

BAB II

KOMUNIKASI WLAN DAN SKEMA STBC

2.1 WIRELESS LOCAL AREA NETWORK (WLAN)

Wireless Local Area Network (WLAN) adalah suatu teknologi yang bekerja menggunakan gelombang radio sebagai media transmisinya. Sinyal dikirim ke penerima melewati banyak jalur (*multipath*), dimana sinyal pada jalur yang berbeda tersebut memiliki daya, delay dan fasa yang berbeda.

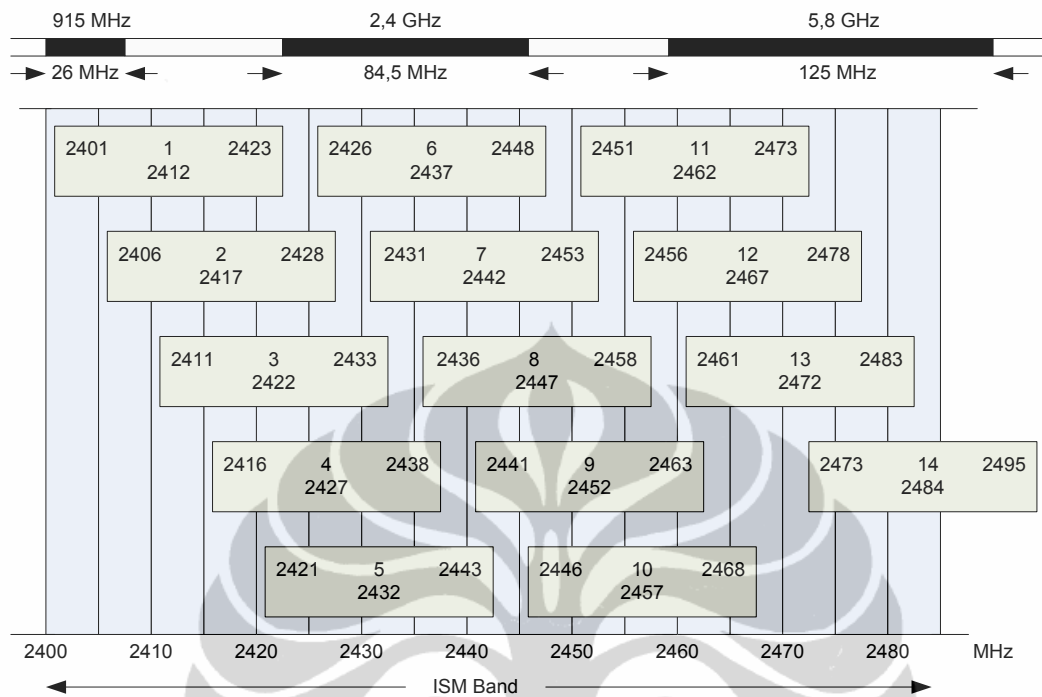
Awalnya teknologi ini dirancang untuk kondisi didalam ruangan, namun sekarang teknologi ini juga dapat digunakan pada *point to point* di luar ruangan maupun *point to multi point*. Jarak yang dapat dilayani oleh teknologi ini terbatas 100 meter.

2.1.1 Frekuensi dan Standar

Frekuensi yang dialokasikan untuk WLAN adalah 2,4 GHz atau 5,8 GHz yang digolongkan kedalam bebas lisensi yang dapat dipergunakan bebas atau digolongkan ke dalam ISM (*Industrial, Scientific, and Medical*).

Standar teknologi ini yang biasa digunakan adalah IEEE 802.11. (a,b,g). Perbedaan antar standar ini adalah pada modulasi transmisi yang menentukan kapasitas layanannya. Pada standar 802.11b kapasitas maksimalnya 11 Mbps, 802.11g dapat mencapai 20 Mbps. Keduanya bekerja pada frekuensi 2,4 GHz. Sedangkan standar 802.11a bekerja pada frekuensi 5,8 GHz, karena lebar pita frekuensi yang lebih luas dan modulasi yang lebih baik maka perangkat yang berbasis standar ini mempunyai kapasitas 54 Mbps dan menampung pengguna lebih banyak.

Standar 802.11 (b,g) yang bekerja pada frekuensi 2,4 GHz mempunyai 14 kanal dengan lebar pita frekuensi 84,5 MHz seperti terlihat pada gambar di bawah ini.



Gambar 2.1 Alokasi kanal pada frekuensi ISM (2,4 GHz) [3]

2.1.2 Topologi

Pada WLAN, perangkat terhubung dengan menggunakan radio sebagai media transmisinya. WLAN dapat menghubungkan kabel LAN yang telah ada dengan perangkat baru yang menggunakan *wireless*. Bagian dasar dari blok *wireless* disebut dengan sel yang merupakan area dalam lingkungan *wireless*. Area cakupan ini tergantung pada kekuatan propagasi sinyal radio dan tipe dari penghalang, partisi atau kondisi fisik dari lingkungan tersebut. Dalam area sel tersebut perangkat berupa PC, notebook maupun PDA dapat bergerak bebas.

Dalam satu area sel terdapat *Access Point* (AP) yang berfungsi mengatur komunikasi dan *traffic management*. AP juga dapat berfungsi sebagai *bridge* yakni penghubung antara perangkat *wireless* dengan jaringan kabel yang ada. Jadi dalam pengembangan ada 2 topologi pada WLAN.

1. Jaringan Ad Hoc

Pada topologi ini antar peralatan terhubung secara *peer to peer*, pada jaringan ini masing-masing *terminal station*, baik itu *personal digital computer*

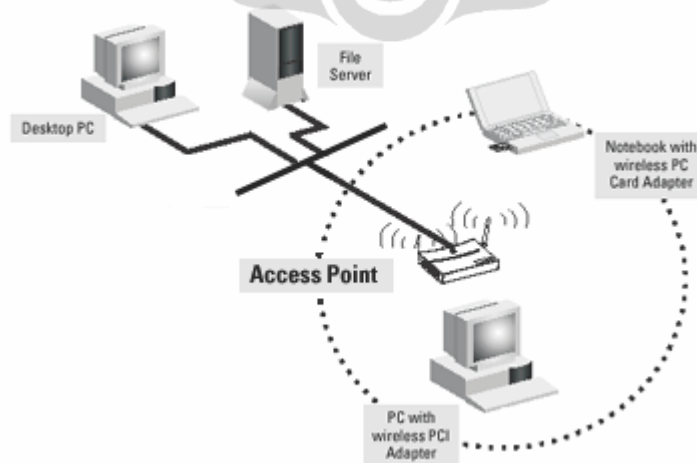
(PDA), Laptop maupun komputer dapat saling berkomunikasi tanpa perantara (*access poin*)



Gambar 2.2 Jaringan Ad Hoc

2. Jaringan tersentralisasi dengan menggunakan *Access Point*

Pada konfigurasi tersentralisasi menggunakan *access point* yang berguna sebagai perantara dalam komunikasi dengan jaringan selain nirkabel. Semua komunikasi data diatur oleh *access point*.



