

KINERJA SISTEM MIMO-OFDM EMPAT ANTENA TRANSCEIVER PADA KANAL YANG SALING BERKORELASI

Roesdiade Ibrahim¹, Budi Prasetya², Arfianto Fahmi³

^{1,2,3}Departemen Teknik Elektro Sekolah Tinggi Teknologi Telkom, Bandung
¹diadesign@gmail.com, ²bpv@stttelkom.ac.id, ³arf@stttelkom.ac.id

Abstrak

Kondisi kanal *wireless* sangat rentan terhadap *multipath fading* yang menyebabkan amplitudo, *delay*, dan fasa sinyal menjadi *random*. Pada kanal MIMO, kondisi tersebut dapat menyebabkan sinyal saling berkorelasi. Pada Penelitian ini dianalisis kinerja sistem MIMO-OFDM dengan empat antena *transceiver* pada kanal yang berkorelasi. Sistem dilengkapi dengan STBC dan dimodelkan sesuai standar IEEE 802.11a. Sistem kemudian diuji dalam kanal berkorelasi yang dimodelkan dengan GBSB (*Geometrically Based Single Bounce*) jenis sirkular. Hasil simulasi didapatkan bahwa kinerja sistem empat antena *transceiver* lebih baik dari pada penerapan dua antena *transceiver*. Sedangkan pada kanal berkorelasi, kinerja sistem lebih rendah dibanding pada kanal tak berkorelasi. Pada kanal berkorelasi, sistem dipengaruhi oleh *Angle Spread*, *scatterer*, dan jarak antara pengirim ke penerima. Semakin besar *Angle Spread* dan jarak pengirim ke penerima maka kinerja semakin menurun. Semakin banyak *scatterer* di sekitar penerima maka kinerja akan semakin baik.

Kata kunci: MIMO, OFDM, kanal berkorelasi, GBSB, *Angle Spread*, *scatterer*.

Abstract

Wireless channel is so susceptible to multipath fading that could random amplitude, delay, and phase. In MIMO, this condition might cause correlation signal. This Research presents performance of MIMO-OFDM system using four transceivers antenna in correlated channel. The system is equipped by STBC and adapted to fixed WLAN IEEE 802.11a standard. The correlation channel is modeled by GBSB (*Geometrically Based Single Bounce*) circular type. Based on simulation result, the performance of four transceivers antenna system is better than two transceivers antenna. System's performance in correlated channel is worse than in uncorrelated channel. On correlated channel, *Angle Spread*, *scatterer*, and distance between transmitters to receiver can affect the system. The more *Angle Spread* or distance transmitter to receiver to more performance will go down. More *scatterer* around the receiver than the performance will be better.

Keywords: MIMO, OFDM, correlated channel, GBSB, *Angle Spread*, *scatterer*.

1. Pendahuluan

Di antara teknologi yang dikembangkan untuk meningkatkan kinerja sistem komunikasi *wireless* adalah MIMO (*Multiple Input Multiple Output*). MIMO merupakan sistem yang menggunakan beberapa antena *transmitter* dan beberapa antena *receiver*. Sehingga MIMO mampu memberikan *diversity gain* atau *multiplexing gain*.

Teknologi lainnya adalah OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), yaitu teknik modulasi *multicarrier* yang antar subcarrier-nya saling ortogonal sehingga diperbolehkan *overlapping*. Sistem MIMO-OFDM diharapkan akan mampu meningkatkan kualitas dari komunikasi *wireless*.

Pada Penelitian ini dibahas performansi dari sistem MIMO-OFDM empat antena *transceiver* menggunakan STBC pada kanal yang berkorelasi. Kanal yang berkorelasi dimodelkan dengan GBSB sirkular yang mewakili kondisi *fixed wireless* pada daerah *open area*. Pengaturan besar *Angle Spread*,

jarak antara *transmitter* dan *receiver*, dan jumlah *scatterer* di sekitar *receiver* mempengaruhi korelasi kanal. Selanjutnya sistem diterapkan dengan mapper BPSK dan QPSK serta 2 dan 4 antena pada kanal *flat* dan *selective fading*.

2. Sistem MIMO-OFDM

2.1 MIMO [2,3,8,15,16]

MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) merupakan sistem yang menggunakan multi antena pada bagian pengirim dan penerima. Deretan data serial dimultipleks ke tiap elemen antena, kemudian dikirimkan melewati kanal tertentu. Jika dibandingkan dengan sistem satu antena pada band frekuensi yang sama, MIMO memberikan efisiensi spektral yang lebih besar.

Pada sistem MIMO, pengirim menggunakan n antena dan penerima menggunakan m antena. Untuk setiap *time slot* t , sinyal $x(t)$, $i = 1, 2, 3, \dots, n$ ditransmisikan secara simultan dari n antena pengirim. Sedangkan kanalnya bisa bersifat *flat* atau

frequency selective fading. Jika gain lintasan dari antenna pengirim i ke antenna penerima j disimbolkan dengan $h_{j,i}$, maka untuk persamaan sinyal terima di antenna penerima j pada waktu t dinyatakan oleh persamaan (1).

$$r_m(t) = \sum_{i=1}^N h_{m,i}(t)x_i(t) + n_m(t) \quad (1)$$

$r_m(t)$ adalah sinyal yang diterima oleh antenna penerima m pada waktu t dan $x_i(t)$ menunjukkan simbol termodulasi yang ditransmisikan oleh antenna pengirim pada waktu t . Sedangkan n_m merupakan noise di penerima.

