TEKNOLOGI DAN KEJURUAN, VOL. 33, NO. 1, PEBRUARI 2010: 121–132

KOMBINASI ORTHOGONAL SPACE TIME BLOCK CODING DAN BLOCK CHANNEL CODING UNTUK MENINGKATKAN KINERJA SISTEM ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING

Muladi

***Abstract**: It is well known that space-time diversity using space-time coding (STC) is an effective technique to improve wireless communication performance. STC was designed for flat fading channel and consist of space-time trellis code (STTC) and space-time block code (STBC). STTC has provided diversity gain and coding gain in the cost of decoding complexity. On the other hand STBC only provide diversity gain but simple in decoding complexity. This article proposed serially concatenated Bose-Chauduri Hocquenghеim (BCH) code with STBC from orthogonal design (STBC-OD) scheme is proposed to provide diversity gain and also coding gain in the system. Performance of the system was investigated when M-ary phase shift keying modulation was used for full-rate, half-rate, and ¾-rate of transmission employing appropriate number of transmit antennas. Simulation results showed that the proposed system has improved the SNR gain over the related uncoded schemes.*

Abstrak: Telah diketahui bahwa keanekaragaman ruang-waktu menggunakan *space-time coding* (*STC*) adalah sebuah teknik yang efektif untuk memperbaiki kinerja sistem komunikasi nirkabel. *STC* terdiri dari *space-time trellis coding* (*STTC*) dan *space-time block coding* (*STBC*). *STTC* memberikan *diversity gain* dan *coding gain*, tetapi pendekodean kompleks. *STBC* mempunyai pendekodean sederhana, tetapi hanya memberikan *diversity gain* dan tidak memberikan *coding gain*. Artikel ini mengajukan skema gabungan antara kode *Bose-Chauduri Hocquenghеim* (*BCH*) dan *STBC* dari *orthogonal design* (*OD*) untuk menyediakan *diversity gain* dan *coding gain* pada sistem. Kinerja sistem dievaluasi pada laju transmisi penuh, setengah, dan tiga perempat dengan menggunakan modulasi *M-ary phase shift keying*. Hasil simulasi menunjukkan sistem yang diajukan dapat memperbaiki *coding gain* dari sistem tanpa pengkodean.

Kata Kunci: BCH, STBC-OD, OFDM

Permintaan kapasitas pada komunikasi selular dan jaringan area lokal telah meningkat pesat dalam satu dekade terakhir. Di sisi lain, kebutuhan akses internet nirkabel dan aplikasi multimedia membutuhkan peningkatan laju transmisi

Muladi adalah Dosen Jurusan Teknik Elektro Fakultas Teknik Universitas Negeri Malang. Kampus: Jl. Semarang 5 Malang 65145.

data. Sistem nirkabel yang ada saat ini masih berkutat mengatasi dua masalah utama berkaitan dengan kanal jalur jamak, yaitu redaman dan interferensi dari pengguna lain. Kedua masalah ini telah memicu munculnya teknologi *multicarrier transmission system* (sistem transmisi pembawa jamak). Salah satu teknologi transmisi pembawa jamak yang terkenal adalah *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (*OFDM*) yang mampu menghantarkan data dengan kecepatan tinggi melalui kanal *fading* lintasan jamak dan juga mampu mengatasi *intersymbol interference* (*ISI*), interferensi antarsimbol) (Stirling-Galacher dan Wang, 2001).

Untuk meningkatkan kapasitas kanal, *OFDM* menggunakan antena jamak pada pemancar dan penerima untuk membentuk kanal *input* jamak dan *output* jamak (*multiple input multiple output*, *MIMO*) yang mampu menyediakan kapasitas kanal yang lebih besar (Geoffrey) Li dkk, 1998). Dengan menggunakan teknik pengkodean yang sesuai, sistem *MIMO* menyediakan *space-time diversity* (keanekaragaman ruang dan waktu) yang mampu menghasilkan kinerja yang hebat. Keanekaragaman pemancar yang diperoleh melalui penggunaan antena jamak pada pemancar yang dikombinasikan dengan teknik pengkodean merupakan cara terbaru untuk mengatasi efek *fading* (Gesbert dkk, 2003). *Space-Time Trellis Coding* (*STTC*, pengkodean *trelis* ruang waktu) telah diajukan dalam (Tarokh dkk, 1998) dan *space-time block coding* (*STBC*, pengkodean blok ruang waktu) telah juga diajukan dalam (Alamouti, 1998; Tarokh dkk, 1999). Teknik-teknik pengkodean ruang waktu ini dirancang untuk kanal *flat fading* sehingga tidak dapat digunakan pada kondisi kanal *selected fading*. Untuk mengatasi efek dari kanal *selected fading*, pengkodean ruang waktu dapat dikombinasikan dengan *OFDM* karena *OFDM* telah terbukti mampu mengatasi efek kanal *selected fading* dengan mentransformasikannya menjadi beberapa kanal *flat fading* dengan *bandwidth* yang lebih sempit (Stuber dkk, 2004).

STTC menyediakan *diversity gain* dan *coding gain*, sebaliknya *STBC* menyediakan *diversity gain* saja tanpa *coding gain*. Dengan memaksimalkan kriteria ranking dari *STTC* akan diperoleh *diversity gain* yang maksimum dari *STTC* dan memaksimalkan kriteria determinan akan memaksimalkan *coding gain*. Namun demikian, untuk jumlah antena pemancar tertentu, kompleksitas pengkodean *STTC* akan meningkat secara eksponensial mengikuti laju transmisi. Kompleksitas pengkodean adalah tantangan dalam penerapan *space-time coding* (Naguib dkk, 1998).

Di sisi lain, *STBC* mempunyai proses pendekodean yang sederhana meskipun tidak menyediakan *coding gain*. Sehingga diperlukan pengkodean kanal untuk memperoleh *coding gain* pada sistem yang menggunakan *STBC*. Kelebihannya adalah bahwa pengkodean kanal yang menyediakan *coding gain* dan pengkodean ruang waktu yang menyediakan *diversity gain* akan didekodekan secara terpisah. Kompleksitas dari pendekodean ini akan jauh lebih sederhana dibandingkan jika dilakukan secara bersamaan seperti yang tejadi pada kode ruang waktu trelis (*STTC*). Secara praktis konfigurasi ini menarik karena hanya diperlukan sedikit modifikasi pemancar dan penerima dari sistem yang sudah ada. Atas dasar alasan inilah, konfigurasi *STBC* dan pengkodean kanal telah dipertimbangkan untuk dimasukkan dalam standar *WCDMA* (*3rd Generation Partnership Project 3G TS25.212*). Pada penerima, dekoder optimal dapat dibuat dengan menggabungkan dekoder dari *STBC* dan dekoder dari pengkodean kanal.

