

Reduksi Peak-To-Average Power Ratio Pada Sistem STBC MIMO-OFDM dengan Metode Selected Mapping dan Partial Transmit Sequence

Andi Maddanaca

Teknik Elektro, Universitas Mercu Buana, Jakarta

Abstrak

Teknik OFDM merupakan teknik *multicarrier* yang mengefisienkan *bandwidth*. Penggunaan teknik OFDM dapat mengatasi *multipath fading* dan *intersymbol interference* (ISI). Namun demikian, OFDM mempunyai dua kelemahan, salah satunya adalah *peak-to-average power ratio* (PAPR) yang tinggi. PAPR yang tinggi akan menyebabkan distorsi nonlinear pada *high power amplifier* (HPA) karena HPA membatasi keluaran dengan nilai tertentu dan mengurangi efisiensi daya *amplifier*. Oleh karena itu, PAPR yang tinggi harus direduksi. Metode reduksi PAPR yang diajukan adalah dengan menggunakan metode *Selected Mapping* (SLM) dan *Partial Transmit Sequence* (PTS). Kedua metode ini memiliki kekurangan dalam hal kompleksitas multiplikasi dan penjumlahan dan adanya *bit side information* yang harus dikirimkan ke *receiver*. Oleh karena itu, penulis mengajukan pengembangan dari metode tersebut dengan memodifikasi faktor rotasi fasa menjadi *pattern* konversi terdefinisi yang lebih adaptif pada SLM, dan mengurangi iterasi pembangkitan faktor rotasi fasa pada metode PTS dengan pendefinisian faktor rotasi fasa yang terbatas. Hasil simulasi dengan 1000 simbol OFDM menunjukkan bahwa kemampuan reduksi PAPR pada metode m-SLM dan m-PTS mendekati kemampuan reduksi metode konvensional. *Bit error rate* (BER) yang dihasilkan juga mengalami perbaikan dibandingkan BER tanpa reduksi. m-SLM secara keseluruhan mengungguli kinerja dari m-PTS, baik pada nilai reduksi PAPR maupun pada perbaikan BER.

Keywords: Orthogonal Frequency Division Multiplexing, peak to average power ratio, partial transmit sequence, selected mapping, STBC

1. PENDAHULUAN

Tuntutan akan layanan telekomunikasi di Indonesia masih sangat besar. Salah satu cara untuk memenuhi permintaan yang sangat besar itu dengan membangun suatu sistem komunikasi *wireless*. Sistem ini relatif lebih mudah dibangun dibanding dengan sistem *wireline* terutama pada masalah penyediaan media transmisinya.

Pada sistem komunikasi *wireless*, perambatan sinyal antara pemancar dan penerima melewati berbagai lintasan yang berbeda. Dengan adanya lintasan yang berbeda-beda serta terkadang juga kondisi lingkungan yang selalu berubah mengakibatkan sinyal pada sisi penerima mengalami penghamburan. Sinyal yang melalui lintasan yang berbeda-beda dapat mengalami pelemahan, perusakan, waktu tunda, dan pergeseran fasa yang berbeda pula sehingga timbul gejala interferensi. Interferensi dapat bersifat positif dan negatif pada penerima. Bila interferensi bersifat negatif maka daya sinyal yang diterima mengalami penurunan. Fenomena ini disebut dengan *multipath fading*. *Multipath fading* merupakan fenomena yang dapat menurunkan kualitas penerimaan sinyal secara drastis di *receiver*. Sehingga diperlukan suatu teknik yang dapat mengurangi efek tersebut dan meningkatkan kualitas sistem.

Salah satu teknik yang dapat diandalkan untuk mengatasi masalah tersebut adalah *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM). Teknik ini telah lama dipakai sebagai metode yang efisien untuk melawan efek *multipath* yang memiliki *data rate* yang tinggi sehingga banyak dipakai sebagai *interface* utama pada beberapa sistem seperti WLAN (IEEE 802.11), *Digital Audio Broadcast* (DAB), *Digital Video Broadcasting* (DVB), *Worldwide Interoperability for Mobile Access* (WiMAX) dan *Asynchronous Digital Subscriber Line* (ADSL).

Pada prinsipnya OFDM membagi data serial berkecepatan tinggi dengan membagi *carrier* menjadi beberapa *subcarrier* yang bersifat ortogonal sehingga diperoleh sinyal paralel dengan *data rate* yang rendah. Pembagian *data rate* mengubah kondisi kanal dari *frequency selective fading* menjadi *flat fading*. Ortogonalitas *subcarrier* selain dapat mengurangi *Inter-carrier Interference* (ICI) dan *Inter-symbol Interference* (ISI), juga dapat menghemat *bandwidth* karena memungkinkan *subcarrier* untuk saling *overlapping*.

Tetapi dengan semakin banyaknya jumlah *carrier* yang digunakan, nilai *Peak-to-Average Power Ratio* (PAPR) yang ada menjadi semakin tinggi karena masing-masing *subcarrier* dimodulasi secara independen. PAPR merupakan perbandingan nilai amplitudo maksimum sinyal dengan amplitudo rata-rata dari sinyal tersebut. Hal inilah yang menjadi salah satu kelemahan OFDM, karena PAPR yang tinggi dapat menyebabkan distorsi nonlinier yang berakibat intermodulasi dan kebocoran spektral. Diperlukan amplifier dengan *dynamic range* yang lebar untuk menjangkau nilai PAPR yang tinggi tersebut. Tetapi cara ini tidak memuaskan karena menurunkan efisiensi *amplifier*. Oleh karena itu diperlukan suatu teknik untuk mengurangi nilai PAPR tersebut.

Beberapa teknik telah dikembangkan guna mereduksi nilai PAPR, diantaranya melalui teknik probabilitas atau *signal scrambling*, diantaranya adalah *Selected Mapping* (SLM) dan *Partial Transmit Sequence* (PTS). Pada teknik SLM dan PTS yang konvensional, dilakukan proses multiplikasi dengan faktor rotasi fasa tertentu yang nilainya sesuai hasil pengacakan. Dengan memodifikasi teknik tersebut dengan cara memberikan *pattern* faktor rotasi fasa yang nilainya ditentukan sehingga dapat mengurangi jumlah simbol *side information* yang harus dikirimkan ke penerima, maka tidak perlu lagi adanya pengacakan nilai yang membuat iterasi yang banyak dan memerlukan informasi yang panjang untuk pendeteksian di sisi penerima.

Di tulisan ini dilakukan modifikasi pada teknik SLM dan PTS untuk mendapatkan perbaikan terhadap PAPR.

2. TEORI DASAR MIMO DAN OFDM

2.1 MIMO dan Space Time Coding

Teknologi *Multiple Input Multiple Output* (MIMO) pertama kali diperkenalkan oleh Jack Winters dari Bell Laboratories pada tahun 1984^[31], yang berguna untuk mengatasi *multipath fading*.

Metode MIMO akan mencapai diversitas antena tanpa mengurangi efisiensi spektral. Teknologi ini menggunakan antena lebih dari satu pada *transmitter* maupun *receiver*-nya yang bertujuan untuk menjadikan sinyal pantulan sebagai penguat sinyal utama sehingga tidak saling meniadakan, sehingga data yang dikirim dapat lebih banyak dan lebih cepat bahkan jaraknya menjadi lebih luas. Sistem MIMO dapat memanfaatkan keberadaan *multipath* untuk menciptakan sejumlah kanal ekuivalen yang seolah-olah terpisah satu sama lain, dimana pada kondisi normal keberadaan *multipath* justru merugikan karena menimbulkan *fading*. Aplikasi MIMO kemudian diarahkan untuk mencapai dua tujuan berbeda yang diwujudkan dalam *spatial multiplexing* dan *space time coding*.

Jenis aplikasi MIMO yang lain adalah *space-time coding* (STC). Tujuannya adalah mendapatkan kualitas sinyal setinggi mungkin dengan memanfaatkan teknik *diversity* pada *transmitter* dan *receiver*. *Diversity* secara konvensional diterapkan dengan memasang lebih dari satu antena pada sisi *receiver*, dengan harapan bahwa kualitas sinyal yang diterima dapat ditingkatkan dari sistem satu antena dalam kondisi kanal *fading* dengan adanya *multipath*.

Besarnya peningkatan ini diukur dengan parameter penguatan *diversity*, yang harganya makin meningkat dengan makin besarnya tingkat *diversity* R, yaitu jumlah antena yang digunakan pada *receiver*. Penggunaan STC pada sistem MIMO dengan sejumlah T antena *transmitter* dan R antena *receiver* menjanjikan kenaikan tingkat *diversity* menjadi T×R. Sebagai gambaran, dengan 4 antena pada masing-masing *transmitter* dan *receiver*, sistem MIMO dengan STC diharapkan mampu menyediakan tingkat *diversity* yang setara dengan metode konvensional menggunakan 16 antena pada *receiver*. Metode STC terdiri atas *space time block coding*, dan *space time trellis coding*.

Pada sistem MIMO, metode transmisi *orthogonal space time block code* yang merupakan salah satu contoh dari metode *linear codes*. Skema transmisi *orthogonal space time block code* merupakan skema transmisi yang diperkenalkan oleh Alamouti, seperti yang terlihat pada gambar 1 berikut ini^{[1][2]}:

$$\begin{array}{c}
 t \\
 t+T
 \end{array}
 \begin{array}{cc}
 t_{x1} & t_{x2} \\
 \left[\begin{array}{cc}
 S_0 & S_1 \\
 -S_1^* & S_0^*
 \end{array} \right]
 \end{array}$$

Gambar 1. Perbandingan PAPR m-SLM W=2 pada *subcarrier* N=64

Pada saat t , T_{x1} memancarkan sinyal S_0 dan T_{x2} memancarkan sinyal S_1 , kemudian saat $t+T$, T_{x1} memancarkan sinyal $-S_1^*$ dan T_{x2} memancarkan sinyal S_0^* . Tanda * merupakan operasi konjugat dari persamaan sinyal yang dimaksud. Pada antena R_{x1} persamaan sinyal yang diterima adalah^[14]

$$y_{11} = h_{11}.x_1 + h_{12}.x_2 + n_{11} \quad (1)$$

$$y_{12} = -h_{11}.\bar{x}_2 + h_{12}.\bar{x}_1 + n_{12} \quad (2)$$

Sedangkan pada antenna R_{x2} persamaan sinyalnya adalah:

$$y_{21} = h_{21}.x_1 + h_{22}.x_2 + n_{21} \quad (3)$$

$$y_{22} = -h_{21}.\bar{x}_2 + h_{22}.\bar{x}_1 + n_{22} \quad (4)$$

Secara umum, persamaan-persamaan di atas dapat dinyatakan dengan:

$$y_{i1} = h_{i1}.x_1 + h_{i2}.x_2 + n_{i1} \quad (5)$$

$$y_{i2} = -h_{i1}.x_2 + h_{i2}.x_1 + n_{i2} \quad (6)$$

dimana $i = 1, \dots, q$

q merupakan jumlah antenna *receiver*.

2.2 OFDM

Orthogonal Frequency Division Multiplexing yang terkadang juga disebut *discrete multitone modulation* (DMT) adalah suatu teknik transmisi modulasi yang berangkat dari ide dasar *frequency division multiplexing* (FDM), dimana setiap frekuensi subkanal membawa aliran data termodulasi saling tegak lurus (*orthogonal*) satu sama lainnya. Hal ini amat mempermudah desain pada sisi *transmitter* dan *receiver* karena filter yang terpisah tidak diwajibkan untuk setiap subkanal. Sifat *orthogonal* juga menyediakan efisiensi spektral yang tinggi dimana spektrum frekuensi antar *subcarrier* dapat saling tumpang tindih selama sinyal *subcarrier*-nya saling tegak lurus. Meskipun prinsip dan beberapa keuntungan telah dikenal sejak tahun 1960-an, namun OFDM baru belakangan ini digunakan untuk komunikasi *wideband* dengan adanya komponen *low-cost digital signal processing*.

