

Kinerja Permutasi Tile MIMO-OFDMA pada Kanal Rayleigh

Ahmad Supriyono¹, Rina Pudji Astuti², Yudha Putra³

¹Program Pindahan D3 ke S1, ²Program Magister Teknik Telekomunikasi IT Telkom, ³Divisi Transmisi Huawei
a.supriyonogmail.com, rpa@ittelkom.ac.id, yudha_dumai@yahoo.com

ABSTRAKSI

Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA) adalah merupakan metode akses jamak dimana setiap pengguna menduduki satu atau grup *subcarrier*. Akan tetapi total kecepatan yang diperoleh tidak berbanding lurus dengan bertambahnya pengguna. Hal ini dikarenakan jarak dan pengaruh multipath yang dialami berbeda untuk setiap pengguna ketika berusaha mengirimkan sinyal ke *base station*. Dikarenakan alasan tersebut maka muncul ide mengkombinasikan teknik permutasi pada OFDMA agar diperoleh peningkatan kehandalan. Akan tetapi pada kenyataannya untuk memperoleh kehandalan tersebut dihadapkan pada variasi kanal multipath, sehingga kehandalan yang diperoleh juga mengalami fluktuasi. Pada tugas akhir ini dilakukan simulasi dengan empat kecepatan pergerakan pengguna yang mewakili dari kondisi sebenarnya pada kondisi kanal *fast fading*. Simulasi juga mengkombinasikan permutasi tile MIMO-OFDMA 3×3 (8 simbol OFDM, 1 simbol pilot) dan permutasi OFDMA 3×4 (8 simbol OFDM, 4 simbol pilot) dengan teknik modulasi QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*) dan 16-QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*), serta *code rate* yang digunakan adalah $\frac{1}{2}$ dan $\frac{3}{4}$ untuk meningkatkan kehandalan.

ABSTRACT

Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA) is multiple access technology which every user used one or multi-subcarrier. However sum-rate that can be established is not linear as user increasing. It's happened because the distance and multipath influence differently to each user when signals transmitted to base station. From that reasons we have an idea to combine permutations method in OFDMA to increase the performance. However in practice it will face multipath channel variance to achieved it, so performance will also fluctuating. In this final project will simulated in four speed of users movement, which is representate of fast fading channel in practice. Simulations also combine permutation of MIMO-OFDMA 3×3 (8 symbol OFDM, 1 symbol pilot) and permutation of MIMO-OFDMA 3×4 (8 symbols OFDM, 4 symbols pilot) with QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*) method and 16-QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) metode, with code rate are $\frac{1}{2}$ and $\frac{3}{4}$ to increase performance.

BAB 1 PENDAHULUAN

Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA) merupakan metode akses jamak dimana setiap pengguna menduduki satu atau grup *subcarrier*. Akan tetapi total kecepatan yang diperoleh tidak berbanding lurus dengan bertambahnya pengguna. Hal ini dikarenakan jarak dan pengaruh multipath yang dialami berbeda untuk setiap pengguna ketika berusaha mengirimkan sinyal ke *base station*.

Dikarenakan alasan tersebut maka muncul ide membandingkan dua bentuk permutasi tile pada OFDMA agar diperoleh perbandingan kehandalan. Akan tetapi pada kenyataannya untuk memperoleh kehandalan tersebut dihadapkan pada variasi kanal multipath, sehingga kehandalan yang diperoleh juga mengalami fluktuasi. Pada penelitian ini akan dilakukan simulasi dengan dua bentuk tile permutasi yaitu permutasi tile OFDMA 3 x 3 (8 simbol OFDM, 1 simbol pilot) dan permutasi tile OFDMA 3 x 4 (8 simbol OFDM, 4 simbol pilot).

Pada tugas akhir ini menitik beratkan pada performansi sistem pada kondisi pengguna bergerak (*fast fading*) sehingga memperoleh gambaran performansi dua bentuk permutasi tile yang berbeda terhadap kecepatan pergerakan pengguna dengan empat buah skenario pergerakan pengguna yang diamati.

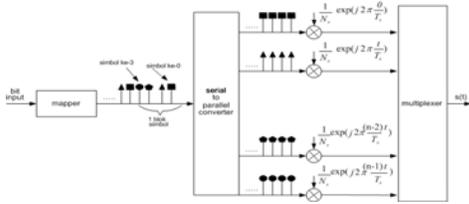
BAB 2 DASAR TEORI

Pada simulasi performansi permutasi tile sistem MIMO-OFDMA terdapat beberapa blok fungsi dasar seperti *Orthogonal Frequency Division Multiple Access* (OFDMA) yang merupakan hasil modifikasi dari *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) yang dapat menampung akses jamak, blok fungsi kedua MIMO yang akan menggunakan kode *Aloumoti* (STBC) dan *Maximum Ratio Combining* (MRC), blok fungsi ketiga adalah mekanisme alokasi *resource* itu sendiri, dan yang terakhir adalah blok kanal *multipath flat fading*.

2.1 Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

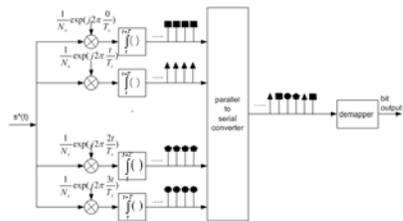
2.1.1 Prinsip dasar OFDM

Proses pembangkitan sinyal OFDM yang terjadi pada pengirim dapat dilihat pada gambar 2.1. Prinsip kerja OFDM adalah membagi kecepatan transmisi data yang hanya dibawa oleh satu frekuensi pembawa menjadi lebih pelan kedalam beberapa *subcarrier* yang saling tegak lurus.



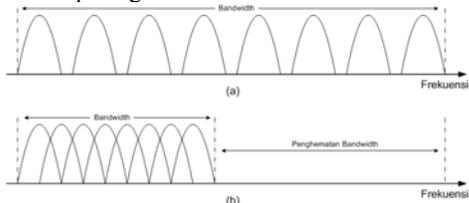
Gambar 2.1 Modulator OFDM dengan N subcarrier
 Dalam domain frekuensi, aliran simbol hasil pemetaan yang masuk pada serial to parallel converter akan dibagi kedalam beberapa jalur frekuensi. Simbol hasil proses paralel akan memodulasikan sinyal dari frekuensi subcarrier yang saling tegak lurus.

Proses yang terjadi pada perangkat modul OFDM penerima merupakan kebalikan dari proses yang terjadi pada perangkat pengirim. Proses yang tersebut dapat dilihat pada gambar 2.2. Sinyal yang diterima (s^(t)) akan terlebih dahulu akan memodulasi sinyal frekuensi subcarrier referensi yang terdapat pada bagian penerima. Keluaran dari demodulator akan dimasukkan kedalam blok parallel to serial converter maka akan didapat deretan simbol yang dikirimkan.



Gambar 2.2 Penerima OFDM dengan N subcarrier

Pinsip orthogonalitas pada OFDM harus menunjukkan terdapatnya hubungan antar frekuensi subcarrier pada sistem. Pada sistem yang menggunakan FDM konvensional, masing-masing frekuensi subcarrier diatur agar tidak terjadi saling overlapping dengan memberikan jarak antara frekuensi pembawa yang bersebelahan. Jika dua sinyal menggunakan spasi frekuensi yang tegak lurus, maka sinyal tersebut dapat dipisahkan kembali oleh modulator. Dikarenakan subcarrier diperbolehkan untuk saling overlap, maka hal tersebut dapat meningkatkan efisiensi pita frekuensi. Gambaran efisiensi penggunaan spektrum dapat dilihat pada gambar 2.3.



Gambar 2.3 Penggunaan pita frekuensi pada:
 (a) FDM Konvensional dan (b) OFDM

Agar sinyal tersebut dapat dikatakan tegak lurus, maka sinyal tersebut harus memenuhi persamaan 2.1.

$$\int_0^T \varphi_p(t) \varphi_q^*(t) dt = \int_0^T e^{j2\pi p/T} e^{-j2\pi q/T} dt \quad (2.1)$$

$$= T, \quad \text{untuk } p = q$$

$$= 0, \quad \text{untuk } p \neq q$$

T adalah perioda sinyal OFDM

Prinsip kerja OFDM adalah merupakan membagi data yang memiliki kecepatan tinggi menjadi beberapa subcarrier yang memiliki kecepatan transmisi yang jauh lebih rendah yang dikirim secara simultan dan saling tegak lurus.

Misalkan keluaran dari modulator QPSK dinyatakan oleh persamaan 2.2:

$$m_c(t) = A_c(t) e^{j\phi_c(t)} \quad (2.2)$$

Dimana $m_c(t)$ = keluaran simbol dari pemetaan (pemetaan dapat berupa PSK maupun QAM)

$A_c(t)$ = amplitudo simbol

$\phi_c(t)$ = fasa simbol

Simbol hasil dari pemetaan tersebut terlebih dahulu akan dikalikan dengan sinyal frekuensi subcarrier yang akhirnya akan dijumlahkan sebelum ditransmisikan ke kanal radio.

Persamaan 2.3 digunakan untuk melakukan penjumlahan semua subcarrier tersebut :

$$s(t) = \frac{1}{N} \sum_{c=0}^{N-1} m_c e^{j2\pi \frac{c}{T_s} t} \quad (2.3)$$

Dimana, m_c = simbol hasil keluaran dari pemetaan

N = jumlah subcarrier

T_s = periode subscriber

2.1.1 Modulasi Sinyal OFDM dengan Invers Fast Fourier Transform (IFFT)

Teknik IDFT digunakan sebagai modulator OFDM dikarenakan untuk mengurangi kompleksitas sistem, dan hasil dari modulasi dan demodulasi sinyal OFDM menggunakan Transformasi Fourier yang akan didapat hasil yang saling tegak lurus.

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{c=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi \frac{cn}{N}} \quad , n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2.4)$$

Jika dilakukan pencuplikan terhadap $\hat{s}(t)$ sebanyak N sampel pada satu perioda (T_s), maka akan diperoleh sinyal sampel pada $\frac{nT_s}{N_s}$ sebagai berikut :

$$s(n) = \frac{1}{N_s} \sum_{c=0}^{N_s-1} m_c e^{j2\pi \frac{cn}{N_s}} \quad , 0 < n < N_s - 1 \quad (2.5)$$

Apabila kedua persamaan diatas dibandingkan dengan menganalogikan N dengan N_s dan m_c dengan $X(k)$ maka dapat dilihat bahwa sinyal OFDM dapat dibangkitkan dengan IFFT. Untuk menghindari agar tidak terjadinya efek aliasing pada sinyal OFDM maka dibutuhkan IFFT dengan N titik, dengan nilai $N > N_s$ dengan penambahan sinyal nol.