Gambar 2.3 Jaringan tersentralisasi

2.2 MODULASI DIGITAL

Pada modulasi digital, informasi analog sebelum ditransmisikan diubah ke dalam bentuk digital. Pada modulasi ini sinyal *baseband* memodulasi sinyal pembawa dengan tiga teknik dasar yaitu:

2.2.1 Amplitude Shift Keying (ASK)

ASK adalah teknik modulasi digital yang paling sederhana, yaitu serupa dengan modulasi amplitudo gelombang pembawa penuh, *double sideband*, di mana sinyal pemodulasi masukannya dalam bentuk gelombang biner. Secara matematis, modulasi amplitudo digital (ASK) ini dinyatakan dalam persamaan:

$$v(t) = \left[+v_m \left(\frac{A}{2} \cos \omega_c t \right) \right] \quad (2.1)$$

di mana:

$v(t)$ = gelombang ASK

$A/2$ = amplitudo gelombang pembawa tidak termodulasi (volt)

$v_m(t)$ = sinyal biner pemodulasi (volt)

ω_c = frekuensi radian gelombang pembawa (rad / detik)

Pada persamaan di atas, sinyal pemodulasi $v_m(t)$ merupakan bentuk gelombang biner ternormalisasi, di mana $+1 \text{ V} = \text{logika } 1$ dan $-1 \text{ V} = \text{logika } 0$. Oleh sebab itu bila input logika 1, $v_m(t) = +1$ dan

$$\begin{aligned} v(t) &= \left[+1 \left[\frac{A}{2} \cos \omega_c t \right] \right] \\ &= \left[A \cos \omega_c t \right] \end{aligned} \quad (2.2)$$

dan untuk masukan logika 0, $v_m(t) = -1$, dan persamaan ASK dapat disederhanakan menjadi:

$$\begin{aligned} v(t) &= \left[-1 \left[\frac{A}{2} \cos \omega_c t \right] \right] \\ &= 0 \end{aligned} \quad (2.3)$$

Untuk persentase modulasi 100% atau $m=1$, $v(t)$ akan bernilai $A \cos(\omega_c t)$ atau 0. Karena itu, gelombang pembawa bisa “on” atau “of”, sehingga modulasi ini juga sering disebut sebagai modulasi *on-off keying* (OOK).

Modulasi ASK jarang dipakai pada sistem komunikasi berkinerja tinggi dan kapasitas tinggi, karena modulasi ini memiliki kualitas rendah.

2.2.2 Frequency Shift Keying (FSK)

FSK adalah suatu teknik modulasi digital yang sederhana. *Binary FSK* merupakan modulasi sudut amplitudo konstan yang sama dengan modulasi frekuensi (FM) konvensional, kecuali dalam hal sinyal pemodulasi. Pada *binary FSK*, sinyal pemodulasi merupakan sinyal biner yang bervariasi antara dua level tegangan diskrit. Persamaan umum *binary FSK*:

$$v(t) = V_c \cos \left[\pi \left(f_c + v_m \Delta f \right) t \right] \quad (2.4)$$

di mana:

- $v(t)$ = bentuk gelombang *binary FSK*
- V_c = amplitudo puncak gelombang pembawa (volt)
- f_c = frekuensi tengah gelombang pembawa (hertz)
- Δf = deviasi frekuensi puncak (hertz)
- $v_m(t)$ = sinyal pemodulasi input biner (± 1)

Pergeseran puncak frekuensi pembawa Δf sebanding dengan amplitudo dan polaritas dari sinyal input biner. Sinyal pemodulasi $v_m(t)$ merupakan normalisasi dari bentuk gelombang biner di mana logika 1 = +1 dan logika 0 = -1. Oleh karena itu untuk input logika 1, $v_m(t) = +1$ dan persamaan di atas menjadi:

$$v(t) = V_c \cos \left[\pi \left(f_c + \Delta f \right) t \right] \quad (2.5)$$

Untuk sebuah input logika 0, $v_m(t) = -1$ dan

$$v(t) = V_c \cos \left[2\pi \left(f_c - \Delta f \right) t \right] \quad (2.6)$$

Dengan *binary FSK* frekuensi gelombang pembawa digeser (dideviasikan) oleh sinyal input biner. Ketika sinyal input biner berubah dari logika 0 ke 1, dan sebaliknya, frekuensi keluaran bergeser antara dua frekuensi: frekuensi logika 1 atau tanda (f_m) dan frekuensi logika 0 atau spasi (f_s). Kedua frekuensi ini dipisahkan dari frekuensi pembawa oleh deviasi frekuensi puncak ($f_c \pm \Delta f$).

Pada *binary FSK*, frekuensi keluaran akan berubah setiap kali terjadi perubahan pada sinyal input biner. Laju perubahan keluaran ini sama dengan laju perubahan input. Pada modulasi digital, laju perubahan input ke modulator disebut laju bit (*bit rate: f_b*) dengan satuan bit per detik (bps). Sedangkan laju perubahan pada keluaran modulator disebut *baud*.

Baud adalah laju perubahan dan sama dengan *reciprocal* waktu satu elemen pensinyalan keluaran. Dengan FSK, waktu sebuah elemen sinyal keluaran merupakan waktu minimum untuk menghasilkan suatu keluaran, yang sama dengan waktu sebuah bit tunggal (t_b). Karena itu dengan *binary FSK*, waktu sebuah elemen sinyal dan waktu sebuah bit adalah sama, sehingga laju perubahan keluaran dan masukan adalah sama dan karenanya laju bit serta baud juga harus sama.

2.2.3 Phase Shift Keying (PSK)

Modulasi PSK adalah bentuk lain dari modulasi sudut yaitu modulasi digital dengan amplitudo tetap. PSK sama dengan modulasi fase konvensional, kecuali dalam hal sinyal inputnya. Pada PSK, sinyal input adalah digital biner dan keluarannya adalah sejumlah tertentu fase keluaran.

2.2.3.1 Binary Phase Shift Keying (BPSK)

Salah satu bentuk modulasi PSK adalah *Binary PSK (BPSK)*. Dengan BPSK satu frekuensi pembawa tunggal dapat menghasilkan dua fase keluaran. Satu fase menyatakan logika 1 dan fase yang lain menyatakan logika 0. Ketika sinyal input berubah, fase dari pembawa keluaran bergeser antara dua nilai sudut yang berjarak 180° .