2.2 Space Time Blok Code (STBC)

STBC merupakan salah satu teknik dalam MIMO yang menggunakan diversitas ruang. Prinsipnya, sebuah simbol memiliki replika yang akan ditransmisikan orthogonal satu sama lainnya dengan cara menggeser kekompleksitasannya. STBC menawarkan diversity gain namun tidak menawarkan coding gain.

Rate dalam STBC merupakan perbandingan antara jumlah inputan simbol encoder tiap operasi pengkodean k terhadap jumlah periode transmisi yang dibutuhkan untuk mengirimkan simbol berkodekan space-time melewati multiple antenna p .

$$R = \frac{k}{p} \quad (2)$$

Sehingga dengan bit rate r_b , symbol rate r_s , dan bandwidth B , STBC memberikan efisiensi spektral sebesar η .

$$\eta = \frac{r_b}{B} = \frac{r_s m R}{r_s} = \frac{km}{p} \text{ bits/s/Hz} \quad (3)$$

Pada pengirim, skema STBC dua antenna mengikuti skema Alamouti [2.15] seperti yang ditunjukkan pada gambar 1 (a). Pada saat t , Tx_1 memancarkan sinyal x_1 dan Tx_2 memancarkan sinyal x_2 , kemudian saat $t+T$, Tx_1 memancarkan sinyal $-x_2^*$ dan Tx_2 memancarkan sinyal x_1^* . Tanda * merupakan operasi conjugate dari persamaan sinyal yang dimaksud. Dengan cara yang sama, untuk skema orthogonal STBC empat antenna dengan rate 1 ditunjukkan oleh gambar 1 (b).

$$X = \begin{matrix} & Tx_1 & Tx_2 \\ t & \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \\ t+T & \begin{bmatrix} -x_2^* & x_1^* \\ x_1 & x_2 \end{bmatrix} \end{matrix} \quad Y = \begin{bmatrix} y_1 & y_2 & y_3 & y_4 \\ -y_2 & y_1 & -y_4 & y_3 \\ -y_3 & y_4 & y_1 & -y_2 \\ -y_4 & -y_3 & -y_2 & y_1 \end{bmatrix} \quad (a) \quad (b)$$

Gambar 1. Skema STBC (a) dua antenna dan (b) empat antenna dengan rate = 1

Pada antenna penerima ke- j persamaan sinyal yang diterima secara umum

$$y_{j1} = h_{j1} \cdot x_1 + h_{j2} \cdot x_2 + n_{j1} \quad (4)$$

$$y_{j2} = -h_{j1} \cdot x_2 + h_{j2} \cdot x_1 + n_{j2} \quad (5)$$

selanjutnya y_{j1} dan y_{j2} dikombinasikan dengan h_{j1} pada combiner untuk mendapatkan \hat{x}_1 dan \hat{x}_2 yang akan diputuskan oleh Maximum Likelihood.

Skema dua buah antenna receiver ini dikembangkan untuk jumlah antenna yang lebih dari dua. Dengan mengasumsikan koefisien kanal $h_{j,i}(t) = h_{j,i}$, $t = 1, 2, \dots, p$ dimana p adalah periode simbol untuk memperoleh sinyal daya transmit x_i , estimasi simbol \hat{x}_i dapat ditentukan dari persamaan (6).

$$\hat{x}_i = \sum_{t=1}^{NT} \sum_{j=1}^{NR} \text{sgn}(t) \cdot r_{j,t} \cdot \tilde{h}_{j,\epsilon_t(i)} \quad (6)$$

$$\tilde{r}_t^j(i) = \begin{cases} r_t^j & \text{jika } x_i \text{ pada kolom ke-} t \\ (r_t^j)^* & \text{jika } x_i^* \text{ pada kolom ke-} t \end{cases}$$

$$\tilde{h}_{j,\epsilon_t(i)} = \begin{cases} h_{j,\epsilon_t(i)}^* & \text{jika } x_i \text{ pada kolom ke-} t \\ h_{j,\epsilon_t(i)} & \text{jika } x_i^* \text{ pada kolom ke-} t \end{cases}$$

Dimana ϵ_t adalah permutasi simbol-simbol dari kolom pertama ke kolom ke- t . Jika sebuah matriks X

$$X = \begin{matrix} & t_1 & t_2 & t_3 & t_4 \\ \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 \\ x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 \end{bmatrix} & NT_1 \\ & & & & NT_2 \\ & & & & NT_3 \\ & & & & NT_4 \end{matrix}$$

maka posisi x_i dalam baris ke- NT direpresentasikan dengan $\epsilon_t(i)$ dan tanda x_i di kolom ke- t ditandai oleh $\text{sgn}(i)$.

Maximum Likelihood untuk mendeteksi simbol \hat{x} ditentukan oleh persamaan umum:

$$d^2(\hat{x}, s_i) \leq d^2(\hat{x}, s_k) \quad \forall i \neq k \quad (7)$$

Oleh Yuan dan Vucetic [18] dituliskan dalam bentuk persamaan berikut.

$$\hat{x} = \sum_{t=1}^{n_r} \sum_{j=1}^{n_R} \left| r_t^j - \sum_{i=1}^{n_r} h_{j,i} x_i^j \right|^2$$

$$\hat{x} = \sum_{i=1}^{n_r} \left[|x_i - x_i^j|^2 + \left(\sum_{t=1}^{n_r} \sum_{j=1}^{n_R} |h_{j,i}|^2 - 1 \right) |x_i^j|^2 \right]$$

$$\hat{x} = |x_i - x_i^j|^2 + \left(\sum_{t=1}^{n_r} \sum_{j=1}^{n_R} |h_{j,i}|^2 - 1 \right) |x_i^j|^2 \quad (8)$$

2.3 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

OFDM merupakan teknik modulasi *multicarrier* yang antar-*subcarrier*-nya saling *orthogonal* satu sama lain. Dengan demikian, masing-masing *subcarrier* dapat saling *overlapping* tanpa menimbulkan efek *Inter-carrier Interference* (ICI). Hal ini dapat menghemat penggunaan *bandwidth* [4,12]. Pada sistem *Frequency Division Multiplexing* (FDM), untuk mentransmisikan data secara paralel digunakan beberapa *carrier* yang tidak *overlap* ditambah dengan *guard band*, sehingga memerlukan *bandwidth* yang lebih lebar daripada OFDM.