2.1.2 Demodulasi OFDM dengan menggunakan Fast Fourier Transform (FFT)

Jika inputan demodulator OFDM merupakan keluaran modulator OFDM (dengan asumsi awal

bentuk sinyal tidak terjadi perubahan yang berarti yang mengakibatkan tidak terjadinya kesalahan penerimaan), maka untuk mendapatkan simbol untuk setiap *subcarrier* dapat digunakan FFT

$$X(c) = \sum_{n=0}^{N_s-1} x(n) e^{-j2\pi \frac{cn}{N_s}}, c = 0, 1, 2, \dots, N_s - 1 \quad (2.6)$$

2.2 Modulasi Digital

Modulasi merupakan proses penumpangan sinyal informasi pada sinyal pembawa. Sedangkan yang dimaksud dengan modulasi digital adalah sinyal informasi yang ditumpangkan masih berupa data digital.

2.2.1 Modulasi QPSK

Modulasi QPSK merupakan modulasi yang menggunakan awalan fasa sinyal sebagai acuannya. Modulasi QPSK dapat menampilkan empat kombinasi kode binary, kode tersebut yaitu "00, 01, 11, 10". Masing-masing sinyal tersebut memiliki perbedaan fasa 90° dengan sinyal yang berdekatan. Sinyal QPSK dalam persamaan dapat ditulis sebagai berikut :

$$S_{QPSK}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos\left[2\pi f_c t + (i-1)\frac{\pi}{2}\right] \quad (2.7)$$

dimana $0 \leq t \leq T_s$, $i = 1, 2, 3, 4$

Dikarenakan satu simbol sinyal QPSK terdapat dua buah bit, maka nilai perioda simbol (T_s) dengan dua kali perioda bit.

$$T_s = 2T_b$$

Sedangkan probabilitas kesalahan bit (BER) dimiliki QPSK pada kanal AWGN dirumuskan dalam persamaan :

$$P_{BER\ QPSK} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) = Q(\sqrt{\gamma}) \quad (2.8)$$

Nilai γ merupakan perbandingan antara dengan daya noise (SNR).

2.2.2 Modulasi 16-QAM

Modulasi yang berdasarkan *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM), sinyal memiliki amplitud fasa yang berbeda. Untuk satu simbol mod QAM akan mewakili empat bit. Bentuk dari 16-QAM dapat ditulis sebagai :

$$S_i(t) = \sqrt{\frac{2E_{min}}{T_s}} a_i \cos(2\pi f_c t) + \sqrt{\frac{2E_{min}}{T_s}} b_i \sin(2\pi f_c t), 0 \leq t < T_s \quad (2.9)$$

$i = 1, 2, 3, 4$

Dimana E_{min} merupakan energi sinyal dengan nilai amplituda terkecil, a_i dan b_i merupakan pasangan nilai integer yang ditentukan menurut lokasi masing-masing titik sinyal.

Bentuk konstelasi simbol dari modulasi 16-QAM adalah berikut:

Probabilitas kesalahan bit (BER) untuk modulasi 16-QAM dapat dirumuskan :

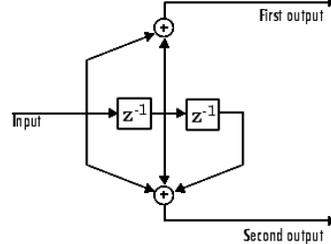
$$P_{16-QAM}(\gamma) = \frac{1}{4} \left[Q\left(\sqrt{\frac{\gamma}{5}}\right) + Q\left(3\sqrt{\frac{\gamma}{5}}\right) \right] + \frac{1}{2} Q\left(\sqrt{\frac{\gamma}{5}}\right) \quad (2.10)$$

2.3 Teknik Pengkodean Kanal

Pada simulasi MIMO-OFDM akan digunakan dua tahap pengkodean kanal yaitu pengkodean konvolusi dan blok *interleaver*.

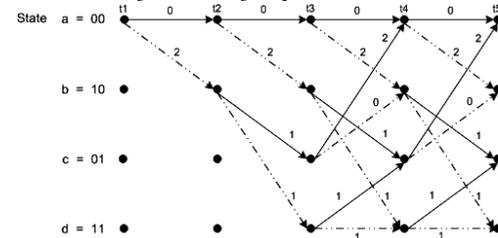
2.3.1 Pengkodean Konvolusi

Notasi yang digunakan untuk menuliskan kode konvolusi adalah C (n,k,m), yang dimana "n" merupakan jumlah bit keluaran, "k" merupakan jumlah bit inputan, dan "m" merupakan jumlah memori penggeser yang digunakan.



Gambar 2.5 Contoh Blok Diagram Kode Konvolusi (2,1,2)

Pada bagian penerima untuk mendapatkan kembali informasi yang telah dikodekan digunakan *Viterbi decoder* yang memiliki prinsip kerja dengan memilih jalur sesuai yang menggunakan algoritma *maximum likelihood*. Setiap didapat kode dengan jarak yang paling kecil, maka kode tersebut akan disimpan di suatu register, kata kode ini dinamakan dengan *survivor*. Pemilihan tersebut sangat tergantung dari langkah sebelum dan sesudah akan menentukan jalur selanjutnya.



Gambar 2.6 Diagram Trellis Kode konvolusi

2.3.2 Interleaver [5]

Setelah pengkodean konvolusi, langkah selanjutnya adalah *interleaving*. Bit yang telah terkodekan mengalami dua tahap proses *interleave*. Langkah pertama adalah bit terkodekan yang bersebelahan dipetakan kedalam *subcarrier* yang tidak bersebelahan, hal ini dapat memberikan *frequency diversity* dan meningkatkan performansi *decoder*. Langkah kedua adalah menjamin bit yang bersebelahan dipetakan bergantian ke dalam bit yang kurang dan lebih signifikan dari konstelasi modulasi. Hal ini perlu dicatat bahwa proses *interleave* dilakukan secara terpisah untuk setiap blok FEC. Hal ini menjadi sangat kritis karena pada simulasi ini menggunakan konstelasi QPSK dan 16QAM yang dimana probabilitas kesalahan untuk setiap bit adalah tidak sama. Probabilitas kesalahan bit yang lebih signifikan lebih rendah jika dibandingkan bit

yang kurang signifikan untuk setiap konstelasi modulasi.

Persamaan dibawah menyediakan hubungan antara k , m_k , dan j_k , indeks bit sebelum dan sesudah tahap pertama dan kedua interleaver berurutan, dimana N_c adalah jumlah total bit dalam blok, dan s adalah $M/2$ dimana M orde dari modulasi (2 untuk QPSK dan 4 untuk 16QAM), dan d adalah parameter yang diset dengan nilai 16 :

$$n_k = \left(\frac{N_c}{d}\right)k_{\text{mod}(d)} + \text{floor}\left(\frac{k}{d}\right) \quad (2.11)$$

$$k = s \cdot \text{floor}\left(\frac{m_k}{s}\right) + \left(m_k + N_c - \text{floor}\left(\frac{d \cdot m_k}{\text{floor}}\right)\right)_{\text{mod}(d)}$$

Sedangkan pada *deinterleaver* melakukan proses kebalikan dari operasi *interleaver*, dan juga bekerja menggunakan dua tahap proses. Indeks bit ke- j sebelum dan sesudah proses di *interleaver* diperoleh dari :

$$n_j = s \cdot \text{floor}\left(\frac{j}{s}\right) + \left(j + \text{floor}\left(\frac{d \cdot j}{N_c}\right)\right)_{\text{mod}(d)}$$

$$k_j = dm_j - \left((N_c - 1) \cdot \text{floor}\left(\frac{d \cdot m_j}{N_c}\right)\right) \quad (2.12)$$

2.4 Diversitas Transmit [5]

Terdapat beberapa teknik diversitas *transmit* yang dikenal dalam komunikasi nirkabel bergerak. *Maximal Ratio Combining* (MRC) dan *Space Time Block Coding* (STBC) merupakan teknik diversitas transmit yang populer pada saat ini.

Skema diversitas transmit yang paling terkenal adalah *Space Time Block Code* (STBC). Dimana kode yang sudah diketahui oleh penerima dipasangkan ke pengirim. Meskipun penerima harus mengetahui kanal untuk membuka kode space/time, hal tidak menjadi penghalang sejak respon kanal sudah diketahui oleh operasi *decoding* sebelumnya. Pengkodean *space/time* pertama kali disarankan pada awal 1990-an dan akhirnya mulai diteliti lebih dalam pada akhir 1990-an.

Terdapat terobosan *Space Time Blok Code* pada akhir 1990-an yaitu kode Alamouti (yang mengacu kepada nama penemu) atau *Orthogonal Space Time Blok Code* (OSTBC).

Pada simulasi akan digunakan kode Alamouti 2x2. Jika s_1 dan s_2 merupakan simbol yang akan dikirimkan, maka dengan menggunakan skema Alamouti akan diubah mengikuti pola :

Tabel 2.3 Tabel skema Alamouti

		Antena	
		1	2
Waktu	0	S_1	S_2
	1	$-S_2^*$	S_1^*

Kanal diasumsikan sebagai flat fading dan bernilai konstan dalam dua durasi simbol, maka kanal dapat ditulis dalam persamaan :

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Dimana baris merupakan indeks antenna pengirim sedangkan kolom merupakan indeks antenna penerima. Jika T merupakan durasi satu simbol, maka simbol yang diterima pada waktu 0 dan T pada antenna 1 dan 2 :

$$r_1(0) = h_{11}s_1 + h_{12}s_2 + n_1(0)$$

$$r_1(T) = -h_{11}s_2^* + h_{21}s_1^* + n_1(T)$$

$$r_2(0) = h_{21}s_1 + h_{22}s_2 + n_2(0)$$

$$r_2(T) = -h_{21}s_2^* + h_{22}s_1^* + n_2(T) \quad (2.14)$$

Skema kombinasi yang digunakan mengikuti

$$y_1 = h_{11}^*r_1(0) + h_{21}r_1^*(T) + h_{12}^*r_2(0) + h_{22}r_2^*(T)$$

$$y_2 = h_{21}^*r_1(0) - h_{11}r_1^*(T) + h_{22}^*r_2(0) - h_{21}r_2^*(T) \quad (2.15)$$

Maka keluaran dari proses kombinasi merupakan persamaan :

$$y_1 = (|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2 + |h_{21}|^2 + |h_{22}|^2)s_1 + 4n$$

$$y_2 = (|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2 + |h_{21}|^2 + |h_{22}|^2)s_2 + 4n \quad (2.16)$$

Nilai SNR dari simbol terima kode Alamouti dihitung melalui persamaan :

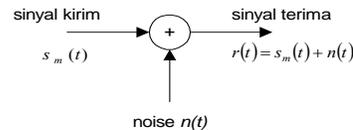
$$\gamma_2 = \frac{\left(\sum_j \sum_i |h_{ji}|^2\right)^2 E_x}{\sigma^2 \sum_j \sum_i |h_{ji}|^2} \frac{E_x}{2} = \frac{\sum_{j=1}^2 \sum_{i=1}^2 |h_{ji}|^2 E_x}{\sigma^2} \frac{E_x}{2} \quad (2.17)$$

2.5 Kanal

Media transmisi yang digunakan pada OFDMA adalah kanal radio atau *wireless*. Kanal *wireless* mempunyai karakteristik yang berubah terhadap waktu (*time variant*).