Sinyal yang termodulasi secara BPSK didefinisikan mempunyai bentuk :

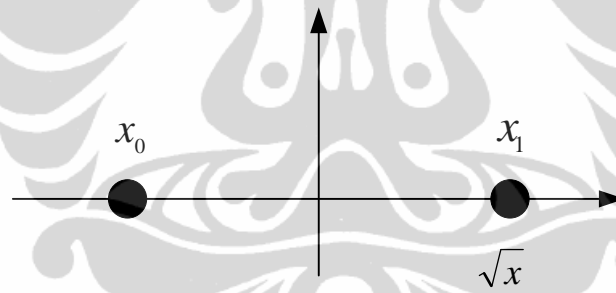
$$x_i(t) = A \sin(2\pi f t + \varphi_i \varphi) \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.7)$$

dengan $A = \sqrt{E} \sqrt{\frac{2}{T}}$

Gambar (2.4) menunjukkan diagram BPSK pada bidang kompleks dengan konstelasi dari setiap bit

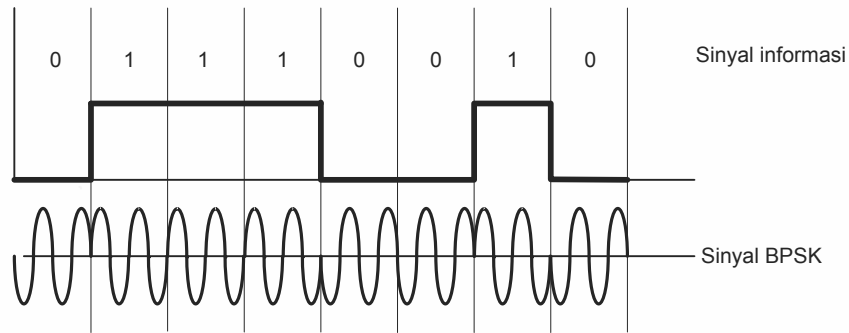
$$1: \quad x_1 = \sqrt{E} \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(\omega t)$$

$$0: \quad x_0 = \sqrt{E} \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(\omega t + 180^\circ)$$



Gambar 2.4 Konstelasi Pada BPSK

Pada gambar 2.5 memperlihatkan modulasi BPSK untuk sebuah sinyal digital yang diberikan 0 1 1 1 0 0 1 0. Dengan sinyal informasi inik bisa dilihat proses modulasi secara BPSK. Setiap kali muncul bit 1 maka fungsinya adalah $\sin(\omega t)$ dan jika yang muncul bit 0 maka fungsinya $-\sin(\omega t)$.



Gambar 2.5 Modulasi BPSK

2.2.3.2 4 Phase Shift Keying (4 PSK)

Sinyal yang termodulasi secara 4 PSK didefinisikan mempunyai bentuk :

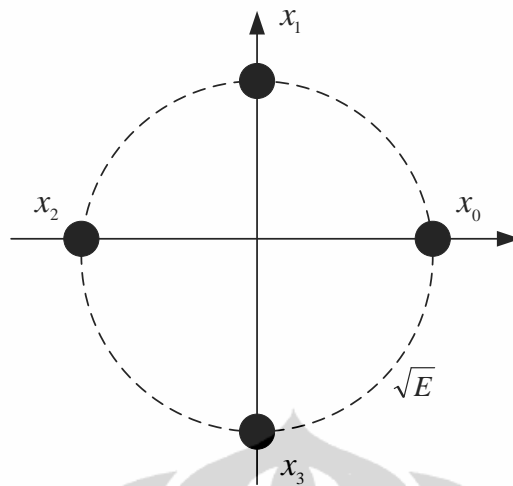
$$x_i(t) = A \sin(2\pi f t + \varphi_i) \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.8)$$

dengan $A = \sqrt{E} \sqrt{\frac{2}{T}}$

dengan konstelasi dari setiap bit :

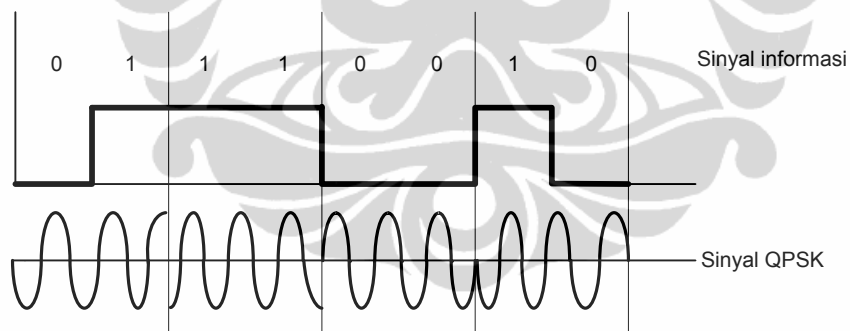
$$\begin{aligned} 00: \quad x_0 &= \sqrt{E} \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(\omega t) \\ 01: \quad x_1 &= \sqrt{E} \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(\omega t + 90^\circ) \\ 10: \quad x_2 &= \sqrt{E} \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(\omega t + 180^\circ) \\ 11: \quad x_3 &= \sqrt{E} \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(\omega t + 270^\circ) \end{aligned}$$

Gambar (2.6) menunjukkan posisi setiap pasangan bit di bidang kompleks. Titik-titik itu berada di atas lingkaran yang beradius \sqrt{E} . Jadi sinyal termodulasi ini tetap mempunyai energi yang sama untuk setiap bitnya.



Gambar 2.6 Konstelasi 4 PSK

Gambar (2.7) adalah sinyal termulasi secara 4 PSK dengan sinyal informasi yang sama dengan contoh pada BPSK. Berbeda dengan modulasi order tinggi pada ASK dan FSK, 4 PSK tidak mempunyai kekurangan dalam kesensitifannya dan juga tidak membutuhkan spectrum yang lebih lebar.



Gambar 2.7 Modulasi 4 PSK

2.2.3.3 8 Phase Shift Keying (8 PSK)

Sinyal yang termulasi secara 8PSK didefinisikan mempunyai bentuk :

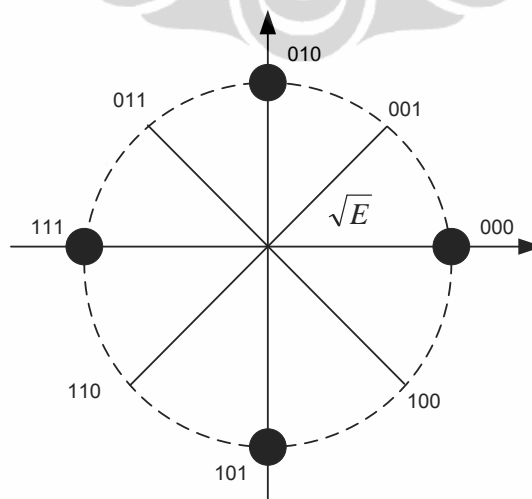
$$x_i(t) = A \sin(2\pi f t + \varphi_i) \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.9)$$

dengan $A = \sqrt{E} \sqrt{\frac{2}{T}}$

dengan konstelasi dari setiap bit :

$$\begin{aligned}
 000: \quad x_0 &= \sqrt{E} \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(\omega t) \\
 001: \quad x_1 &= \sqrt{E} \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(\omega t + 45^\circ) \\
 010: \quad x_2 &= \sqrt{E} \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(\omega t + 90^\circ) \\
 011: \quad x_3 &= \sqrt{E} \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(\omega t + 135^\circ) \\
 100: \quad x_3 &= \sqrt{E} \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(\omega t + 180^\circ) \\
 101: \quad x_3 &= \sqrt{E} \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(\omega t + 225^\circ) \\
 110: \quad x_3 &= \sqrt{E} \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(\omega t + 270^\circ) \\
 111: \quad x_3 &= \sqrt{E} \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(\omega t + 315^\circ)
 \end{aligned}$$