Satu prinsip kunci OFDM adalah bahwa skema modulasi *low-rate* (durasi simbolnya relatif panjang dibanding karakteristik waktu kanal) sedikit menderita karena ISI yang disebabkan oleh *multipath*, maka ini lebih efektif untuk mentransmisikan jumlah aliran paralel *low-rate* dibanding aliran *single high-rate*. OFDM mencapai ini dengan membagi spektrum frekuensi yang tersedia ke dalam beberapa subkanal, kemudian mentransmisikan aliran data *low-rate* tadi pada setiap subkanal dengan menggunakan konstelasi atau skema modulasi standar berupa PSK, QAM dan atau lainnya. Ini berarti bahwa pengaruh kanal adalah secara garis besar konstan (*flat*) pada subkanal *narrowband*, menjadikan hubungan penggunaan yang jauh lebih mudah pada *receiver*. Karena durasi tiap simbolnya adalah panjang, sehingga sangat bisa untuk menyelipkan *guard interval* diantara simbol OFDM dan kemudian mengeliminasi ISI.

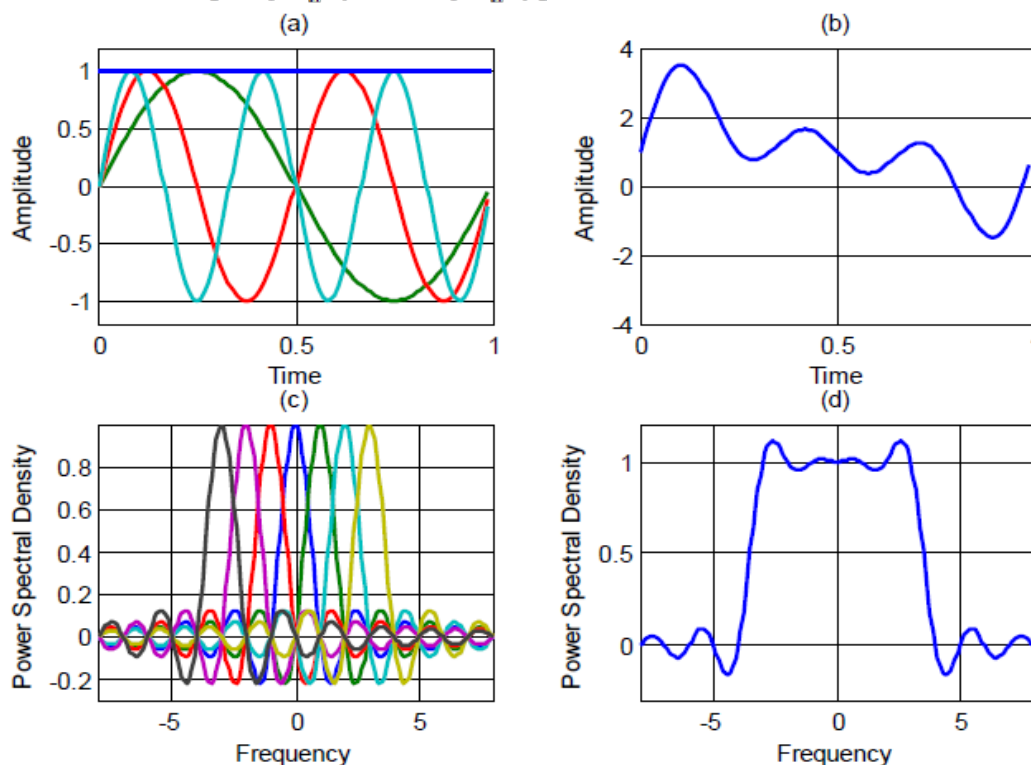
Salah satu fenomena yang terjadi dalam sistem transmisi radio adalah *multipath fading*, yaitu terjadinya fluktuasi daya terima di *receiver* akibat sinyal transmisi merambat melalui jalur lintasan (*fading*) yang berbeda-beda. Sinyal yang diterima merupakan penjumlahan dari sinyal yang dikirim pada beberapa lintasan dengan redaman dan waktu tunda (*delay*) yang bervariasi. Pada sistem *wideband*, apabila *bandwidth* transmisi lebih lebar dibandingkan dengan *bandwidth* koheren, maka sinyal akan mengalami *frequency selective fading*, yaitu sinyal akan mengalami perlakuan (respon) yang berbeda oleh kanal untuk tiap spektrum frekuensinya, baik itu respon fasa maupun amplitudo.

Pada sistem OFDM, *bandwidth* subkanal lebih sempit dibandingkan *bandwidth* koheren, sehingga masing-masing subkanal tersebut akan mengalami *flat fading* dan akan membuat proses rekonstruksi sinyal di *receiver* menjadi lebih mudah. Penggunaan *discrete Fourier transform* merupakan alat untuk menghasilkan *subcarrier orthogonal* dan merupakan penyederhanaan terhadap penggunaan susunan *oscillator* lokal.

2.2.1 Prinsip Kerja OFDM

Gagasan dibalik OFDM adalah membagi laju transmisi data berkecepatan tinggi menjadi beberapa laju berkecepatan rendah yang ditransmisikan secara simultan dengan menggunakan *subcarrier* yang saling tegak lurus. Semula aliran serial digit biner $s[n]$ di demultipleks ke dalam N aliran paralel, yang nantinya digunakan sebagai masukan modulator pada masing-masing *subcarrier* yang saling tegak lurus dan dimultipleks untuk mendapatkan sinyal OFDM, dan masing-masing dipetakan ke aliran simbol yang menggunakan beberapa konstelasi modulasi. Konstelasi tersebut bisa jadi berbeda, sehingga beberapa aliran memiliki kecepatan bit yang lebih tinggi dari yang lainnya. *Invers FFT* setiap set simbol dihitung dengan menggunakan persamaan (7), kemudian diberi satu set sampel *domain* waktu kompleks.

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \left[\sin\left(2\pi \frac{n}{N} k\right) - j \cos\left(2\pi \frac{n}{N} k\right) \right] \quad (7)$$



Gambar 2. Spektrum sinyal *carrier* OFDM^[31]

k adalah indeks frekuensi pada sejumlah N frekuensi *subcarrier*, n adalah indeks waktu $x(k)$ adalah besar nilai spektrum untuk frekuensi ke k , dan $x(n)$ adalah besar nilai sinyal pada waktu n . Sampel-sampel tersebut kemudian di *quadrature-mix* oleh *passband* dengan cara standard. Selanjutnya komponen real

dan imajiner di konversi ke domain analog dengan menggunakan *digital-to-analog converters* (DAC). Sinyal analog kemudian digunakan untuk memodulasi gelombang cosinus dan sinus pada frekuensi *carrier* f_c secara bergantian berurutan. Sinyal-sinyal ini kemudian dijumlahkan untuk mendapatkan sinyal transmisi $s(t)$.

$$y(k) = \sum_{n=0}^{N-1} y(n) \left[\sin\left(2\pi \frac{k}{N} n\right) - j \cos\left(2\pi \frac{k}{N} n\right) \right] \quad (8)$$

Sinyal terkirim $r(t)$ sampai di *receiver*, kemudian di *quadrature-mix* menuju *baseband* dengan menggunakan gelombang cosinus dan sinus pada frekuensi *carrier*. Ini juga menciptakan sinyal yang dipusatkan pada $2 f_c$ untuk selanjutnya dibuang dengan menggunakan filter *low-pass*. Sinyal *baseband* kemudian di *sampling* dan didigitalkan dengan menggunakan *analog-to-digital converters* (ADC), kemudian *forward FFT* digunakan untuk mengkonversi balik ke domain frekuensi. Inilah perjalanan balik dari sejumlah N aliran paralel sinyal, dimana masing-masing sinyal yang semula dalam domain waktu kemudian dikonversi ke dalam aliran biner dengan menggunakan detektor simbol yang tepat. Aliran-aliran ini selanjutnya direkombinasi ulang ke dalam aliran serial $s[n]$, yang mana merupakan suatu estimasi yang serupa dengan aliran biner asli *transmitter*.

2.2.2 Keuntungan Dari OFDM

Ada beberapa keuntungan OFDM bila dibandingkan dengan sistem *single carrier* dan *multicarrier* konvensional FDM, diantaranya :

1. Efisien dalam pemakaian frekuensi

Untuk memperlihatkan perbedaan OFDM, baik dalam operasi dasarnya maupun dalam segi efisiensi spektrumnya, dengan sistem *multicarrier* konvensional, bisa dilihat pada Gambar 2.5. Dari gambar tersebut bisa dilihat, bahwa OFDM adalah salah satu jenis dari *multicarrier* (FDM), tetapi memiliki efisiensi pemakaian frekuensi yang jauh lebih baik. Pada OFDM *overlap* antar frekuensi yang bersebelahan diperbolehkan, karena masing-masing sudah saling *orthogonal*, sedangkan pada sistem *multicarrier* konvensional untuk mencegah interferensi antar frekuensi yang bersebelahan perlu diselipkan frekuensi penghalang (*guardband*), namun hal ini akan menurunkan kecepatan transmisi bila dibandingkan dengan sistem *single carrier* bila digunakan lebar spektrum yang sama. Selain itu pada *multicarrier* konvensional juga diperlukan *band pass filter* sebanyak frekuensi yang digunakan, sedangkan pada OFDM cukup menggunakan FFT saja.

2. Kuat menghadapi *frequency selective fading*

Karakter utama yang lain dari OFDM adalah kuat menghadapi *frequency selective fading*. Dengan menggunakan teknologi OFDM, meskipun jalur komunikasi yang digunakan memiliki karakteristik *frequency selective fading*, dimana *bandwidth* dari *channel* lebih sempit daripada *bandwidth* dari transmisi sehingga mengakibatkan pelemahan daya terima secara tidak seragam pada beberapa frekuensi tertentu, tetapi tiap *subcarrier* dari sistem OFDM hanya mengalami *flat fading* (pelemahan daya terima secara seragam). Pelemahan yang disebabkan oleh *flat fading* ini lebih mudah dikendalikan, sehingga performansi dari sistem mudah untuk ditingkatkan. Teknologi

OFDM bisa mengubah *frequency selective fading* menjadi *flat fading*, karena meskipun sistem secara keseluruhan memiliki kecepatan transmisi yang sangat tinggi sehingga mempunyai *bandwidth* yang lebar, karena transmisi menggunakan *subcarrier* dengan jumlah yang sangat banyak, sehingga kecepatan transmisi di tiap *subcarrier* sangat rendah dan *bandwidth* dari tiap *subcarrier* sangat sempit.

3. Tidak sensitif terhadap sinyal tunda

Keuntungan yang lainnya adalah, dengan rendahnya kecepatan transmisi di tiap *subcarrier* berarti periode simbolnya menjadi lebih panjang sehingga kesensitifan sistem terhadap *delay spread* (penyebaran sinyal-sinyal yang datang terlambat) menjadi relatif berkurang.

2.2.3 Kelemahan Dari OFDM

Ada beberapa kelemahan dari teknologi OFDM, diantaranya yang sangat menonjol dan sudah lama menjadi topik penelitian adalah *frequency offset* dan *nonlinear distortion* (distorsi nonlinear).

1. *Frequency Offset*

Sistem ini sangat sensitif terhadap *carrier frequency offset* yang disebabkan oleh *jitter* pada gelombang pembawa (*carrier wave*) dan juga terhadap Efek *Doppler* yang disebabkan oleh pergerakan baik oleh *transmitter* maupun *receiver*.

