

ANALISIS EFEK DARI CARRIER PHASE ERROR DI EGC RECEIVERS DALAM FADING KORELASI NAKAGAMI-M ANALYSIS EFFECTS OF CARRIER PHASE ERROR ON EGC RECEIVERS IN CORRELATED NAKAGAMI-M FADING

Tony Rianto^{1, -2}

¹Teknik Telekomunikasi, Fakultas Teknik Elektro, Universitas Telkom

Abstrak

Sistem komunikasi digital menggunakan teknik diversity equal-gain combining (EGC). EGC receivers merupakan keuntungan yang terkenal menjanjikan untuk meningkatkan kekuatan sinyal dan mengurangi level fluktuasi sinyal di dalam kanal fading, di mana berbagai salinan yang diterima dapat dikombinasikan dengan pintar untuk menyediakan penerimaan yang lebih tinggi adalah average signal-to-noise ratio (SNR). EGC memberikan kepraktisan yang signifikan karena menyediakan performansi yang dapat diperbandingkan pada teknik Maximal-combining ratio (MRC) yang optimal, tetapi dengan implementasi kompleks yang sangat sederhana.

Pada sistem komunikasi, sering diasumsikan bahwa receiver secara sempurna sinkron dengan transmitter, dan satu-satunya rusaknya saluran adalah karena noise. Dalam prakteknya, sering ditemukan bahwa ada tambahan terhadap ketidak-pastian selain daripada noise, ada juga ketidak-pastian random pada parameter sinyal tertentu. Parameter sinyal random yang paling umum adalah carrier phase. Phase error yang kecil saja dapat menyebabkan penurunan yang besar pada performansi receiver.

Pada tugas akhir ini menganalisa efek dari carrier phase error di EGC receivers dalam fading korelasi Nakagami-m. Dari hasil simulasi diketahui bahwa Phase error sangat berpengaruh terhadap performansi EGC receivers. Pengaruh phase error mulai terlihat dominan di atas nilai 33° . Hal ini bisa dilihat dimana nilai phase error di atas 33° menghasilkan BER yang sangat buruk yaitu sebesar 0.5. Pengaruh koefisien korelasi sangat besar. Dengan menaikkan nilai koefisien korelasi sebesar 0.2 bisa menurunkan error sebesar $2.62 \cdot 10^{-5}$.

Dari hasil simulasi juga dapat disimpulkan bahwa Semakin besar nilai fading figure (m) yang digunakan BER yang dihasilkan juga semakin baik sehingga dapat menurunkan error sampai sebesar $1.36 \cdot 10^{-3}$. Modulasi BPSK juga dipilih karena menghasilkan BER yang lebih baik $1.2 \cdot 10^{-4}$ dari modulasi QPSK.

Kata Kunci : carrier phase error, equalgain combining (EGC), fading Nakagami-m, signal-to-noise ratio (SNR), Bit Error Rate (BER).

Telkom
University

Abstract

Digital communication receivers employing equal gain combining (EGC). EGC receivers is a well-known promising avenue for improving mean signal strength and reducing signal level fluctuations in fading channels, where the multiple received copies can be combined intelligently to provide a higher average received signal-to-noise ratio (SNR). EGC present significant practical interest, because they provide performance comparable to optimal maximal combining ratio (MRC) technique, but with simpler implementation complexity.

In communication system, it is often assumed that the receiver is perfectly synchronized to the transmitter, and the only channel impairment is noise. In practice, it is often found that in addition to the uncertainty due to channel noise, there is also uncertainty due to the randomness of certain signal parameter. Perhaps the most common random signal parameter is carrier phase. A small phase error can causes a large degradation in performance of receiver.

In this final project is analysis effects of carrier phase error on EGC Receivers in correlated Nakagami-m fading. From the simulation result can be found phase error had important influence to the EGC receivers performance. The influence started to look dominant at above 33° . This can be seen when at phase error score above 33° produce terrible BER which is 0.5. The influence of correlation coefficient are great deal. When we make the correlation coefficient up to 0.2 it make reduce the error at $2.62 \cdot 10^{-5}$.

From the simulation result can be seen that the greater fading figure used the BER resulted are better and can make the error down to $1.36 \cdot 10^{-3}$. BPSK modulation are chose because it produce better BER which is $1.2 \cdot 10^{-4}$ from the QPSK.

Keywords : carrier phase error, equal gain combining (EGC), fading Nakagami-m, signal-to-noise ratio (SNR), Bit Error Rate (BER).

BAB II

DASAR TEORI

Metode diversitas sudah lama digunakan dalam sistem komunikasi *wireless* untuk mengatasi efek dari multipath fading dan interferensi *co-channel*. Lebih dari itu, *portable radio* yang menggunakan diversitas *receiver* mempunyai beberapa kelebihan, diantaranya *spatial diversity* mengizinkan penggunaan daya mengirim yang lebih rendah untuk realibilitas yang spesifik, menurunkan level interferensi *co-channel* dan meningkatkan umur pakai baterai dari terminal *portable*. Diversitas adalah suatu teknik efisien untuk alamiah random dari propagasi radio oleh penemuan metoda untuk menghasilkan dan mengekstrak sinyal independent untuk komunikasi. Konsep dari diversitas adalah relatif sederhana : jika satu jalur sinyal mengalami suatu fading yang dalam pada titik waktu tertentu, jalur independent yang lain mungkin punya suatu sinyal kuat. Dengan mempunyai lebih dari satu jalur untuk memilih , kedua-duanya yang instant dan rata-rata SNR dapat ditingkatkan di penerima oleh suatu jumlah besar.