2.5.1 Kanal AWGN

Di bidang telekomunikasi, kanal ini digunakan sebagai standar atau model dasar dalam merancang model kanal telekomunikasi lainnya. Dalam merancang model kanal, kita akan selalu mendapatkan noise yang merupakan sinyal tak diharapkan karena mengganggu pengiriman sinyal dari transmitter ke receiver. Noise tidak dapat dihindari karena selalu ada dalam sistem telekomunikasi (bersifat additive). AWGN memiliki sifat gabungan antara Gaussian Noise dan white noise. AWGN memiliki distribusi daya spectral dan memiliki $BW_{\text{relatif}} = BW/f_0$ system yang umumnya $\leq 10\%$. Berikut ini model kanal AWGN yang mengganggu amplitudo sinyal terkirim.



Gambar 2.7 Pemodelan kanal AWGN

Model matematis dari *noise* yang muncul pada kanal komunikasi dapat diwakili oleh *noise* kanal *additive*, yang memiliki distribusi probabilitas *gaussian*, serta

merata pada semua *band* frekuensi dengan nilai yang relatif rendah.

Fungsi pdf dari AWGN dinyatakan sebagai berikut:

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)\sigma^2}} e^{-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}} \quad (2.18)$$

Di mana, m merupakan rata-rata dan σ^2 merupakan variansi dari variabel acak. Besarnya rapat daya dua sisi dari AWGN yaitu $G_n(f)$ adalah $N_0/2$.

2.5.2 Kanal Rayleigh

Rayleigh fading merupakan model statistik efek propagasi dari sinyal radio. Pada simulasi model Rayleigh yang digunakan adalah jake' dengan 34 path. Dimana fading dari tiap lintasan dapat direpresentasikan sebagai berikut:

$$r_{c,i} e^{j\phi_i}(t) = X_{c,i}(t) + jX_{s,i}(t) \quad (2.19)$$

$X_{c,i}(t)$ dan $X_{s,i}(t)$ merupakan pendekatan dari gaussian random processes, dengan persamaan sebagai berikut:

$$\begin{aligned} X_{c,i}(t) &= 2 \left(\sum_{n=1}^{N_0} \cos \beta_n \cos \omega_n t + \sqrt{2} \cos \alpha \cos \omega_m t \right) \\ X_{s,i}(t) &= 2 \left(\sum_{n=1}^{N_0} \sin \beta_n \cos \omega_n t + \sqrt{2} \sin \alpha \cos \omega_m t \right) \end{aligned} \quad (2.20)$$

Dimana:

$$\begin{aligned} \text{Doppler shift, } \omega_n &= \omega_m \cos \left(\frac{2\pi n}{N} \right), \quad n = 1, 2, \dots, N_0 \\ N &= 2(2N_0 + 1), \quad N_0 = 1/2((N/2) - 1), \quad \beta_n = \frac{\pi n}{N_0} \end{aligned} \quad (2.21)$$

dan $\alpha = \pi/4$

Sedangkan $\omega_m = 2\pi f_d$, $f_d = \frac{v f_c}{c}$ adalah frekuensi

Doppler maksimum yang menyebabkan frekuensi pembawa bergeser, v adalah kecepatan penerima (m/s), f_c frekuensi pembawa (Hz), dan c adalah kecepatan cahaya ($3 \cdot 10^8$ m/s).

Kanal Rayleigh ini yang menyebabkan terjadinya fading. Fading merupakan salah satu karakteristik dalam sistem komunikasi *wireless*. Fading dapat didefinisikan perubahan fasa, polarisasi atau level daya dari sinyal yang diterima. Propagasi kanal *wireless* merupakan hal utama dalam masalah fading. Propagasi kanal *wireless* berhubungan *free space loss, reflection, diffraction, dan scattering*. Dan pergerakan pengirim dan penerima merupakan hal yang tidak dapat dipisahkan dalam perhitungan fading. Pergerakan tersebut akan menyebabkan terjadinya perubahan lintasan sinyal dari waktu ke waktu. Seperti yang kita ketahui bahwa dalam komunikasi *wireless* sinyal terima merupakan hasil penjumlahan dari beberapa sinyal yang memiliki lintasan yang berbeda-beda, dan perlakuan yang dialami tiap sinyal pada lintasan yang berbeda tersebut tentunya akan berbeda jika dibandingkan dengan lintasan yang lain, hal ini biasa dikenal sebagai jalur jamak. Pada terjadi pergerakan pengirim maupun penerima, hal tersebut akan menyebabkan terjadinya perbedaan sinyal yang dijumlah pada sisi penerimanya, hal tersebut akan menyebabkan perubahan level daya sinyal diterima.

Karakteristik fading antara lain *flat fading* dan *frequency selective fading*. *Flat fading* terjadi jika *bandwidth* koheren kanal lebih besar daripada *bandwidth* sinyal. *Flat fading* bisa terjadi sangat dalam, hal ini terjadi disebabkan (2.18) mak sinyal (*multipath*). Sedangkan *frequency selective fading* terjadi jika *bandwidth* koheren kanal lebih sempit daripada *bandwidth* sinyal, hal ini akan menyebabkan perlakuan (respon) yang berbeda oleh kanal untuk tiap spektrum frekuensinya, baik itu respon fasa maupun respon amplitudanya.

Karakteristik lain dari fading adalah *small scale fading* dan *large scale fading*. *Small scale fading* terjadi dikarenakan pergerakan pengirim maupun penerima, hal ini biasa dikenal dengan istilah efek Doppler. Perubahan level daya yang terjadi pada *small scale fading* biasanya terjadi sangat cepat dan bisa terjadi perubahan sangat drastis pada jarak yang berdekatan. Perhitungan *small scale fading* sangat berguna terhadap kehandalan sistem perangkat yang kita rancang. *Large scale fading* terjadi dikarenakan adanya penghalang dan bentuk kontur ruang yang menyebabkan terjadinya *multipath*. Perubahan level daya terima yang terjadi pada *large scale fading* tidak terlalu berubah terhadap waktu, dan terjadi perubahan yang tidak drastis jika terjadi perubahan jarak (terdistribusi *lognormal*).

Distribusi Rayleigh juga biasa digunakan untuk menjelaskan perubahan sinyal yang diterima terhadap perubahan waktu. Penggunaan distribusi Rayleigh dilakukan jika diyakini bahwa tidak ada sinyal terima yang merupakan sinyal lintasan langsung tanpa pantulan (*line of sight*), atau dapat dikatakan bahwa semua sinyal yang diterima merupakan sinyal pantulan. Distribusi Rayleigh memiliki fungsi kerapatan probabilitas (*probability density function*) yaitu sebagai berikut:

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) & ; (0 \leq r \leq \infty) \\ 0 & ; (r < 0) \end{cases} \quad (2.22)$$

Dimana σ = nilai rms dari sinyal terima & terdeteksi *envelope*

σ^2 = menyatakan daya rata-rata waktu *envelope*.

Probabilitas selubung sinyal tidak melebihi nilai R yang ditentukan. Probabilitas tersebut sebagai *Cumulative Distribution Function* (CDF) fungsi distribusi kumulatif:

$$P(R) = P_r(r \leq R) = \int_0^R p(r) dr = 1 - \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.23)$$

Nilai *mean* r_{mean} dari distribusi Rayleigh yang didapat adalah:

$$r_{mean} = E[r] = \int_0^{\infty} r * p(r) dr = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} = 1.2533\sigma \quad (2.24)$$

Sedangkan variansi dari distribusi Rayleigh (σ_r^2) yang menyatakan level daya ac selubung sinyal:

$$\begin{aligned}
\sigma_r^2 &= E[r^2] - E^2[r] \\
&= \int_0^{\infty} r^2 * p(r) dr - \frac{\sigma^2 \pi}{2} \\
&= \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \\
&= \sigma^2 \left(2 - \frac{\pi}{2}\right) = 0.4292\sigma^2
\end{aligned} \tag{2.25}$$

Nilai median didapat dengan :

$$\begin{aligned}
\frac{1}{2} &= \int_0^{r_{median}} p(r) dr \text{ sehingga} \\
r_{median} &= 1.177\sigma
\end{aligned} \tag{2.26}$$

2.5.3 Kapasitas Kanal

Kapasitas kanal merupakan data *rate* per unit *bandwith* yang dapat dilewatkan secara andal melalui kanal. Shannon menurunkan kapasitas kanal ternormalisasi (kapasitas per satuan *bandwidth*) :

$$C = \log_2(1 + \rho) \text{ bps/Hz} \tag{2.27}$$

Dimana ρ adalah *signal-to-noise ratio* (SNR) pada penerima. Jika \underline{x} vektor sinyal yang dikirimkan dan \underline{y} adalah vektor sinyal yang diterima, maka kapasitas kanal merupakan *maximal mutual information* antara vektor \underline{x} dan vektor \underline{y} :

$$C = \max_{f(\underline{x})} I(\underline{x}; \underline{y}) \tag{2.28}$$

dimana $f(s)$ adalah distribusi peluang vector \underline{x} .

$$\begin{aligned}
I(\underline{x}; \underline{y}) &= H(\underline{y}) - H(\underline{y} | \underline{x}) \\
&= H(\underline{y}) - H((\underline{H}\underline{x} + \underline{n}) | \underline{x}) \\
&= H(\underline{y}) - H(\underline{n} | \underline{x}) \\
&= H(\underline{y}) - H(\underline{n})
\end{aligned}$$

Pada baris ke-2 persamaan \underline{H} diasumsikan konstan (entropi nol) selama durasi pengiriman seluruh vektor \underline{x} . Karena vektor kirim \underline{x} dan vektor derau \underline{n} diasumsikan saling bebas maka didapatkan $I(\underline{x}; \underline{y}) = H(\underline{y}) - H(\underline{n})$.