Prinsip dari OFDM adalah membagi *bit rate* sinyal informasi *wideband* menjadi deretan data paralel dengan *bit rate* yang lebih rendah (*narrowband*). Data-data paralel tersebut dimodulasi dengan *subcarrier* yang saling *orthogonal*. Oleh karena itu, kanal yang semula bersifat *frequency selective fading* akan dirasakan seperti kanal *flat fading* oleh masing-masing *subcarrier*.

Pada sistem OFDM, digunakan *Discrete Fourier Transform* (DFT) untuk menghasilkan *subcarrier* yang *orthogonal*. Selain itu, penggunaan DFT mampu mengurangi kompleksitas pada sistem pengirim dan penerima, jumlah osilator, mixer, dan filter untuk masing-masing *subcarrier*. Untuk mempersingkat waktu komputasi, digunakan algoritma *Invers Fast Fourier Transform* (IFFT) pada pengirim dan FFT pada penerima.

2.4 Kanal Multipath Fading

Pola distribusi *Rayleigh* digunakan pada kondisi *multipath* dengan tidak ada jalur langsung antara *transmitter* dan *receiver*, dengan kata lain antar pengirim dan penerima tidak LOS (*Line Of Sight*).

Distribusi *Rayleigh* memiliki fungsi padat peluang (*probability density function*):

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) & (0 \leq r < \infty) \\ 0 & (r < 0) \end{cases} \quad (9)$$

dimana σ adalah nilai rms tegangan sinyal sebelum deteksi selubung dan σ^2 adalah daya waktu rata-rata sinyal terima sebelum deteksi selubung.

Tipe kanal bisa dikategorikan sebagai *flat fading* jika mempunyai periode simbol (T_s) lebih besar dari *rms delay spread* (τ_{rms})

$$T_s > \tau_{rms} \quad (10)$$

Dimana τ_{rms} dihitung berdasarkan *power delay profile* yang dihasilkan dari respon impuls kanal dengan referensi sinyal pertama datang dan bisa dideteksi oleh penerima. Berikut persamaan untuk mencari *rms delay spread* dengan $P(\tau_k) =$ *power delay* ke- k .

$$\tau_{rms} = \sqrt{\tau^2 - (\tau)^2} \quad , \tau = \text{mean excess delay} \quad (11)$$

$$\tau = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} = \frac{\sum_k |h(\tau_k)|^2 \tau_k}{\sum_k |h(\tau_k)|^2}$$

$$\tau^2 = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} = \frac{\sum_k |h(\tau_k)|^2 \tau_k^2}{\sum_k |h(\tau_k)|^2} \quad (12)$$

Sebaliknya, jika $T_s < \tau_{rms}$ maka kanal didefinisikan sebagai *frekuensi selective fading*.

2.4 Model Kanal MIMO [10,14]

Secara garis besar model kanal MIMO bisa dikategorikan menjadi model kanal non-fisik (*non-physical model*) dan model kanal fisik (*physical model*). Model kanal non fisik berdasarkan pada karakteristik statistik kanal dengan menggunakan parameter non-fisik yang diperoleh berdasarkan pengukuran. Secara umum model non-fisik ini mudah untuk disimulasikan, tetapi mempunyai keterbatasan dalam menjelaskan karakteristik propagasi pada kanal MIMO. Sedangkan model kanal fisik memiliki parameter-parameter fisik yang penting untuk menjelaskan karakteristik propagasi kanal MIMO, diantaranya *angle of departure* (AOD) dan *angle of arrival* (AOA)

Untuk mengevaluasi kinerja sistem dan mensimulasikan *multipath fading* dan korelasi kanal, dalam Penelitian ini digunakan model kanal fisik GBSB (*Geometrically-Based Single Bounce*) model sirkular (*One-Ring Model*). Dalam penggunaan model GBSB terdapat beberapa asumsi, yaitu:

- Sinyal yang diperhitungkan sampai pada penerima adalah sinyal yang hanya mengalami satu kali refleksi (*single bounce*) dan *Non Line of Sight* (NLOS) antara pengirim dan penerima
- Semua *scatterer* terletak pada bidang datar yang sama dengan pengirim dan penerima (hanya komponen *azimuth* yang dipertimbangkan)
- *Scatterer* merefleksikan sinyal yang datang ke semua arah dengan energi yang sama dan sampai pada penerima dengan daya yang sama
- Setiap *scatterer* diasosiasikan dengan fasa random ϕ yang terdistribusi uniform ($-\pi \leq \phi \leq \pi$), digunakan untuk memperhitungkan sifat dielektrik dari *scatterer*.
- *Mean AOD* dari pengirim adalah nol