Apapun teknik diversitas yang digunakan , penerima harus memproses diversitas sinyal yang diperoleh dengan tipe yang memaksimalkan efisiensi power dari sistem. Ada beberapa tipe diversitas yang digunakan dalam operasi sistem komunikasi melalui kanal fading.

2.1 Teknik Diversitas

2.1.1 Diversitas Frekuensi

Pada teknik diversitas frekuensi sinyal informasi yang sama ditransmisikan dengan frekuensi pembawa sebanyak m ($m > 1$). Frekuensi pembawa harus dipisahkan sehingga *fading* yang terjadi untuk masing-masing pembawa tidak berkorelasi. Kekurangan sistem ini adalah tidak efisiensi dalam spektrum frekuensi dan membutuhkan pengirim yang terpisah.^[3]

2.1.2 Diversitas Waktu

Cara kedua untuk memperoleh replika sinyal informasi yang sama dengan *fading* independen adalah dengan mentransmisikan sinyal dalam m slot waktu yang berbeda atau dengan menggunakan pelambat waktu (*time delay*) pada percabangan penerima yang berbeda pada m jarak waktu yang berbeda. Perbedaan ini berdasarkan cuplikan amplitudo secara berurutan dari sinyal yang mengalami *fading* secara acak dengan syarat sinyal-sinyal tersebut terpisah cukup besar dari segi waktu dan tidak saling berkorelasi.^[3]

2.1.3 Diversitas Ruang

Teknik ini menggunakan l th antenna yang berbeda sebagai penerima yang terpisah pada jarak tertentu sehingga di dapat l th sinyal yang independen. Konsep dasarnya adalah jika ada dua atau lebih jalur sinyal dengan informasi yang sama, relatif tidak berkorelasi maka dapat dipilih sinyal yang tidak mengalami kondisi *fading* yang parah.^[3]

Secara prinsip tidak ada batasan mengenai jumlah cabang l th. Akan tetapi, tingkat perbaikan kinerja karena penambahan sebuah antenna lagi pada teknik diversitas ruang menjadi menurun dengan bertambah besarnya jumlah l th. Tingkat kenaikan perbaikan kinerja yang paling tinggi terjadi pada saat pertama kali digunakannya teknik diversitas ruang yaitu ketika jumlah antenna penerima ditambah dari 1 menjadi 2.

Pada tugas akhir ini hanya digunakan teknik diversitas ruang 2 cabang antenna penerima. Beberapa teknik penggabungan yang digunakan pada diversitas ruang untuk menghasilkan sinyal resultan adalah sebagai berikut :

1. *Selective Combining* (SC)

Teknik diversitas ini bekerja dengan prinsip memilih sinyal dengan harga SNR tertinggi dari seluruh sinyal yang diterima dari l th antenna. Penyeleksian sinyal dengan SNR tertinggi berkaitan dengan sinyal hasil modulasi yang memiliki harga amplitudo yang besar pula.

2. *Maximal Ratio Combining* (MRC)

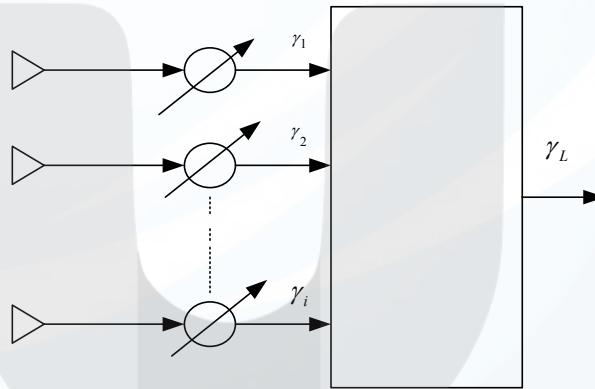
Pada teknik diversitas *Maximal Ratio Combining* (MRC) ini sinyal sejumlah l th disamakan sudut fasanya (*co-phase*) dan untuk masing-masing cabang diboboti dengan peredam *fading*. SNR resultannya merupakan jumlah dari SNR seluruh cabang.

3. *Equal Gain Combiner* (EGC)

Equal Gain Combiner (EGC), sinyal yang diterima digeser fasa salah satu kanal, disamakan fasanya dengan fasa kanal yang lain dengan pembobotan yang sama, untuk kemudian dijumlahkan secara koheren.

2.2 **Equal Gain Combiner**

Gambar 2.1 menunjukkan blok diagram dari metode ini, sinyal yang diterima digeser fasa salah satu kanal, disamakan fasanya dengan fasa kanal yang lain dengan pembobotan yang sama, untuk kemudian dijumlahkan secara koheren. Sinyal keluaran EGC kemudian masuk pada detektor fasa pada demodulator.



Gambar 2.1 Equal Gain Combiner[3]

Untuk semua cabang L , jika masing-masing cabang memiliki sinyal tegangan r_i serta pembobotan untuk cabang ke- i adalah w_i , maka selubung sinyal *combining*-nya adalah :

$$r_L = \sum_{i=1}^L w_i r_i \tag{2.1}$$

dimana :

r_i adalah output dari rangkaian *combining*.