Memaksimalkan mutual information $I(\underline{x}; \underline{y})$ artinya harus memaksimalkan $H(\underline{y})$. Differential entropy $H(\underline{y})$ akan maksimal bila \underline{y} adalah ZMCSCG sehingga \underline{x} harus sebuah vektor ZMCSCG.

$$\begin{aligned}
C &= H(\underline{y}) - H(\underline{n}) \\
&= \log_2(\det(\pi e R_{yy})) - \log_2(\det(\pi e R_{nn}))
\end{aligned} \tag{2.29}$$

$$R_{yy} = E[\underline{y} \underline{y}^H], \text{ dimana } \underline{y} = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \underline{H} \underline{s} + \underline{n}$$

$$\text{dan memenuhi persamaan } R_{yy} = \frac{E_s}{M_T} \underline{H} R_{ss} \underline{H}^H + N_o \underline{I}_{M_s}$$

$$C = \log_2(\det(\pi e \left\{ \frac{E_s}{M_T} \underline{H} R_{ss} \underline{H}^H + N_o \underline{I}_{M_s} \right\})) - \log_2(\det(\pi e \{N_o \underline{I}_{M_s}\}))$$

$$C = \log_2 \left(\det \left(\frac{\frac{E_s}{M_T} \underline{H} R_{ss} \underline{H}^H + N_o \underline{I}_{M_s}}{N_o \underline{I}_{M_s}} \right) \right)$$

$$C = \log_2 \left\{ \det \left(\frac{E_s}{M_T N_o} \underline{H} R_{ss} \underline{H}^H + \underline{I}_{M_s} \right) \right\} \tag{2.30}$$

Bila sifat dari kanal tidak dikenali pada transmitter maka $R_{ss} = \underline{I}_{M_s}$ yang berarti sinyal-sinyal independent dan mempunyai daya yang sama pada tiap-tiap antena transmit. Maka kapasitas kanal menjadi,

$$C = \log_2 \left\{ \det \left(\underline{I}_{M_s} + \frac{E_s}{M_T N_o} \underline{H} \underline{H}^H \right) \right\} \tag{2.31}$$

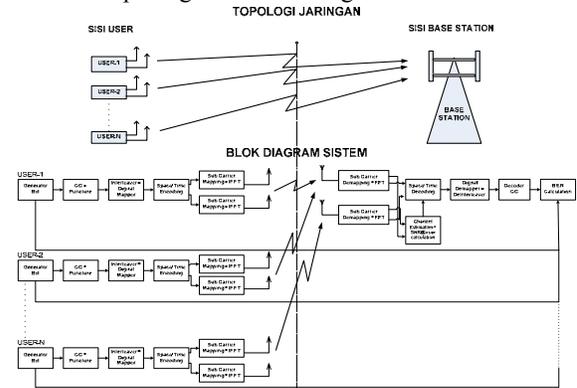
Dengan melakukan proses dekomposisi matriks kanal \underline{H} dengan teknik *Singular Value Decomposition* (SVD) persamaan tersebut menjadi

$$C = \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{E_s}{N N_0} \lambda_i \right) \tag{2.32}$$

dimana λ_i ($i=1,2,\dots,r$) adalah nilai eigen dari nilai singular kuadrat yang diperoleh dari estimasi kanal yang telah mengalami proses SVD dan r adalah *rank* kanal. Dari persamaan tersebut dapat diketahui kapasitas kanal, masing-masing mempunyai *power gain* λ_i ($i=1,2,\dots,r$) dan daya *transmit* E_s / N . Untuk kondisi *transmitter* tidak mempunyai pengetahuan tentang kanal artinya untuk setiap sinyal-sinyal independent mendapat energi yang sama.

BAB 3 PERANCANGAN MODEL SIMULASI

Model untuk simulasi performansi tile MIMO-OFDMA dapat digambarkan sebagai berikut.



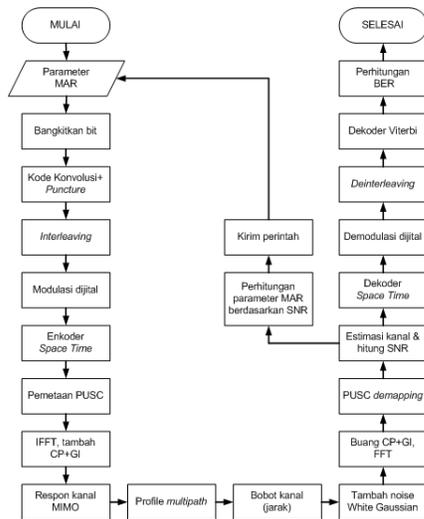
Gambar 3.1 Topologi jaringan dan Blok diagram sistem OFDMA

Simulasi dikelompokkan dalam beberapa bagian berupa blok fungsi, yaitu blok pengirim sistem OFDM, blok penerima sistem OFDM, blok diversitas pengirim dan penerima, dan blok kanal MIMO-OFDMA. Parameter yang digunakan dalam simulasi dapat dilihat pada tabel 3.1.

Tabel 3.1 Parameter simulasi

Parameter	Besaran
Jumlah Pengguna	3
Pengkodean <i>Space Time</i>	STBC 2x2 kode Alamouti
<i>Bandwidth</i>	28 MHz
Rasio <i>Oversampling</i>	25/28
Jumlah titik IFFT	2048 titik
<i>Guard Interval</i> + CP	1/8
Maksimum <i>delay spread</i>	5 μ s
Modulasi	1. QPSK+CC 1/2 2. QPSK+CC 3/4 3. 16QAM+CC 1/2 4. 16QAM+CC 3/4
<i>Interleaver</i>	<i>Interleaver</i> blok
Pemetaan <i>subcarrier</i>	<i>Uplink Partial Usage of Subcarriers</i> (UL PUSC)
Frekuensi pembawa	3.5 GHz

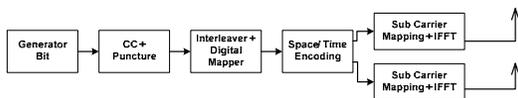
Pada gambar 3.2 dapat dilihat diagram alir secara umum model simulasi hasil rancangan.



Gambar 3.2 Diagram alir simulasi [5]

3.1 Pengirim sistem OFDMA [5]

Blok fungsi yang terdapat pada pengirim sistem OFDMA adalah pembangkit bit informasi, pengkodean konvolusi, *puncture bit*, *Interleaver*, pemetaan bit ke modulasi digital, *Inverse Fast Fourier Transform* (IFFT) dan penambahan awalan siklik dan *guard interval*. Jika sistem pengirim OFDMA disimulasikan menggunakan diversitas maka disisipkan blok *tile PUSC* dan blok diversitas *Maximal Ratio Combining* (MRC) atau *Multi Input Multi Output* (MIMO) diantara blok fungsi pemetaan bit ke modulasi digital dengan *Inverse Fast Fourier Transform* (IFFT).



Gambar 3.3 Blok diagram pengirim

3.1.1 Pembangkit bit informasi [1]

Simulasi menggunakan sumber informasi yang berupa pembangkit bernauli. Pembangkit bernauli digunakan dengan alasan pembangkit ini memiliki

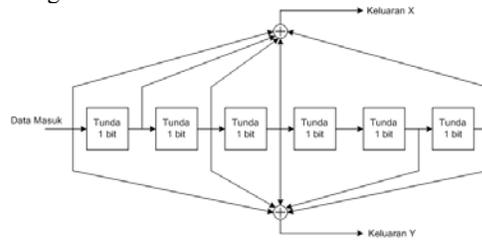
probabilitas yang sama untuk kemunculan bit “0” maupun bit “1”.

Tabel 3.2 Kecepatan pembangkit bit informasi [5]

Modulasi + Rate kode konvolusi	Kecepatan	Catatan
QPSK+CC1/2	2,576 Mbps	• Rasio TDD 1:1 (UL: DL)
QPSK+CC3/4	3,864 Mbps	
16QAM+CC1/2	5,152 Mbps	• CP+GI = 1/8
16QAM+CC3/4	7,728 Mbps	• 1 Pengguna

3.1.2 Pengkodean konvolusi dan *Puncture bit* [3,5]

Pengkodean konvolusi yang digunakan pada model simulasi adalah pengkodean dengan *rate* 1/2 yang tersusun atas enam memori geser dan mempunyai dua lengan keluaran yang masing-masing merupakan hasil proses XOR dari bit input. Pada gambar 3.5 dapat dilihat pengkodean konvolusi dengan *rate* 1/2.



Gambar 3.4 Blok pengkodean konvolusi *rate* 1/2

Proses XOR pada pengkodean konvolusi pola *polynomial* :

$$G_1 = 171_{OCT} \quad \text{untuk } X$$

$$G_2 = 133_{OCT} \quad \text{untuk } Y$$

Sedangkan untuk membuat keluaran *rate* 3/4, dilakukan proses pembuangan sebagian bit keluaran yang mengikuti pola pada tabel 3.3.

Tabel 3.3 Pola pembuangan/puncture bit [5]

Rate Kode	R 1/2	R 3/4
Pariti 1 (X)	11	101
Pariti 2 (Y)	11	110
Output	X_1Y_1	$X_1Y_1Y_2X_3$

3.1.3 *Interleaver* [3,5]

Blok *interleaver* yang digunakan pada model simulasi dirancang menggunakan dua tahap permutasi yang mengikuti persamaan :

$$m_k = (N_{chps} / 12) \times k_{\text{mod}12} + \text{floor}(k/12)$$

$$j_k = s \times \text{floor}(m_k / s) + (m_k + N_{chps} - \text{floor}(12 \times m_k / N_{chps}))_{\text{mod}(s)}$$

dimana :

N_{chps} = jumlah bit dalam setiap simbol modulasi digital yang digunakan

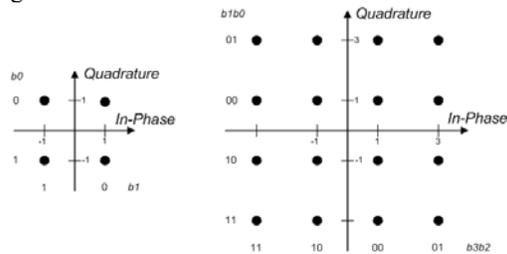
$$k = 0, 1, \dots, N_{chps} - 1$$

k adalah indeks bit inputan *interleaver*, m_k adalah indeks bit keluaran permutasi pertama dan j_k merupakan keluaran dari *interleaver*.

3.1.4 Pemetaan bit ke modulasi digital [5]

Pada pemetaan bit ke modulasi digital digunakan pengkodean Gray. Penggunaan kode Gray sudah terbukti memiliki keunggulan lebih baik jika

dibandingkan pemetaan bit konvensional dan aturan searah putaran jam (*clockwise*) [5]. Konstelasi modulasi QPSK dan 16-QAM dapat dilihat pada gambar 3.6



Gambar 3.5 Konstelasi modulasi QPSK (kiri) dan 16QAM (kanan)

Tabel 3.4 Konstelasi simbol modulasi QPSK dan 16-QAM

QPSK		16-QAM	
Bit data	Simbol	Bit data	Simbol
0 0	$0.7071 + 0.7071i$	0 0 0 0	$1.0000 + 1.0000i$
0 1	$0.7071 - 0.7071i$	0 0 0 1	$1.0000 + 3.0000i$
1 0	$-0.7071 + 0.7071i$	0 0 1 0	$1.0000 - 1.0000i$
1 1	$-0.7071 - 0.7071i$	0 0 1 1	$1.0000 - 3.0000i$
		0 1 0 0	$3.0000 + 1.0000i$
		0 1 0 1	$3.0000 + 3.0000i$
		0 1 1 0	$3.0000 - 1.0000i$
		0 1 1 1	$3.0000 - 3.0000i$
		1 0 0 0	$-1.0000 + 1.0000i$
		1 0 0 1	$-1.0000 + 3.0000i$
		1 0 1 0	$-1.0000 - 1.0000i$
		1 0 1 1	$-1.0000 - 3.0000i$
		1 1 0 0	$-3.0000 + 1.0000i$
		1 1 0 1	$-3.0000 + 3.0000i$
		1 1 1 0	$-3.0000 - 1.0000i$
		1 1 1 1	$-3.0000 - 3.0000i$

Setelah proses pemetaan bit ke modulasi digital, maka akan dilanjutkan dengan proses normalisasi amplituda simbol. Amplituda QPSK akan dikalikan dengan $1/\sqrt{2}$ dan amplituda 16-QAM akan dikalikan dengan $1/\sqrt{10}$ [1].