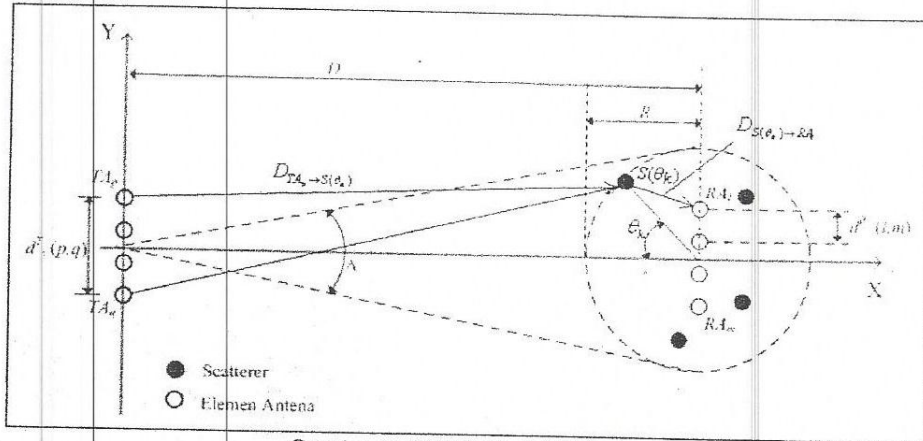
2.5 GBSB Model Sirkular [10]

Model ini cocok untuk mensimulasikan kondisi kanal pada *fixed wireless* daerah *suburban* dan *open area*. Dimana *Base Station* (sebagai pengirim) berada cukup tinggi dan tidak terhalang oleh *scatterer* lokal. Sedangkan *subscriber unit* (sebagai penerima) dikelilingi oleh banyak *scatterer* lokal

yang terdistribusi uniform dalam lingkaran dengan radius R seperti yang diperlihatkan pada gambar 2. Dimana:

- TA_p = elemen antenna ke-p pada pengirim. koordinat (x_{tp}, y_{tp})
- RA_l = elemen antenna ke-l pada penerima. koordinat (x_{rl}, y_{rl})
- D = jarak antara pengirim dan penerima
- R = radius lingkaran dimana scatterer berada
- $S(\theta_k)$ = koordinat scatterer ke-k (x_k, y_k)

- $D_{TA_p \rightarrow S(\theta_k)}$ = jarak antara elemen antenna ke-p ke scatterer ke-k
- $D_{S(\theta_k) \rightarrow RA_l}$ = jarak antara scatterer ke-k dengan penerima ke-l untuk $k=1, 2, \dots, K$
- K = jumlah scatterer maksimum
- Δ = Angle Spread untuk pengirim. perbedaan maksimum dan minimum yang mungkin dari AOD pada pengirim.



Gambar 2. GBSB Model Sirkular

Untuk menentukan Angle Spread Δ pada pengirim, bisa ditentukan dari rasio antara radius lingkaran R dan jarak antar antenna pengirim dan penerima D:

$$\Delta = 2 \tan^{-1} \left(\frac{R}{D} \right) \quad (13)$$

2.6 Path Gain dan Korelasi antar Kanal [10,14]

Path gain kanal ternormalisasi antara antenna pengirim ke-p dan antenna penerima ke-l pada model GBSB sirkular Gambar 2, ditentukan oleh persamaan:

$$H_{l,p} = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{k=1}^K \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda} (D_{TA_p \rightarrow S_k} + D_{S_k \rightarrow RA_l}) + j\phi_k \right] \quad (14)$$

Dimana:

$D_{TA_p \rightarrow S_k} = \sqrt{(x_{tp} - x_k)^2 + (y_{tp} - y_k)^2}$ adalah jarak antenna pengirim ke-p dengan scatterer ke-k

$D_{S_k \rightarrow RA_l} = \sqrt{(x_{rl} - x_k)^2 + (y_{rl} - y_k)^2}$ adalah jarak antenna penerima ke-l dengan scatterer ke-k

ϕ_k = fasa random yang diasosiasikan untuk scatterer ke-k distribusi uniform $[-\pi, \pi]$

K = jumlah scatterer

Jika jumlah scatterer yang banyak maka $H_{l,p}$ merupakan variabel random terdistribusi Gaussian dengan mean=0 untuk setiap dimensi real dari

$$H_{l,p} = x + jy = \alpha e^{j\phi}$$

dimana α sebagai magnituda dan ϕ fasa koefisien kanal. Varian $x(\sigma_x^2)$ dan varian $y(\sigma_y^2) = 0.5$. Dalam hal ini maka harga absolut dari $H_{l,p}(\alpha)$ akan terdistribusi Rayleigh:

$$f(\alpha) = \frac{2\alpha}{\sigma^2} \exp \left(-\frac{\alpha^2}{\sigma^2} \right), \alpha \geq 0 \quad (15)$$

$\sigma^2 = E[\alpha^2]$ dan fasa dari $H_{l,p}$ terdistribusi uniform:

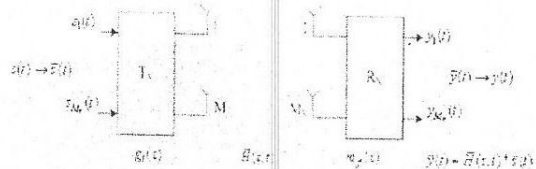
$$f(\phi) = \frac{1}{2\pi}, \pi \leq \phi \leq \pi \quad (16)$$

Untuk M_T antenna pengirim dan M_R antenna penerima, matriks kanal $M_R \times M_T$ dibuat berdasarkan persamaan, untuk merepresentasikan path gain antara semua antenna pengirim dan penerima.

$$H = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \dots & h_{1,M_T} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \dots & h_{2,M_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R,1} & h_{M_R,2} & \dots & h_{M_R,M_T} \end{bmatrix} \quad (17)$$

2.7 Kapasitas Kanal MIMO [7,16]

Kapasitas kanal didefinisikan sebagai laju data maksimum yang dapat dikirim melewati kanal dan diterima dengan peluang kesalahan relatif kecil [19].



