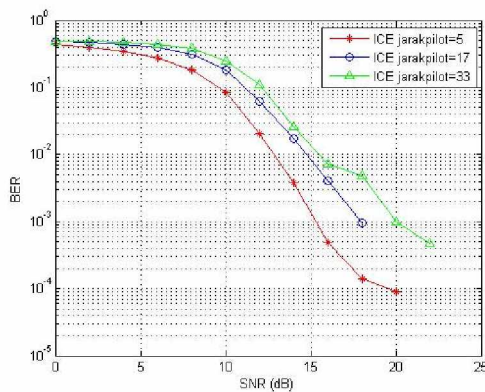
Skema	BER Target	SNR (dB)
Jarak pilot 5	$(1/7).10^{-2}$	$\pm 13,25$
Jarak pilot 10	$(1/7).10^{-2}$	± 14
Jarak pilot 37	$(1/7).10^{-2}$	± 16

Dari gambar 4.4 dan tabel 4.4 pada BER target $(1/7).10^{-2}$ terlihat bahwa jarak pilot 5, jarak pilot 8, dan jarak pilot 15 memerlukan SNR berturut-turut sebesar $\pm 13,25$ dB, ± 14 dB, dan ± 16 dB. Dari hal ini dapat disimpulkan bahwa sistem dengan jarak pilot yang lebih kecil memiliki performansi yang lebih baik. Skema ini dirancang pada kanal kuasi statik 10 simbol OFDM. Pada sistem dengan jarak pilot 5, kanal masih dapat terakomodasi oleh pilot dengan mengirim 2 pilot pada masing-masing *subchannel* atau *subcarrier*. Pada jarak pilot 10 maka kanal juga masih dapat terakomodasi oleh pilot dengan pengiriman 1 pilot pada tiap *subchannel*. Sedangkan pada jarak pilot 37 memiliki performa terburuk karena jarak pilot yang digunakan lebih besar daripada kestatikan kanal yang dilewatinya.

Dari hasil penelitian di atas juga dapat disimpulkan bahwa metode ICE dengan BCH(63,30) dengan jarak pilot yang tidak dapat mengakomodasi kanal yang dilewatinya masih dapat diterapkan. Hal ini berguna ketika kanal yang dilewati merupakan kanal real di lapangan yang tidak memiliki nilai yang pasti tetapi diketahui nilainya dari hasil pengukuran karena performa yang ditunjukkan juga tidak turun terlampaui jauh dan juga mencapai kestabilan nilai BER nol.

4.5 Pengaruh ICE MC-CDMA pada kanal Fast Fading

Subbab ini membahas analisis performansi sistem Iterative Channel Estimation ICEBCH(63,30) pada kanal fast fading yaitu jarak pilot yang dirancang tidak dapat mengakomodasi perubahan respon frekuensi kanal. Simulasi ini dilakukan pada kanal yang kuasi statik selama 2 simbol OFDM yaitu dengan pergeseran Doppler sebesar 367,65 Hz yang sebanding dengan kecepatan user 21,21 m/s dengan periode sampel kanal 50 ns dengan *ratio cyclic prefix* 1/16.



Gambar 4.5. Pengaruh ICE BCH(63,30) MCCDMA pada kanal Fast Fading

Tabel 4.5. Pengaruh ICE pada BER 10^{-3} MCCDMA dengan BCH(63,30) pada kanal Fast Fading

Skema	BER Target	SNR (dB)
ICE jarak pilot 5	10^{-3}	$\pm 15,25$
ICE jarak pilot 17	10^{-3}	± 18
ICE jarak pilot 33	10^{-3}	± 20

Dari gambar 4.5 terlihat bahwa ketiga skema mampu mencapai kestabilan BER nol walaupun skema yang dirancang tidak dapat mengakomodasi perubahan kanal yang cepat. Dari table 4.5 juga dilihat bahwa pada BER 10^{-3}

10^{-3} ICE jarak pilot 3, jarak pilot 5, dan jarak pilot 7 memerlukan nilai SNR berturut-turut $\pm 15,25$ dB, ± 18 dB, dan ± 20 dB. Dari hal ini dapat dilihat bahwa jarak pilot yang kecil atau yang mendekati nilai ke-stabilan kanal nya mendapatkan performansi yang lebih baik pula.

5 Kesimpulan dan Saran

5.1 Kesimpulan

Dari hasil simulasi dan analisis yang dilakukan terhadap kinerja sistem estimasi kanal MCCDMA maka diperoleh beberapa kesimpulan sebagai berikut:

1. Sistem estimasi kanal MCCDMA yang menggunakan *channel coding* menghasilkan unjuk kerja yang lebih baik dibanding sistem yang sama tanpa *channel coding*. Hal ini dapat dilihat dari salah satu skema yaitu pada BER $(1/5) \cdot 10^{-3}$ CE tanpa BCH memerlukan SNR $\pm 28,25$ dB sedangkan CE BCH(63,24) memerlukan $\pm 13,5$ dB.
2. Sistem estimasi kanal iteratif akan memberikan penurunan kinerja pada estimasi kanal tanpa iterasi ketika tidak menggunakan *channel coding*. Hal ini dapat dilihat pada salah satu skema yaitu pada BER $(1/5) \cdot 10^{-3}$ CE tanpa BCH memerlukan SNR $\pm 28,25$ dB sedangkan ICE tanpa BCH memerlukan SNR ± 30 dB.
3. Sistem estimasi kanal iteratif akan memberikan perbaikan kinerja pada estimasi kanal tanpa iterasi ketika menggunakan *channel coding* dengan codingrate tertentu. Hal ini dapat dilihat pada target BER $(1/5) \cdot 10^{-3}$ terjadi penurunan kinerja dari CE BCH(63,24) memerlukan $\pm 13,5$ dB sedangkan ICE BCH(63,24) memerlukan $\pm 15,25$ dB. Namun pada penggunaan CE BCH(63,30) pada target BER $(1/9) \cdot 10^{-3}$ memerlukan 17,8 dB sedangkan ICE BCH(63,30) 17,2 dB.
4. Sistem estimasi kanal iteratif akan memberikan kinerja yang lebih baik ketika *coding rate* semakin kecil atau kemampuan koreksi yang semakin besar. Hal ini dilihat pada BER $(1/9) \cdot 10^{-3}$ performansi ICE BCH(63,30), ICE BCH(63,24), ICE BCH(63,16), ICE BCH(63,10) berturut-turut $\pm 23,5$ dB, $\pm 18,65$ dB, $\pm 17,25$ dB, dan $\pm 14,75$ dB.
5. Sistem dengan perancangan pilot yang sesuai dengan ke-stabilan kanal memiliki performa yang lebih baik daripada yang tidak. Hal ini terlihat

pada BER $(1/7) \cdot 10^{-2}$ dengan jarak pilot 5 dan 10 yang sesuai kestabilan kanal sebesar 10 OFDM simbol mendapatkan performansi yang lebih baik daripada jarak pilot 33 yaitu berturut-turut sebesar $\pm 13,25$ dB, ± 14 dB, dan ± 16 dB. Namun karena jarak pilot 33 masih mencapai kestabilan nilai BER nol maka jarak pilot yang tidak sesuai parameter kanal masih bisa diterapkan.

6. Kanal yang diestimasi oleh jumlah pilot yang lebih banyak dalam hal ini jarak pilot lebih kecil menghasilkan performansi yang lebih baik seperti pada penjelasan poin 5 jarak pilot 5 lebih baik daripada jarak pilot 10.

5.2 Saran

1. Pada penelitian selanjutnya dapat menggunakan BCH dengan coding rate yang lain yang memiliki kemampuan koreksi yang lebih baik.
2. Pada penelitian selanjutnya dapat menggunakan jenis pengkodean kanal lain.
3. Pada penelitian selanjutnya dapat dianalisis unjuk kerja untuk jumlah *user* yang berbeda.

DAFTAR PUSTAKA

- [1] Akram, Muhammad Saad. 2007. *Pilot-based Channel Estimation in OFDM System*. Master Thesis. Copenhagen.
- [2] Andrews, Jeffrey G., Arunabha Ghosh, Rias Muhamed. 2007. *Fundamentals of WiMAX*. Prentice Hall
- [3] Anwar, Noor Khairul. 2010. *Analisis Penerapan Differential Space Time Block Code (DSTBC) dengan Teknik Multiple Input Multiple Output (MIMO) untuk Peningkatan Performansi Sistem Multi Carrier Code Division Multiple Access (MCDMA)*. Tugas Akhir. Bandung: IT Telkom.
- [4] Arshad, Kamran. 2002. *Channel Estimation in OFDM System*. Thesis. Saudi Arabia: King Fahd University of Petroleum and Minerals
- [5] Budiman, Gelar. 2005. *Konfigurasi MIMO MC-CDMA Pada Kanal Fading Rayleigh*. Tesis. Bandung: IT Telkom.
- [6] Hara, Shinsuke, and R. Prasad. 1997. *Overview of Multi Carrier CDMA*. IEEE Communication Magazine, vol. 29, pp. 126- 133.
- [7] Lin, Shu and Daniel J. Costello, Jr. 1983. *Error Control Coding: Fundamentals and Applications*. New Jersey: Prentice-Hall.
- [8] Mignone, Vittoria and Alberto Morello. 1996. *CD3-OFDM: A Novel Demodulation Scheme for Fixed and Mobile Receivers*. IEEE Transactions on Communications, vol. 44, no. 9.
- [9] Prasad, Ramjee. 2004. *OFDM for Wireless Communications System*. London: Artech House.
- [10] Prastomo, Gito. 2003. *Perancangan dan Simulasi Sistem Wireless COFDM pada Kanal Multipath Fading*. Tugas Akhir. Bandung: IT Telkom.
- [11] Sklar, Bernard. 1988. *Digital Communications*. New Jersey: PTR Prentice Hall.
- [12] Sweeney, Peter. 2002. *Error Control Coding: From Theory to Practice*. England: John Wiley and Sons, Ltd.
- [13] Wahyudi, Ratma. 2006. *Desain dan Analisis Kinerja Algoritma untuk Menggabungkan Teknik Sub-Kanalisis dan Modulasi Adaptif pada Broadband Wireless Access IEEE 802.16E*. Tesis. Bandung: IT Telkom.
- [14] Winata, Hendra. 2003. *Unjuk Kerja Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing (COFDM) pada Kanal Radio Mobile*. Tugas Akhir. Bandung: IT Telkom.