3.1.5 Inverse Fast Fourier Transform (IFFT) [3,5]

Proses pemetaan pengguna berdasarkan indeks grup *subcarrier* merupakan proses awal sebelum dilakukan proses konversi dari *domain* frekuensi ke *domain* waktu. Setiap grup akan terdiri dari 576 *subcarrier* untuk Tile 3x3 dan 420 *subcarrier* untuk Tile 3x4. Indeks *subcarrier* yang

digabungkan dalam setiap grup dapat dilihat pada tabel 3.5 dan tabel 3.6

Tabel 3.5 Pengelompokan *subcarrier* untuk Tile 3x3 [5]

Indeks grup	Indeks <i>subcarrier</i>
1	(161-Gb) s.d. (736-Gb)
2	737 s.d. 1312
3	(1313+Gb) s.d. (1888+Gb)
Gb : jumlah <i>subcarrier</i> yang digunakan sebagai <i>guardband</i> antar grup <i>subcarrier</i>	

Tabel 3.6 Pengelompokan *subcarrier* untuk Tile 3x4 [3]

Indeks grup	Indeks <i>subcarrier</i>
1	(185-Gb) s.d. (604-Gb)
2	605 s.d. 1024
3	1025 s.d. 1444
4	(1445+Gb) s.d. (1864+Gb)
Gb : jumlah <i>subcarrier</i> yang digunakan sebagai <i>guardband</i> antar grup <i>subcarrier</i>	

Dikarenakan kanal yang digunakan pada pemodelan bersifat *fast fading* (terkena frekuensi doppler) maka pada model simulasi sistem OFDMA menggunakan *guardband*.

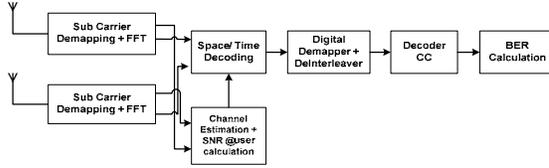
Proses konversi dari *domain* frekuensi ke *domain* waktu menggunakan *Inverse Fast Fourier Transform* (IFFT) dengan ukuran 2048 titik.

3.1.6 Penambahan awalan siklik dan *guard interval* [5]

Panjang durasi salinan awalan siklik dan *guard interval* yang ditambahkan adalah sebesar 1/8 dari panjang simbol OFDM 2048 titik. Durasi bernilai 256 titik yang ekuivalen dengan 10,248 μ s. Durasi tersebut sudah memadai untuk profil *delay spread* lingkungan *outdoor* yang memiliki maksimal *delay spread* 5 μ s [5]

3.2 Penerima sistem OFDMA [5]

Blok fungsi yang terdapat pada penerima sistem OFDMA adalah pembuangan awalan siklik dan *guard interval*, *Fast Fourier Transform* (FFT), pemetaan modulasi digital ke bit, *deinterleaver*, penyisipan bit nol dan dekoder Viterbi. Jika sistem penerima OFDMA disimulasikan menggunakan diversitas maka disisipkan blok diversitas *Multi Input Multi Output* (MIMO) diantara blok fungsi *Fast Fourier Transform* (FFT) dengan pemetaan modulasi digital ke bit.



Gambar 3.6 Blok diagram penerima

3.2.1 Pembuangan awalan siklik dan *guard interval* [5]

Pada blok pertama setelah penambahan *noise* AWGN adalah pembuangan awalan siklik dan *guard interval*. Pada model simulasi akan dilakukan pemisahan simbol OFDM dengan awalan siklik dan *guard interval*. Simbol ke 129 sampai dengan simbol ke 2176 merupakan simbol OFDM yang dimodelkan tidak terkena ICI yang diakibatkan oleh pemodelan profile *multipath*.

3.2.2 Fast Fourier Transform (FFT) [5]

Pada proses pengkonversian sinyal dari *domain* waktu kembali ke *domain* frekuensi digunakan *Fast Fourier Transform* (FFT) yang memiliki ukuran 2048 titik. Setelah itu dilakukan proses penyusunan kembali simbol yang terdapat pada *subcarrier* menggunakan tabel 3.5 dan tabel 3.6.

3.2.3 Pemetaan modulasi digital ke bit [3,5]

Sebelum dilakukan pemetaan modulasi digital ke bit, amplituda inputan akan dikalikan dengan nilai tertentu. Nilai $\sqrt{2}$ dan $\sqrt{10}$ akan dikalikan pada inputan QPSK dan 16-QAM. Aturan pemetaan modulasi digital ke bit dapat dilihat pada gambar 3.6.

3.2.4 Deinterleaver [3,5]

Blok *deinterleaver* memiliki fungsi yang berlawanan dengan blok *interleaver*. Sama seperti blok *interleaver*, blok *deinterleaver* juga digunakan dengan dua tahap permutasi yang mengikuti persamaan :

$$m_j = s \times \text{floor}(j/s) + (j + \text{floor}(12 \times j / N_{chps})) \bmod(s)$$

$$k_j = 12 \times m_j - (N_{chps} - 1) \times \text{floor}(12 \times m_j / N_{chps})$$

dimana :

N_{chps} = jumlah bit dalam setiap simbol modulasi digital yang digunakan

$$j = 0, 1, \dots, N_{chps} - 1$$

j adalah indeks bit inputan *deinterleaver*, m_j adalah indeks bit keluaran permutasi pertama dan k_j merupakan keluaran dari *deinterleaver*.

3.2.5 Penyisipan bit nol dan dekoder Viterbi [3,5]

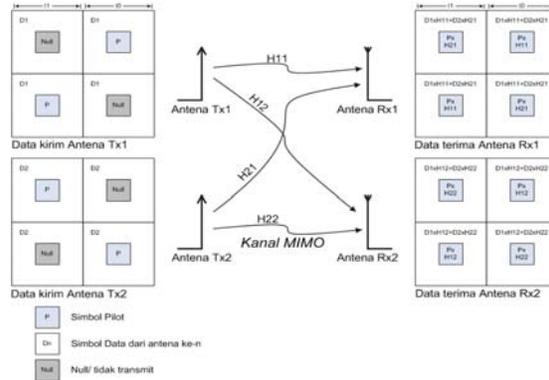
Pada input *rate* 3/4, sebelum proses pendkodean Viterbi akan dilakukan penyisipan bit nol. Pada bahasa pemrograman Matlab versi R2006a (atau versi setelahnya), Penyisipan bit nol dan dekoder Viterbi sudah dapat didukung dalam satu fungsi *vitdec.m* [5].

3.3 Teknik diversitas MIMO pada pengirim dan penerima [2,4,5]

Diversitas MIMO sangat diperlukan untuk meningkatkan kehandalan, melalui dua tahapan penting yaitu Blok diversitas MIMO-OFDMA dan *Uplink Partial Usage of Subcarrier* (UL-PUSC).

3.3.1 Blok diversitas MIMO-OFDMA

Pada model diversitas *Multi Input Multi Output* (MIMO) dirancang 2 antenna pengirim yang aktif melakukan transmit secara bersamaan. Pada pengiriman simbol pada diversitas MIMO-OFDMA akan dilakukan pemetaan simbol orthogonal berdasarkan perioda dan indeks *tile* PUSC menggunakan kode Alamouti. Pada gambar berikut dapat dilihat mekanisme transmit untuk model diversitas MIMO-OFDMA.



Gambar 3.7 Mekanisme transmit MIMO-OFDMA Simbol data yang dikirimkan model diversitas MIMO-OFDMA pada indeks *tile* PUSC ganjil dan genap pada perioda $2T$ dan $2T+1$ akan mengikuti aturan sebagai berikut :

$$D_{\text{TileGanjil.1}}(2T) = S_1(2T), \quad D_{\text{TileGanjil.1}}(2T+1) = -S_2^*(2T)$$

$$D_{\text{TileGanjil.2}}(2T) = S_2(2T), \quad D_{\text{TileGanjil.2}}(2T+1) = S_1^*(2T)$$

$$D_{\text{TileGenap.1}}(2T) = S_3(2T), \quad D_{\text{TileGenap.1}}(2T+1) = -S_4^*(2T)$$

$$D_{\text{TileGenap.2}}(2T) = S_4(2T), \quad D_{\text{TileGenap.2}}(2T+1) = S_3^*(2T)$$

Maka simbol data terima pada antenna Rx1 dan Rx2 adalah $RD_{\text{TileGanjil.1}}(2T), RD_{\text{TileGanjil.2}}(2T), RD_{\text{TileGanjil.1}}(2T+1), RD_{\text{TileGanjil.2}}(2T+1), RD_{\text{TileGenap.1}}(2T), RD_{\text{TileGenap.2}}(2T),$

$$RD_{\text{TileGenap.1}}(2T+1) \text{ dan } RD_{\text{TileGenap.2}}(2T+1).$$

Sedangkan simbol pilot terima pada antenna Rx1 dan Rx2 adalah $RP_{\text{TileGanjil.1}}(2T), RP_{\text{TileGanjil.2}}(2T),$

$$RP_{\text{TileGanjil.1}}(2T+1), RP_{\text{TileGanjil.2}}(2T+1), RP_{\text{TileGenap.1}}(2T),$$

$$RP_{\text{TileGenap.2}}(2T), RP_{\text{TileGenap.1}}(2T+1) \text{ dan } RP_{\text{TileGenap.2}}(2T+1).$$

Persamaan simbol data dan pilot yang diterima adalah :

$$RD_{\text{TileGanjil.1}}(2T) = H_{11}(2T) \times S_1(2T) + H_{21}(2T) \times S_2(2T) + N_1(2T)$$

$$RD_{\text{TileGanjil.2}}(2T) = H_{12}(2T) \times S_1(2T) + H_{22}(2T) \times S_2(2T) + N_2(2T)$$

$$\begin{aligned}
RD_{TileGanjil.1}(2T+1) &= H_{11}(2T+1) \times -S_2^*(2T) \\
&\quad + H_{21}(2T+1) \times S_1^*(2T) + N_1(2T+1) \\
RD_{TileGanjil.2}(2T+1) &= H_{12}(2T+1) \times -S_2^*(2T) \\
&\quad + H_{22}(2T+1) \times S_1^*(2T) + N_2(2T+1) \\
RD_{TileGenap.1}(2T) &= H_{11}(2T) \times S_3(2T) \\
&\quad + H_{21}(2T) \times S_4(2T) + N_1(2T) \\
RD_{TileGenap.2}(2T) &= H_{12}(2T) \times S_3(2T) \\
&\quad + H_{22}(2T) \times S_4(2T) + N_2(2T) \\
RD_{TileGenap.1}(2T+1) &= H_{11}(2T+1) \times -S_4^*(2T) \\
&\quad + H_{21}(2T+1) \times S_3^*(2T) + N_1(2T+1) \\
RD_{TileGenap.2}(2T+1) &= H_{12}(2T+1) \times -S_4^*(2T) \\
&\quad + H_{22}(2T+1) \times S_3^*(2T) + N_2(2T+1) \\
RP_{TileGanjil.1}(2T) &= H_{11}(2T) \times P + H_{21}(2T) \times 0 + N_1(2T) \\
RP_{TileGanjil.2}(2T) &= H_{12}(2T) \times P + H_{22}(2T) \times 0 + N_2(2T) \\
RP_{TileGanjil.1}(2T+1) &= H_{11}(2T+1) \times 0 + H_{21}(2T+1) \times P \\
&\quad + N_1(2T+1) \\
RP_{TileGanjil.2}(2T+1) &= H_{12}(2T+1) \times 0 + H_{22}(2T+1) \times P \\
&\quad + N_2(2T+1) \\
RP_{TileGenap.1}(2T) &= H_{11}(2T) \times 0 + H_{21}(2T) \times P + N_1(2T) \\
RP_{TileGenap.2}(2T) &= H_{12}(2T) \times 0 + H_{22}(2T) \times P + N_2(2T) \\
RP_{TileGenap.1}(2T+1) &= H_{11}(2T+1) \times P + H_{21}(2T+1) \times 0 \\
&\quad + N_1(2T+1) \\
RP_{TileGenap.2}(2T+1) &= H_{12}(2T+1) \times P + H_{22}(2T+1) \times 0 \\
&\quad + N_2(2T+1)
\end{aligned}$$