2. Distorsi Nonlinear

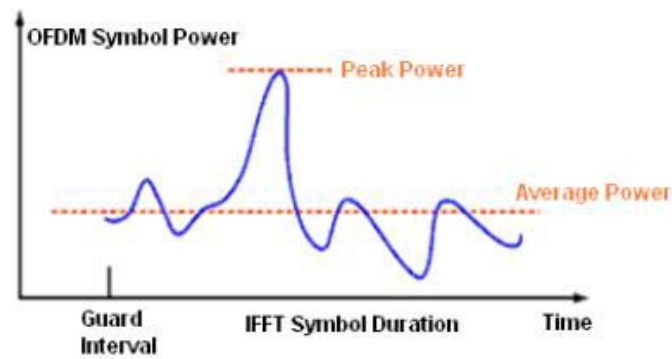
Teknologi OFDM adalah sebuah sistem modulasi yang menggunakan multi-frekuensi dan multi-amplitudo, sehingga sistem ini mudah terkontaminasi oleh distorsi nonlinear yang terjadi pada amplifier dari daya transmisi.

3. Sinkronisasi Sinyal

Pada *receiver*, menentukan *start point* untuk memulai operasi *Fast Fourier Transform* (FFT) ketika sinyal OFDM tiba di *receiver* adalah hal yang relatif sulit. Atau dengan kata lain sinkronisasi daripada sinyal OFDM adalah hal yang sulit.

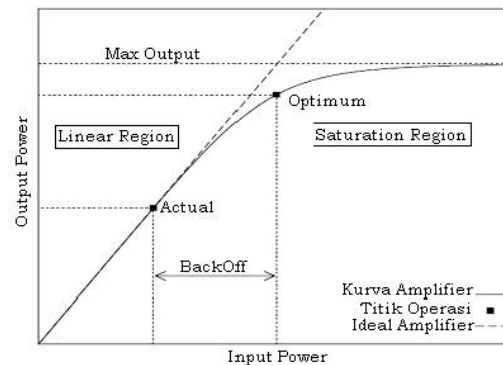
2.2.4 Peak to Average Power Ratio (PAPR)

Salah satu kendala dalam sistem OFDM adalah nilai PAPR-nya yang tinggi. PAPR merupakan perbandingan antara daya puncak dengan daya rata-rata sinyal. PAPR dapat terjadi sebagai hasil superposisi dari dua atau lebih *subcarrier* sehingga menghasilkan nilai *peak* sinyal yang sangat besar. Hal ini biasanya disebabkan oleh modulasi masing-masing *subcarrier* yang dilakukan dengan frekuensi yang berbeda sehingga menyebabkan beberapa *subcarrier* mempunyai fasa koheren yang pada akhirnya akan muncul amplituda dengan level yang jauh lebih besar dari daya sinyalnya. Nilai PAPR yang besar akan menyebabkan sistem membutuhkan komponen sistem yang memiliki daerah linear yang besar untuk mengakomodasi amplitudo sinyal. Jika hal ini tidak terpenuhi, maka akan terjadi distorsi *non linear* dari bentuk gelombang yang akan menyebabkan *subcarrier* menjadi tidak *orthogonal* dan pada akhirnya kondisi ini akan menurunkan performansi.



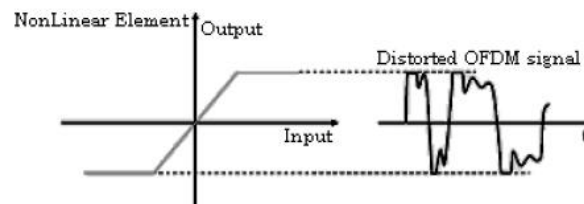
Gambar 4. Fluktuasi nilai amplitudo pada sinyal OFDM

Power amplifier (PA) merupakan salah satu komponen sistem yang tidak linear. Idealnya, output dari PA setara dengan input yang diberikan lalu dikalikan **gain factor**. Pada kenyataannya, PA memiliki daerah linear yang terbatas diluar daerah saturasi dari level output maksimum seperti yang terlihat pada gambar 5.



Gambar 5 Kurva daerah kerja *power amplifier*

Gambar 5 menggambarkan kurva fungsi transfer PA yang menunjukkan hubungan input terhadap output PA. Berdasarkan gambar tersebut, PA dikatakan ideal jika berada pada daerah linear. PA kemudian akan mengalami saturasi seiring dengan bertambahnya input **power**. Titik operasi yang paling efisien dari PA adalah pada saat saturasi. Tetapi untuk sinyal dengan nilai PAPR yang besar, titik operasi harus bergeser ke kiri (ke daerah linear) untuk mempertahankan penguatan yang linear. Pergeseran ini menyebabkan input **power** rata-rata berkurang dan konsekuensinya PA akan membutuhkan suatu **input power backoff (IBO)** untuk menjaga **peak power** dari sinyal input lebih kecil atau sama dengan level input saturasi. Sementara itu, nilai IBO paling tidak harus lebih kecil atau sama dengan nilai PAPR sinyalnya.



Gambar 6 Efek linearitas *power amplifier* terhadap distorsi sinyal *multicarrier*

PA yang tidak linear akan menyebabkan distorsi yang sifatnya non-linear sehingga akan muncul intermodulasi, yaitu frekuensi baru pada sinyal yang akan ditransmisikan. Intermodulasi menyebabkan terjadinya interferensi diantara

subcarrier dan menyebabkan terjadinya pelebaran spektral dari sinyal keseluruhan. Gejala intermodulasi dapat dikenali dengan munculnya *inter carrier interferences (ICI)* dan *adjacent channel interference (ACI)*. Selain intermodulasi, PA yang tidak linear juga akan menyebabkan kebocoran spektral tetapi kebocoran spektral dapat dikurangi dengan meningkatkan input *backoff (IBO)* dari PA. Solusi ini tentu saja tidak memuaskan karena menaikkan nilai IBO selain dapat mengurangi *power transmit* rata-rata PA, juga akan mengurangi efisiensi PA. Kesimpulannya, PAPR yang terjadi pada sistem teknik *multicarrier* akan membuat PA membutuhkan *dynamic range* yang lebih besar untuk menghindari distorsi sinyal yang terjadi dan hal ini akan menyebabkan penggunaan *power* menjadi tidak efisien. Secara matematis, PAPR suatu sinyal $S(t)$ dideskripsikan sebagai berikut:

$$PAPR = \frac{P_{max}}{P_{av}} = \frac{\max_{0 \leq t \leq T_s} |S(t)|^2}{E[|S(t)|^2]} = \frac{\max_{0 \leq t \leq T_s} |S(t)|^2}{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} |S(t)|^2 dt} \quad (9)$$

Dimana $|S(t)|^2 = [\sqrt{S(t)S^*(t)}]^2$

Misal untuk sinyal hasil dari *mapping PSK baseband* dinyatakan sebagai:

$$S_k(t) = A_k e^{\frac{j\pi k t}{T}} \quad (10)$$

Maka nilai daya *peak*-nya sebesar:

$$\begin{aligned} P_{max} &= \max [S_k(t)S_k^*(t)] \\ &= \max \left[A_k e^{\frac{j\pi k t}{T}} A_k e^{-\frac{j\pi k t}{T}} \right] = A_k^2 \end{aligned} \quad (11)$$

Dan nilai daya rata-ratanya:

$$P_{av} = A_k^2 \quad (12)$$

Sehingga nilai PAPR-nya sebesar:

$$PAPR_{mapping} = \frac{P_{max}}{P_{av}} = \frac{A_k^2}{A_k^2} = 1 = 0 \text{ dB}$$

Untuk sinyal OFDM hasil keluaran dari IDFT yang secara matematis dinyatakan sebagai:

$$S_k(t) = \sum_{k=0}^{N-1} A_k e^{\frac{j\pi k t}{T}} \quad (13)$$

Untuk penyederhanaan, diasumsikan $A_k=1$ untuk semua *subcarrier*. Sehingga nilai *peak* sinyal:

$$\max [S_k(t)S_k^*(t)] = \max \left[\sum_{k=0}^{N-1} A_k e^{\frac{j\pi k t}{T}} \sum_{k=0}^{N-1} A_k^* e^{-\frac{j\pi k t}{T}} \right] = N^2 \quad (14)$$

Dan nilai rata-rata daya sinyalnya sebesar:

$$E [S_k(t)S_k^*(t)] = E \left[\sum_{k=0}^{N-1} A_k e^{\frac{j\pi k t}{T}} \sum_{k=0}^{N-1} A_k^* e^{-\frac{j\pi k t}{T}} \right] = N \quad (15)$$

Sehingga nilai PAPR-nya sebesar:

$$PAPR_{after\ IFFT} = \frac{N^2}{N} = N \quad (16)$$

Persamaan diatas menyatakan nilai PAPR maksimum pada sistem OFDM bersifat linier dengan jumlah *subcarrier*-nya. Saat N sinyal ditambahkan dengan fasa yang sama, sinyal tersebut akan menghasilkan nilai puncak yang besarnya N kali dari daya rata-ratanya, sehingga nilai PAPR akan bertambah besar jika jumlah N diperbesar. Formula diatas hanya berlaku jika semua bit yang dikirim bernilai '1'. Sedangkan untuk data yang random, nilai PAPR yang dihasilkan dari subcarrier 200 sampai 2000 umumnya sekitar 11 dB.

2.2.5 Reduksi Peak-to-Average Power Ratio

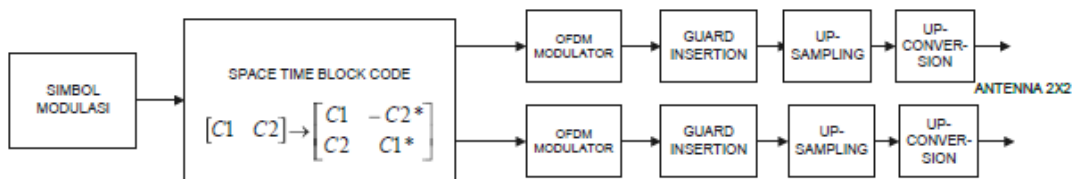
Seperti dijelaskan sebelumnya, nilai PAPR yang tinggi memiliki beberapa efek negatif yang tidak dapat diabaikan sehingga diperlukan suatu teknik untuk mereduksinya sehingga dapat mengurangi degradasi performansi OFDM dan mengurangi besarnya nilai IBO sehingga performansi OFDM dan efisiensi penggunaan PA meningkat. Secara garis besar skema-skema tersebut dapat dikelompokkan menjadi tiga kategori:

- Metode distorsi atau pencacatan sinyal
Metode ini meliputi *clipping* dan *filtering*, *active constellation extension*, *peak windowing*, *peak cancellation*, dan *peak power suppression*.
- Metode probabilistik atau pengacakan sinyal (*signal scrambling*)
Metode ini meliputi *multiple signal representation* (MSR), *selective mapping* (SLM), dan *partial transmit sequence* (PTS).
- Metode koding
Metode ini meliputi *Golay complementary sequences*, *Shapiro-Rudin sequences*, *M-sequences*, dan *Barker codes*. Metode ini dibagi lagi menjadi dua yaitu:
 - Skema dengan informasi samping eksplisit (*explicit side information*) seperti *block codes* (*linear block code* dan *cyclic code*) dan *Huffman coding*.
 - Skema tanpa informasi samping seperti *Hadamard transform* dan *Dummy sequence insertion*.

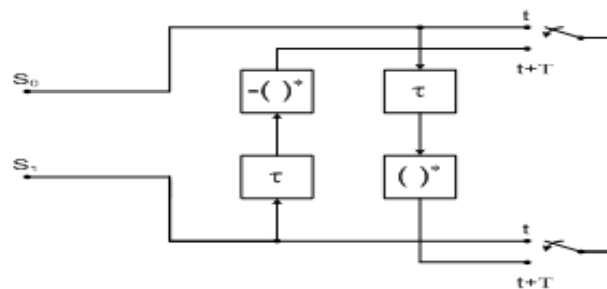
3. PEMODELAN SISTIM

3.1 Model Pemancar

Pada gambar 7 ditunjukkan blok diagram sistem MIMO yang akan digunakan pada simulasi. Generator Data, yang bertugas membangkitkan data secara acak menggunakan fungsi *rand* pada MATLAB yang akan menghasilkan nilai 0-3 yang tidak memiliki pola tertentu atau acak, *Signal mapper* yang digunakan pada metode yang akan disimulasikan adalah *Quadrature Phase Shift Keying* (QPSK). *Serial to Parallel Converter* mengubah menjadi dua buah aliran paralel. *Bit Rate* yang akan dihasilkan oleh blok *Serial to Parallel* menjadi setengah dari *bit rate* awal. Pembagian menjadi dua buah aliran paralel didasarkan pada urutan bit data masukan. Aliran data pertama merupakan kumpulan aliran data-data ganjil dari data masukan. Sedangkan aliran data kedua merupakan aliran data-data genap dari data masukan.