$w_i = 1$ untuk semua r_i

1

maka instant SNR per simbol pada keluaran dua cabang EGC receiver dapat ditulis[4] :

$$\gamma_\ell = (r_1 + r_2)^2 E_s / 2N_0 \tag{2.2}$$

dimana : γ_ℓ = instant SNR per simbol

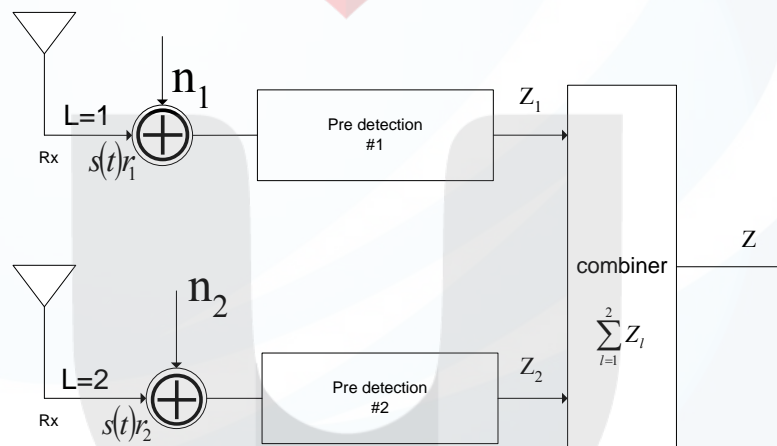
2

r_1 dan r_2 adalah selubung fading

E_s adalah energi per simbol

2.2.1 EGC dalam fading korealsi Nakagami-m

Teknik EGC memberikan kepraktisan yang signifikan karena menyediakan performansi yang dapat diperbandingkan pada teknik *Maximal-combining ratio* (MRC) yang optimal, tetapi dengan implementasi kompleks yang lebih sederhana. Pada teknik ini, sinyal yang diterima digeser fasa salah satu kanal, disamakan fasanya dengan fasa kanal yang lain dengan pembobotan yang sama, untuk kemudian dijumlahkan secara koheren. Berikut blok EGC receiver[8] :



Gambar 2.2 Pre detection equal gain combining dual diversity receiver

rumus sinyal pada output EGC receiver ini dapat ditulis :

$$z_i(t) = \sum_{i=1}^2 \{s(t)r_i(t) \exp[j(\varphi_i - \hat{\varphi}_i)] + n_i(t)\} \quad (2.3)$$

dimana : z adalah sinyal keluaran EGC

n_ℓ adalah ℓ th AWGN ($\ell = 1$ dan 2)

r_1 dan r_2 adalah selubung fading

$\Delta\varphi = (\varphi_i - \hat{\varphi}_i)$ adalah *phase error* yang disebabkan oleh *first-order loop PLL*.

Dengan mensubstitusikan persamaan (2.2) maka pada kanal Nakagami, dimana pada masukan ℓ th cabang adalah distribusi gamma maka :

$$p_{\gamma_\ell}(\gamma) = \left(\frac{m}{\bar{\gamma}_\ell}\right)^m \frac{\gamma^{m-1}}{\Gamma(m)} \exp\left(-m \frac{\gamma}{\bar{\gamma}_\ell}\right) \quad (2.4)$$

Dimana, $\bar{\gamma}_\ell$ adalah rata SNR per simbol, $\bar{\gamma}_\ell = \mathcal{E}\langle(r_1 + r_2)^2\rangle E_s / 2N_0$

m adalah nakagami- m parameter

$\Gamma(m)$ adalah fungsi gamma

Untuk sinyal setelah melewati kanal dan dipengaruhi koefisien korelasi dan kasus *dual diversity* dapat dirumuskan dengan pendekatan persamaan [5]:

$$E\langle \gamma_1^{n_1} \gamma_2^{n_2} \rangle = \frac{\bar{\gamma}_1^{n_1} \bar{\gamma}_2^{n_2} \Gamma(m+n_1) \Gamma(m+n_2)}{m^{n_1+n_2} \Gamma^2(m)} {}_2F_1(-n_1; -n_2; m; \rho) \quad (2.5)$$

Dimana : ρ adalah koefisien korelasi dan ${}_2F_1(\dots; \dots; \dots)$ adalah fungsi gauss hypergeometric.

MGF dari output SNR EGC per symbol $M_{\gamma_{egc}}(s) = \mathcal{E}\langle \exp(s\gamma_{egc}) \rangle$ dengan menggunakan pendekatan bentuk Pade's rational $M_{\gamma_{egc}}(s)$ dapat menghitung probabilitas BER dapat yang dirumuskan :

$$\bar{P}_{be} = \frac{g_{psk}}{\pi} \int_0^{\pi-\pi/M} M_{\gamma_{egc}} \left[\frac{\sin^2(\pi/M)}{g_{psk} \sin^2(x)} \right] dx \quad (2.6)$$

Dimana : $g_{psk} = 1/\log_2(M)$ adalah gain diversity.

2.3 Korelasi sinyal dalam sistem diversitas[8]

Dalam *dual-branch* sistem diversitas, koefisien korelasi antara dua sinyal cabang korelasi Nakagami- m dapat dirumuskan sebagai berikut[8]:

$$\rho = \frac{E[(r_1^2 - \bar{r}_1^2)(r_2^2 - \bar{r}_2^2)]}{\sqrt{E[(r_1^2 - \bar{r}_1^2)^2] E[(r_2^2 - \bar{r}_2^2)^2]}} \quad (2.7)$$

dimana r_1 dan r_2 adalah selubung distribusi Nakagami- m dalam dua cabang diversitas, $E[.]$ adalah nilai ekspektasi dari operator dan $\bar{r}_1^2 = E[r_1^2]$ ($\ell \in \{1,2\}$).