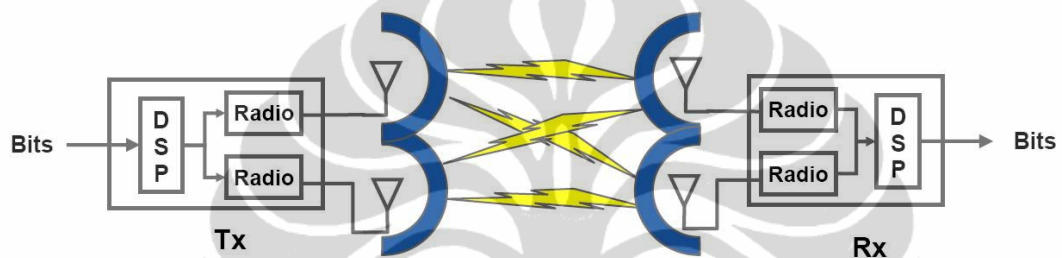
Gambar (2.8) menunjukkan konstelasi dari modulasi 8 PSK. Titik-titik itu berada di atas lingkaran yang beradius \sqrt{E} .



Gambar 2.8 Konstelasi 8 PSK

2.3 MIMO

Teknologi MIMO pertama kali diperkenalkan pada tahun 1984 oleh Bell Laboratories, yang berguna untuk mengatasi *multipath fading*. Teknologi ini, pada receiver ataupun transmitter menggunakan lebih dari satu antena. MIMO bertujuan untuk menjadikan sinyal pantulan sebagai penguat sinyal utama sehingga tidak saling meniadakan. Sehingga data yang dikirim dapat lebih banyak dan cepat bahkan jaraknya juga menjadi luas. Karena sinyal yang membawa data dengan MIMO tidak akan saling meniadakan, sebaliknya sinyal pantulan akan menguatkan sinyal utama.



Gambar 2.9 Diagram dasar MIMO

Penggunaan dari MIMO selain dapat meningkatkan data rate juga mampu memperbaiki *reliability* dari sistem. Hal ini ditunjukkan dari dua skema pengkodean, teknik *Spatial Multiplexing* (SM) dan teknik *Space Time Coding* (STC).

2.3.1 *Spatial Multiplexing* (SM)

Teknik ini bertujuan untuk mencapai kapasitas kanal yang besar atau meningkatkan *bit rate*. Pada *Spatial Multiplexing* (SM) aliran data berkecepatan tinggi dipecah-pecah menjadi sejumlah aliran paralel sesuai dengan jumlah antena *transmitter*, dengan kecepatan lebih rendah dari aslinya. Sebelum masuk ke antena aliran data ini dilewatkan pada matriks khusus yang berfungsi menggabungkan semua data dengan kombinasi tertentu untuk dipancarkan melalui setiap antena.

Teknik yang pertama kali diusulkan di sini adalah *Singular Value Decomposition* (SVD) dengan menerapkan operasi dekomposisi nilai singular pada matriks respons kanal. Dua matriks unitary, biasa disimbolkan sebagai U dan

V, yang dihasilkan oleh operasi ini adalah matriks multipleks dan demultipleks yang harus digunakan oleh *transmitter* dan *receiver*.

Konfigurasi sistem kemudian menjadi sama dengan sistem *transmitter-receiver* yang terhubung melalui sejumlah saluran paralel sebanyak M atau N, tergantung mana yang lebih kecil. Sebagai contoh, misalkan M bernilai lebih kecil dari N, maka sistem ini seolah-olah memiliki M saluran yang terpisah satu sama lain untuk membawa M aliran data yang berbeda, masing-masing dengan kecepatan rata-rata $1/M$ dari laju aliran data aslinya, padahal seluruh sistem multi-antena ini bekerja pada frekuensi yang sama, sehingga telah terjadi penghematan penggunaan *bandwidth* sebesar $1/M$ kali, atau dengan kata lain, terjadi peningkatan kapasitas kanal sebesar M kali.

Pada model spatial ini skema yang pernah diuji coba adalah BLAST (*Bell Labs Layered Space-Time Architecture*), yang menggunakan teknik deteksi dengan penghapusan interferensi antar aliran data secara bergantian yang dimulai dari aliran data dengan kualitas sinyal terbaik.

2.3.2 *Space Time Coding (STC)*

Jenis aplikasi MIMO yang kedua adalah sistem *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 penerima, dengan harapan bahwa kualitas sinyal yang diterima dapat ditingkatkan dari sistem satu antena dalam kondisi kanal fading dengan adanya *multipath fading*.

Besarnya peningkatan ini diukur dengan parameter *diversity gain*, yang harganya makin meningkat dengan makin besarnya tingkat *diversity* N, yaitu jumlah antena yang digunakan pada *transmitter*. Penggunaan STC pada sistem MIMO dengan M antena *transmitter* dan N antena *receiver* menjanjikan kenaikan tingkat *diversity* menjadi $M \times N$. Untuk memberikan bayangan, dengan empat antena pada masing-masing *transmitter* dan *receiver*, sistem MIMO dengan STC diharapkan mampu menyediakan tingkat *diversity* yang ekuivalen dengan metode konvensional yang menggunakan 16 antena pada *receiver*. Ada dua skema yang

biasa digunakan pada STC, *Space Time Block Code* (STBC) yang diperkenalkan oleh Alamouti dan *Space Time Trellis Code* (STTC).

2.3.2.1 *Space Time Block Code* (STBC)

Ini merupakan bentuk STC yang paling sederhana yang diperkenalkan oleh Siavash M, Alamouti pada tahun 1998 yang penerapannya terbatas pada sistem dengan dua antena *transmitter*. Pada sistem STBC Alamouti, aliran data yang sama dipancarkan melalui kedua antena *transmitter*. Namun, sebelum siap dipancarkan, aliran data yang menuju ke setiap antena mengalami perlakuan yang berbeda.