Dalam artikel ini, kinerja dari *STBC* dan pengkodean kanal yang terhubung secara serial dalam sistem transmisi *OFDM* akan dipelajari. Pengkodean kanal *Bose Chauduri Hocquenghem* (*BCH*)

digunakan sebagai pengkodean kanal blok yang mempunyai proses pendekodean yang sederhana. Pemancar menggunakan dua, tiga, dan empat antena dan dikombinasikan dengan kode *STBC* (Tarokh dkk, 1999) untuk menyediakan keanekaragaman ruang waktu. Sistem akan menyediakan laju transmisi sebesar satu, setengah, dan tiga per empat simbol/detik/Hz. Artikel ini disusun sebagai berikut. Penjelasan detil dari sistem, analisa kinerja sistem, hasil simulasi dan analisis data, dan simpulan.

MODEL SISTEM

Sistem yang diajukan menggunakan antena pemancar sebanyak NT dan antena penerima sebanyak NR seperti ditunjukkan pada Gambar 1. Deretan bit biner dari informasi yang akan dikirimkan dibangkitkan secara random dan diasumsikan data tersebut adalah *equiprobable* (jumlah bit 0 sama dengan jumlah bit 1). Data ini dikodekan menggunakan pengkodean kanal *BCH* sebagai pengkodean kanal blok. Data biner yang telah dikodekan diacak dengan menggunakan *interleaver* berdasarkan proses pengisian kolom dan baris dari sebuah matrik untuk mengatasi efek memori dari kanal. Konverter biner ke simbol merubah deretan data biner menjadi *M* deretan simbol dengan menggunakan pemetaan Gray sebelum dimodulasi menjadi simbol-simbol konstelasi dari modulasi *M-ary phase shift keying* (M-PSK). Tiap *N* simbol termodulasi ini dikelompokkan dalam satu blok sebelum ditransmisikan. Blok ke-*l* dari simbol termodulasi dapat dinyatakan sebagai berikut:

$$S_l = \{s(lN), s(lN+1), ..., s(lN+N-1)\}$$

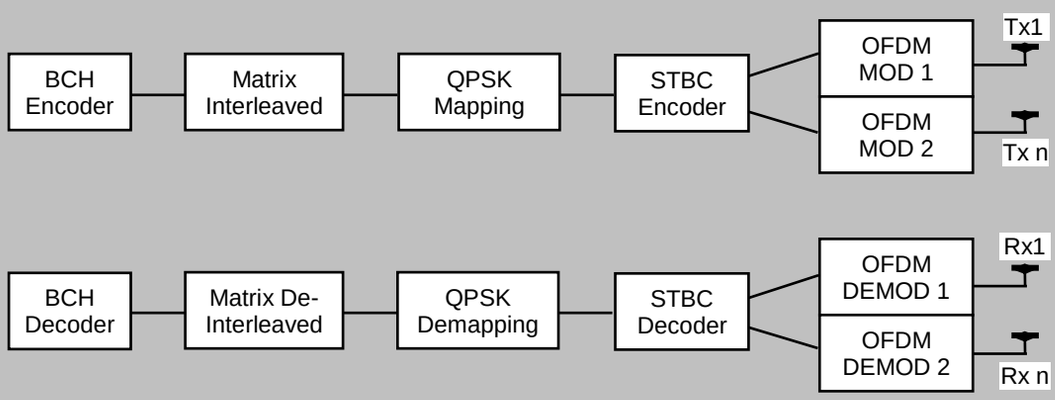
STBC didefinsikan oleh matriks transmisi berdimensi (TxN_T) yang dinyatakan dengan simbol **G** sebagai berikut:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_{1,1} & g_{1,2} & \cdots & g_{1,N_T} \\ g_{2,1} & g_{2,2} & \cdots & g_{2,N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{T,1} & g_{T,2} & \cdots & g_{T,N_T} \end{bmatrix}$$

dimana setiap elemen g_{ij} adalah kombinasi linier dari himpunan bagian dari elemen S_T dan konjugasinya, dimana *T* adalah periode simbol *STBC*. Untuk memberdayakan keanekaragaman ruang frekuensi, blok masukan dari modulator *OFDM* pada setiap antena pemancar harus mempunyai panjang *N*. Sedangkan *STBC* mempunyai N_T blok dengan panjang *N* sehingga masing-masing blok akan terdiri dari *N/T* subblok yang dapat dinyatakan sebagai berikut:

$$\mathbf{S}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_{i,0} & \mathbf{s}_{i,1} & \cdots & \mathbf{s}_{i,N-1} \end{bmatrix}^T, \quad (i = 1, 2, ..., N_T)$$

dimana $[.]^T$ adalah transpose matrik. Mo-



Gambar 1. Diagram Blok Sistem

dulator-modulator *OFDM* membangkitkan blok simbol-blok simbol $\boldsymbol{X_1,X_2,\ldots,X_{NT}}$ dengan panjang N, berhubungan dengan simbol yang akan dikirimkan $\mathbf{S_i}$. yang akan dikirimkan melalui antena pemancar pertama, kedua, …, dan antena pemancar ke-N_T. Diasumsikan bahwa interval dari guard time adalah lebih panjang daripada delay spread terbesar dari kanal lintasan jamak untuk menghindari efek ISI. Sehingga sinyal yang diterima merupakan konvolusi dari respon kanal dan sinyal yang dikirimkan. Respon kanal diasumsikan statis selama satu periode blok *OFDM*. Setelah *cyclic prefix* dibuang dari sinyal yang diterima, *output OFDM* demodulator (*FFT*) pada antena penerima ke-*j* dapat dituliskan sebagai berikut:

$$\mathbf{r}_j = \sum_{i=1}^{N_T} \mathbf{H}_{ij}\mathbf{S}_i + \mathbf{W}_j$$

$\mathbf{H}_{ij}$ menyatakan sebuah matrik berdimensi tiga dengan elemen-elemennya sebagai berikut:

(Hi,j,k," "i=1,2,...,N1(T)" " j=1,2,...,N1R" " K=0,1,2,...,N -1)

Adalah *FFT* dari respon frekuensi dari kanal h_{ij} dan $\mathbf{W_j} = [W_0, \ldots, W_{N-1}]^T$ menyatakan respon kanal *AWGN* yang dialami oleh antena penerima ke-*j*.