Korelasi antara sinyal di cabang adalah fungsi jarak antara antenna, semakin jauh jarak antenna, semakin kecil korelasinya. Hubungan antara koefisien korelasi dan jarak antenna dirumuskan sebagai berikut :

$$\rho = J_0^2\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right) \quad (2.8)$$

Dimana $J_0^2(.)$ adalah fungsi Bessel dan λ adalah gelombang *carrier*.

Dalam sistem *mobile receivers* yang menggunakan antenna banyak, secara fisik memaksa antenna untuk tidak terpisah ruang yang jauh untuk fading *independent* yang melewati antenna. Sebagai hasilnya, sinyal tiap cabang berkorelasi secara tetap.

Ketika antena diversitas terpisah sangat dekat, *diversity gain* dapat dicapai dengan keras terkait dengan tingkat statistik dari korelasi sepanjang fading dari sinyal terima di tiap cabang. *Diversity gain* meningkat ketika korelasi antar cabang antena turun. Bagaimanapun, *Diversity gain* menurun ketika *power imbalance* antara cabang diversitas meningkat karena tiap cabang mempunyai sinyal lemah yang hanya sedikit berkontribusi pada hasil sinyal kombinasi.

2.4 Estimasi Carrier Phase

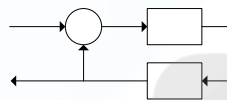
Sistem komunikasi digital melibatkan banyak aspek dalam sistem komunikasi. Aspek yang terlibat antara lain adalah transmisi digital dan radio digital. Transmisi digital adalah proses penransmisian pulsa digital antara dua titik atau lebih dalam suatu jaringan komunikasi digital. Radio digital adalah proses penransmisian suatu sinyal *carrier* yang dimodulasi oleh suatu sinyal digital. Pada sistem komunikasi, sering diasumsikan bahwa *receiver* secara sempurna sinkron dengan *transmitter*, dan satu-satunya rusaknya saluran adalah karena *noise*. Dalam prakteknya, sering ditemukan bahwa ada tambahan terhadap ketidak-pastian selain daripada *noise*, ada juga ketidak-pastian random pada parameter sinyal tertentu. Yang umum penyebab ketidak-pastian ini adalah distorsi di dalam media transmisi. Parameter sinyal random yang paling umum adalah *carrier phase*, untuk sinyal *narrowband*[4]. Efek pada *phase error* ini akan memperkenalkan suatu distorsi fasa pada sinyal demodulasi, di mana masing-masing komponen frekuensi dari sinyal info yang asli mengalami suatu pergeseran fasa tetap. Distorsi fasa ini dapat mengurangi level sinyal dalam tegangan dan daya sehingga merusak dalam komunikasi suara, sebab telinga manusia secara relatif tidak dapat merasakan pada distorsi fasa.

Ada dua pendekatan dasar persetujuan dengan sinkronisasi *carrier* pada penerima. Pertama adalah multiplex, biasanya frekuensi, sebuah sinyal khusus, dinamakan sinyal pilot, yang mengikuti penerima untuk mengekstrak, dan demikian untuk mensinkronkan lokal osilator ke frekuensi *carrier* dan fasa dari sinyal terima. Ketika sebuah komponen *carrier* yang tidak termodulasi dikirim bersama sinyal pembawa informasi, penerima menggunakan *phase-locked loop* (PLL) untuk mendapat dan menangkap komponen *carrier*. PLL didesain pada *narrowband* sehingga tidak signifikan terpengaruh oleh hadirnya komponen frekuensi dari sinyal pembawa informasi[1].

Pendekatan kedua, yang umumnya muncul pada praktek, berasal pada estimasi *carrier phase* dari sinyal modulasi. Pendekatan ini mempunyai keuntungan yang nyata bahwa total daya pengirim dialokasikan untuk mengirim sinyal pembawa informasi. Pada tugas akhir ini digunakan pendekatan pertama, karena menganalisa efek dari inkoheren combining EGC receivers.

2.4.1 Phase-Locked Loop (PLL)[7]

PLL terdiri dari sebuah *multiplier*, *loop filter* dan *voltage controlled oscillator* (VCO). Seperti yang ditunjukkan gambar 2.2. Jika kita asumsikan input dari PLL adalah sinusoidal $\cos(2\pi f_c t + \varphi)$ dan output dari VCO adalah $\sin(2\pi f_c t + \hat{\varphi})$, dimana $\hat{\varphi}$ merepresentasikan estimasi φ , hasil dari dua sinyal ini adalah



Gambar 2.3 elemen PLL

$$\begin{aligned}
 e(t) &= \cos(2\pi f_c t + \varphi) \sin(2\pi f_c t + \hat{\varphi}) \\
 &= \frac{1}{2} \sin(\hat{\varphi} - \varphi) + \frac{1}{2} \sin(4\pi f_c t + \varphi + \hat{\varphi})
 \end{aligned}
 \tag{2.9}$$

Loop filter adalah filter *low-pass* yang hanya meloloskan komponen frekuensi rendah $\frac{1}{2} \sin(\hat{\varphi} - \varphi)$ dan menghilangkan komponen pada $2f_c$. Dimana