Setiap dua simbol data akan tetap dikirimkan dalam dua periode simbol, namun pada antena kedua urutan simbolnya dibalik, dikonjugasikan, dan salah satunya dinegatifkan, tujuannya adalah untuk memudahkan pemisahan kedua simbol pada penerima sehingga deteksi dua simbol yang semula harus dilakukan bersamaan pada sinyal campuran sekarang dapat dipecah menjadi dua proses deteksi simbol yang terpisah. Secara umum ada 3 skema yang digunakan Alamouti yaitu:

1. Skema Alamouti Konvensional

Skema ini ditunjukkan pada gambar 2.10, dimana sebuah sinyal s_0 dikirimkan dari antena *transmitter*. Pada kanal sinyal yang diterima oleh antenna *receiver* dinotasikan h_0 sedangkan pada antena kedua sebagai h_1 dimana:

$$\begin{aligned} h_0 &= \alpha_0 e^{j\theta_0} \\ h_1 &= \alpha_1 e^{j\theta_1} \end{aligned} \quad (2.10)$$

Noise dan interferensi ditambahkan pada kedua antena *receiver*, sehingga menjadi:

$$\begin{aligned} r_0 &= h_0 s_0 + n_0 \\ r_1 &= h_1 s_0 + n_1 \end{aligned} \quad (2.11)$$

Dengan asumsi n_0 dan n_1 adalah distribusi Gaussian, pengambilan keputusan pada *maximum likelihood* untuk sinyal s_1 jika dan hanya jika

$$d^2(r_0, h_0 s_i) + d^2(r_1, h_1 s_i) \leq d^2(r_0, h_0 s_k) + d^2(r_1, h_1 s_k), \quad \forall i \neq k \quad (2.12)$$

Dimana $d^2(x, y)$ adalah kuadrat Euclidean jarak antara sinyal x dan y yang ditulis

$$d^2(x, y) = (x - y)(x^* - y^*) \quad (2.13)$$

Pada *combiner* penerima untuk skema konvensional ini dituliskan:

$$\begin{aligned} \bar{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1^* r_1 \\ &= h_0^* (h_0 s_0 + n_0) + h_1^* (h_1 s_0 + n_1) \\ &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1^* n_1 \end{aligned} \quad (2.14)$$

Dengan menggunakan persamaan (2.13) dan (2.14) persamaan (2.12) dapat dikembangkan menjadi :

s_i jika dan hanya jika

$$\begin{aligned} &(\alpha_0^2 + \alpha_1^2) |s_k|^2 - \bar{s}_0 s_1^* - \bar{s}_0^* s_1 \\ &\leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) |s_k|^2 - \bar{s}_0 s_k^* - \bar{s}_0^* s_k, \quad \forall i \neq k \end{aligned} \quad (2.15)$$

Atau equivalen dengan s_i hanya dan hanya jika

$$\begin{aligned} &(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1) |s_i|^2 + d^2(\bar{s}_0, s_1) \\ &\leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1) |s_k|^2 + d^2(\bar{s}_0, s_k), \quad \forall i \neq k \end{aligned} \quad (2.16)$$

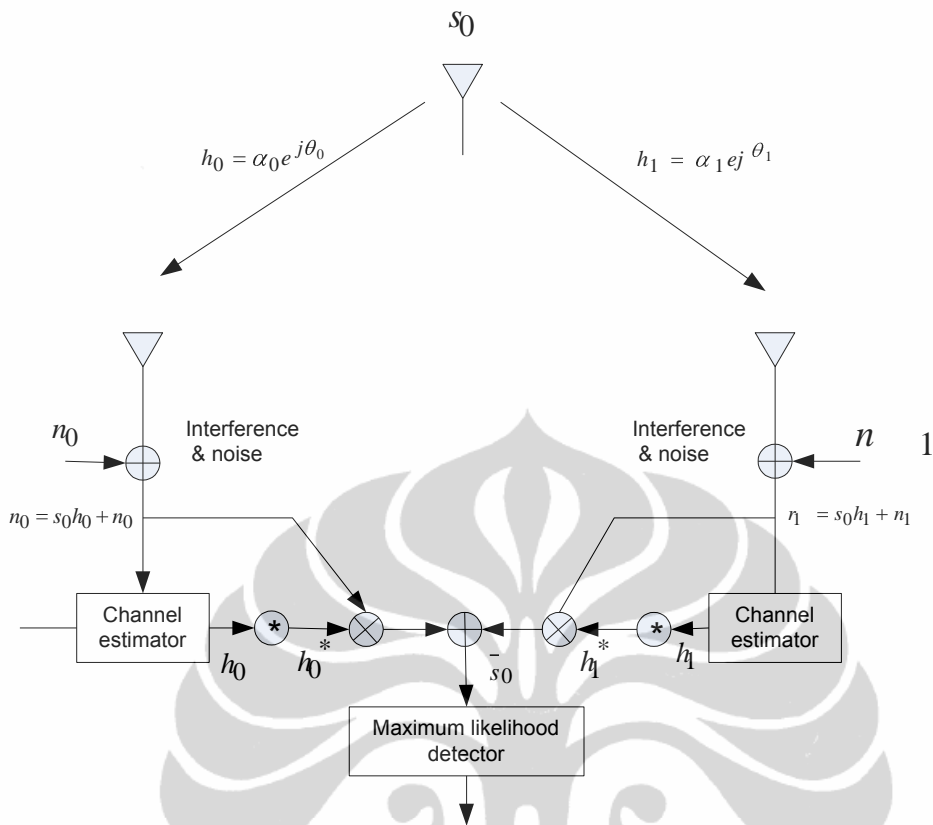
Untuk sinyal PSK

$$|s_i|^2 = |s_k|^2 = E_s, \quad \forall i \neq k \quad (2.17)$$

Dengan E_s adalah energi sinyal, sehingga untuk sinyal PSK dapat ditulis :

s_i jika dan hanya jika

$$d^2(\bar{s}_0, s_i) \leq d^2(\bar{s}_0, s_k), \quad \forall i \neq k \quad (2.18)$$



Gambar 2.10. Skema alamouti konvensional

2. Skema Alamauti 2 X 1

Gambar 2.11. menunjukkan skema Alamauti 2 X 1, dimana pada skema tersebut terdiri dari 2 antenna *transmitter* dan 1 antenna *receiver*. Dua buah sinyal dapat dikirimkan dari 2 antenna dalam waktu yang bersamaan. Sinyal yang dipancarkan dari antenna 0 dinotasikan s_0 dan dari antenna 1 adalah s_1 . Selama simbol berikutnya dipancarkan untuk antenna nol dinotasikan $-s_1$ dan untuk antenna satu sinyal s_0^* , dimana $*$ adalah operasi kompleks konjuget, seperti yang ditunjukkan pada table 1.

Tabel 2.1 Urutan pengkodean dan transmisi untuk 2 antenna *transmitter*

	antena 0	antena 1
time T	s_0	s_1
time t+T	$-s_1^*$	s_0^*

Kanal pada waktu t dimodelkan oleh *complex multiplicative distortion* $h_0(t)$ pada antenna pemancar 0 dan h_1 pada antenna pemancar 1. Bila diasumsikan kedua simbol tersebut memiliki m fading yang konstan maka dapat diekspresikan sebagai berikut:

$$\begin{aligned} h_0(t) &= h_0(t+T) = h_0 = \alpha_0 e^{j\theta_0} \\ h_1(t) &= h_1(t+T) = h_0 = \alpha_1 e^{j\theta_1} \end{aligned} \quad (2.19)$$

Dimana T adalah simbol periode. Kemudian sinyal pada antenna *receiver* dapat dituliskan sebagai berikut:

$$\begin{aligned} r_0 &= r(t) = h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\ r_1 &= r(t+T) = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \end{aligned} \quad (2.20)$$

Dimana r_0 dan r_1 adalah sinyal yang diterima pada antenna *receiver* pada waktu t dan $t+T$ sedangkan n_0 dan n_1 adalah variable random kompleks yang merupakan representasi dari noise dan interferensi.