Asumsikan bahwa informasi kondisi kanal diketahui di penerima, algoritma *maximum likelihood* (*ML*) dapat digunakan untuk pendekodean *STBC* dari sinyal yang diterima yang merupakan proses linier biasa. Dengan menggunakan deteksi koheren, penerima mendekodekan sinyal yang diterima untuk memperoleh kembali sinyal yang dikirimkan. Simbol yang dideteksi dapat dinyatakan sebagai berikut:

$$\tilde{s}_k = \sum_{j=1}^{N_R}\sum_{i=1}^{N_T}\sum_{t=1}^{T} H_{i,j,Tk} r_{t,j,k}$$

dan penerima menggunakan algoritma *ML* untuk memperoleh simbol yang diterima s_k berdasar perhitungan berikut:

$$s_k = \min_{s\in \mathrm{A}} \left\|\tilde{s}_k - s\right\|^2 = \min_{s\in \mathrm{A}} \left(\left(\tilde{s}_k - s\right)\left(\tilde{s}_k^* - s^*\right)\right)$$

yang dilakukan pada seluruh simbol $s \in \mathbf{A}$, dimana **A** adalah himpunan komponen konstelasi.

Setelah konversi simbol ke bit, blok s_k, k = 0, 1, …, N-1, diacak ulang (*de-interleaved*) dan kemudian diteruskan ke dekoder luar yaitu dekoder *BCH*. Representasi sinyal dari proses pengiriman data biner dari pemancar dan sampai di penerima dari sistem komunikasi dengan pengkodean ruang waktu *STBC* dijelaskan pada subbagian-subbagian berikut untuk kecepatan transmisi satu (kecepatan penuh), setengah kecepatan transmisi, dan ¾ kecepatan transmisi.

Laju Transmisi Penuh

Transmisi kecepatan penuh menggunakan *STBC* dapat diperoleh dengan menggunakan *STBC* untuk dua antena pemancar. Matrik transmisi STBC untuk dua antena pemancar adalah $\mathbf{G}_{22}$ berikut ini.

$$\mathbf{G}_{22} = \begin{bmatrix} s_k & s_{k+1} \\ -s_{k+1}^* & s_k^* \end{bmatrix}$$

dimana * adalah konjugat kompleks, k = 0, 1, …, N/T-1. Dua blok S_1 dengan panjang N dapat ditulis sebagai berikut:

$$\mathbf{S}_i = \begin{bmatrix} s_{i,0} & s_{i,1} & \cdots & s_{i,\frac{N}{2}-1} \end{bmatrix}^T \quad i = 1,2$$

Selanjutnya, modulator *OFDM* membangkitkan blok simbol-blok simbol $\mathbf{X_i}$ yang berhubungan dengan S_i yang akan dikirimkan secara terus menerus dan berturut-turut melalui antena pemancar pertama dan kedua. Simbol awal siklik dengan panjang yang sesuai diselipkan kedalam blok simbol untuk mengatasi pengaruh interferensi antar simbol (ISI).

$$\tilde{s}_{4k} = \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ \begin{array}{l} \left(2\sum_{i=1}^{4} \left| H_{i,j,8k} \right|^2 \right) s_{4k} + H^*_{1,j,8k} W_{j,8k} + H^*_{2,j,8k} W_{j,8k+1} + H^*_{3,j,8k} W_{j,8k+2} \\ + H^*_{4,j,8k} W_{j,8k+3} + H_{1,j,8k} W^*_{j,8k+4} + H_{2,j,8k} W^*_{j,8k+5} + H_{3,j,8k} W^*_{j,8k+6} + H_{4,j,8k} W^*_{j,8k+7} \end{array} \right\}$$

$$\tilde{s}_{4k+1} = \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ \begin{array}{l} \left(2\sum_{i=1}^{4} \left| H_{i,j,8k} \right|^2 \right) s_{4k+1} + H^*_{2,j,8k} W_{j,8k} - H^*_{1,j,8k} W_{j,8k+1} - H^*_{4,j,8k} W_{j,8k+2} \\ - H^*_{3,j,8k} W_{j,8k+3} + H_{2,j,8k} W^*_{j,8k+4} - H_{1,j,8k} W^*_{j,8k+5} - H_{4,j,8k} W^*_{j,8k+6} - H_{3,j,8k} W^*_{j,8k+7} \end{array} \right\}$$

$$\tilde{s}_{4k+2} = \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ \begin{array}{l} \left(2\sum_{i=1}^{4} \left| H_{i,j,8k} \right|^2 \right) s_{4k+2} + H^*_{3,j,8k} W_{j,8k} + H^*_{4,j,8k} W_{j,8k+1} - H^*_{1,j,8k} W_{j,8k+2} \\ - H^*_{2,j,8k} W_{j,8k+3} + H_{3,j,8k} W^*_{j,8k+4} + H_{4,j,8k} W^*_{j,8k+5} - H_{1,j,8k} W^*_{j,8k+6} - H_{2,j,8k} W^*_{j,8k+7} \end{array} \right\}$$

$$\tilde{s}_{4k+3} = \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ \begin{array}{l} \left(2\sum_{i=1}^{4} \left| H_{i,j,8k} \right|^2 \right) s_{4k+3} H^*_{4,j,8k} W_{j,8k} - H^*_{3,j,8k} W_{j,8k+1} + H^*_{2,j,8k} W_{j,8k+2} \\ - H^*_{1,j,8k} W_{j,8k+3} + H_{4,j,8k} W^*_{j,8k+4} - H_{3,j,8k} W^*_{j,8k+5} + H_{2,j,8k} W^*_{j,8k+6} - H_{1,j,8k} W^*_{j,8k+7} \end{array} \right\}$$

Sinyal yang diterima pada antena penerima ke-*j* setelah menghilangkan awalan siklik dan proses demodulasi *OFDM* dapat dituliskan sebagai berikut:

$$\mathbf{r}_j = \mathbf{H}_{1j}\mathbf{S}_1 + \mathbf{H}_{2j}\mathbf{S}_2 + \mathbf{W}_j$$

Pengkombinasi (*combiner*) mengumpulkan sinyal-sinyal yang diterima di semua antena penerima dan menghitung simbol-simbol yang diterima dengan menggunakan persamaan berikut:

$$\tilde{s}_{2k} = \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ \begin{array}{l} \left(\left| H_{1,j,2k} \right|^2 + \left| H_{2,j,2k} \right|^2 \right) s_k + \\ H^*_{1,j,2k} W_{j,2k} + H^*_{2,j,2k} W_{j,2k+1} \end{array} \right\}$$

$$\tilde{s}_{2k+1} = \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ \begin{array}{l} \left(\left| H_{1,j,k,2k} \right|^2 + \left| H_{2,j,2k} \right|^2 \right) s_{2k+1} + \\ H^*_{2,j,2k} W_{j,2k} + H^*_{1,j,2k} W_{j,2k+1} \end{array} \right\}$$

Variabel-variabel keputusan di atas memberikan sebuah *diversity gain* dengan orde dua untuk setiap simbol-simbol s_{2k} dan s_{2k+1}. Simbol-simbol yang diterima dan dipulihkan diperoleh dengan menggunakan aturan keputusan. Kemudian sinyal-sinyal yang telah didekodekan akan diproses pada dekoder dalam yaitu dekoder *BCH*.