$\Delta\varphi = (\hat{\varphi} - \varphi)$ adalah *phase error*. Fungsi transfer dari *loop filter* dapat dirumuskan :

$$G(s) = 1 + \tau_2 s / 1 + \tau_1 s
 \tag{2.10}$$

Dimana τ_2 dan τ_1 adalah parameter desain. Dalam kerja normal setelah melewati VCO, PLL dikurangi menjadi model sistem *equivalent closed loop*. Fungsi sin dari perbedaan fasa $\hat{\varphi} - \varphi$ membuat sistem menjadi *nonlinear*, dan sebagai konsekuensinya analisa performansi dari *noise* juga terlibat. Hal ini mengakibatkan *phase error* kecil menjadi : $\sin(\hat{\varphi} - \varphi) \approx \hat{\varphi} - \varphi$. Analisa yang tepat berdasarkan *nonlinear* PLL secara matematik dapat diambil ketika nilai $G(s) = 1$, yang dihasilkan dari *first-order loop*. Dalam kasus ini, *probability density function* (*pdf*) dari phase error adalah

$$p(\Delta\varphi) = \exp(\zeta_l \cos(\psi)) / 2\pi I_0(\zeta_l)
 \tag{2.11}$$

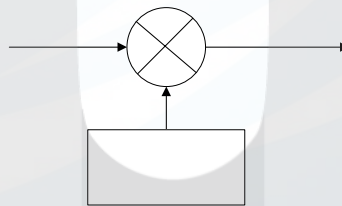
dimana I_0 adalah fungsi Bessel dan ζ_l adalah SNR dalam l th *loop*.

2.5 Modulasi dan demodulasi

Modulasi adalah proses penumpangan sinyal info pada sinyal carrier. Adapun modulasi digital berarti menumpangkan sinyal info dalam format digital pada sinyal carrier. Adapun fungsi dari modulasi digital pada tugas akhir ini ialah sebagai mapper yang berguna untuk pembentukkan sinyal kompleks. Pada modulasi digital PSK, fasa dari sinyal pembawa dengan amplitude konstan diubah sesuai dengan data biner. Demodulasi adalah proses untuk mendapatkan sinyal pemodulasi dari sinyal termodulasi.

2.5.1 Binary Phase Shift Keying (BPSK)

Pada modulasi BPSK, fasa dari sinyal pembawa dengan amplitude konstan diubah sesuai dengan data biner. Data biner tersebut memiliki dua nilai, m_1 dan m_2 , m_1 mewakili bit 1 dan m_2 mewakili bit 0. Pada BPSK terdapat dua level sinyal yang berbeda fasa 180° . Gambar 2.4 menunjukkan blok modulator BPSK.



Gambar 2.4 Modulator BPSK

Jika sinyal pembawa memiliki amplitudo A_c dan energi per bit $E_b = \frac{1}{2} A_c^2 T_b$,

sinyal BPSK yang dikirim memiliki persamaan [3]:

$$S_{BPSK} = m(t) \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \theta_c) \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (2.12)$$

$$m(t) \text{ merupakan data digital, } m(t) = \begin{cases} +1 & ; \text{ untuk bit '1'} \\ -1 & ; \text{ untuk bit '0'} \end{cases} \quad (2.13)$$

Probabilitas bit error (BER) dari BPSK dapat dituliskan [4]:

$$P_{e,BPSK} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) = Q(\sqrt{2\gamma}) \quad (2.14)$$

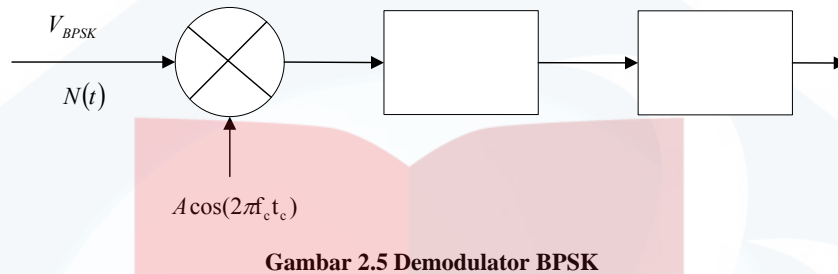
Q merupakan fungsi Q yang didefinisikan sebagai:

Bipolar
baseband
signal

$$Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{2\pi} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx \quad (2.15)$$

dan γ merupakan perbandingan antara daya sinyal terhadap daya noise (SNR).

Untuk demodulasi[1], gambar 2.5 menunjukkan blok demodulator BPSK.



Gambar 2.5 Demodulator BPSK

Untuk memudahkan analisa kita anggap sinyal BPSK yang ditransmisikan tidak dibatasi pita frekuensinya.[1]

Asumsi: $V_{BPSK}(t) = V \cos(2\pi f_c t_c)$; untuk bit "1" (2.16)

$= -V \cos(2\pi f_c t_c)$; untuk bit "0" (2.17)

Kinerja detector:

1. misalkan $A \cos(2\pi f_c t_c) = 2 \cos(2\pi f_c t_c)$, maka:

$V_a(t) = \pm V \cos(2\pi f_c t_c) \cdot 2 \cos(2\pi f_c t_c) = \pm V [1 + \cos(2\pi f_c t_c)]$ berarti $V = \pm V$

2. Komponen derau

$V_N(t) = N(t)$

Cara kerja Penyegar Pulsa(PP)

1. Dengan kendali oleh clock, masukan (sinyal+noise) diambil sampelnya
 - a. $V_s(t) = V + N(t)$; bit "1"
 - b. $V_s(t) = -V + N(t)$; bit "0"
2. Bandingkan tegangan sampel dengan tegangan referensi (digunakan 0 volt)

Diambil sample lebih besar atau lebih kecil dari 0 volt

 1. bit "1"
 - a. $N(t) > 0$ maka $V + N(t) > 0$ (*)
 - b. $N(t) > -V$ maka $V + N(t) < 0$ (**)
 2. bit "0"
 - c. $N(t) < 0$ maka $-V + N(t) < 0$ (***)
 - d. $N(t) > -V$ maka $-V + N(t) < 0$ (****)
3. Atas dasar (1) dan (2) ambil kesimpulan