Gambar 3. Model MIMO

Sebuah kanal MIMO dengan sejumlah antenna M_T antenna transmit, dan M_R antenna receive di modelkan seperti terlihat pada Gambar 3.

Kanal MIMO dapat dinyatakan dengan matriks kanal \bar{H} dengan ukuran $M_R \times M_T$. Hubungan input-

output kanal MIMO dinyatakan oleh Tjondronegoro [16] dengan

$$\bar{y} = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \bar{H} \bar{x} + \bar{n} \quad (18)$$

Dimana

$\bar{x} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_{M_T}]$ adalah vektor sinyal $M_T \times 1$ yang dikirimkan.

$\bar{y} = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_{M_R}]$ adalah vektor sinyal $M_R \times 1$ yang diterima.

\bar{n} adalah derau zero mean circularly symmetry complex Gaussian (ZMCSCG) dengan matriks kovarian $E\{\bar{n}\bar{n}^H\} = N_0 \bar{I}_{M_R}$.

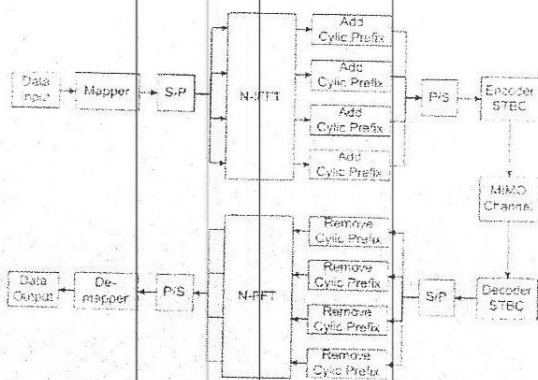
Kapasitas kanal MIMO dirumuskan [7,16]

$$C_{MIMO} = \log_2 \left\{ \det \left(\bar{I}_{M_R} + \frac{E_s}{M_T N_0} \bar{H} \bar{H}^H \right) \right\} \text{ b/s/Hz} \quad (19)$$

3. Pemodelan Sistem

3.1 Model Transmitter dan Receiver

Berikut ini adalah pemodelan transmitter dan receiver sistem MIMO(2x2)-OFDM-beamforming yang digunakan pada penelitian ini:



Gambar 4. Blok Sistem MIMO-OFDM

3.2 Kanal Multipath Uncorrelated

Gambar 5 menunjukkan adanya delay τ_i dan gain g_i pada setiap tap serta koefisien setiap tap yang terdistribusi Rayleigh $a(t)$. Pada program simulasi digunakan model two-tapped delay line atau disebut two-ray multipath Rayleigh fading yang saling independent yaitu dengan jumlah path sebanyak 2.

$$Z^2 = \sum_{i=1}^2 g_i a_i(t) e^{-j2\pi f_c \tau_i} e^{j2\pi f_c t}$$

$$Z^2 = \sum_{i=1}^2 g_i a_i(t) e^{j2\pi f_c (t - \tau_i)}$$

Gambar 5. Pemodelan Two Ray Multipath Fading Uncorrelated

Koefisien $a_i(t)$ merupakan variabel Rayleigh (channel gain) yang dibangkitkan dari dua variabel acak Gaussian (a_c dan a_s) dengan mean nol dan variansi σ^2 . Generator pembangkit di atas dibuat dengan pemodelan Jakes.

Noise $n(t)$ adalah derau aditif yang terdistribusi secara Gaussian dengan mean nol dan variansi σ^2 . Sedangkan $a(t)$ merupakan variabel Rayleigh yang dibangkitkan dari dua variabel acak Gaussian a_c dan a_s dengan mean nol dan variansi σ^2 .

Pembangkitan sinyal fading dilakukan dengan menggunakan model Jakes. Pada model kanal ini, a_c dan a_s yang merupakan variabel acak Gaussian dengan mean nol dan variansi σ^2 , ditentukan oleh

$$a_c = \frac{2}{N_0} \left(\sum_{n=1}^{N_0} \cos \beta_n \cos \omega_n t + \sqrt{2} \cos \alpha \cos \omega_n t \right) \quad (20)$$

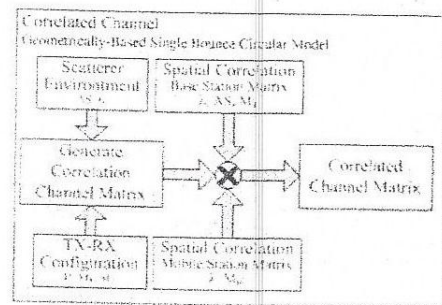
$$a_s = \frac{2}{N_0 + 1} \left(\sum_{n=1}^{N_0} \sin \beta_n \cos \omega_n t + \sqrt{2} \sin \alpha \cos \omega_n t \right) \quad (21)$$

$$a = \sqrt{\frac{(a_c)^2 + (a_s)^2}{2}} \quad (22)$$

N_0 adalah osilator frekuensi rendah yang frekuensinya sama dengan ω_n .

3.3 Pemodelan Kanal GBSB Sirkular [10,14]

Model kanal MIMO yang digunakan dalam penelitian ini adalah GBSB model sirkular yang mewakili kondisi kanal open area. Jumlah scatterer k di sekitar subscriber unit di-modelkan terdistribusi uniform dengan radius R .



Gambar 6. Pembangkitan Kanal GBSB Sirkular

3.4 Parameter Simulasi

Simulasi menggunakan parameter sesuai standard IEEE 802.11a yang dapat dilihat pada Tabel 1.