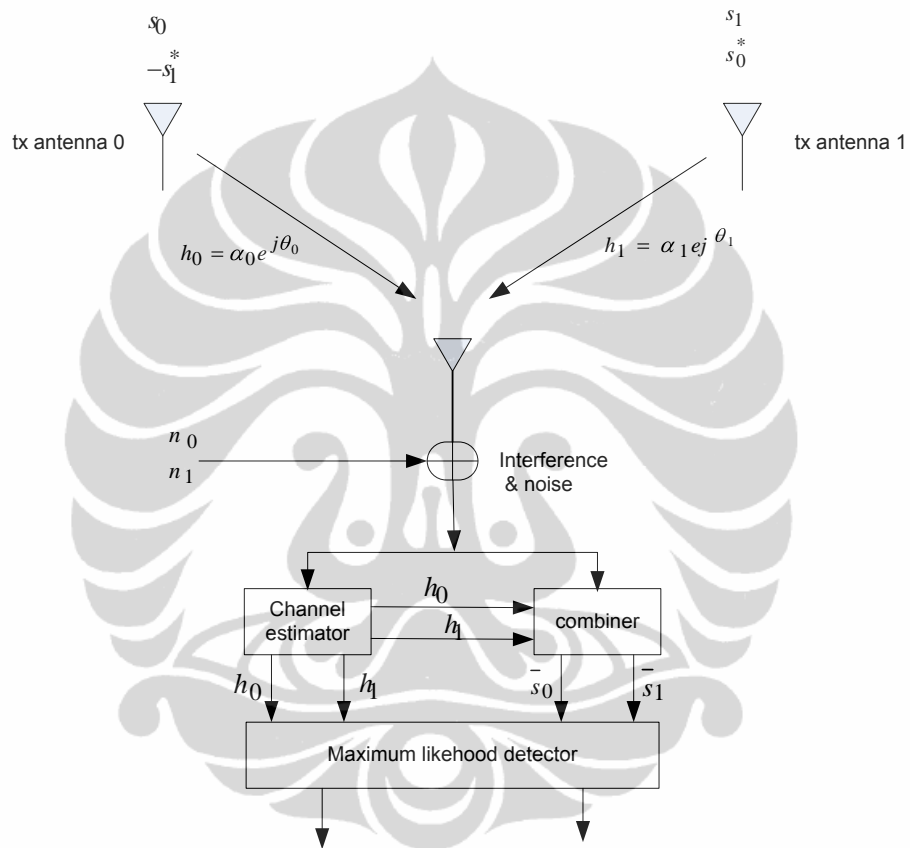
Kemudian sinyal-sinyal yang telah diterima pada antenna *receiver* akan masuk ke *combiner*, sehingga sinyal menjadi:

$$\begin{aligned} \bar{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1 r_1^* \\ \bar{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0 r_1^* \end{aligned} \quad (2.21)$$

Dan yang sangat penting skema *combiner* ini berbeda dengan skema konvensional pada persamaan (2.14). Substitusi persamaan (2.19) dan (2.20) dalam (2.21) akan mendapatkan:

$$\begin{aligned} \bar{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* \\ \bar{s}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_1 - h_0 n_1^* + h_1^* n_0 \end{aligned} \quad (2.22)$$

Selanjutnya sinyal dari *combiner* dikirim ke *Maximum Likelihood Detector* untuk melakukan proses pengambilan keputusan dimana sinyal yang diharapkan adalah sama dengan sinyal input s_0 dan s_1 . Penjumlahan sinyal pada (2.22) adalah sama dengan proses pada skema konvensional.



Gambar 2.11 Skema alamouti 2 X 1

3. Skema Alamauti 2X2

Gambar 2.12. menunjukkan skema Alamauti 2 X 2, dimana pada skema tersebut terdiri dari 2 antenna *transmitter* dan 2 antenna *receiver*.

Tabel 2.2 Definisi pada antenna *transmitter* dan *receiver*

	rx antenna 0	rx antenna 1
tx antenna 0	h_0	h_2
tx antenna 1	h_1	h_3

Tabel 2.3 Notasi sinyal pada 2 antenna *receiver*

	rx antenna 0	rx antenna 1
time T	r_0	r_2
time t+T	r_1	r_3

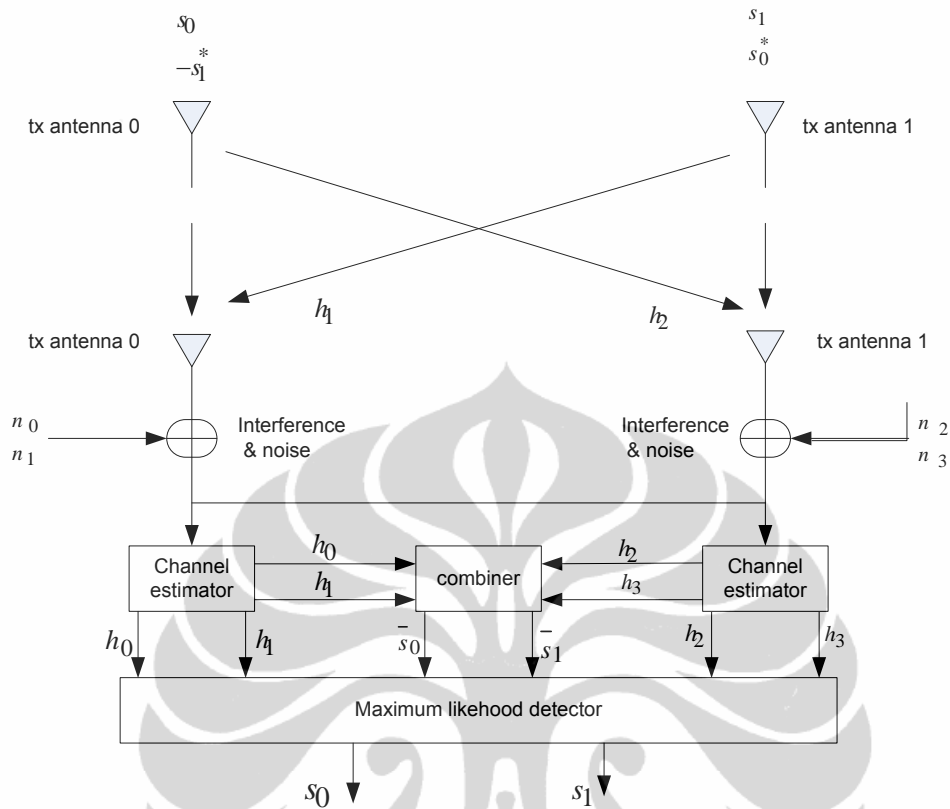
$$\begin{aligned}
 r_0 &= h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\
 r_1 &= -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \\
 r_2 &= h_2 s_0 + h_3 s_1 + n_2 \\
 r_3 &= -h_2 s_1^* + h_3 s_0^* + n_3
 \end{aligned} \tag{2.23}$$

n_0, n_1, n_2 dan n_3 adalah variable random kompleks yang merupakan representasi dari noise dan interferensi. Pada gambar 2.12 dari *combiner* dua sinyal yang dikirimkan ke *maximum likelihood detector* dapat ditulis:

$$\begin{aligned}
 \bar{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1^* r_1 + h_2^* r_2 + h_3^* r_3 \\
 \bar{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0^* r_1 + h_3^* r_2 - h_2^* r_3
 \end{aligned} \tag{2.24}$$