$V_s > 0$ maka bit "1"

$V_s < 0$ maka bit "0"

Maka: a. (*)dikirim "1" (benar)

(**)dikirim "0" (salah)

b. (***)dikirim "0" (benar)

(****)dikirim "1" (salah)

2.6 Fading

Fading menjadi istilah untuk menguraikan fluktuasi yang cepat di dalam amplituda penerima sinyal radio pada waktu jangka pendek. Fading adalah suatu peristiwa umum di dalam saluran komunikasi bergerak, di mana itu disebabkan interferensi antara dua atau lebih versi dari sinyal yang dipancarkan yang tiba di penerima pada waktu yang berbeda sedikit. Resultan sinyal terima dapat bertukar-tukar secara luas di fasa dan amplituda, tergantung pada berbagai faktor seperti intensitas, relativitas waktu propagasi dari gelombang, bandwidth sinyal yang dipancarkan dll.

2.7 Kanal Fading

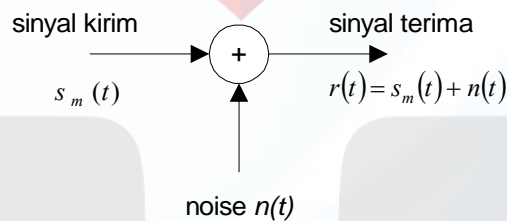
Kebanyakan sistem radio selular yang beroperasi pada daerah urban tidak memiliki lintasan langsung (*line of sight*) antara pemancar dan penerima, dan keberadaan gedung-gedung tinggi mengakibatkan beberapa loss difraksi. Banyaknya pantulan dari berbagai benda, mengakibatkan gelombang elektromagnetik berjalan pada lintasan yang berbeda dengan panjang lintasan yang bervariasi. Interaksi antara beberapa gelombang ini mengakibatkan multipath fading pada suatu lokasi yang khusus, dan kekuatan gelombang melemah seiring bertambahnya jarak antara pengirim dan penerima. Model propagasi yang memprediksi rata-rata kekuatan sinyal untuk suatu separasi jarak yang acak antara pemancar dan penerima (T-R) untuk memperkirakan daerah cakupan radio dari sebuah pemancar disebut dengan model propagasi *large scale*, yang memperkirakan kekuatan sinyal terhadap pemisahan jarak T-R yang besar (beberapa ratus atau ribu meter). Sedangkan model propagasi yang memperkirakan fluktuasi yang cepat dari kekuatan sinyal yang diterima selama jarak tempuh yang pendek (beberapa panjang gelombang) atau durasi waktu yang pendek (dalam satuan detik) disebut model fading *small scale*.

2.7.1 Model Kanal Propagasi

Tipe distribusi dari model ini digunakan untuk mendefinisikan fading dari *envelope* yang diterima untuk komponen *non line-of-sight* (NLOS) dari sinyal multipath.

Additive White Gaussian Noise

Kanal *Gaussian* adalah model kanal yang sering digunakan dan biasa disebut kanal ideal karena kanal ini hanya dipengaruhi oleh *additive white Gaussian noise* (AWGN) yang diakibatkan secara internal pada penerima. Pemodelan dari kanal *Additive White Gaussian Noise* diperlihatkan gambar 2.6.



Gambar 2.6 Pemodelan kanal AWGN

Didefinisikan sinyal informasi $s_m(t)$ ditransmisikan pada interval $0 \leq t \leq T$, maka sinyal terima setelah terdistorsi *noise* adalah :

$$r(t) = s_m(t) + n(t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.18)$$

$n(t)$ adalah sebuah fungsi random yang memiliki nilai, n , dalam setiap waktu yang berubah-ubah, t , adalah bersifat statistik yang memenuhi karakter dari *probability density function (pdf) Gaussian*, $p(n)$:

$$p(n) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{n}{\sigma}\right)^2\right] \quad (2.19)$$

dimana σ^2 adalah variansi dari n . *Gaussian density function* ternormalisasi pada sebuah proses *zero-mean* dihasilkan dengan menganggap bahwa $\sigma = 1$.

Nakagami-m

Distribusi Nakagami-m secara statistik telah diketahui mendefinisikan dengan sangat dekat model fading dari sinyal yang diterima mendekati percobaan empiris. Distribusi Nakagami-m memiliki dua parameter yaitu (m, γ) . Bentuk yang sederhana menjadikannya sangat menarik untuk digunakan menganalisa performansi dan sangat fleksibel. Model distribusi ini dapat digunakan menghitung keadaan fading yang kuat dan yang lemah, serta model distribusi fading Rayleigh klasik ($m = 1$) dan distribusi

satu sisi dari Gaussian ($m = 1/2$) sebagai keadaan khusus. Untuk distribusi Rice juga dapat didekati dengan pemodelan ($m = (K+1)^2 / (2K+1)$). Distribusi fading Nakagami-m :

$$p_{\gamma}(\gamma) = \left(\frac{m}{\bar{\gamma}_\ell}\right)^m \frac{\gamma^{m-1}}{\Gamma(m)} \exp\left(-m \frac{\gamma}{\bar{\gamma}_\ell}\right) \quad (2.20)$$

dimana : $\bar{\gamma}_\ell$ dan m adalah rata SNR per simbol, $\bar{\gamma}_\ell = \varepsilon \langle r_\ell^2 \rangle E_s / N_0$

$\Gamma(m)$ adalah fungsi gamma yang didefinisikan sebagai:

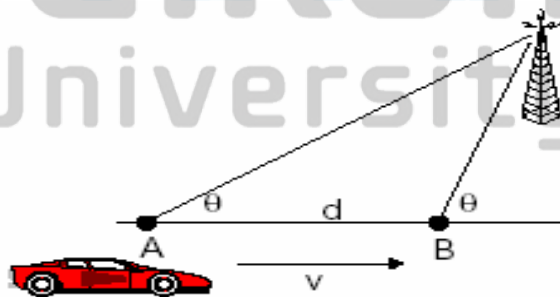
$$\Gamma(m) = \int_0^\infty e^{-t} t^{m-1} dt \quad m > 0$$

$$\Gamma(m) = (m-1)! \quad m = \text{bilangan bulat positif}$$

Ketika $m = 1$, distribusi Nakagami menjadi distribusi Rayleigh, ketika $m = 1/2$ itu menjadi satu sisi distribusi Gaussian dan ketika $m \rightarrow \infty$ distribusi menjadi sebuah impuls (tidak ada fading). Bahkan distribusi Rice dapat dilihat dengan pendekatan menggunakan parameter Nakagami m .

2.8 Pergeseran Doppler

Pergerakan relatif antara *transmitter* dan *receiver* akan menimbulkan pelebaran spektrum yang disebabkan oleh laju perubahan waktu terhadap kanal (*time varying*). Jika suatu sinyal sinusoidal murni f_c dipancarkan, spektrum sinyal terima yang dinamakan spektrum *Doppler* akan memiliki *range* frekuensi $f_c - f_d$ sampai $f_c + f_d$, dimana f_d adalah pergeseran *Doppler*. Pelebaran spektral tersebut merupakan fungsi yang berhubungan dengan kecepatan pergerakan relatif antara *transmitter* dengan *receiver* dan sudut antara arah propagasi gelombang sinyal datang terhadap arah pergerakan antenna.



Gambar 2.7 Ilustrasi efek Doppler

Pergeseran *Doppler* diekspresikan dengan persamaan

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \tag{2.21}$$

Dimana, v adalah kecepatan pergerakan relatif

λ adalah panjang gelombang frekuensi *carrier*

θ adalah sudut antara arah propagasi sinyal datang dengan arah pergerakan antenna

Dari gambar dan persamaan (2-21) di atas, tampak bahwa jika *user* bergerak ke arah maju searah perambatan sinyal, maka *doppler shift* akan bernilai positif, tetapi jika *user* bergerak ke arah sebaliknya, maka *doppler shift* akan bernilai negatif. Frekuensi *Doppler* maksimum (f_m) terjadi saat arah pergerakan antenna berada satu lintasan dengan arah propagasi sinyal, yaitu saat *user* bergerak mendekati atau menjauhi *station*, sehingga sudut θ bernilai 0 atau π [9] .

$$f_m = \pm \frac{v}{\lambda} \tag{2.22}$$

Delay Spread dan Bandwidth koheren

Ketika dikirim suatu sinyal, maka sinyal yang diterima pada penerima merupakan gabungan dari sinyal langsung (tidak terpantul) dan sinyal yang tidak langsung (memiliki *delay* dibanding sinyal langsung). *Delay spread* merupakan suatu interval ukuran *delay* dari tiap lintasan propagasi sinyal, dikarenakan melalui lintasan propagasi yang berbeda. *Delay spread* dapat didefinisikan sebagai parameter yang mendeskripsikan karakteristik dari respon impuls kanal pada domain waktu. Adapun karakteristik respon kanal pada domain frekuensi diwakili oleh parameter *coherence bandwidth*. *Coherence bandwidth* (B_c) merupakan ukuran statistik kanal dimana kanal dianggap tetap atau “flat” pada interval frekuensi tertentu. Maksudnya, kanal akan melewati seluruh komponen spektral dengan pendekatan gain yang sama serta fasa linier.

Ketika sinyal yang dikirim memiliki *bandwidth* lebih besar dari *bandwidth* koheren ($B_s > B_c$), maka kanal akan memperlakukan sinyal berbeda, efek ini dikenal dengan istilah *frequency selective fading*. Sedangkan ketika sinyal yang ditransmisikan memiliki *bandwidth* lebih kecil daripada *bandwidth* koheren ($B_s < B_c$), maka sinyal tersebut akan diperlakukan sama oleh kanal, atau dengan kata lain sinyal akan terkena *flat fading* atau *frequency nonselective fading*.

Nilai dari *coherence bandwidth* (B_c) dapat dihitung dengan pendekatan sebagai berikut :

$$B_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (2.23)$$

dengan T_m adalah *maximum rms delay spread*.

Doppler Spread dan waktu koheren

Doppler Spread (B_d) adalah parameter yang merepresentasikan ukuran pelebaran spektral karena adanya perubahan dari kanal setiap waktu. Ketika dikirim sebuah sinyal sinusoidal murni dengan frekuensi f , maka spektrum sinyal terima akan mempunyai komponen spektrum dalam range $(f - f_d)$ sampai $(f + f_d)$, dimana f_d adalah *doppler shift*. Besarnya pelebaran spektral tersebut tergantung pada f_d dimana merupakan fungsi dari kecepatan relatif dari penerima. Ketika *bandwidth* sinyal *baseband* jauh lebih besar daripada B_d , maka pengaruh dari *doppler spread* dapat diabaikan oleh penerima.