Pada blok estimasi kanal MIMO akan dilakukan perhitungan :

$$\begin{aligned}
\hat{H}_{TileGanjil.11}(2T) &= \frac{RP_{TileGanjil.1}(2T)}{P} \\
\hat{H}_{TileGanjil.12}(2T) &= \frac{RP_{TileGanjil.2}(2T)}{P} \\
\hat{H}_{TileGanjil.21}(2T) &= \frac{RP_{TileGanjil.1}(2T+1)}{P} \\
\hat{H}_{TileGanjil.22}(2T) &= \frac{RP_{TileGanjil.2}(2T+1)}{P} \\
\hat{H}_{TileGenap.11}(2T) &= \frac{RP_{TileGenap.1}(2T+1)}{P} \\
\hat{H}_{TileGenap.12}(2T) &= \frac{RP_{TileGenap.2}(2T+1)}{P} \\
\hat{H}_{TileGenap.21}(2T) &= \frac{RP_{TileGenap.1}(2T)}{P} \\
\hat{H}_{TileGenap.22}(2T) &= \frac{RP_{TileGenap.2}(2T)}{P}
\end{aligned}$$

Dan pada dekoder MIMO akan dilakukan kombinasi mengikuti persamaan :

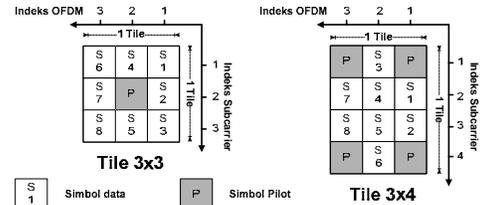
$$\begin{aligned}
\hat{S}_1(2T) &= \hat{H}_{TileGanjil.11}^*(2T) \times RP_{TileGanjil.1}(2T) \\
&\quad + \hat{H}_{TileGanjil.21}^*(2T) \times RP_{TileGanjil.1}(2T+1) \\
&\quad + \hat{H}_{TileGanjil.12}^*(2T) \times RP_{TileGanjil.2}(2T) \\
&\quad + \hat{H}_{TileGanjil.22}^*(2T) \times RP_{TileGanjil.2}(2T+1) \\
\hat{S}_2(2T) &= \hat{H}_{TileGanjil.21}^*(2T) \times RP_{TileGanjil.1}(2T) \\
&\quad - \hat{H}_{TileGanjil.11}^*(2T) \times RP_{TileGanjil.1}(2T+1) \\
&\quad + \hat{H}_{TileGanjil.22}^*(2T) \times RP_{TileGanjil.2}(2T) \\
&\quad - \hat{H}_{TileGanjil.12}^*(2T) \times RP_{TileGanjil.2}(2T+1) \\
\hat{S}_3(2T) &= \hat{H}_{TileGenap.11}^*(2T) \times RP_{TileGenap.1}(2T) \\
&\quad + \hat{H}_{TileGenap.21}^*(2T) \times RP_{TileGenap.1}(2T+1) \\
&\quad + \hat{H}_{TileGenap.12}^*(2T) \times RP_{TileGenap.2}(2T) \\
&\quad + \hat{H}_{TileGenap.22}^*(2T) \times RP_{TileGenap.2}(2T+1)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\hat{S}_4(2T) &= \hat{H}_{TileGenap.21}^*(2T) \times RP_{TileGenap.1}(2T) \\
&\quad - \hat{H}_{TileGenap.11}^*(2T) \times RP_{TileGenap.1}(2T+1) \\
&\quad + \hat{H}_{TileGenap.22}^*(2T) \times RP_{TileGenap.2}(2T) \\
&\quad - \hat{H}_{TileGenap.12}^*(2T) \times RP_{TileGenap.2}(2T+1)
\end{aligned}$$

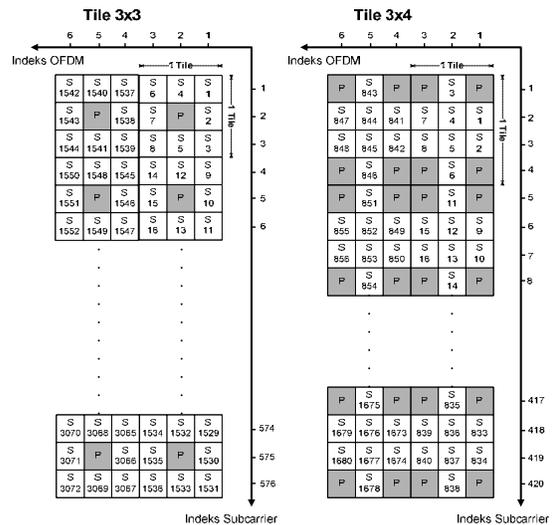
3.3.2 Uplink Partial Usage of Subcarrier (UL-PUSC) [3,5]

Uplink Partial Usage of Subcarrier (UL-PUSC) merupakan mekanisme pemetaan simbol ke dalam *subcarrier* OFDM. Simbol-simbol yang dipetakan telah dikelompokkan ke dalam bentuk *tile*. Sistem menggunakan dua jenis *tile*, yaitu *tile* 3x3 dan *tile* 3x4. *Tile* PUSC 3x3 terdiri 8 simbol QPSK atau 16-QAM dan 1 simbol pilot yang dipetakan ke dalam 3 durasi OFDM dan 3 *subcarrier*. Sedangkan *tile* PUSC 3x4 terdiri dari 8 simbol QPSK atau 16-QAM dan 4 simbol pilot yang dipetakan ke dalam 3 durasi OFDM dan 4 *subcarrier*.

Untuk mempermudah pendeteksian dan sinkronisasi, maka daya simbol pilot akan dinaikkan sebesar 2.5 dB. Pemetaan simbol ke dalam *tile* PUSC dapat dilihat pada gambar 3.8. Sedangkan pemetaan *tile* PUSC ke dalam *subcarrier* OFDM dapat dilihat pada gambar 3.9.



Gambar 3.8 Pemetaan simbol dan pilot ke *tile* UL-PUSC

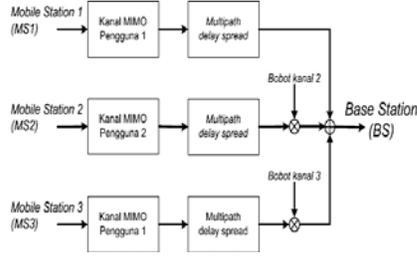


Gambar 3.9 Pemetaan *tile* UL-PUSC ke *subcarrier* OFDM

3.4 Kanal MIMO-OFDMA [5]

Kanal MIMO-OFDMA yang digunakan pada model simulasi kanal MIMO (termasuk pembangkit Rayleigh), profil *multipath* lingkungan *outdoor* dan

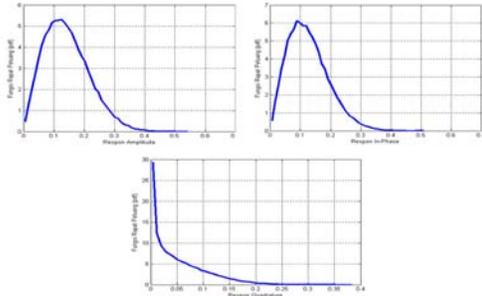
pembobotan. Pada gambar dibawah ini dapat dilihat model kanal simulasi untuk MIMO-OFDMA.



Gambar 3.10 Kanal simulasi MIMO-OFDMA

3.4.1 Kanal Rayleigh

Pada perancangan model simulasi akan digunakan kanal Rayleigh yang mewakili respon media nirkabel. Kanal Rayleigh yang digunakan merupakan hasil pembangkitan dari model Jakes dengan menggunakan 34 path. Pada gambar berikut dapat dilihat respon amplituda hasil pembangkitan dari model Jakes.



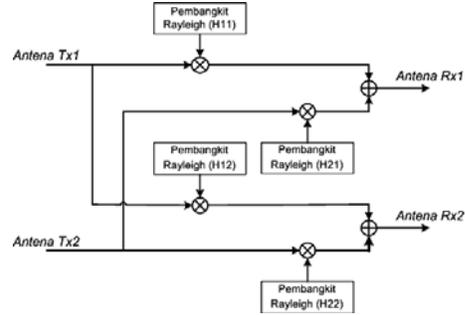
Gambar 3.11 Respon amplituda (kiri atas), respon *In-Phase*(kanan atas), dan respon *Quadrature* (bawah) pada $f_d = 16\text{Hz}$ ($v = 5\text{km/jam}$)

Nilai rata-rata respon amplituda (μ), respon amplituda *in-phase* ($\mu_{\text{In-Phase}}$), respon amplituda *quadrature* ($\mu_{\text{Quadrature}}$), variansi amplituda *in-phase* ($\text{Var}_{\text{In-Phase}}$) dan variansi amplituda *quadrature* ($\text{Var}_{\text{Quadrature}}$) adalah :

$$\begin{aligned}\mu &= 0.1263 + 0.0523i \\ \mu_{\text{In-Phase}} &= 0.1263 \\ \mu_{\text{Quadrature}} &= 0.0523 \\ \text{Var}_{\text{In-Phase}} &= 0.0046 \\ \text{Var}_{\text{Quadrature}} &= 0.0027\end{aligned}$$

3.4.2 Kanal MIMO

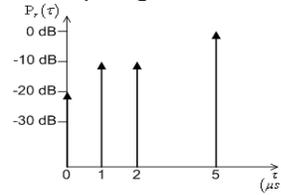
Untuk setiap diversitas spasial akan menggunakan kanal MIMO sebagai pemodelan kanal transmisi *wireless*. Kanal MIMO yang digunakan pada simulasi terdiri dari empat jalur paralel yang dimana setiap jalur akan dikalikan dengan respon kanal yang merupakan hasil dari pembangkit Rayleigh. Pada gambar berikut dapat dilihat pemodelan kanal MIMO.