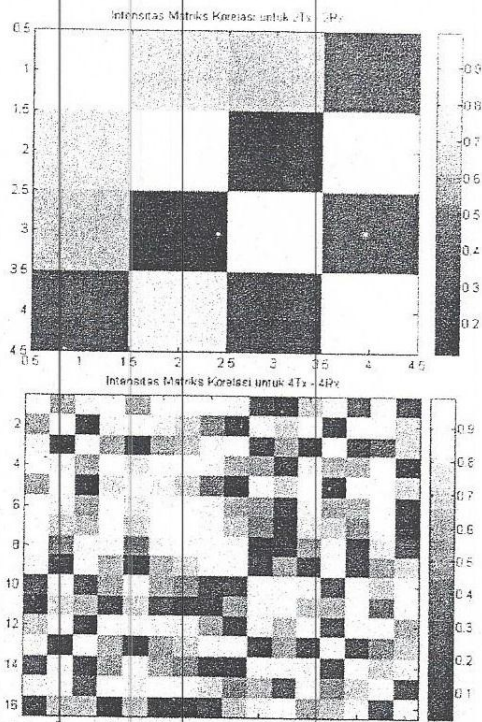
Tabel 1. Parameter Simulasi

Parameter Simulasi	Harga
Frekuensi kerja (f_c)	5 GHz
Jumlah data subcarrier (N_{DATA})	48
Jumlah pilot subcarrier (N_{PILDT})	4
Jumlah point FFT (N_{FFT})	64
Jumlah sampel cyclic prefix (N_{CP})	16
Jenis Mapping (N_{PSK})	QPSK
Coderate (r)	1/2
Periode FFT (T_{FFT})	3.2 μ s
Periode cyclic prefix	0.8 μ s
Durasi Simbol (T_S)	4 μ s
Lebar antar frekuensi subcarrier	0,3125 MHz
Bandwidth	20 MHz

4. ANALISA DAN HASIL SIMULASI

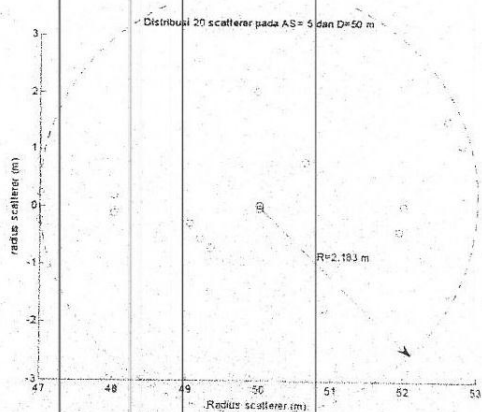
4.1 Kanal Saling Borelasi model GBSB Sirkular

Untuk memverifikasi kanal saling berkorelasi, dilakukan pemeriksaan terhadap nilai korelasi di antar kanal $h_{MR,MT}$. Korelasi memiliki nilai antara 0 (tak berkorelasi / warna hitam) hingga 1 (berkorelasi penuh / warna putih). Gambar berikut menunjukkan intensitas korelasi kanal $h_{MR,MT}$ dengan $h_{MR,MT}$ untuk jumlah M_R (antena penerima) dan M_T (antena pemancar) sebanyak dua dan empat.



Gambar 7. Intensitas Korelasi Kanal pada Dua Transceiver dan Empat Transceiver

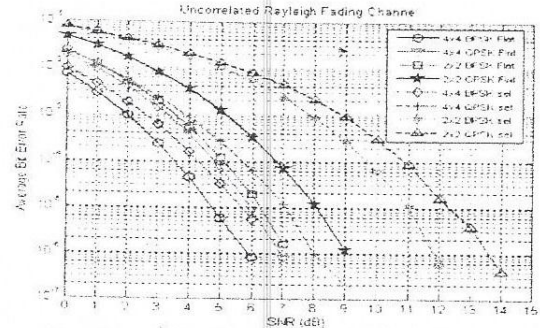
Berikut ini adalah plotting distribusi 20 scatterer pada saat angle spread = 5° dan jarak transmisi = 50 m.



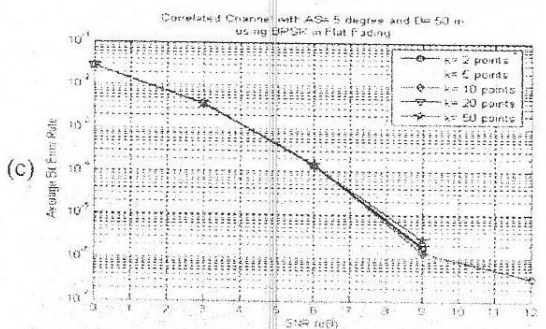
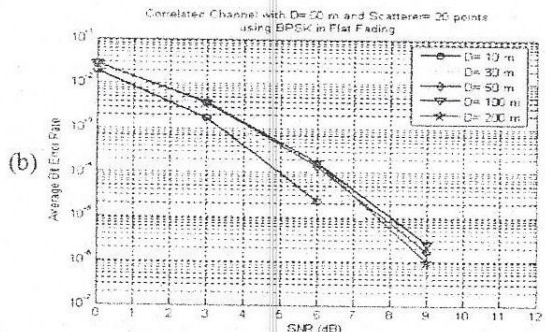
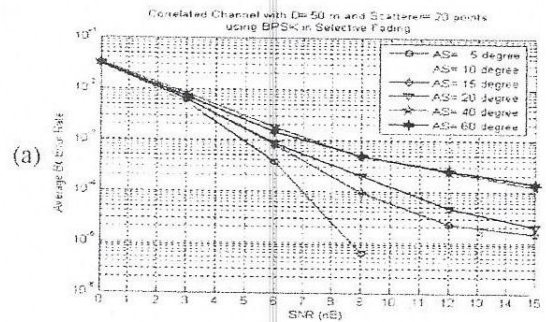
Gambar 8. Distribusi 20 Scatterer pada saat AS = 5° dan D = 50 m

4.2 Kualitas Sistem STBC MIMO-OFDM pada Kanal Rayleigh Uncorrelated

Pada Gambar 9 terlihat keunggulan kualitas sistem 4x4 dibandingkan dengan sistem 2x2 pada semua kondisi kanal. Lebih jelasnya dapat dilihat pada Tabel 2 Diversity gain sistem 4x4 terhadap 2x2 pada kanal uncorrelated.