Gambar 7 Blok Diagram bagian *Transmitter* pada STBC MIMO-OFDM

Kedua buah simbol yang datang secara paralel, setelah dimodulasi, akan dilewatkan menuju pada dua *stream* yang berbeda, secara bersamaan. Pada saat t , *stream* 1 akan memancarkan sinyal yang berasal dari simbol S_0 sedangkan *stream* 2 memancarkan sinyal yang berasal dari S_1 . Pada saat $t+T$, setelah simbol S_0 dan S_1 selesai dikirim, *switch* pada masing-masing *stream* 1 dan 2, akan bergeser untuk mentransmisikan simbol-simbol berikutnya. Untuk *stream* 1 akan mentransmisikan simbol S_1 yang terlebih dahulu telah melalui proses konjugasi dan diberi muatan negatif. Sedangkan pada antena Tx2, pada saat yang sama, akan mentransmisikan simbol S_0 yang telah melalui proses konjugasi. Gambar 8 menampilkan proses pentransmisian sinyal pada metode *Space Time Block Code*.



Gambar 8 Pola aliran data STBC

Sinyal yang diperoleh dari proses STBC merupakan *data stream* yang *independent*, kemudian *stream* data tersebut diproses dengan *ultrasampling* agar diperoleh jumlah *subcarrier* sesuai yang diinginkan dan posisi *stream* data berada ditengah-tengah deretan *subcarrier* secara paralel.

Sinyal yang diterima setelah *ultrasampling* akan di-*stream* kedalam beberapa *sub-block* dan dikalikan dengan faktor rotasi tertentu dan selanjutnya akan diproses dengan OFDM Modulator. Dari beberapa *sub-block* sebanyak V pada metode PTS atau sebanyak M pada metode SLM akan disortir berdasarkan pasangan PAPR terendah dari kedua aliran data tersebut dan akan dilanjutkan ke blok berikutnya.

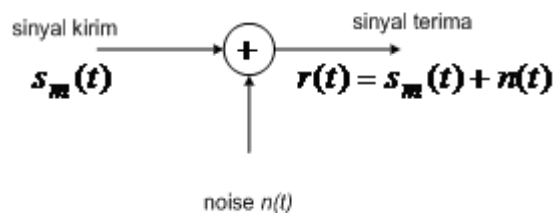
Proses berikutnya adalah penambahan *Guard Interval (Zero Padding)* yaitu, untuk mempertahankan properties ortogonalitas sinyal selama durasi waktu tertentu. Selain itu, *Inter Symbol Interference (ISI)* dan *Inter channel interference (ICI)* dapat dicegah dengan menambahkan *guard interval* pada awal frame. *Guard time* yang disisipkan dapat berupa deretan pulsa bernilai nol (*zero stream*).

3.2 Model Kanal

Kanal yang akan digunakan pada simulasi ini adalah kanal radio. Untuk pemodelan kanal tersebut, dua variabel utamanya adalah adanya *noise* dan terjadinya *multipath fading*.

3.2.1 Kanal Additive White Gaussian Noise (AWGN)

Noise putih merupakan suatu proses stokastik yang terjadi pada kanal dengan karakteristik memiliki rapat spektral daya *noise* merata di sepanjang *range* frekuensi. Pemodelan kanal AWGN dapat digambarkan sebagai berikut:



Gambar 9 Pemodelan Kanal AWGN

Seperti terlihat pada gambar 9, sinyal kirim $s_m(t)$ yang ditransmisikan dari bagian pemancar akan diterima pada bagian penerima dengan persamaan:

$$r(t) = s_m(t) + n(t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (17)$$

Di mana $n(t)$ merupakan *noise* yang terjadi selama proses transmisi sinyal kirim sampai diterima pada bagian penerima. Pada Matlab 7, fungsi pembangkitan *noise* dapat dilakukan melalui fungsi:

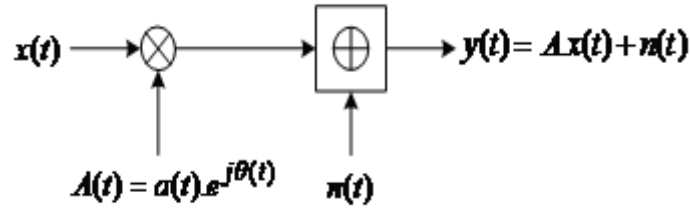
`signal_received=awgn(signal_transmit_from_tx,snr,'measured');`

Dengan fungsi tersebut bisa memberikan level AWGN kepada sinyal terkirim. Variabel SNR adalah nilai SNR yang akan dimasukkan. Kata 'measured' menunjukkan fungsi tersebut mengukur daya signal_transmit_from_tx terlebih dahulu kemudian menambahkan level *noise*-nya sesuai dengan nilai SNR yang dimasukkan.

3.2.2 Kanal Multipath Fading Rayleigh

Suatu model statistik untuk selubung sinyal *fading* yang diterima pada kanal komunikasi bergerak sangat berguna dalam memprediksi kinerja sistem komunikasi. Pemodelan kanal *fading* Rayleigh merupakan model yang paling sering digunakan untuk menggambarkan kanal dalam lingkungan sistem komunikasi bergerak. Kanal ini menggambarkan penerimaan sinyal yang berfluktuasi akibat diterimanya beberapa sinyal dengan selubung atau fasa yang berbeda. Bila jalur-jalur sinyal yang diterima begitu banyak, maka dapat digunakan Teorema Limit sentral di mana sinyal yang diterima bisa dimodelkan sebagai proses acak *Gaussian*.

Jika dianggap proses acak *Gaussian* dengan *mean* nol, maka selubung sinyal yang diterima pada waktu tertentu akan terdistribusi secara Rayleigh. Pemodelan kanal ini disebut kanal Rayleigh. Model kanal ini ditunjukkan pada gambar 10.



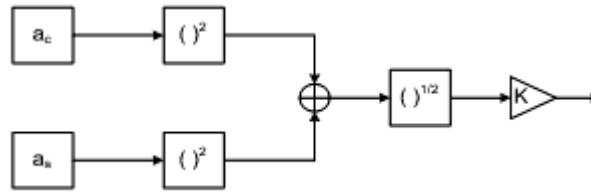
Gambar 10 Pemodelan Kanal Rayleigh

Model kanal pada gambar 10 diasumsikan menggunakan modulasi M -ary *Phase Shift Keying* (M-PSK) dengan deteksi koheren dan implikasi bahwa $\theta(t)$ diketahui pada penerima. Maka model sistem tersebut dapat direpresentasikan sebagai:

$$y_k = a_k \cdot x_k + n_k \quad (18)$$

di mana x_k adalah amplitudo simbol M-PSK dengan nilai $\pm \sqrt{E_s}$, sedangkan E_s merupakan energi per simbol.

Derau $n(t)$ adalah derau aditif yang terdistribusi secara *Gaussian* dengan *mean* nol dan variansi σ^2 . Sedangkan $a(t)$ merupakan variabel Rayleigh (*channel gain*) yang dibangkitkan dari dua variabel acak *Gaussian* (a_c dan a_s) dengan *mean* nol dan variansi σ^2 . Generator yang digunakan untuk proses pembangkitan sinyal *fading* seperti yang ditunjukkan pada gambar 3.8 di bawah ini.

Gambar 11 Generator Pembangkit *Fading* Rayleigh

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

$$a_c = \frac{2}{N_0} \left(\sum_{n=1}^{N_0} \cos \beta_n \cos \omega_n t + \sqrt{2} \cos \alpha \cos \omega_n t \right) \quad (19)$$

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

$$a = \sqrt{\frac{(a_c)^2 + (a_s)^2}{2}} \quad (21)$$

N_0 adalah osilator frekuensi rendah yang frekuensinya sama dengan ω_n .

$$\omega_n = \omega_d \left(\cos \frac{2\pi n}{N_1} \right), \quad n = 1, 2, \dots, N_0 \quad (22)$$

di mana:

$$N_1 = 2(2N_0 + 1) \quad (23)$$

$$N_0 = \frac{1}{2} \left(\frac{N_1}{2} - 1 \right) \quad (24)$$

$$\beta_n = \frac{\pi \cdot n}{N_0} \quad (25)$$

$$\alpha = \frac{\pi}{4} \quad (26)$$

Sedangkan

$$\omega_d = 2\pi \cdot f_d \quad (27)$$

ω_d merupakan pergeseran Doppler.

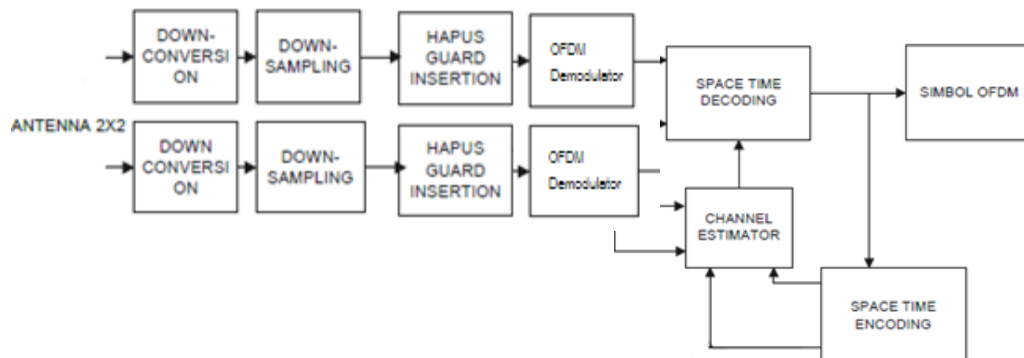
Efek Doppler merupakan suatu gejala di mana frekuensi yang diterima penerima tidak sama dengan frekuensi yang dikirim oleh pemancar yang disebabkan pergeseran relatif antara pengirim dan penerima. Frekuensi yang diterima akan meningkat jika penerima bergerak mendekati pengirim dan menurun jika penerima bergerak menjauhi pengirim. Frekuensi Doppler maksimum adalah:

$$f_d = \frac{v \cdot f_c}{c} \quad (28)$$

di mana v adalah kecepatan penerima, f_c adalah besarnya frekuensi pembawa dan c adalah kecepatan cahaya.