Gambar 3.12 Kanal MIMO

3.4.3 Profil *multipath* lingkungan *outdoor* [5]

Pada simulasi sistem MIMO-OFDMA menggunakan profil *multipath* pada lingkungan *outdoor urban*. Nilai penguatan dan *delay spread* untuk setiap jalur dihitung sebagaimana penjelasan berikut. Profil *multipath* pada lingkungan *outdoor urban* dapat dilihat pada gambar berikut.



Gambar 3.13 Profil *multipath* pada *outdoor*

Nilai *mean excess delay* untuk profile *multipath* pada gambar diatas dihitung menggunakan persamaan sebagai berikut:

$$\begin{aligned}\bar{\tau} &= \frac{(0,01 \times 0\mu\text{s}) + (0,1 \times 1\mu\text{s}) + (0,1 \times 2\mu\text{s}) + (1 \times 5\mu\text{s})}{0,01 + 0,1 + 0,1 + 1} \\ &= 4,38\mu\text{s}\end{aligned}$$

Sedangkan nilai momen kedua dihitung menggunakan persamaan diatas:

$$\begin{aligned}\bar{\tau}^2 &= \frac{(0,01 \times 0^2\mu\text{s}^2) + (0,1 \times 1^2\mu\text{s}^2) + (0,1 \times 2^2\mu\text{s}^2) + (1 \times 5^2\mu\text{s}^2)}{0,01 + 0,1 + 0,1 + 1} \\ &= 21,07\mu\text{s}^2\end{aligned}$$

Nilai *delay spread* RMS dihitung menggunakan persamaan:

$$\begin{aligned}\sigma_{\tau} &= \sqrt{21,07\mu\text{s}^2 - (4,38\mu\text{s})^2} \\ &= 1,37\mu\text{s}\end{aligned}$$

Nilai *delay spread* RMS $1,37\mu\text{s}$ sudah mewakili simulasi untuk lingkungan *outdoor urban*. Maka lebar *bandwidth* koheren untuk profile *multipath* dihitung menggunakan persamaan:

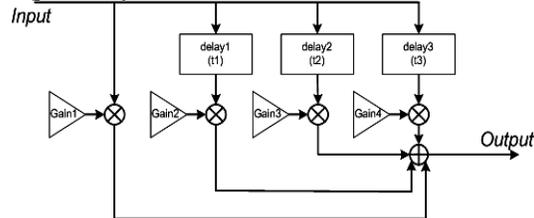
$$B_c \approx \frac{1}{5 \times \sigma_{\tau}} = \frac{1}{5 \times 1,37\mu\text{s}} = 146\text{kHz}$$

Sedangkan lebar *bandwidth* untuk setiap *subcarrier* pada sistem adalah:

$$\begin{aligned}B_s &= \frac{BW \times \text{rasio_oversampling}}{\text{total_subcarrier}} \\ &= \frac{28 \times 10^6 \text{ Hz} \times 25/28}{2048} \\ &= 12,207\text{kHz}\end{aligned}$$

Dikarenakan $B_c > B_s$ maka pada simulasi ini sistem akan mengalami respon *flat fading*.

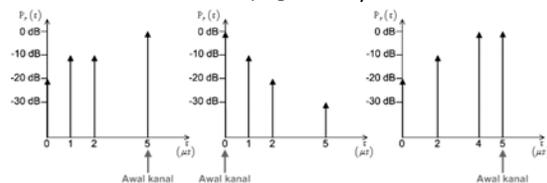
Pada gambar 3.14 dapat dilihat pemodelan profil *multipath* yang menggunakan empat jalur yang digunakan pada model simulasi.



Gambar 3.14 Pemodelan profil *multipath*

3.4.4 Kanal sinkron[5]

Pada simulasi digunakan pemodelan kanal sinkron yang dimana awal dari sinyal akan dimulai pada simbol ke 125. Hal ini dikarenakan profil *multipath* memiliki maksimal *delay spread* $5\mu s$.



Gambar 3.15 Beberapa contoh posisi awal kanal sinkron

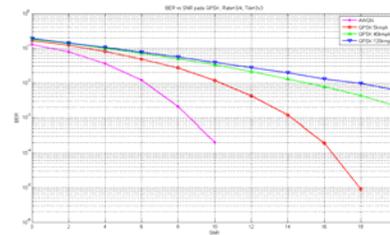
Pada gambar 3.15 terdapat beberapa contoh posisi dari awal kanal sinkron dari berbagai contoh profil *multipath*. Pada gambar 3.15 kanan terlihat bahwa pada jalur *delay spread* $4\mu s$ dan $5\mu s$ memiliki penguatan sinyal terbaik, berdasarkan aturan kanal sinkron maka ditentukan $5\mu s$ sebagai awal dari sinyal.

BAB 4 ANALISA HASIL SIMULASI

Ada beberapa skema percobaan yang akan dianalisa untuk menunjukkan kinerja permutasi Tile pada MIMO-OFDMA. Analisa yang akan dijelaskan pada bab ini mencakup hal-hal berikut ini.

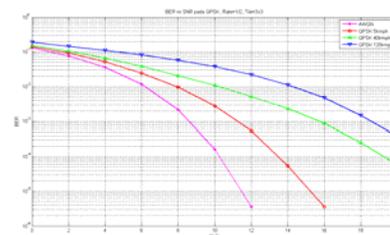
4.1 Pengaruh kecepatan pergerakan pengguna terhadap kehandalan dengan rate kode konvolusional $\frac{3}{4}$ dan $\frac{1}{2}$ pada tile 3×3 dan 3×4 untuk modulasi QPSK.

Pada skema percobaan ini disimulasikan kecepatan pergerakan pengguna yang berbeda-beda untuk *rate* pengkodean $\frac{1}{2}$ dan $\frac{3}{4}$ pada *tile* 3×3 dan *tile* 3×4 . Kecepatan yang disimulasikan adalah 5 km/jam, 40 km/jam, dan 120 km/jam. Dengan frekuensi carrier pada 2GHz, maka kecepatan akan terjadi efek dopler untuk masing masing frekuensi sebesar 9 Hz, 74 Hz, dan 222 Hz. Frekuensi dopler ini mempengaruhi fluktuasi/fading pada kanal Rayleigh. Semakin besar frekuensi dopler maka semakin besar waktu fading yang akan dialami oleh simbol-simbol yang ditransmisikan.



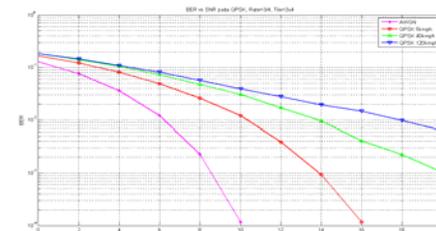
Gambar 4.1 BER vs SNR pada QPSK, $Rate = \frac{3}{4}$, $Tile = 3 \times 3$

Hasil simulasi menunjukkan bahwa untuk SNR yang sama, kecepatan pergerakan pengguna yang lebih tinggi memberikan nilai BER yang lebih besar. Dengan kata lain, semakin besar kecepatan pergerakan pengguna maka semakin besar tingkat error yang terjadi, sehingga untuk memperoleh nilai BER atau tingkat kehandalan yang sama diperlukan SNR yang semakin tinggi seiring dengan peningkatan kecepatan pergerakan pengguna.



Gambar 4.2 BER vs SNR pada QPSK, $Rate = \frac{1}{2}$, $Tile = 3 \times 3$

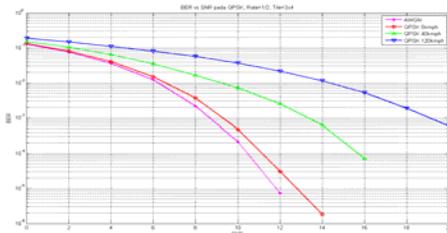
Apabila kurva pada gambar 4.1 dan kurva pada gambar 4.2 dibandingkan maka akan terlihat bahwa kurva pada gambar 4.2 lebih curam. Ini berarti bahwa untuk mendapatkan tingkat BER yang sama antara kurva gambar 4.1 dan kurva gambar 4.2, pada kurva gambar 4.1 membutuhkan daya atau SNR yang lebih tinggi, atau dalam arti lain dengan nilai SNR yang sama kurva pada gambar 4.2 mendapatkan nilai BER atau kehandalan yang lebih baik dibandingkan dengan kurva pada gambar 4.1. Sedangkan antara dua kurva diatas terdapat perbedaan *rate* pengkodean, ini berarti *rate* pengkodean $\frac{1}{2}$ lebih baik dibandingkan penggunaan *rate* pengkodean $\frac{3}{4}$ atau semakin kecil *rate* maka semakin tinggi tingkat kehandalannya.



Gambar 4.3 BER vs SNR pada QPSK, $Rate = \frac{3}{4}$, $Tile = 3 \times 4$

Kurva gambar 4.3 dan gambar 4.4 juga menegaskan bahwa semakin tinggi tingkat pergerakan pengguna maka kehandalan akan semakin menurun. Dalam arti lain kehandalan berbanding terbalik dengan

kecepatan pergerakan pengguna. Sebagai kompensasi dari pergerakan pengguna maka nilai SNR harus ditingkatkan agar kehandalan sistem tetap sama.

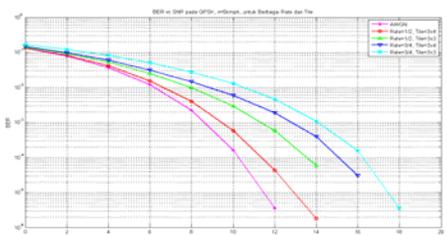


Gambar 4.4 BER vs SNR pada QPSK, Rate= $\frac{1}{2}$, Tile=3x4

Apabila kurva pada gambar 4.3 dibandingkan dengan kurva pada gambar 4.4 maka akan menunjukkan penegasan kembali bahwa semakin kecil nilai rate pengkodean maka akan mampu meningkatkan kehandalan dari sistem.

Apabila keempat gambar kurva dibandingkan maka akan terlihat bahwa kehandalan pada sistem yang menggunakan tile 3x4 lebih baik dibandingkan dengan kehandalan pada sistem yang menggunakan tile 3x3. Keempat grafik diatas menunjukkan bahwa kehandalan dipengaruhi oleh pemilihan rate pengkodean dan tile yang digunakan serta berbanding terbalik dengan kecepatan pergerakan pengguna.