Setelah persamaan tersebut disubstitusi seperti pada skema konvensional didapatkan:

$$\begin{aligned}
 \bar{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1^* n_1 \\
 &\quad + h_2^* n_2 + h_3^* n_3
 \end{aligned} \tag{2.25}$$



Gambar 2.12 Skema alamouti 2 X 2

Ini adalah sinyal-sinyal dari *combiner* dikirim ke *Maximum Likelihood Detector* untuk melakukan proses pengambilan keputusan dimana sinyal yang diharapkan adalah sama dengan sinyal input s_0 untuk sinyal PSK.

s_i jika dan hanya jika

$$\begin{aligned}
 & (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1)|s_i|^2 + d^2(\bar{s}_0, s_i) \\
 & \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1)|s_k|^2 + d^2(\bar{s}_0, s_k)
 \end{aligned}
 \tag{2.26}$$

s_i jika dan hanya jika

$$d^2(\bar{s}_0, s_i) \leq d^2(\bar{s}_0, s_k), \quad \forall i \neq k
 \tag{2.27}$$

Dengan cara yang sama ditentukan s_1

s_i jika dan hanya jika

$$\begin{aligned} & (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1)|s_i|^2 + d^2(\bar{s}_1, s_i) \\ & \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1)|s_k|^2 + d^2(\bar{s}_1, s_k) \end{aligned} \quad (2.28)$$

Atau untuk sinyal PSK

s_i jika dan hanya jika

$$d^2(\bar{s}_1, s_i) \leq d^2(\bar{s}_1, s_k), \quad \forall i \neq k \quad (2.29)$$

2.3.2.2 Space Time Trellis Code (STTC)

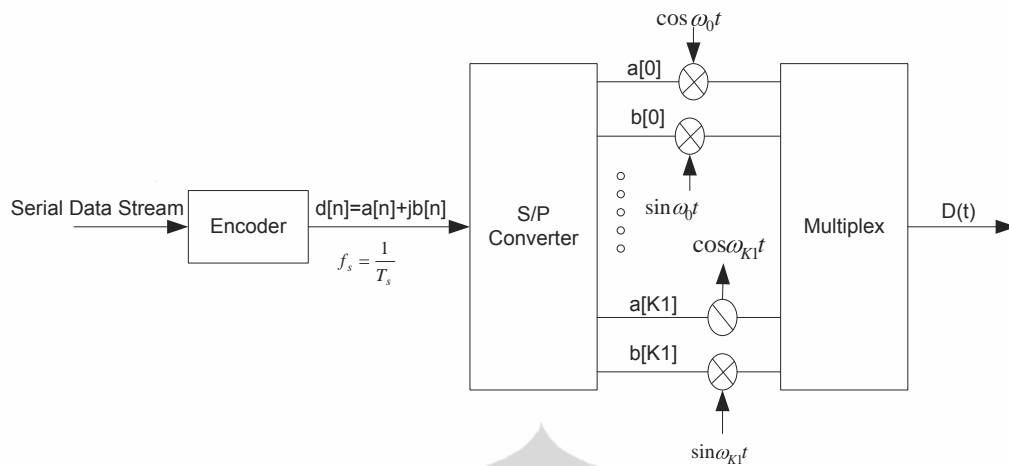
Teknik STC lainnya diperoleh dengan menggunakan kode trellis, yang disebut sebagai *Space Time Trellis Codes* (STTC), dengan kompleksitas yang lebih tinggi dibandingkan STBC.

2.4 ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING (OFDM)

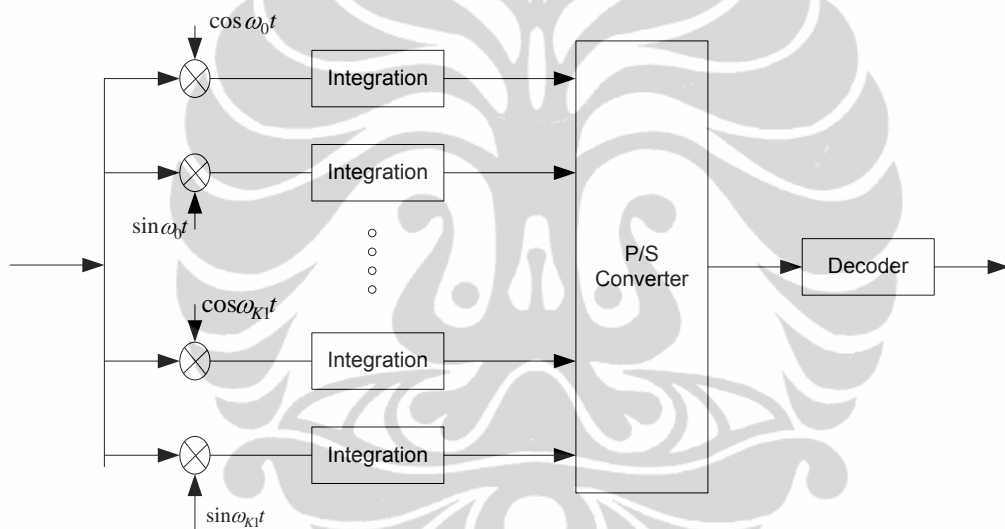
OFDM adalah sebuah teknik transmisi yang menggunakan beberapa buah frekuensi (*multicarrier*) yang saling tegak lurus (*orthogonal*). Pada prinsipnya hampir sama dengan *Frequency Division Multiplexing* (FDM) yaitu membagi lebar pita yang ada ke dalam berbagai kanal. Namun OFDM membaginya dengan lebih efisien, karena masing-masing sudah saling *orthogonal* sehingga terjadi overlap antar frekuensi yang bersebelahan (tidak memerlukan *guard band*).