3.3 Model Penerima

Pada bagian penerima, sinyal yang ditransmisikan selanjutnya diterima oleh antenna untuk kemudian diproses dengan urutan sebagai berikut:



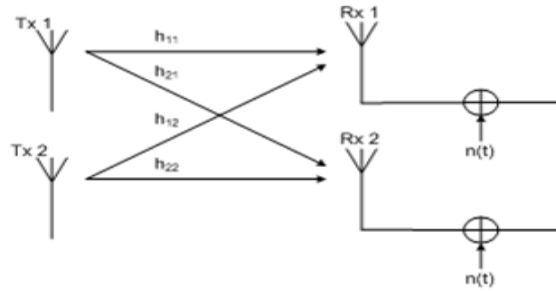
Gambar 12 Blok Diagram Penerima pada Sistem STBC MIMO-OFDM

Gambar 13 di bawah ini menunjukkan proses bagaimana sinyal diterima oleh antenna penerima yang berjumlah dua buah. Pada antenna Rx1 dan antenna Rx2 akan menerima sinyal yang datangnya dari antenna Tx1 dan antenna Tx2 tetapi melalui lintasan yang berbeda. Untuk antenna Rx1, akan menerima sinyal dengan persamaan:

$$y_{11} = b_{11} \cdot s_0 + b_{12} \cdot s_1 + n_{11} \quad (29)$$

Sedangkan antenna Rx2 akan menerima sinyal yang memiliki persamaan:

$$y_{21} = h_{21} \cdot s_0 + h_{22} \cdot s_1 + n_{21} \quad (30)$$



Gambar 13 Penerimaan sinyal pada antenna Rx

Data yang diterima dari antena penerima akan dilakukan *down conversion* dan *downsampling* sehingga diterima data tanpa adanya duplikasi. Kemudian pada data tersebut, dilakukan proses penghilangan GI (*Guard interval insertion*) yang ditambahkan selama proses transmisi di sisi pengirim. Setelah penghilangan *guard interval* akan diproses dengan OFDM Demodulator kemudian dibagi kembali sebanyak V *sub-block* pada metode PTS dan akan dikalikan dengan konjugat dari faktor rotasi fasa yang dilakukan pada PAPR *reduction*. Pada metode SLM, aliran data langsung dikalikan dengan konjugat faktor rotasi.

Estimasi kanal dilakukan untuk mengetahui respon kanal yang terjadi selama sinyal ditransmisikan dari pemancar ke penerima. Lintasan yang akan diestimasi terdiri dari h_{11} yang merupakan respon kanal dari lintasan yang dilewati sinyal antara Tx1 dan Rx1, h_{12} antara Tx2 dan Rx1, h_{21} antara Tx1 dan Rx2 serta h_{22} antara Tx2 dan Rx2. Sinyal-sinyal yang diterima pada saat t dan $t + T$, setelah dilakukan estimasi kanal, akan dikombinasikan untuk mendapatkan data yang sesuai dengan data terkirim. Untuk mendapatkan simbol s_0 dilakukan proses terhadap sinyal-sinyal terima sesuai dengan persamaan berikut:

$$\tilde{s}_0 = h_{11}^* \cdot y_{11} + h_{12}^* \cdot y_{12} + h_{21}^* \cdot y_{21} + h_{22}^* \cdot y_{22} \quad (31)$$

Sedangkan untuk mendapatkan simbol s_1 dilakukan proses:

$$\tilde{s}_1 = h_{12}^* \cdot y_{11} - h_{11}^* \cdot y_{12} + h_{22}^* \cdot y_{21} - h_{21}^* \cdot y_{22} \quad (32)$$

Simbol-simbol yang telah diterima, kemudian diproses dengan QPSK *Demapper* untuk mendapatkan keluaran dari sistem.

3.4 Parameter Simulasi

3.4.1 Parameter Model Layer Fisik

- Jumlah IFFT *subcarrier* : 64, 128, 256, 512, dan 1024 *subcarrier*
- Jumlah GI : $\frac{1}{4}$ jumlah *subcarrier*
- *Mapping* : QPSK 2X2
- Frekuensi *carrier* : 3.5 GHz
- Frekuensi *sampling* : 20 MHz
- *High Power Amplifier* : SSPA Rapp's Model, $p=2$
- Faktor *ultrasampling* : 2
- Jumlah simbol maksimum : 1000
- Jumlah *sub-block* : 2, 4, 8 *sub-block*
- Faktor rotasi fasa : [1, -1], dan [1, -1, j, -j]

- Teknik *sub-block* PTS : *adjacent partition*

3.4.2 Parameter Multipath Fading

Di sini akan ditentukan beberapa parameter penting dari kanal yang digunakan terutama mengenai besarnya *bandwidth* koheren kanal yang penentuannya didasarkan atas parameter-parameter kanal pada tabel 1.

Tabel 1 Parameter *multipath fading*

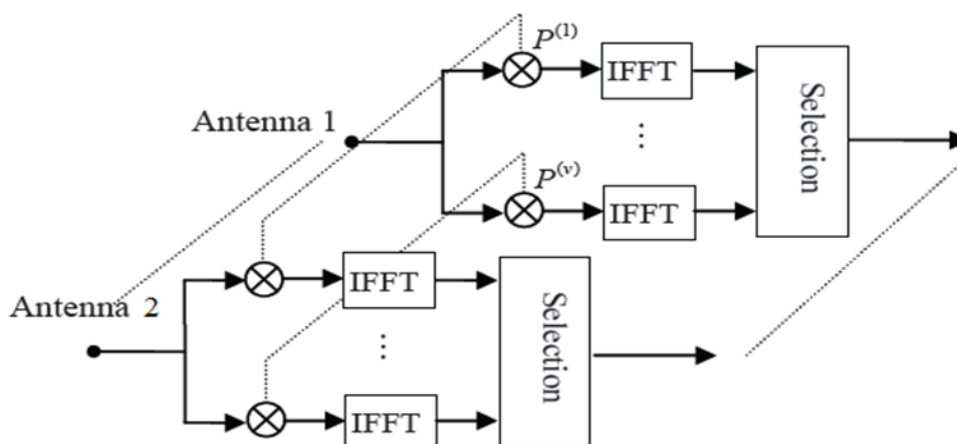
Path ke-	Gain (dB)			
	1	0	-2	0
2	-1	-3	-1	-10
3	-7	-5	-2	-11
4	-12	-14	-3	-17
5	-16	-16	-8	-18
6	-19	-19	-19	-19

3.4.3 Sistem yang diajukan

Salah satu kelemahan dari teknik probabilitas dalam mengurangi nilai PAPR adalah kompleksitas pemrosesan yang berpengaruh pada *data rate*. Kompleksitas yang terjadi antara lain kompleksitas multiplikasi dan kompleksitas redundansi bit. Kompleksitas multiplikasi terjadi karena adanya perkalian dengan faktor fasa yang memiliki iterasi sesuai banyaknya kombinasi faktor fasa yg dibangkitkan. Sedangkan kompleksitas redundansi diakibatkan oleh penjumlahan antara *sub-block* yang dibuat.

Sistem SLM mengalami kompleksitas multiplikasi, sedangkan sistem PTS mengalami kompleksitas multiplikasi dan kompleksitas redundansi. Karena hal tersebut diatas maka penulis mengajukan metode pengurangan PAPR dengan SLM dan PTS yang dimodifikasi sehingga kompleksitas dapat dikurangi, tapi tidak menghilangkan tujuan dari reduksi PAPR dengan cara mendefinisikan *pattern* faktor rotasi fasa yang digunakan.

3.4.3.1 m-Selected Mapping



Gambar 14 Metode m-SLM dengan faktor rotasi terdefinisi

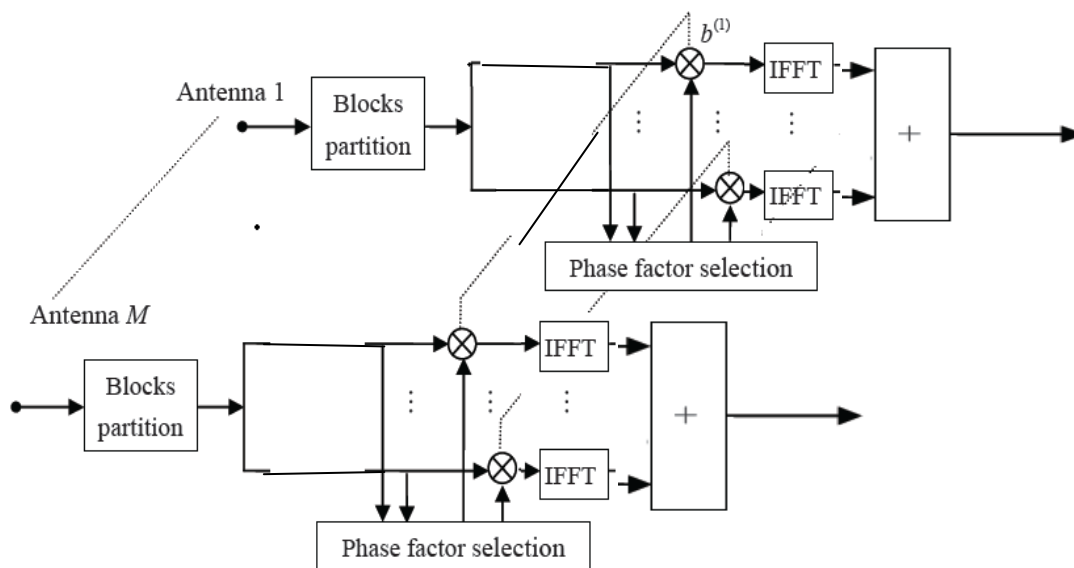
Pada metode m-SLM, secara fungsional sama dengan metode SLM konvensional. Yang berbeda adalah pada pemilihan faktor rotasi fasa yang digunakan. Jika pada metode SLM konvensional, faktor rotasi fasa yang digunakan dibangkitkan secara random sepanjang *subcarrier* pada *sub-block*, maka pada metode m-SLM yang diajukan, faktor rotasi fasa yang digunakan dipilih dan ditetapkan sebagai *pattern* berdasarkan faktor rotasi fasa yang paling sering dipilih pada metode SLM konvensional. Ini dimaksudkan agar terjadi sistem yang adaptif pada metode m-SLM dalam menyampaikan *bit side information* pada sisi penerima dan pendeteksian kembali. Jika pada metode SLM konvensional memerlukan lebih dari satu bit atau simbol untuk mendefinisikan faktor rotasi yang digunakan, pada metode m-SLM cukup dengan mengirimkan informasi urutan faktor rotasi fasa yang digunakan, yang kami gunakan berada pada rentang 1-8 *pattern* untuk mewakili metode m-SLM secara global. Adapun jika ada perubahan jumlah *subcarrier*, maka *pattern* tersebut akan direplikasi sesuai panjang *subcarrier* yg baru, sedangkan urutan *pattern* tetap.

Untuk lebih jelasnya, maka langkah-langkah m-SLM dapat dijabarkan sebagai berikut:

1. Data paralel sepanjang *subcarrier* akan dilewatkan pada M *sub-block*. Setiap *sub-block* berisikan data yang sama.
2. Memanggil *pattern* deretan faktor fasa yang dibuat dalam matriks konversi yang telah didefinisikan sebelumnya. *Pattern* yang dibuat merupakan faktor rotasi fasa yang paling sering dipilih pada metode SLM konvensional. *Pattern* terdiri atas 8 deretan faktor fasa. Untuk m-SLM dengan $M=2$ akan menggunakan 2 faktor rotasi fasa yang memiliki nomor urut teratas yakni 1-2. Untuk m-SLM dengan $M=4$ akan menggunakan 4 faktor rotasi fasa dengan nomor urut teratas yakni 1-4. Demikian pula untuk m-SLM dengan $M=8$ akan menggunakan 8 faktor rotasi fasa dalam *pattern*. *Pattern* ini sesuai panjang *subcarrier* $N=64$. Untuk *subcarrier* dengan $N=128$, $N=256$, $N=512$, dan $N=1024$ cukup mereplikasi *pattern* tadi hingga sama dengan panjang *subcarrier* yang baru.
3. Selanjutnya deret data informasi dikalikan dengan deretan faktor fasa. Proses 1-3 ini terjadi pada kedua antena STBC OFDM.
4. Kemudian reduksi PAPR diperoleh dengan memilih simbol dengan nilai PAPR rata-rata kedua antena yang terendah untuk kemudian ditransmisikan. Dengan metode ini, cukup mengirimkan urutan dari *pattern* tersebut ke *receiver*. *Receiver* tidak perlu mengetahui jumlah *sub-block* yang digunakan dan *subcarrier* yang digunakan, sehingga *receiver* menjadi lebih adaptif.

3.4.3.2 m-Partial Transmit Sequence

Sama dengan metode m-SLM, faktor rotasi pada sistem m-PTS juga dipilih dan ditetapkan sebagai *pattern* faktor rotasi yang adaptif terhadap perubahan *subcarrier*. Selain itu, pemilihan faktor rotasi fasa pada m-PTS berdasarkan PAPR terendah rata-rata dari kedua antena MIMO yang digunakan, berbeda dari sistem konvensional yang memilih berdasarkan PAPR terendah salah satu antena dan diberlakukan pada kedua antena.