4.2 Pengaruh Rate Pengkodean dan Tile Tile 3x3 dan Tile 3x4 pada Modulasi QPSK

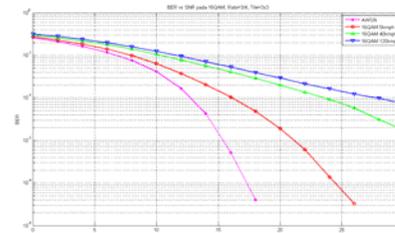


Gambar 4.5 BER vs SNR pada QPSK untuk Rate pengkodean dan Tile yang berbeda

Sistem menunjukkan kinerja yang lebih baik pada rate $\frac{1}{2}$ dari pada rate $\frac{3}{4}$. Hal ini sangat logis karena pada rate $\frac{1}{2}$ jumlah bit redundansi yang digunakan untuk melakukan error correction lebih banyak dari pada rate $\frac{3}{4}$. Rate $\frac{1}{2}$ menyatakan bahwa 1 bit data masukan akan menghasilkan 2 bit data keluaran pada encoder. Sementara rate $\frac{3}{4}$ menyatakan bahwa 3 bit masukan akan menghasilkan 4 bit keluaran. Sebagai perbandingan, jika dimasukkan 3000 bit data, maka dengan rate pengkodean $\frac{1}{2}$ akan dihasilkan 6000 bit data, dengan rate $\frac{3}{4}$ akan dihasilkan 4000 bit. Dari sini tampak bahwa overhead pada rate $\frac{1}{2}$ lebih besar sehingga memungkinkan koreksi error yang lebih handal. Berikut grafik yang menggambarkan hubungan BER dan SNR pada QPSK untuk rate $\frac{1}{2}$ dan tile 3x4.

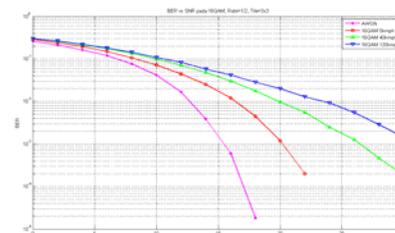
Sistem juga menunjukkan kinerja yang lebih baik pada tile 3x4 dari pada tile 3x3, hal ini menunjukkan dengan penambahan jumlah simbol pilot dapat meningkatkan kehandalan sistem yang sangat signifikan. Hal ini sangat logis dikarenakan simbol pilot sangat membantu dalam melakukan interpolasi simbol yang diterima di penerima.

4.3 Pengaruh kecepatan pergerakan pengguna terhadap kehandalan dengan rate kode konvolusional $\frac{3}{4}$ dan $\frac{1}{2}$ pada tile 3x3 dan 3x4 untuk modulasi 16-QAM



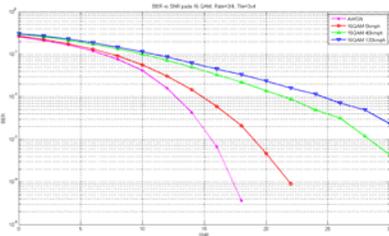
Gambar 4.6 BER vs SNR pada 16-QAM, Rate = $\frac{3}{4}$, Tile = 3x3

Serupa dengan yang telah dijelaskan pada Sub-Bab 4.1, hasil simulasi menunjukkan bahwa untuk SNR yang sama, kecepatan pergerakan pengguna yang lebih tinggi memberikan nilai BER yang lebih besar. Dengan kata lain, semakin besar kecepatan pergerakan pengguna maka semakin besar tingkat error yang terjadi, sehingga untuk memperoleh nilai BER atau tingkat kehandalan yang sama diperlukan SNR yang semakin tinggi seiring dengan peningkatan kecepatan pergerakan pengguna.



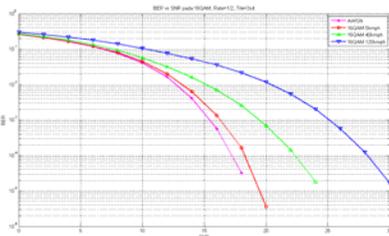
Gambar 4.7 BER vs SNR pada 16-QAM, Rate = $\frac{1}{2}$, Tile = 3x3

Apabila kurva pada gambar 4.5 dan kurva pada gambar 4.6 dibandingkan maka akan terlihat bahwa kurva pada gambar 4.6 lebih curam. Ini berarti bahwa untuk mendapatkan tingkat BER yang sama antara kurva gambar 4.5 dan kurva gambar 4.6, pada kurva gambar 4.5 membutuhkan daya atau SNR yang lebih tinggi, atau dalam arti lain dengan nilai SNR yang sama kurva pada gambar 4.6 mendapatkan nilai BER atau kehandalan yang lebih baik dibandingkan dengan kurva pada gambar 4.5. Sedangkan antara dua kurva diatas terdapat perbedaan rate pengkodean, ini berarti rate pengkodean $\frac{1}{2}$ lebih baik dibandingkan penggunaan rate pengkodean $\frac{3}{4}$ atau semakin kecil rate maka semakin tinggi tingkat kehandalannya.



Gambar 4.8 BER vs SNR pada 16-QAM, Rate= $\frac{3}{4}$, Tile=3x4

Kurva gambar 4.8 dan gambar 4.9 juga menegaskan bahwa semakin tinggi tingkat pergerakan pengguna maka kehandalan akan semakin menurun. Dalam arti lain kehandalan berbanding terbalik dengan kecepatan pergerakan pengguna. Sebagai kompensasi dari pergerakan pengguna maka nilai SNR harus ditingkatkan agar kehandalan sistem tetap sama.

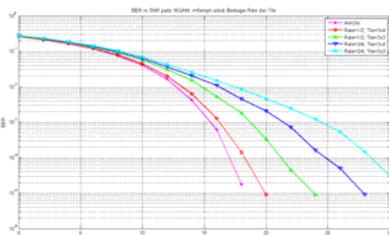


Gambar 4.9 BER vs SNR pada 16-QAM, Rate= $\frac{1}{2}$, Tile=3x4

Apabila kurva pada gambar 4.8 dibandingkan dengan kurva pada gambar 4.9 maka akan menunjukan penegasan kembali bahwa semakin kecil nilai rate pengkodean maka akan mampu meningkatkan kehandalan dari sistem.

Apabila keempat gambar kurva dibandingkan maka akan terlihat bahwa kehandalan pada sistem yang menggunakan tile 3x4 lebih baik dibandingkan dengan kehandalan pada sistem yang menggunakan tile 3x3. Keempat grafik diatas menunjukan bahwa kehandalan dipengaruhi oleh pemilihan rate pengkodean dan tile yang digunakan serta berbanding terbalik dengan kecepatan pergerakan pengguna.

4.4 Pengaruh Rate Coding pada Kecepatan Pergerakan Tertentu untuk Tile 3x3 dan Tile 3x4 pada Modulasi 16 QAM



Gambar 4.10 BER vs SNR pada 16-QAM untuk Rate pengkodean dan Tile yang berbeda

Sistem menunjukan kinerja yang lebih baik pada rate $\frac{1}{2}$ dari pada rate $\frac{3}{4}$. Hal ini sangat logis karena pada rate $\frac{1}{2}$ jumlah bit redundansi yang digunakan untuk melakukan error correctioun lebih banyak dari pada rate $\frac{3}{4}$. Rate $\frac{1}{2}$ menyatakan bahwa 1 bit data masukan akan menghasilkan 2 bit data keluaran pada encoder. Sementara rate $\frac{3}{4}$ menyatakan bahwa 3 bit masukan akan menghasilkan 4 bit keluaran. Sebagai perbandingan, jika dimasukan 3000 bit data, maka dengan rate pengkodean $\frac{1}{2}$ akan dihasilkan 6000 bit data, dengan rate $\frac{3}{4}$ akan dihasilkan 4000 bit. Dari sini tampak bahwa overhead pada rate $\frac{1}{2}$ lebih besar sehingga memungkinkan koreksi error yang lebih handal. Berikut grafik yang menggambarkan hubungan BER dan SNR pada 16-QAM untuk rate $\frac{1}{2}$ dan tile 3x4.

Sistem juga menunjukan kinerja yang lebih baik pada tile 3x4 dari pada tile 3x3, hal ini menunjukan dengan penambahan jumlah simbol pilot dapat meningkatkan kehandalan sistem yang sangat signifikan. Hal ini sangat logis dikarenakan simbol pilot sangat membantu dalam melakukan interpolasi simbol yang diterima di penerima.

Apabila dibandingkan antara kurva pada gambar 4.5 dengan 4.10 dapat diamati bahwa system dengan menggunakan modulasi QPSK memiliki kehandalan yang lebih baik dibandingkan dengan system yang menggunakan 16-QAM. Hal ini menjadi logis karena pada 16-QAM terdapat jumlah symbol lebih banyak, sehingga kemungkinan terjadi error pada process encoding dan decoding semakin tinggi dan secara langsung akan sangat berpengaruh pada nilai BER yang merupakan acuan parameter kehandalan sistem. Atau dalam arti lain untuk mendapatkan tingkat kehandalan yang sama dengan QPSK, 16-QAM membutuhkan nilai SNR yang lebih tinggi.

BAB 5 KESIMPULAN DAN SARAN

Dari simulasi yang telah dilakukan dapat diambil beberapa kesimpulan sebagai berikut.

1. Tile 3x4 memberikan performansi yang lebih baik daripada tile 3x3. Hal ini terjadi karena pada sistem tile 3x4 dapat mengestimasi kanal dengan lebih akurat.
2. Rate pengkodean $\frac{1}{2}$ memberikan error koreksi yang lebih baik daripada rate pengkodean $\frac{3}{4}$. Hal ini karena pada rate pengkodean $\frac{1}{2}$ terdapat lebih banyak bit redundansi yang digunakan untuk koreksi error.
3. Semakin besar kecepatan pergerakan, dibutuhkan SNR yang lebih tinggi untuk mencapai bit error rate tertentu. Hal ini karena adanya efek dopler yang mengakibatkan fluktuasi/fading yang semakin besar pada kecepatan ang semakin tinggi.
4. Performa terbaik diperoleh pada keadaan kecepatan rendah, modulasi QPSK, rate pengkodean $\frac{1}{2}$ dan tile 3x4.

Selanjutnya, berdasarkan kesimpulan tadi dapat diberikan saran-saran sebagai berikut.

1. Perlu dikaji tingkat perbaikan kehandalan secara lebih komperhensif dari penggunaan *rate* pengkodean yang lain dan *tile* tertentu sehingga dapat dirumuskan kombinasi terbaik yang paling sesuai untuk kebutuhan tertentu.
2. Perlu dikaji kehandalan sistem jika kondisi lingkungan memiliki kanal *selective fading*.

DAFTAR PUSTAKA

- [1] Andrews J.G., Ghosh A, Muhamed R., “*Fundamentals of WiMAX : understanding broadband wireless networking*”, 2007, Prentice Hall
- [2] Alamouti S., “*A simple transmit diversity technique for wireless munications*”, 1998, IEEE Journal on Selected Areas in Communications.
- [3] IEEE, “Part 16: *Air interface for fixed and mobile broadband wireless access systems*”, 2005, Standard 802.16e-2005.
- [4] Tjondronegoro Suhartono, “Pengantar *Space-Time Block Coding*”, 2006, Kelompok keilmuan Teknik Telekomunikasi ITB.
- [5] Putra Yudha, “Mekanisme Alokasi *Resource* pada MIMO-OFDMA, 2008, Program Megister Institut Teknologi Telkom.