Gambar 9. Kualitas Sistem MIMO-OFDM (2x2 dan 4x4; BPSK dan QPSK; Kanal Rayleigh)



Gambar 10. Kualitas STBC MIMO-OFDM 4x4 berdasarkan variasi: (a) Angle Spread, (b) Jarak Tx-Rx, dan (c) Scatterer (k), dengan Parameter Tetap $\Delta = 20^\circ$, $k = 20$ titik, dan Jarak 50m.

Tabel 2 Diversity gain sistem 4x4 terhadap 2x2 pada kanal uncorrelated

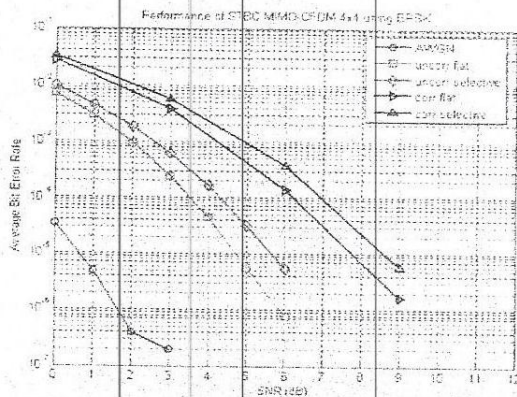
Kanal Fading	Mod	Diversity Gain (dB) pada kanal Rayleigh fading		
		BER = 10 ⁻¹	10 ⁻²	10 ⁻³
Flat	BPSK	0,7	1,6	-
	QPSK	1,9	2,2	-
Selective	BPSK	5,2	5,2	-
	QPSK	5,3	5,3	5,6

4.3 Kualitas Sistem pada Kanal yang Berkorelasi

Berdasarkan hasil simulasi pada gambar 10 (a), diperoleh semakin besar *Angle Spread* maka kualitas sinyal akan menurun. Untuk *Angle Spread* di atas 40°, perbedaan tidak signifikan. Semakin jauh jarak pengirim ke penerima, kualitas sinyal semakin menurun, hal ini terlihat pada gambar 10 (b). Untuk jarak di atas 50 m tidak terdapat perbedaan yang terlalu signifikan. Sedangkan semakin banyak *scatterer* di sekitar penerima, perbedaannya tidak signifikan hingga SNR sebesar 7 dB. Semakin banyak jumlah *scatterer*, maka kualitas semakin menurun seperti terlihat pada gambar 10 (c).

4.4 Kualitas Sistem di Berbagai Kondisi Kanal

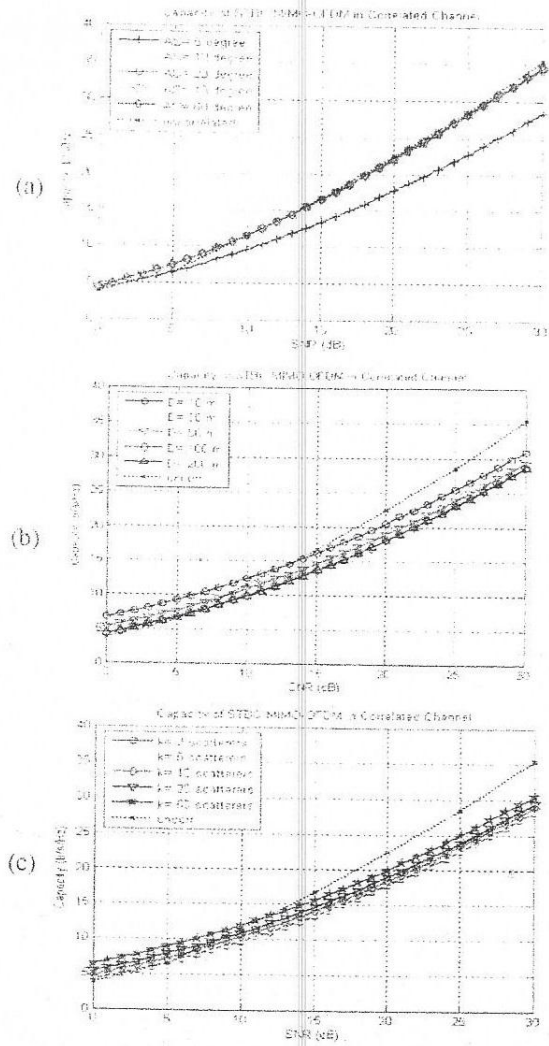
Dari Gambar 11 dapat dilihat bahwa pada kondisi kanal yang berkorelasi diperlukan SNR yang lebih besar untuk mencapai orde BER yang sama.