Laju Transmisi ½

Setengah laju transmisi dapat diperoleh dengan menggunakan tiga atau empat antena pemancar yang dikombinasikan dengan kode matriks yang bersesuaian yaitu berturut-turut $\mathbf{G_{38}}$ and $\mathbf{G_{48}}$. Penggunaan empat antena pemancar pada sistem setengah laju transmisi didasarkan pada kenyataan bahwa penurunan matriks transmisinya lebih mudah dibandingkan dengan tiga antena pemancar. Selanjutnya hasil ini dapat digeneralisasi untuk tiga antena pemancar dengan menggunakan kode matriks $\mathbf{G_{38}}$.

Sebuah kode *STBC-OD* untuk empat antena pemancar ($N_T = 4$) dapat diperoleh dari kode matriks $\mathbf{G_{48}}$ sebagai berikut:

$$\mathbf{G_{48}} = \begin{bmatrix} s_{4k} & s_{4k+1} & s_{4k+2} & s_{4k+3} \\ -s_{4k+1} & s_{4k} & -s_{4k+3} & s_{4k+2} \\ -s_{4k+2} & s_{4k+3} & s_{4k} & -s_{4k+1} \\ -s_{4k+3} & -s_{4k+2} & -s_{4k+1} & s_{4k} \\ s^*_{4k} & s^*_{4k+1} & s^*_{k+2} & s^*_{4k+3} \\ -s^*_{4k+1} & s^*_{4k} & -s^*_{4k+3} & s^*_{k+2} \\ -s^*_{k+2} & s^*_{4k+3} & s^*_{4k} & -s^*_{4k+1} \\ -s^*_{4k+3} & -s^*_{k+2} & s^*_{4k+1} & s^*_{4k} \end{bmatrix}$$

Empat blok dari $\mathbf{S}_i$, i = 1, 2, 3, 4 diberikan oleh kode matrik $\mathbf{G_{48}}$ sebagai berikut:

$$\mathbf{S}_i = \left[s_{i,0} \quad s_{i,1} \quad \cdots \quad s_{i,\frac{N}{8}-1} \right]$$

Modulator *OFDM* membangkitkan empat blok $\mathbf{X_1}$, $\mathbf{X_2}$, $\mathbf{X_3}$ and $\mathbf{X_4}$ yang verhubungan dengan $\mathbf{S_1}$, $\mathbf{S_2}$, $\mathbf{S_3}$ and $\mathbf{S_4}$ yang akan dipancarkan melalui melalui antena ke-1, 2, 3, dan 4. Sinyal yang diterima pada antena penerima ke-j setelah pembuangan *cyclic prefix* dan demodulasi *OFDM* adalah:

$$\mathbf{r}_j = \mathbf{H}_{1j}\mathbf{S}_1 + \mathbf{H}_{2j}\mathbf{S}_2 + \mathbf{H}_{3j}\mathbf{S}_3 + \mathbf{H}_{4j}\mathbf{S}_4\mathbf{W}_j$$

Sinyal yang diterima dari seluruh antena penerima dikombinasikan dalam *combiner* dan nilai perkiraan dari simbol yang dikirim dihitung sebagai berikut:

$$\tilde{s}_{4k} = \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ \begin{array}{l} \left(2\sum_{i=1}^{4} \left| H_{i,j,8k} \right|^2 \right) s_{4k} + H_{1,j,8k}^* W_{j,8k} + H_{2,j,8k}^* W_{j,8k+1} + H_{3,j,8k}^* W_{j,8k+2} \\ + H_{4,j,8k}^* W_{j,8k+3} + H_{1,j,8k} W_{j,8k+4}^* + H_{2,j,8k} W_{j,8k+5}^* + H_{3,j,8k} W_{j,8k+6}^* + H_{4,j,8k} W_{j,8k+7}^* \end{array} \right\}$$

$$\tilde{s}_{4k+1} = \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ \begin{array}{l} \left(2\sum_{i=1}^{4} \left| H_{i,j,8k} \right|^2 \right) s_{4k+1} + H_{2,j,8k}^* W_{j,8k} - H_{1,j,8k}^* W_{j,8k+1} - H_{4,j,8k}^* W_{j,8k+2} \\ - H_{3,j,8k}^* W_{j,8k+3} + H_{2,j,8k} W_{j,8k+4}^* - H_{1,j,8k} W_{j,8k+5}^* - H_{4,j,8k} W_{j,8k+6}^* - H_{3,j,8k} W_{j,8k+7}^* \end{array} \right\}$$

$$\tilde{s}_{4k+2} = \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ \begin{array}{l} \left(2\sum_{i=1}^{4} \left| H_{i,j,8k} \right|^2 \right) s_{4k+2} + H_{3,j,8k}^* W_{j,8k} + H_{4,j,8k}^* W_{j,8k+1} - H_{1,j,8k}^* W_{j,8k+2} \\ - H_{2,j,8k}^* W_{j,8k+3} + H_{3,j,8k} W_{j,8k+4}^* + H_{4,j,8k} W_{j,8k+5}^* - H_{1,j,8k} W_{j,8k+6}^* - H_{2,j,8k} W_{j,8k+7}^* \end{array} \right\}$$

$$\tilde{s}_{4k+3} = \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ \begin{array}{l} \left(2\sum_{i=1}^{4} \left| H_{i,j,8k} \right|^2 \right) s_{4k+3} H_{4,j,8k}^* W_{j,8k} - H_{3,j,8k}^* W_{j,8k+1} + H_{2,j,8k}^* W_{j,8k+2} \\ - H_{1,j,8k}^* W_{j,8k+3} + H_{4,j,8k} W_{j,8k+4}^* - H_{3,j,8k} W_{j,8k+5}^* + H_{2,j,8k} W_{j,8k+6}^* - H_{1,j,8k} W_{j,8k+7}^* \end{array} \right\}$$

Detektor *ML* mengasumsikan bahwa informasi keadaan kanal diketahui oleh penerima dan menggunakan aturan keputusan pada (7) untuk memperoleh kembali simbol yang dikirimkan. Diasumsikan juga bahwa tanggapan kanal dari delapan subkanal yang berdekatan adalah hampir sama.