Coherence time (waktu koheren) merupakan besaran statistik dari durasi waktu dimana respon impuls kanal pada dasarnya tidak berubah. Sebagai pendekatan, *coherence time* (T_c) dapat dihitung dengan :

$$T_c \approx \frac{1}{f_{d \max}} \quad (2.24)$$

Dengan $f_{d \max}$ adalah besarnya *doppler shift* maksimum dimana diperoleh dari :

$$f_{d \max} = \frac{v}{\lambda} \quad (2.25)$$

Ketika sinyal yang dikirim memiliki durasi simbol lebih lambat daripada *coherence time* ($T_s < T_c$), maka sinyal tersebut akan mengalami *slow fading*. Sedangkan ketika sinyal yang ditransmisikan memiliki durasi simbol lebih cepat daripada *coherence time* ($T_s > T_c$), maka sinyal tersebut mengalami *fast fading*.

BAB V

KESIMPULAN DAN SARAN

5.1 Kesimpulan

Dari hasil analisa dan simulasi maka pada Tugas Akhir dapat diperoleh kesimpulan antara lain :

1. *Phase error* sangat berpengaruh terhadap performansi EGC receivers. Pengaruh *phase error* mulai terlihat dominan di atas nilai 33° , sedangkan koefisien korelasi fading memberikan pengaruh yang sangat kecil terhadap BER. Hal ini bisa dilihat dimana nilai *phase error* di atas 33° menghasilkan BER yang sangat buruk yaitu sebesar 0.5.
2. Untuk *phase error* di bawah 33° koefisien korelasi lebih berpengaruh terhadap performansi EGC receiver. Hal ini bisa dilihat dengan semakin kecil koefisien korelasi menghasilkan nilai BER yang semakin baik pula dengan *phase error* yang semakin kecil. Dengan koefisien korelasi menghasilkan BER yang sangat baik mencapai nilai $5.23 \cdot 10^{-6}$.
3. Dengan nilai *carrier error phase* tertentu, dan nilai fading figure (m) yang sama, pengaruh koefisien korelasi sangat besar. Semakin besar nilai koefisien korelasi yang digunakan BER yang dihasilkan juga semakin baik. Dengan SNR 15 dB, koefisien korelasi 0.7 menghasilkan BER sebesar $1.74 \cdot 10^{-5}$, sedangkan koefisien korelasi dinaikkan sebesar 0.9 menghasilkan BER sebesar $8.72 \cdot 10^{-6}$. Hal ini menunjukkan terjadinya penurunan *error* sebesar $8.68 \cdot 10^{-6}$.
4. Nilai fading figure (m) juga berpengaruh pada performansi EGC receivers. Semakin besar nilai fading figure (m) yang digunakan BER yang dihasilkan juga semakin baik. Dengan nilai koefisien korelasi dan nilai SNR yang sama, EGC receiver dengan $m=1$ menghasilkan BER sebesar $1.447 \cdot 10^{-3}$. Sedangkan EGC receiver dengan $m=3$ menghasilkan BER sebesar $7.85 \cdot 10^{-5}$. Hal ini menunjukkan terjadinya penurunan *error* sebesar $1.36 \cdot 10^{-3}$.
5. Modulasi juga berpengaruh terhadap performansi EGC receivers. modulasi BPSK menghasilkan nilai *bit error rate* (BER) yang lebih baik dari modulasi QPSK. Dengan nilai fading figure (m) dan *phase error* yang sama, EGC receiver dengan modulasi BPSK menghasilkan BER sebesar $1.57 \cdot 10^{-4}$, sedangkan dengan modulasi QPSK menghasilkan BER sebesar $2.77 \cdot 10^{-4}$.

5.2 Saran

Tugas Akhir ini dapat dikembangkan lebih lanjut dengan berbagai hal sebagai berikut :

1. perlu diterapkan pada EGC *receiver* sebuah jaringan sistem, misalnya jaringan DS/CDMA.
2. simulasi dapat dilakukan pada daerah transmisi passband.
3. perlu diteliti performansi *error* jika dilakukan dua penggabungan dua teknik diversitas untuk *receiver* seperti MRC dan EGC.

DAFTAR PUSTAKA

- [1] Bambang Sumajudin, Ir. M.T.and Dwi Anto Agung Prabowo, “*Diktat Sistem Komunikasi Analog dan Digital*”, STT Telkom, Bandung.
- [2] Bernard Sklar, “*Digital Communication*”, Prentice Hall. Englewood Cliffs, New Jersey. 1998.
- [3] Harvard Aditya Gregory,”*Analisis Kinerja TCM-QPSK dengan Penggunaan Teknik Diversitas Maximal Ratio Combining dan Selective Combining pada kanal fading Rayleigh*”, STT Telkom, Bandung, 2005.
- [4] Haykin, S, “*Communication Systems*”, John Wiley & Sons Inc, 2001.
- [5] Karagiannidis, George.K, “*Moments-Based Approach to the Performance Analysis of Equal Gain Diversity in Nakagami-m Fading*”, IEEE Transaction on Communication, 2004.
- [6] Nachwan, Mufti S.T., “*Diktat Sistem Komunikasi Bergerak*”, STT Telkom, Bandung..
- [7] Proakis, John G, “*Digital Communications.*”, McGraw-Hill, New York, 1995.
- [8] Ramanathan Viswanathan, “*Performance Evaluation of Equal Gain Diversity Systems In Fading Channels*”, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, 2003
- [9] Rappaport, Theodore S, “*Wireless Communication*”, Prentice Hall PTR, New Jersey, 1996
- [10] Zhang, Dongbo, “*Efficient Procedure for Nakagami-m Fading Channel Simulation*”, Iowa State University , 2005.