Gambar 15 Metode m-PTS dengan faktor rotasi terdefinisi

Untuk lebih jelasnya, maka langkah-langkah m-PTS dapat dijabarkan sebagai berikut:

1. Membagi sinyal *subcarrier* dalam domain frekuensi menjadi V *sub-block*.
Contoh:

$$X = [a_1, b_1, c_1, d_1, a_2, b_2, c_2, d_2, a_3, b_3, c_3, d_3, a_4, b_4, c_4, d_4]^T$$

Jika *sub-block adjacent* yang diberikan ada 4 maka:

$$X_1 = [a_1, b_1, c_1, d_1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0]^T$$

$$X_2 = [0, 0, 0, 0, a_2, b_2, c_2, d_2, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0]^T$$

$$X_3 = [0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, a_3, b_3, c_3, d_3, 0, 0, 0, 0]^T$$

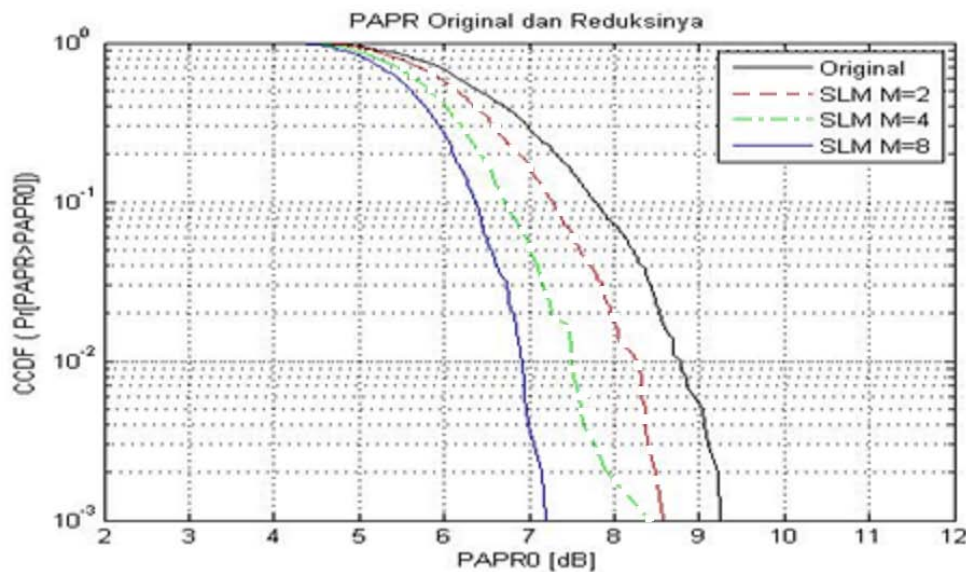
$$X_4 = [0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, a_4, b_4, c_4, d_4]^T$$

2. Memanggil *pattern* deretan fasa, untuk dikombinasikan dengan masing-masing *sub-block*.
3. Sinyal *sub-block* diatas kemudian diproses dengan IFFT
4. Berdasarkan persamaan diatas, optimalisasi nilai *peak* dilakukan dengan memilih parameter deret faktor fasa optimum rata-rata dari kedua antenna.
5. Sinyal optimum yang diterima dari tiap *sub-block* kemudian dijumlahkan. Dan hasil penjumlahan tersebut menjadi output dari metode PTS.

4. HASIL SIMULASI

4.1 Analisa Hasil Pengamatan pada Metode *Selected Mapping* Termodifikasi (m-SLM)

Dari gambar 16 terlihat bahwa dengan $M=2$ terjadi reduksi nilai PAPR sekitar $\sim 0,7$ dB, dengan $M=4$ terjadi reduksi nilai PAPR sekitar $\sim 0,9$ dB, dan dengan $M=8$ terjadi reduksi nilai PAPR sekitar $\sim 2,1$ dB. Dengan cara yang sama, dilakukan simulasi pada jumlah *subcarrier* 64, 128, 256, 512 dan 1024 dan dengan *weighting factor* $W=2$ dan $W=4$, sebagaimana terlihat pada tabel 2.



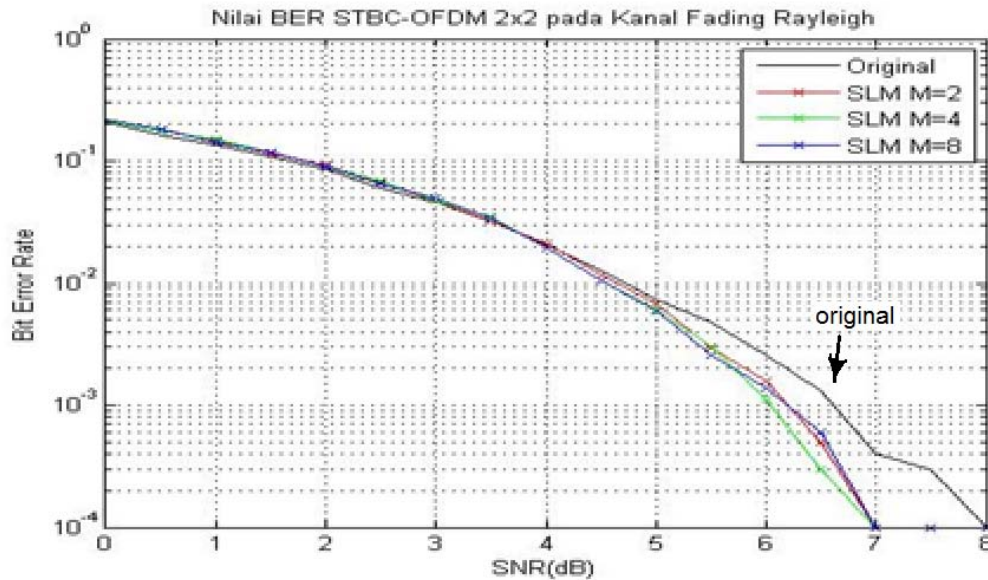
Gambar 16. Perbandingan PAPR m-SLM W=2 pada subcarrier N=64

Tabel 2

Subcarrier	m-SLM W2 [dB]			m-SLM W4 [dB]		
	Min PAPR	Max PAPR	Selisih	Min PAPR	Maks PAPR	Selisih
64 Original	4,3 (4,5)	9,3 (9,8)	5 (5,3)	4,4 (4,6)	10,2 (10)	5,8(5,4)
64 M=2	4,3 (4,5)	8,6 (8,7)	4,3(4,2)	4,4 (4,6)	7,9 (9)	3,5(4,4)
64 M=4	4,3 (4,5)	8,4 (7,7)	4,1(3,2)	4,4 (4,6)	8,1 (7,8)	3,7(3,2)
64 M=8	4,3 (4,5)	7,2 (7,2)	2,9(2,7)	4,4 (4,6)	7,5 (7)	3,1(2,4)
128 Original	5,2 (5,4)	10,3 (9,9)	5,1(4,5)	5,2 (5,4)	10,3 (10)	5,1(4,6)
128 M=2	5,2 (5,4)	9,1 (9,4)	3,9 (4)	5,2 (5,4)	8,4 (9,3)	3,2(3,9)
128 M=4	5,2 (5,4)	8,4 (8,2)	3,2(2,8)	5,2 (5,4)	8,4 (8,3)	3,2(2,9)
128 M=8	5,2 (5,4)	7,7 (7,6)	2,5(2,2)	5,2 (5,4)	8,1 (7,7)	2,9(2,3)
256 Original	6 (6)	11,2 (10,9)	5,2(4,9)	5,9 (6,1)	10,8 (10,6)	4,9(4,5)
256 M=2	6 (6)	9,7 (9,3)	3,7(3,3)	5,9 (6,1)	8,9 (9,7)	3 (3,6)
256 M=4	6 (6)	8,9 (8,5)	2,9(2,5)	5,9 (6,1)	9 (8,7)	3,1(2,6)
256 M=8	6 (6)	8,4 (8,1)	2,4(2,1)	5,9 (6,1)	8,3 (8,2)	2,4(2,1)
512 Original	6,6 (6,6)	11,1 (10,8)	4,5(4,2)	6,5 (6,6)	11,2 (10,7)	4,7(4,1)
512 M=2	6,6 (6,6)	10 (9,5)	3,4(2,9)	6,5 (6,6)	9,6 (9,8)	3,1(3,2)
512 M=4	6,6 (6,6)	9,5 (9)	2,9(2,4)	6,5 (6,6)	9,4 (9,1)	2,9(2,5)
512 M=8	6,6 (6,6)	9 (8,6)	2,4 (2)	6,5 (6,6)	8,8 (8,4)	2,3(1,8)
1024 Original	7,2 (7,3)	11,1 (11,4)	3,9(4,1)	7,2 (7,3)	11,1 (11,6)	3,9(4,3)
1024 M=2	7,2 (7,3)	10,3 (10,2)	3,1(2,9)	7,2 (7,3)	9,7 (10)	2,5(2,7)
1024 M=4	7,2 (7,3)	9,6 (9,5)	2,4(2,2)	7,2 (7,3)	9,7 (9,5)	2,5(2,2)
1024 M=8	7,2 (7,3)	9,3 (9,2)	2,1(1,9)	7,2 (7,3)	9,2 (8,9)	2 (1,6)

Dari tabel 4.7 terlihat bahwa semakin tinggi jumlah subcarrier yang digunakan maka semakin tinggi pula amplitudo PAPR yang diperoleh. Selain itu, peningkatan jumlah sub-block yang otomatis meningkatkan jumlah pilihan faktor rotasi fasa dapat meningkatkan reduksi PAPR. Dari metode m-SLM yang dilakukan, terlihat bahwa m-SLM M=8 memiliki kinerja yang paling baik pada weighting factor W=2 dan W=4. Selisih amplitudo power diatas menunjukkan

nilai range yang dibutuhkan oleh *power amplifier* dalam mentransmisikan sinyal. Range power yang diberikan pada m-SLM dengan *weighting factor* W_4 merupakan range terkecil, sehingga dapat menjadi pilihan reduksi PAPR yang baik. Dari simulasi yang dilakukan diatas, juga diperoleh nilai *bit error rate* (BER) yang digambarkan sebagai berikut



Gambar 17. Perbandingan BER m-SLM $W=2$ pada *subcarrier* $N=64$

Dari gambar 17 terlihat bahwa kinerja m-SLM $M=8$ pada sistem STBC-OFDM 2X2 pada kondisi kanal *fading* Rayleigh memiliki kecenderungan lebih baik dibandingkan kinerja $M=2$ dan $M=4$. Pada nilai $BER=10^{-4}$, untuk tanpa reduksi PAPR mencapai level SNR sebesar 8dB, untuk m-SLM $M=2$, m-SLM $M=4$ dan m-SLM $M=8$ mencapai level SNR 7dB. Demikian pula dengan jumlah *subcarrier* dan faktor rotasi yang lain, diperoleh