Ketika pemancar menggunakan tiga antena pemancar dan membutuhkan setengah laju transmisi, kode *STBC-OD* yang sesuai adalah $\mathbf{G_{38}}$, yang didefinisikan sebagai berikut:

$$\mathbf{G_{38}} = \begin{bmatrix} s_{3k} & s_{3k+1} & s_{3k+2} \\ -s_{3k+1} & s_{3k} & -s_{3k+3} \\ -s_{3k+2} & s_{3k+3} & s_{3k} \\ -s_{3k+3} & -s_{3k+2} & s_{3k+1} \\ s_{3k}^* & s_{3k+1}^* & s_{3k+2}^* \\ -s_{3k+1}^* & s_{3k}^* & -s_{3k+3}^* \\ -s_{3k+2}^* & s_{3k+3}^* & s_{3k}^* \\ -s_{3k+3}^* & -s_{3k+2}^* & s_{3k+1}^* \end{bmatrix}$$

Tampak bahwa $\mathbf{G_{38}}$ dapat diperoleh dari $\mathbf{G_{48}}$ dengan menghapus kolom paling kanan yang hasilnya merupakan matriks dengan empat simbol yang ditransmisikan dalam waktu $T = 8T_s$. Dengan demikian, laju transmisi akan menjadi setengahnya. Akibat dari penghapusan kolom paling kanan dari $\mathbf{G_{48}}$ untuk memperoleh $\mathbf{G_{38}}$ adalah hilangnya elemen-elemen pada kolom keempat dari $\mathbf{G_{48}}$ pada sinyal yang diterima.

Laju Transmisi ¾

Sistem antena pemancar jamak dapat juga menyediakan laju transmisi ¾ ketika menggunakan tiga atau empat antena pemancar dan dikombinasikan dengan kode matriks yang bersesuaian yaitu masing-masing $\mathbf{G_{34}}$ and $\mathbf{G_{44}}$. Dengan mengikuti cara yang sama pada bagian sebelumnya, kode matriks untuk laju transmisi ¾ dapat diperoleh dengan mudah jika sistem menggunakan empat antena pemancar. Oleh karena itu penurunan kode matriks akan dilakukan untuk sistem dengan empat antena pemancar kemudian digeneralisasi untuk memperoleh kode matriks dengan tiga antena pemancar.

Kode matriks $\mathbf{G_{44}}$, yang merupakan *STBC-OD* untuk empat antena pemancar ((N_T = 4), didefinisikan oleh persamaan berikut ini:

STBC-OD menghasilkan empat blok simbol $\mathbf{S}_i$, i = 1, 2, 3, 4 yang akan ditransmisikan melalui antena ke-i.

$$\mathbf{S}_i = \left[s_{i,0} \quad s_{i,1} \quad \cdots \quad s_{i,\frac{N}{4}-1} \right]^T, \qquad (i = 1, 2, 3, 4)$$

Modulator *OFDM* membangkitkan blok-blok $\mathbf{X_1}$, $\mathbf{X_2}$, $\mathbf{X_3}$ dan $\mathbf{X_4}$ yang verhubungan dengan $\mathbf{S_i}$ pada persamaan di atas yang ditransmisikan melalui antena pertama, kedua, ketiga, dan keempat. Sinyal yang diterima pada setiap antena penerima setelah demodulator *OFDM* dapat dinyatakan sebagai berikut:

$$\mathbf{r}_j = \mathbf{H}_{1j}\mathbf{S}_1 + \mathbf{H}_{2j}\mathbf{S}_2 + \mathbf{H}_{3j}\mathbf{S}_3 + \mathbf{H}_{4j}\mathbf{S}_4 + \mathbf{W}_j$$

Kombiner mengumpulkan sinyal-sinyal yang diterima dari seluruh antena penerima dan menghasilkan nilai estimasi dari simbol yang dikirimkan sebagai berikut:

$$\mathbf{G_{44}} = \begin{bmatrix} s_{4k} & s_{4k+1} & \frac{1}{2}\sqrt{2}s_{4k+2} & \frac{1}{2}\sqrt{2}s_{4k+2} \\ -s^*_{4k+1} & s^*_{4k} & \frac{1}{2}\sqrt{2}s_{4k+2} & -\frac{1}{2}\sqrt{2}s_{4k+2} \\ \frac{1}{2}\sqrt{2}s^*_{4k+2} & \frac{1}{2}\sqrt{2}s^*_{4k+2} & \frac{1}{2}\left(-s_{4k} - s^*_{4k} + s_{4k+1} - s^*_{4k+1}\right) & \frac{1}{2}\left(s_{4k} - s^*_{4k} + s_{4k+1} + s^*_{4k+1}\right) \\ \frac{1}{2}\sqrt{2}s^*_{4k+2} & -\frac{1}{2}\sqrt{2}s^*_{4k+2} & \frac{1}{2}\left(s_{4k} - s^*_{4k} + s_{4k+1} + s^*_{4k+1}\right) & -\frac{1}{2}\left(-s_{4k} - s^*_{4k} + s_{4k+1} - s^*_{4k+1}\right) \end{bmatrix}$$

$$\tilde{s}_{4k} = \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ \begin{array}{l} \left(\sum_{i=1}^{2} \left|H_{i,j,4k}\right|^2 + \frac{1}{2}\sum_{i=3}^{4} \left|H_{i,j,4k}\right|^2 \right) s_{4k} + H^*_{1,j,4k} W_{j,k} + H_{2,j,4k} W^*_{j,4k+1} \\ + \frac{1}{2}\left(H^*_{3,j,4k} - H^*_{4,j,4k}\right)\left(W_{j,4k+3} - W_{j,4k+2}\right) \\ - \frac{1}{2}\left(H_{3,j,4k} + H_{4,j,4k}\right)\left(W_{j,4k+2} + W_{j,4k+3}\right) \end{array} \right\}$$

$$\tilde{s}_{4k+1} = \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ \begin{array}{l} \left(\sum_{i=1}^{2} \left|H_{1,j,4k}\right|^2 + \frac{1}{2}\sum_{i=3}^{4} \left|H_{i,j,4k}\right|^2 \right) s_{4k+1} + H^*_{2,j,4k} W_{j,4k} - H_{1,j,4k} W^*_{j,4k+1} \\ + \frac{1}{2}\left(H^*_{3,j,4k} - H^*_{4,j,4k}\right)\left(W_{j,4k+2} + W_{j,4k+3}\right) \\ + \frac{1}{2}\left(H_{3,j,4k} + H_{4,j,4k}\right)\left(W_{j,4k+3} - W_{j,4k+3}\right) \end{array} \right\}$$