Gambar 11. Kualitas Sistem STBC MIMO-OFDM 4x4 BPSK pada Berbagai Kanal

4.5 Kapasitas Sistem STBC MIMO-OFDM 4x4

Berdasarkan gambar 12 (a), dapat disimpulkan bahwa semakin besar *Angle Spread* maka kapasitas semakin besar. Pada gambar 12 (b), terlihat bahwa semakin banyak jumlah *scatterer* maka semakin besar pula kapasitas kanal. Sedangkan dari gambar 12 (c) menunjukkan bahwa bertambahnya jarak antara pengirim terhadap penerima akan mengurangi besarnya kapasitas sistem.



Gambar 12 Kapasitas STBC MIMO-OFDM 4x4 Berdasarkan: (a) Angle Spread, (b) Jarak Tx-Rx, dan (c) Scatterer (k), dengan Parameter Tetap: Δ = 20°, k = 20 titik, dan Jarak 50 m

5. Kesimpulan

Dari hasil simulasi pada penelitian ini dapat diperoleh kesimpulan sebagai berikut :

1. Kualitas sistem STBC MIMO-OFDM 4x4 lebih baik dari sistem STBC MIMO-OFDM 2x2 pada kondisi kanal pada kondisi kanal uncorrelated, diversity gain terbesar terjadi pada saat kondisi selective fading, yaitu 5,5 dB untuk BPSK pada SNR 9 dB, sedangkan untuk QPSK terjadi pada SNR 13 dB, yaitu sebesar 5,6 dB.
2. Kinerja sistem STBC MIMO-OFDM 4x4 pada kanal Rayleigh tak berkorelasi (uncorrelated) lebih baik dari pada kanal saling berkorelasi model GBSB.
3. Semakin besar Angle Spread maka kualitas sistem semakin buruk, tetapi kapasitas kanal semakin besar. Untuk kualitas, pada kanal flat untuk mencapai BER 10⁻³, yang terbaik pada saat

Angle Spread 5°, yaitu 7 dB untuk BPSK dan 15 dB untuk QPSK. Pada kanal *selective*, hanya BPSK yang mampu mencapai BER 10^{-5} , yaitu pada 9,1 dB dengan *Angle Spread* 5° dan 10,8 dB dengan *Angle Spread* 20°.

4. Semakin banyak jumlah *scatterer* di sekitar penerima maka kapasitas sistem semakin besar. Pada kondisi 2 *scatterer* pada SNR 10 dB, kapasitas sistem sekitar 9 b/s/Hz. Sedangkan ketika 20 *scatterer*, kapasitas menjadi 11 b/s/Hz.
5. Semakin jauh jarak antara pengirim dan penerima maka kapasitas sistem semakin berkurang. Pada SNR 10 dB, untuk jarak 10 m kapasitas MIMO sekitar 12,5 b/s/Hz. Ketika jarak 100 m, kapasitas menjadi 10 b/s/Hz pada level SNR yang sama.

Daftar Pustaka:

- [1] Adriansyah, Nachwan M., 2003, *Diktat Kuliah Sistem Komunikasi Bergerak*, Bandung, STT Telkom.
- [2] Alamouti, S. M., 1998, *A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications*, IEEE Journal on Select Areas in Communications, Vol 16, pp 1451-1458.
- [3] Mulyawan, Andika, 2004, *Kinerja Space Time Block Code Pada Sistem MIMO 2x2 (Multiple Input Multiple Output 2x2) melalui kanal fading rayleigh*, Bandung, STT Telkom.
- [4] Firdaus, Eko, 2005, *Analisis Performansi Sistem MIMO-OFDM pada Wireless LAN*, Bandung, STT Telkom.
- [5] Han, Jin-Kyu, 2004, *Spatial Channel Model: Evaluation Methodology for Multiple Antena Studies*, Korea, Samsung Electronics.
- [6] Haykin, Simon, 2000, *Communications Systems*, Singapore, John Wiley & Sons, Inc.
- [7] Holter, Bengt, 2002, *Capacity of Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Systems in Wireless Communications*, Norwegian University of Science and Technology.
- [8] Kholid, N. Wathoni, 2006, *Analisis Performansi STBC MIMO-OFDM pada Komunikasi Wireless*, Bandung, STT Telkom.
- [9] Matiae, Dusan, 1998, *Introduction to OFDM: OFDM as a Possible Modulation Technique for Multimedia Applications in The Range of mm Waves*, TUD-TVSPaper.
- [10] Nory, Ravikiran, 2002, *Performance Analysis of Space-Time Coded Modulation Techniques using GBSB-MIMO Channel Models*, Blacksburg, Virginia Polytechnic Institute and State University.
- [11] Patzold, Matthias, 2002, *Mobile Fading Channels*, Singapore, John Wiley & Sons, Ltd.
- [12] Proakis, J. G., 1995, *Digital Communications*, New York, Mc Graw-Hill.
- [13] Rappaport, T. S., 1996, *Wireless Communication*, New York, Prentice Hall.
- [14] Suratman, Fiky Y., 2006, *Kombinasi Space-Time Block Coding dan Beamforming pada Sistem Komunikasi Wireless*, Bandung, ITB.
- [15] Tarokh, V., Seshadri, N. dan Calderbank, A. R., 1998, *Space-time coding for high data rate wireless communication: performance criteria and code construction*, IEEE Trans. on Information Theory.
- [16] Tjondronegoro, Suhartono, 2005, *Space-Time Block Coding untuk Wireless Communications*, Bandung, ITB.
- [17] Valenti, M.C. dan Baker, D.A., 2004, *The Impact of Channel Estimation Errors on Space-Time Block Codes*, Blacksburg, West Virginia University.
- [18] Yuan, Jinhong, dan Vucetic, Branca, 2003, *Space Time Coding*, Singapore, John Wiley & Sons, Ltd.