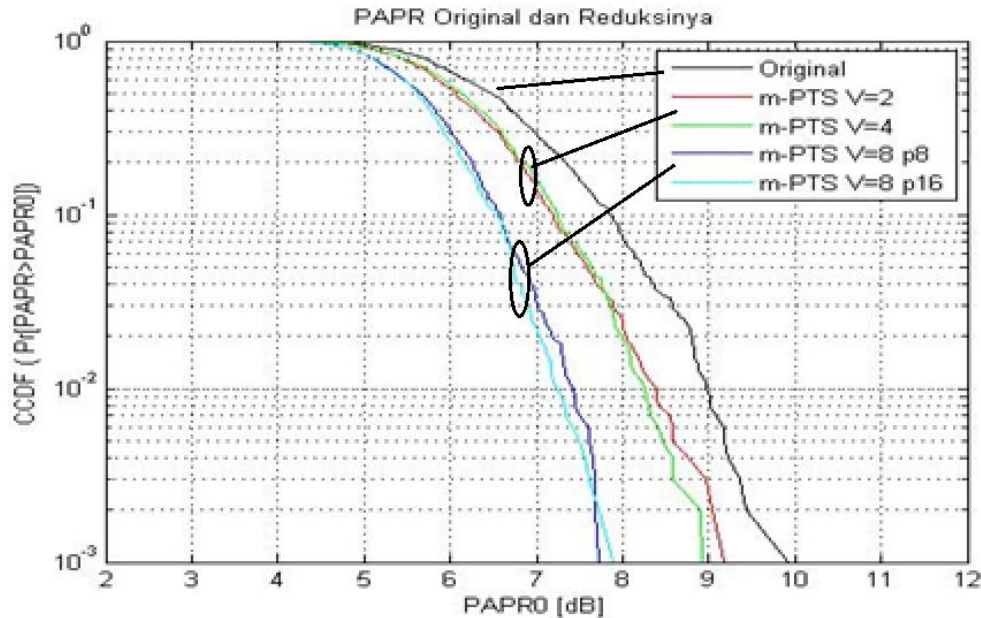
Tabel 4.8 Perbandingan Bit Error Rate pada metode m-SLM W2

Level SNR	N=64				N=128				N=256				N=512				N=1024			
	M=2	M=4	M=8	Original	M=2	M=4	M=8	Original	M=2	M=4	M=8	Original	M=2	M=4	M=8	Original	M=2	M=4	M=8	Original
0	0.2117	0.2107	0.2202	0.2084	0.2153	0.2119	0.2199	0.203	0.2129	0.212	0.2114	0.197	0.2119	0.2097	0.2075	0.1982	0.2098	0.2095	0.2102	0.1982
0.5	0.1823	0.1765	0.1828	0.1634	0.1782	0.1749	0.1767	0.1657	0.1759	0.1735	0.1776	0.1612	0.1737	0.1725	0.1729	0.1613	0.1735	0.1718	0.1728	0.1613
1	0.1457	0.1492	0.1432	0.1334	0.1421	0.1437	0.1456	0.1322	0.1436	0.1399	0.1395	0.132	0.1397	0.1409	0.1403	0.1302	0.1404	0.1404	0.1407	0.1292
1.5	0.1148	0.1178	0.1188	0.109	0.1091	0.1153	0.1053	0.1053	0.1123	0.1113	0.1122	0.1037	0.1097	0.1107	0.1103	0.1025	0.1104	0.1097	0.1099	0.1011
2	0.092	0.0897	0.0907	0.0842	0.087	0.0879	0.0869	0.0798	0.0853	0.0851	0.0854	0.0771	0.085	0.0837	0.0846	0.0788	0.0848	0.084	0.0845	0.0764
2.5	0.0661	0.0689	0.0655	0.0604	0.0649	0.0634	0.0641	0.0585	0.0635	0.0619	0.0611	0.0571	0.0626	0.0614	0.0627	0.0568	0.0623	0.061	0.0614	0.0564
3	0.0475	0.0469	0.0494	0.0432	0.0444	0.0458	0.0436	0.041	0.0454	0.0439	0.0441	0.0406	0.0424	0.0422	0.0426	0.0397	0.0431	0.0431	0.0426	0.04
3.5	0.0319	0.0348	0.0336	0.0319	0.0295	0.0272	0.0303	0.0281	0.0289	0.0286	0.0282	0.0264	0.0289	0.0281	0.0285	0.0273	0.0284	0.0284	0.0282	0.0267
4	0.0207	0.0196	0.0192	0.0205	0.0199	0.0183	0.0181	0.0192	0.0171	0.0178	0.0172	0.0175	0.0175	0.0175	0.017	0.0179	0.0173	0.0172	0.017	0.0174
4.5	0.0117	0.0105	0.0104	0.0127	0.0104	0.01	0.0112	0.0119	0.0098	0.0097	0.0095	0.0104	0.0104	0.01	0.0098	0.0105	0.0098	0.01	0.0095	0.0106
5	0.0068	0.006	0.0059	0.0074	0.0052	0.0048	0.0045	0.0071	0.0052	0.0044	0.0046	0.0062	0.0049	0.005	0.0051	0.0063	0.0051	0.005	0.0049	0.0062
5.5	0.0029	0.003	0.0026	0.0048	0.0031	0.0026	0.002	0.0039	0.0028	0.0023	0.0024	0.0039	0.0026	0.0021	0.0023	0.0039	0.0024	0.0022	0.0024	0.0033
6	0.0016	0.0011	0.0014	0.0026	0.0011	0.0009	0.0012	0.0021	0.0011	0.0008	0.0008	0.0018	0.0011	0.0009	0.0011	0.0017	0.001	0.001	0.001	0.0019
6.5	0.0005	0.0003	0.0006	0.0013	0.0002	0.0003	0.0004	0.001	0.0003	0.0004	0.0003	0.0009	0.0004	0.0005	0.0003	0.0008	0.0004	0.0004	0.0003	0.0009
7	0.0001	0.0001	0.0001	0.0004	0.0001	0	0.0001	0.0004	0.0001	0.0001	0.0001	0.0006	0.0001	0.0001	0.0001	0.0004	0.0001	0.0001	0.0001	0.0004
7.5	0	0.0001	0.0001	0.0003	0	0	0	0.0003	0	0	0	0.0002	0	0	0.0002	0	0	0.0001	0.0002	0.0002
8	0	0.0001	0.0001	0.0001	0	0	0	0	0	0	0	0.0001	0	0	0	0	0	0	0.0001	0.0001
8.5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
9	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
9.5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
10	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

4.2 Analisa Hasil Pengamatan pada Metode Partial Transmit Sequences Termodifikasi (m-PTS)

Dari gambar 18 terlihat bahwa dengan V=2 terjadi reduksi nilai PAPR sekitar ~0,7dB, dengan V=4 terjadi reduksi nilai PAPR sekitar ~1dB, dengan V=8 p8

terjadi reduksi nilai PAPR sekitar $\sim 2,1$ dB dan dengan $V=8$ p16 terjadi reduksi nilai PAPR $\sim 2,2$ dB. Dengan cara yang sama, dilakukan simulasi pada jumlah *subcarrier* 64, 128, 256, 512 dan 1024 dan dengan *weighting factor* $W=2$ dan $W=4$, sebagaimana terlihat pada tabel 4.10



Gambar 18. Perbandingan PAPR m-PTS $W=2$ pada *subcarrier* $N=64$

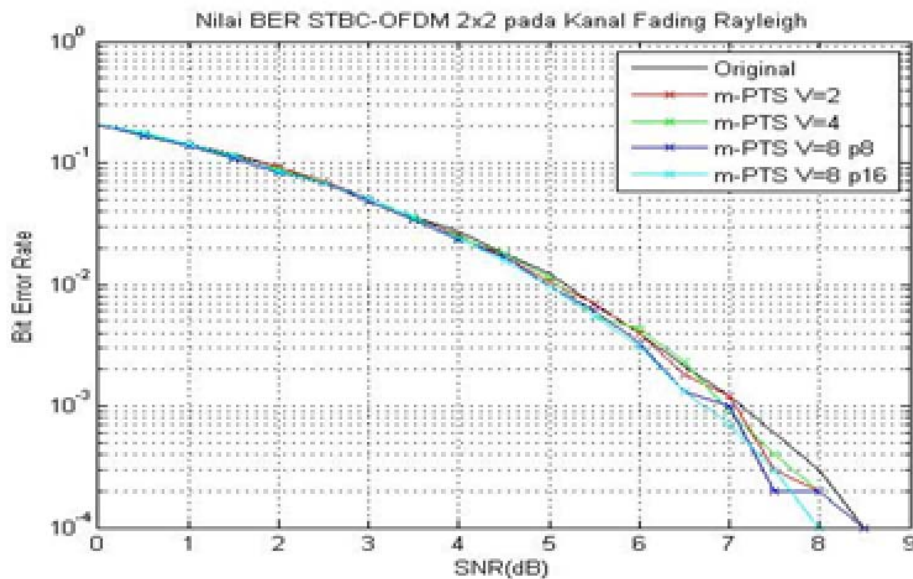
Tabel 4

Subcarrier	m-PTS $W2$ [dB]			m-PTS $W4$ [dB]		
	Min	Max	Selisih	Min	Maks	Selisih
64 Original	4,4(4,4)	9,9 (10)	5,5(5,6)	4,3(4,3)	10,2 (10,3)	5,9 (6)
64 $M=2$	4,4(4,4)	9,2 (9,1)	4,8(4,7)	4,3(4,3)	9,8 (10)	5,5(5,7)
64 $V=4$	4,4(4,4)	8,9 (9,2)	4,5(4,8)	4,3(4,3)	9,4 (8,8)	5,1(4,5)
64 $V=8p8$	4,4(4,4)	7,8 (7,5)	3,4(3,1)	4,3(4,3)	8,6 (7,3)	4,3 (3)
64 $V=8p16$	4,4(4,4)	7,7 (7,5)	3,3(3,1)	4,3(4,3)	8 (7,3)	3,7 (3)
128 Original	5,2(5,2)	9,8 (10,3)	4,6(5,1)	5 (5,1)	10,2 (10,5)	5,2(5,4)
128 $V=2$	5,2(5,2)	9,3 (9,8)	4,1(4,6)	5 (5,1)	9,8 (9,8)	4,8(4,7)
128 $V=4$	5,2(5,2)	9,9 (9,5)	4,7(4,3)	5 (5,1)	9,9 (9,5)	4,9(4,4)
128 $V=8p8$	5,2(5,2)	8,8 (8,3)	3,6(3,1)	5 (5,1)	8,8 (7,7)	3,8(2,6)
128 $V=8p16$	5,2(5,2)	8,5 (8,3)	3,3(3,1)	5 (5,1)	8,3 (7,7)	3,3(2,6)
256 Original	5,9(5,8)	10,7 (11,3)	4,8(5,5)	5,8(5,8)	10,5 (10,5)	4,7(4,7)
256 $V=2$	5,9(5,8)	10,2 (9,7)	4,3(3,9)	5,8(5,8)	10,4 (10,5)	4,6(4,7)
256 $V=4$	5,9(5,8)	9,8 (10)	3,9(4,2)	5,8(5,8)	10,2 (9,5)	4,4(3,7)
256 $V=8p8$	5,9(5,8)	9,1 (8,3)	3,2(2,5)	5,8(5,8)	9,4 (8,2)	3,6(2,4)
256 $V=8p16$	5,9(5,8)	9 (8,3)	3,1(2,5)	5,8(5,8)	9 (8,2)	3,2(2,4)
512 Original	6,5(6,5)	11,2 (10,7)	4,7(4,2)	6,5(6,5)	11,8 (10,6)	5,3(4,1)
512 $V=2$	6,5(6,5)	10,2 (10,5)	3,7 (4)	6,5(6,5)	10,3 (10,3)	3,8(3,8)
512 $V=4$	6,5(6,5)	9,8 (9,9)	3,3(3,4)	6,5(6,5)	10,5 (9,7)	4 (3,2)
512 $V=8p8$	6,5(6,5)	9,5 (9,2)	3 (2,7)	6,5(6,5)	10,1 (8,7)	3,6(2,2)
512 $V=8p16$	6,5(6,5)	9,3 (9,2)	2,8(2,7)	6,5(6,5)	9,5 (8,7)	3 (2,2)

1024 Original	7 (7,1)	11,1 (11,3)	4,1(4,2)	7 (7)	11,2 (11,2)	4,2(4,2)
1024 V=2	7 (7,1)	10,7 (10,8)	3,7(3,7)	7 (7)	10,8 (10,6)	3,8(3,6)
1024 V=4	7 (7,1)	10,9 (10,5)	3,9(3,4)	7 (7)	10,7 (10,5)	3,7(3,5)
1024 V=8p8	7 (7,1)	9,7 (9,5)	2,7(2,4)	7 (7)	10,5 (8,8)	3,5(3,5)
1024 V=8p16	7 (7,1)	9,2 (9,5)	2,2(2,4)	7 (7)	9,6 (8,8)	2,6(1,8)

Dari tabel 4.10 terlihat bahwa semakin tinggi jumlah *subcarrier* yang digunakan maka semakin tinggi pula amplitudo power yang digunakan, sehingga PAPR juga meningkat. Dari metode m-PTS V=2, V=4, dan V=8, terlihat bahwa V=8 memiliki kinerja yang paling baik pada *weighting factor* W=2 dan W=4. Selisih amplitudo power diatas menunjukkan nilai range yang dibutuhkan oleh *power amplifier* dalam mentransmisikan sinyal. *Range* power yang diberikan pada m-PTS dengan *weighting factor* W2 merupakan *range* terkecil, sehingga dapat menjadi pilihan reduksi PAPR yang baik.