$$\tilde{s}_{4k+2} = \sqrt{2}\sum_{j=1}^{N_R} \left\{ \begin{array}{l} \left(\sum_{i=1}^{4} \left|H_{1,j,4k}\right|^2 \right) s_{4k+2} + \frac{1}{2} H^*_{3,j,4k} \left(W_{j,4k} + W_{j,4k+1}\right) \\ + \frac{1}{2} H^*_{4,j,4k} \left(W_{j,4k} - W_{j,4k+1}\right) + \frac{1}{2}\left(H_{1,j,4k} + H_{2,j,4k}\right) W^*_{j,4k+2} \\ + \frac{1}{2}\left(H_{1,j,4k} - H_{2,j,4k}\right) W^*_{j,4k+3} \end{array} \right\}$$

Diasumsikan bahwa informasi keadaan kanal diketahui pada penerima dan tanggapan kanal pada delapan subkanal yang bersebelahan adalah sama. Simbol yang dikirimkan, diperoleh kembali dengan menggunakan aturan keputusan pada detektor *ML* yang telah dikemukakan di atas.

Untuk sistem dengan tiga antena pemancar, laju transmisi ¾ dapat diperoleh dengan menggunakan *STBC-OD* yang sesuai yaitu $\mathbf{G_{34}}$ sebagai berikut:

$$\mathbf{G}_{34}=\begin{bmatrix} s_{3k} & s_{3k+1} & \frac{1}{2}\sqrt{2}s_{3k+2} \\ -s_{3k+1}^{*} & s_{3k}^{*} & \frac{1}{2}\sqrt{2}s_{3k+2} \\ \frac{1}{2}\sqrt{2}s_{3k+2}^{*} & \frac{1}{2}\sqrt{2}s_{3k+2}^{*} & \frac{1}{2}\left(-s_{3k}-s_{3k}^{*}+s_{3k+1}-s_{3k+1}^{*}\right) \\ \frac{1}{2}\sqrt{2}s_{3k+2}^{*} & -\frac{1}{2}\sqrt{2}s_{3k+2}^{*} & \frac{1}{2}\left(s_{3k}-s_{3k}^{*}+s_{3k+1}+s_{3k+1}^{*}\right) \end{bmatrix} \quad (21)$$

Kode di atas diperoleh dengan menghapus kolom palaing kanan dari kode matriks $\mathbf{G_{44}}$ pada persamaan (25). Algoritma pendekodean $\mathbf{G_{44}}$ pada persamaan (20) dapat digunakan untuk mendekodekan $\mathbf{G_{34}}$ setelah menghapus seluruh komponen pada kolom keempat dari kode matriks $\mathbf{G_{44}}$.

ANALISIS KINERJA

Pengkode *BCH* menerima *K* simbol informasi dan menghasilkan *N* simbol terkode yang dinyatakan dengan *C(N,K)*. Perlu diingat bahwa panjang kode harus sama atau sesuai dengan panjang frame OFDM. Batas gabungan untuk laju kesalahan bit dari kode blok linier C*(N,K)* adalah:

$$P_b \le \sum_{k=0}^{K}\sum_{d=0}^{N}\frac{k}{K}A_{k,d}P_u(d) \quad (22)$$

dimana $A_{k,d}$ adalah jumlah kata kode dengan bobot *input k* dan bobot *output d*, $P_u(d)$ adalah kinerja kesalahan pasangan tidak berkondisi (*unconditional pairwise error performance*, *PEP*) yang didefinisikan sebagai probabilitas pendekodean dari kata kode dengan bobot d jika kata kode yang berisi bit nol dikirimkan. Distribusi bobot $A_{k,d}$ diperoleh langsung dari *enumerator* bobot dari kode (Proakis, 2000).

PEP yang dikondisikan pada pola fading blok f dinyatakan sebagai berikut (Simon dan Divsalar, 1998):

$$P_c(d\,|\,\mathbf{f})=\frac{1}{\pi}\int_0^{\pi(M-1)/M}\exp\left(-\frac{1}{\sin^2\theta}\sum_{v=1}^{k}v\sum_{i=1}^{f_v}\gamma_{v,i}\right)d\theta$$

dan disebut sebagai fungsi karakteristik dari *PEP*. Dengan demikian *PEP* tidak berkondisi adalah:

$$P_u\left(d\,|\,\mathbf{f}\right)=\frac{1}{\pi}\int_0^{\pi(M-1)/M}\prod_{v=1}^{k}\left(1+\frac{v\gamma}{\sin^2\theta}\right)^{-f_vD}d\theta$$

$$\le\frac{1}{(M-1)/M}\prod_{v=1}^{k}\left(1+v\bar{\gamma}\right)^{-f_vD}$$

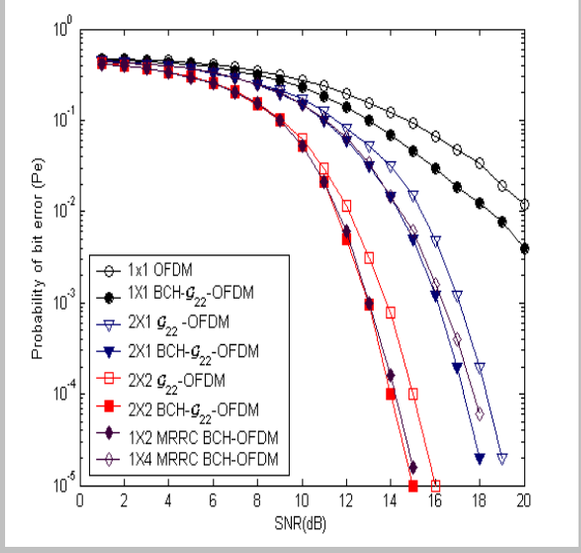
dimana pertidaksamaan terakhir adalah batas Chernoff.

HASIL SIMULASI

Data biner yang akan dikirimkan dibangkitkan secara random dengan jumlah bit 0 sama dengan bit 1 (*equiprobable*). Kode BCH dengan panjang blok informasi *K* = 191 dan panjang kode *N* = 255 digunakan untuk mengkodekan data tersebut. Kode ini memberikan laju ¾ dan mampu memperbaiki kesalahan maksimum 8 bit. Ukuran matriks *interleaved* yang sesuai dipilih 17 × 15 dan ukuran matriks *de-interleaved* adalah 15 × 17. Setelah konversi biner ke simbol, transformasi ke kode Gray dan pemetaan ke konstelasi simbol *PSK* dilakukan secara berturut-turut sebelum konversi serial ke paralel. Matriks *STBC-OD* memetakan

simbol-simbol paralel ke simbol *STBC-OD* dan memasukkannya ke modulator *OFDM* yang menggunakan *IFFT* dengan N = 128. Pada blok simbol keluaran dari *OFDM* modulator disisipkan *cyclic prefix* yang digunakan sebagai *guard time* dengan panjang 32 simbol (25% dari panjang *IFFT*). Blok simbol *OFDM* ini dikirimkan secara berturutan melalui antena-antena pemancar dengan daya yang sama.

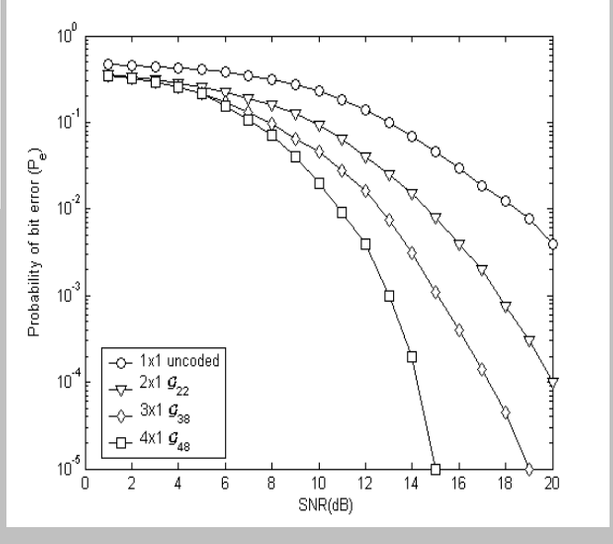
Investigasi pertama terhadap kinerja sistem adalah dengan menggunakan skema Alamouti (Alamouti, 1998), yang memberikan laju transmisi penuh yang dikombinasikan dengan *OFDM* dan membandingkannya dengan teknik *MRRC* dan *STBC-OFDM* konvensional (*CSTBC-OFDM*). Seperti ditunjukkan pada Gambar



Gambar 2. Probabilitas Kinerja Kesalahan dari Sistem yang Diajukan Menggunakan G_{22} Dibandingkan dengan Skema *MRRC* dan *STBC-OFDM* Konvensional

2, kinerja sistem *STBC-OD-OFDM* yang diajukan memberikan perbaikan yang signifikan pada probabilitas kesalahan P_e. Pada SNR = 14 dB, sistem *STBC-OD-OFDM* mempunyai $P_e = 1{,}5\text{x}10^{-2}$ sedangkan sistem *CSTBC-OFDM* mempunyai probabilitas kesalahan P_e = 3,14x10-2. Selanjutnya pada nilai probabilitas kesalahan yang sama yaitu $P_e = 10^{-4}$, sistem yang diajukan mampu mencapainya dengan daya 1 dB dibawah daya yang dibutuhkan oleh *CSTBC-OFDM*. Hasil yang sama diperoleh ketika sistem-sistem yang dibandingkan menggunakan dua antena penerima. Pada SNR = 14 dB, sistem yang diajukan mampu mencapai nilai probabilitas kesalahan bit sebesar $P_e = 10^{-4}$ sedangkan *CSTBC-OFDM* mencapai $P_e = 8 \times 10^{-4}$. Probabilitas kesalahan bit $P_e = 10^{-5}$ dapat dicapai oleh sistem yang diajukan dengan daya yang lebih rendah sebesar 1 dB dibanding dengan *CSTBC-OFDM*. Gambar 2 menunjukkan kinerja sistem yang sebaik teknik *MRRC* ketika menggunakan jumlah antena yang sama.

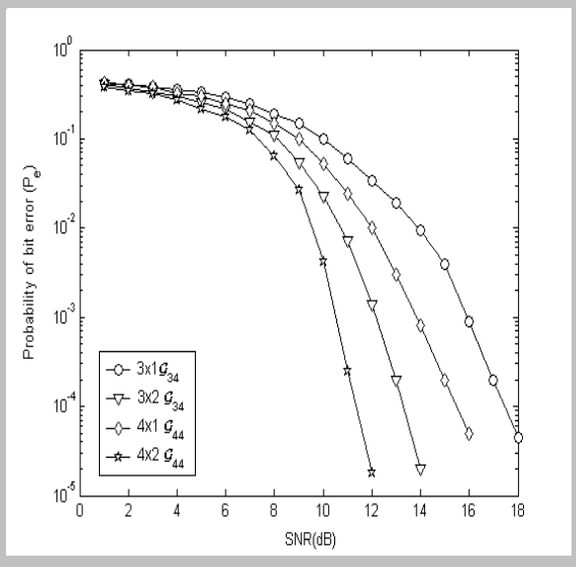
Gambar 3 menunjukkan hasil simulasi dengan laju transmisi 1 bit/detik/Hz menggunakan satu (tidak dikodekan), dua, tiga, dan empat pemancar antena. Transmisi dengan menggunakan dua antena pemancar menggunakan konstelasi *binary* PSK (BPSK) dan matrik kode $\mathbf{G_{22}}$. Untuk sistem dengan tiga dan empat pemancar antena menggunakan konstelasi *quadrature* PSK (QPSK) dengan kode matrik masing-masing $\mathbf{G_{38}}$ and $\mathbf{G_{48}}$. Karena



Gambar 3. Probabilitas Kesalahan Bit terhadap SNR untuk Sistem *BCH/STBC-OD/FDM* pada Kecepatan Transmisi 1 bit/detik/Hz Menggunakan Satu Antena Penerima

kode $\mathbf{G_{38}}$ and $\mathbf{G_{48}}$ memberikan laju transmisi setengah maka laju transmisi total kedua skema adalah 1 bit/detik/Hz. Probabilitas kesalahan bit $P_e = 10^{-4}$ mampu dicapai oleh skema laju transmisi setengah yang menggunakan QPSK dengan kode matrik $\mathbf{G_{48}}$ pada daya 3 dB lebih rendah daripada skema setengah laju transmisi yang menggunakan QPSK dengan kode matrik $\mathbf{G_{38}}$ dan 6 dB lebih rendah daripada sistem laju transmisi penuh yang menggunakan BPSK dan kode matrik $\mathbf{G_{22}}$.