Dari simulasi yang dilakukan diatas, juga diperoleh nilai *bit error rate* (BER) yang digambarkan sebagai berikut



Gambar 19. Perbandingan BER m-PTS W=2 pada *subcarrier* N=64

Dari gambar 19 terlihat bahwa kinerja m-PTS V=8 pada sistem STBC-OFDM 2X2 pada kondisi kanal *fading* Rayleigh memiliki kecenderungan lebih baik dibandingkan kinerja V=2 dan V=4. Pada nilai SNR=8dB, untuk tanpa reduksi PAPR mencapai BER sebesar 0,0003 dan m-PTS V=2 mencapai BER sebesar 0,0002, untuk m-PTS V=4 mencapai BER sebesar 0,0002, m-PTS V=8 p8 mencapai BER sebesar 0,0002 dan m-PTS V=8 p16 mencapai BER sebesar 0,0001. Demikian pula dengan jumlah *subcarrier* dan faktor rotasi yang lain, diperoleh

4.3 Analisa Hasil

Implementasi SLM dan m-SLM dalam mereduksi nilai PAPR sesuai tabel diatas terlihat bahwa kemampuan mereduksi PAPR dengan metode m-SLM mendekati kemampuan SLM konvensional, ini terlihat dari *range* amplitudo PAPR yang diberikan masih mendekati range amplitudo PAPR dari SLM konvensional dengan perbedaan 0 sampai 0,5dB. Dari nilai BER yang dihasilkan oleh metode m-SLM, terlihat masih dibawah SLM konvensional tapi masih lebih baik dari pada BER original. Ini berarti bahwa m-SLM layak untuk digunakan sebagai alternatif reduksi PAPR karena m-SLM yang sederhana mampu mendekati kinerja SLM konvensional yang cukup kompleks.

Implementasi PTS dan m-PTS dalam mereduksi nilai PAPR sesuai tabel diatas terlihat bahwa kemampuan mereduksi PAPR dengan metode m-PTS mendekati kemampuan PTS konvensional. Demikian pula nilai BER yang dihasilkan oleh metode m-PTS dan PTS masih lebih baik dari pada BER original, walaupun perbaikan BER yang dihasilkan cukup kecil. Ini berarti bahwa m-PTS layak untuk digunakan sebagai alternatif reduksi PAPR karena m-PTS yang sederhana mampu mendekati kinerja PTS konvensional yang cukup kompleks.

Dari gambar grafik dan tabel diatas terlihat bahwa m-SLM lebih baik dari m-PTS dalam reduksi PAPR dan kinerja berupa BER dan *range* daya sinyal. Range daya sinyal m-SLM berkisar antara 2-3,2dB, sedangkan m-PTS berkisar antara 2,2-3,7dB. Perbaikan BER yang diberikan m-SLM sekitar 0,5-1dB, sedangkan m-PTS sekitar 0-0,2dB bahkan cenderung tidak mengubah nilai BER. Oleh karena itu, penulis dapat mengambil kesimpulan bahwa m-SLM lebih baik dari m-PTS, akan tetapi jika dibandingkan metode konvensional, keduanya layak digunakan.

5. KESIMPULAN

Dari metode m-SLM terlihat bahwa m-SLM dengan $M=8$ memiliki kinerja yang paling baik pada *weighting factor* $W=2$ dan $W=4$. *Range power* yang diberikan pada m-SLM dengan *weighting factor* $W4$ merupakan *range* terkecil, sehingga dapat menjadi pilihan reduksi PAPR yang baik. Melihat nilai BER yang dihasilkan, metode m-SLM mengalami perbaikan nilai BER antara 0-1dB. Dari simulasi yang telah dilakukan, yang menjadi metode yang paling baik dan paling efisien adalah m-SLM $M=8$ dengan *weighting factor* $W4$.

Dari metode mPTS terlihat bahwa m-PTS dengan $V=8$ memiliki kinerja yang paling baik pada *weighting factor* $W=2$ dan $W=4$. *Range power* yang diberikan pada m-PTS dengan *weighting factor* $W2$ merupakan *range* terkecil, sehingga dapat menjadi pilihan reduksi PAPR yang baik. Melihat nilai BER yang dihasilkan, metode m-PTS cenderung tidak mempengaruhi nilai BER. Dari simulasi yang telah dilakukan, yang menjadi metode yang paling baik dan paling efisien adalah m-PTS $V=8$ dengan *weighting factor* $W2$.

Kemampuan mereduksi PAPR dengan metode m-SLM mendekati kemampuan SLM konvensional. Demikian pula nilai BER yang dihasilkan, metode m-SLM mengalami perbaikan nilai BER dibandingkan BER original. Dari metode yang telah dilakukan, yang menjadi metode yang paling baik dan paling efisien adalah m-SLM $M=8$ dengan *weighting factor* $W4$ karena memiliki *range power* yang kecil dan perbaikan BER yang besar. Ini berarti bahwa m-SLM layak untuk

digunakan sebagai alternatif reduksi PAPR karena m-SLM yang sederhana mampu mendekati kinerja SLM konvensional yang cukup kompleks. Kemampuan mereduksi PAPR dengan metode m-PTS mendekati kemampuan PTS konvensional. Demikian pula nilai BER yang dihasilkan oleh metode m-PTS dan PTS lebih baik dari pada BER original. Ini berarti bahwa m-PTS layak untuk digunakan sebagai alternatif reduksi PAPR karena m-PTS yang sederhana mampu mendekati kinerja PTS konvensional yang cukup kompleks. m-SLM secara keseluruhan lebih baik dan efisien dari m-PTS, akan tetapi jika dibandingkan metode konvensional, keduanya layak digunakan.

DAFTAR PUSTAKA

- [1] Ahson, S & Ilyas, M. (2008). CRC Press. *WiMAX Technologies, Performance Analysis, and QoS*.
- [2] Andrews, J., Ghosh, A & Mohamed, R. (2007). Prentice Hall. *Fundamentals of WiMAX, Understanding Broadband Wireless Networking*.
- [3] Bahai, A. R. S & Saltzberg, B. (2002). Kluwer Academic Publisher. *Multi-Carrier Digital Communications, Theory and Application in OFDM*.
- [4] Duman, T & Ghayeb, A. (2007). Wiley. *Coding for MIMO Communications System*.
- [5] El Mouhib, K., Oquour, A., Jabrane, Y., Es Said, B & Ouahman, A. (2011). PAPR Reduction Using BPSO/PTS and STBC in MIMO OFDM System. *Journal of Computer Science*. 7 (4): 454~458.
- [6] Giannopoulos, T & Paliouras, V. (2009). A Low Complexity PTS-based PAPR Reduction Technique for OFDM Signal without Transmission of Side Information. *Journal of Signal Processing Systems*, 56, 141~153.
- [7] Hanzo, L., Akhtman, J., Jiang, M & Wang, L. (2011). Wiley. *MIMO-OFDM for LTE, WIFI and WIMAX Coherent versus Non-Coherent and Cooperative Turbo-Transceivers*.
- [8] Hara, S & Prasad, R. (2003). Artech. *Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communication*.
- [9] Harada, H & Prasad, R. (1997). UPC. *Simulations and Software Radio for Mobile Communication*.
- [10] Jafarkhani, H. (2005). Cambridge. *Space-Time Coding Theory and Practice*.
- [11] Jankiraman, M. (2004). Artech. *Space-Time Codes and MIMO System*.
- [12] Jayalath, A & Tellambura, C. (2005). SLM and PTS Peak-Power Reduction of OFDM Signals Without Side Information. *IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS*, 4 (5).
- [13] Jeruchim, M., Balaban, P & Shanmugan, K. (2000). Kluwer Academic Publishing. *Simulation of Communication System*.
- [14] Jing, G., Jinkuan, W & Zhibin, X. (2007). A New Concurrent SLM Algorithm for STBC MIMO-OFDM Systems. *Proceedings of 2007 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems*. Xiamen, China.
- [15] Jing Xiao. (2010). Analysis of OFDM MIMO. San Diego State University.
- [16] Joo, H. No, J. & Shin, D. (2010). A blind SLM PAPR reduction scheme using cyclic shift in STBC MIMO-OFDM system. *Information and Communication Technology Convergence (ICTC), 2010 International Conference*, 272~273.
- [17] Khademi, S. (2010). *OFDM Peak-to-Average-Power-Ratio Reduction in WiMAX Systems*, Chalmers University of Technology.
- [18] Khan, Y., Matin, M & Ferdous, S. (2010). PAPR Reduction in MIMO-OFDM Systems using Modified PTS and SLM without Side Information. *International Journal of Communication Networks and Information Security (IJCNIS)*. 2 (3).
- [19] Kyun Kim, Y & Prasad, R. (2006). Artech. *4G Roadmap and Emerging Communication Technology*.
- [20] Larsson, E.G & Stoica, P. (2008). Cambridge. *Space-Time Block Coding for Wireless Communication*.

- [21] Li, Ye & Stuber, G. (2006). Springer. *Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications*.
- [22] Liang, H., Chen, Y., Huang, Y & Cheng, C. (2009). A Modified Genetic Algorithm PTS Technique for PAPR Reduction in OFDM System. *APCC'09 Proceedings of the 15th Asia-Pacific conference on Communications*, (pp. 182-185). Shanghai, China.
- [23] Lin, Y. (2004). *Performance Analysis in the PAPR of OFDM System via SLM Scheme*. Institute of Communication Engineer Tatung University.
- [24] Mata, T., Boonsrimuang, P., Boonsrimuang, Pisit & Kobayashi, K. (2009). Proposal of improved PTS method for STBC MIMO-OFDM in the non-linear channel. The 2009 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2009), Bangkok, Thailand.
- [25] Muller, S & Huber, J. (1997). A Comparison of Peak Power Reduction Schemes for OFDM. *Proceeding of IEEE Global Conference GLOBECOM'97*, (pp. 1-5). Arizona, USA.
- [26] Proakis, J & Salehi, M. (1998). PWS Publishing Company. *Contemporary Communication Systems Using MATLAB*.
- [27] Sattar, A & Hassan, M. (2010). *Performance analysis of MIMO-OFDM Systems with focus on WiMAX*, Blekinge Institute of Technology
- [28] Soo Cho, Y., Kim, J., Young Yang, W & Gu Kang, C. (2010). Wiley. *MIMO-OFDM Wireless Communication with MATLAB*.
- [29] Vucetic, B & Yuan, J. (2003). Wiley. *Space-Time Coding*.
- [30] Yang, S.C. (2010). Artech. *OFDMA System Analysis and Design*.
- [31] Yi, W & Linfeng, G. (2009). *An Investigation of Peak-to-Average Power Reduction in MIMO-OFDM Systems*. Blekinge Institute of Technology.
- [32] Zexian, L., Malkov, A., Nokia Siemens Network. (2009). *PAPR reduction techniques for the 802.16m*, IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group.