Pada Gambar 4 ditunjukkan kinerja sistem dengan laju transmisi 1,5 bit/detik/Hz dengan menggunakan tiga dan empat antena dan kode matrik *STBC-OD* masing-masing $\mathbf{G_{34}}$ and $\mathbf{G_{44}}$ serta keduanya menggunakan konstelasi *QPSK*. Karena $\mathbf{G_{34}}$ and $\mathbf{G_{44}}$ mempunyai laju transmisi sebesar ¾ simbol/detik/Hz maka total laju transmisi kedua sistem masing-masing adalah 1,5 bit/detik/Hz. Dari Gambar 4 terlihat bahwa pada probabilitas kesalahan bit P_e bernilai 10^{-4}, skema QPSK dengan kode matrik $\mathbf{G_{44}}$ mampu mencapainya dengan daya 2 dB lebih rendah daripada skema QPSK dan kode matrik $\mathbf{G_{34}}$ ketika sama-sama menggunakan satu antena penerima. Penguatan daya yang sama akan diperoleh ketika menggunakan dua antena penerima.



Gambar 4. Probabilitas Kesalahan Bit terhadap SNR untuk Sistem BCH/STBC-OD/OFDM dengan Kecepatan Transmisi 1.5 bit/detik/Hz Menggunakan Satu dan Dua Antena Penerima

Simulasi-simulasi tersebut di atas menunjukkan bahwa kode BCH yang diaplikasikan bersama dengan *STBC-OD* pada sistem *OFDM* mampu memperoleh peningkatan penguatan dengan menaikkan jumlah antena pemancar.

SIMPULAN DAN SARAN

Kombinasi kode BCH dengan kode *STBC-OD* dalam sistem *OFDM* yang menggunakan antena jamak di pemancar dan penerima telah disajikan dan dianalisis. Sistem yang dihasilkan memberikan penguatan yang signifikan dibandingkan dengan sistem *CSTBC-OFDM* baik menggunakan antena jamak pada pemancar maupun pada penerima. Sistem yang diajukan mempunyai kinerja yang sama dengan teknik *MRRC* ketika menggunakan jumlah antena yang sama. Penguatan yang signifikan juga diperoleh ketika menambah jumlah antena pemancar dengan sedikit peningkatan kompleksitas pada pendekodean. Hasil simulasi menunjukkan bahwa penguatan signifikan dapat diperoleh dengan menambah jumlah antena penerima.

Sistem yang diajukan memberikan kinerja yang sama dengan teknik *MRRC* yang menggunakan jumlah antena yang sama. Penguatan signifikan juga diperoleh ketika menaikkan jumlah antena pemancar dengan sedikit peningkatan kompleksitas pada pendekodean. Hasil simulasi menunjukkan bahwa penguatan signifikan dapat juga diperoleh dengan menambah jumlah antena penerima. Pada kanal yang tanggapannya berubah dengan cepat, tidak ada skema estimasi kanal dapat memperkirakan informasi keadaan

kanal secara akurat. Penelitian lanjutan diperlukan untuk menginvestigasi efek dari estimasi kanal yang tidak sempurna terhadap kinerja sistem. Pengkodean *space-time unitary* dan pengkodean blok *space-time* diferensial akan digunakan pada penelitian selanjutnya. Kedua teknik pengkodean tersebut tidak membutuhkan informasi keadaan kanal dalam proses pendekodeannya. Kode kanal konvolusional merupakan kode alternatif lain yang perlu dikaji penggunaannya dalam sistem transmisi *OFDM*.

Berdasar simpulan disarankan bahwa pada penelitian berikutnya, kinerja sistem yang diajukan dalam artikel ini perlu dikaji pada berbagai karakteristik kanal *wireless*. Pengujian dilakukan dengan memperhatikan *delay spread*, kecepatan, dan faktor tanding lainnya. Pengembangan lebih lanjut dari kode ruang waktu perlu dilakukan untuk mendapatkan kode yang memiliki penguatan diversitas dan penguatan kode yang tinggi serta kecepatan transfer yang tinggi pula. Kompleksitas baik pada proses *encoding* dan *decoding* perlu dikurangi dengan mengajukan teknik pengkodean yang baru.

DAFTAR RUJUKAN

3rd Generation Partnership Project 3G TS25.212. *Multiplexing and Channel Coding (FDD)*.

Alamouti, S. M. 1998. A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communication. *IEEE Journal On Selected Areas In Communication.* Vol. 16, No. 8. hal. 1451-1458.

Gesbert, D., Shafi, M., Da-shan, S., Smith, dan P.J., Naguib, A. 2003. From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communication*. Vol. 21, No. 3, hal. 281-302.

(Geoffrey) Li, Y., Chuang, J. C. dan Sollenberger, N. R. 1999. Transmitter Diversity for OFDM Systems and Its Impact on High-Rate Data Wireless Networks. *IEEE Journal on Selected Areas in Communication.* Vol. 17, No. 7, hal. 1233-1243.

Naguib, A., Tarokh, V., Seshadri, N., dan Calderbank, A.R. 1998. A Space–Time Coding Modem for High-Data-Rate Wireless Communications", *IEEE Journal on Selected Areas in Communication*, Vol. 16, No. 8, hal. 1459-1478.

Proakis, J. G. 2000. *Digital Communications* (4th Edition). New York: McGraw-Hill.

Simon, M. K. dan Divsalar, D. 1998. Some New Twists to Problems Involving the Gaussian Probability Integral. *IEEE Transactions on Communication.* Vol. 46, No. 2, hal. 200–210.

Stirling-Gallacher, R. A. dan Wang, Z. 2001. Improving Performance of Coherent Coded OFDM Systems Using Space-Time Transmit Diversity. *IEEE Electronic Letters*, Vol. 37, No. 7, hal. 457–458.

Stuber, G. L., Barry, J. R., McLaughlin, S. W., Li, Y., Ingram, M. A., dan Pratt, T. G. 2004. Broadband MIMO-OFDM Wireless Communications. *IEEE Proceedings of The IEEE, Invited Paper*, Vol. 92, No. 2, pp. 271–294.

Tarokh, V., Seshadri, N., dan Calderbank, A. R. 1998. Space–Time Codes for High Data Rate Wireless Communications: Performance Criterion and Code Construction. *IEEE Transactions On Information Theory*, Vol. 44, No. 2, hal. 744-765.

Tarokh, V., Jafarkhani, H., dan Calderbank, A. R. 1999. Space–Time Block Codes from Orthogonal Designs. *IEEE Trans. On Information Theory*, Vol. 45, No. 5, hal. 1456-1467.