2.4.1 Prinsip Dasar OFDM

Pada OFDM aliran data berkecepatan tinggi mengalami demultiplex menjadi sejumlah besar sub-channel dengan spektrum unsur data individu yang menempati hanya sebagian kecil dari *bandwidth* total yang tersedia. Sistem paralel yang menggunakan FDM (*frequency division multiplexing*) tanpa tumpang tindih *sub-channel* adalah *bandwidth* yang tidak efisien. Penggunaan *bandwidth* yang lebih efisien bisa diperoleh dengan sistem OFDM dimana spektrum *sub-channel* individu diperbolehkan tumpang tindih. Sistem OFDM dasar ditunjukkan pada Gambar dibawah ini



[a] Transmitter



[b] Receiver

Gambar 2.13 Blok diagram OFDM [1]

Dengan mengasumsikan bahwa simbol-simbol data serial setelah *encoder* mempunyai durasi $T_s = \frac{1}{f_s}$ detik masing-masingnya, dimana f_s adalah kecepatan simbol input. Masing-masing kerangka OFDM terdiri dari K simbol-simbol yang dikodekan, yang ditunjukkan oleh $d[0], [1], \dots, d[K-1]$, dimana $d[n]=a[n]+jb[n]$ dan $a[n]$ dan $b[n]$ menunjukkan bagian-bagian nyata dan imajiner dari nilai-nilai *sampling* pada waktu diskrit n , masing-masing. Setelah *converter* serial-to-paralel, K sejajar modulasi data K frekuensi *sub-carrier*,

f_0, f_1, \dots, f_{K-1} , yang ketika itu merupakan *frequency division multiplexed*.

Frekuensi *sub-carrier* dipisahkan dengan *multiple* $\Delta f = \frac{1}{KT_s}$, yang membuat dua

frekuensi *carrier orthogonal*. Karena *carrier orthogonal*, data bisa dideteksi pada masing-masing *carrier* yang berhubungan erat ini tanpa interferensi dari *carrier* lainnya. Disamping itu, setelah *converter* serial-ke-paralel, interval sinyal meningkat dari T_s ke KT_s , yang membuat sistem kurang rawan terhadap kerusakan *delay spread*.

Sinyal $D(t)$ OFDM yang dipancarkan dapat diekspresikan sebagai

$$D(t) = \sum_{n=0}^{K-1} [a[n] \cos(\omega_n t) - b[n] \sin(\omega_n t)] \quad (2.30)$$

Dimana

$$\begin{aligned} \omega_n &= 2\pi f_n \\ f_n &= f_0 + n\Delta f \end{aligned} \quad (2.31)$$

Dengan mensubstitusikan (2.30) ke (2.31) sinyal yang ditransmisikan bisa ditulis kembali sebagai

$$\begin{aligned} D(t) &= \text{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{K-1} \{d[n] e^{j\omega_n t}\} \right\} \\ &= \text{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{K-1} \{d[n] e^{j2\pi n \Delta f t} e^{j2\pi f_0 t}\} \right\} \\ &= \text{Re} \left\{ \bar{D}(t) e^{j2\pi f_0 t} \right\} \end{aligned} \quad (2.32)$$

Dimana

$$\bar{D}(t) = \sum_{n=0}^{K-1} \{d[n] e^{j2\pi n \Delta f t}\} \quad (2.33)$$

menggambarkan *envelope* yang kompleks dari sinyal yang dipancarkan $D(t)$.

Pada *receiver*, demodulator korelasi (atau filter yang dipasangkan) digunakan untuk memperbaiki simbol-simbol untuk masing-masing *sub-channel*. Tetapi, kompleksitas peralatan, seperti filter dan modulator membuat implementasi langsung sistem OFDM pada Gambar 2.13 menjadi tidak praktis,

ketika N besar.

Jika sinyal *envelope* $\bar{D}(t)$ pada (2.31) diambil sampelnya pada kecepatan f_s . Misalnya $t = mT_s$, dimana m adalah sampling instant. Sampel dari $\bar{D}(t)$ dalam kerangka OFDM, $\bar{D}(0), \bar{D}(0), \bar{D}(1), \dots, \bar{D}(K-1)$ diberikan oleh

$$\begin{aligned} \bar{D}(m) &= \sum_{n=0}^{K-1} \{d[n]e^{j2\pi\Delta f m T_s}\} \\ &= \sum_{n=0}^{K-1} d[n]e^{j(2\pi/K)nm} \\ &= IDFT\{d[n]\} \end{aligned} \quad (2.34)$$

Persamaan (2.34) menunjukkan bahwa sinyal modulasi OFDM secara efektif merupakan IDFT (transformasi Fourier diskrit terbalik dari aliran data asal, demikian juga membuktikan bahwa cadangan dari demodulator koheren pada Gambar 2.13 ekuivalen dengan DFT (*Discrete Fourier Transform*). Ini membuat kompleksitas implementasi sistem OFDM benar-benar digital dan kompleksitas peralatan berkurang sampai tingkat tertentu.. Jika jumlah dari *sub-channel* K besar, maka transformasi Fourier cepat (FFT) bisa digunakan untuk mengurangi kompleksitas lebih lanjut.

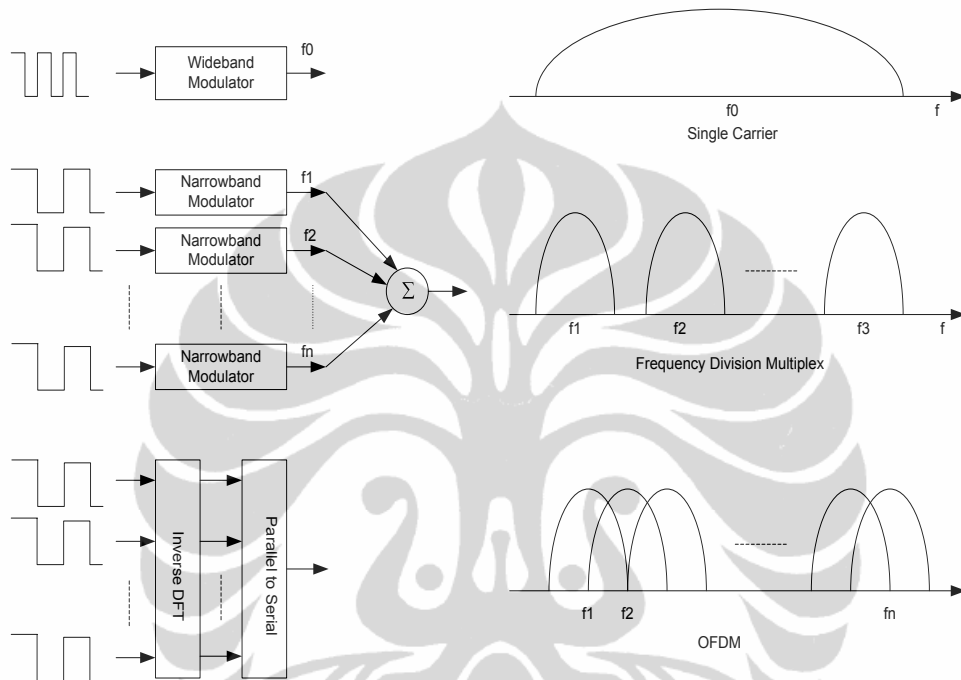
2.4.2 Keuntungan Dari OFDM

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 2.14. 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 *spectrum* yang sama. Selain itu pada *multicarrier* konvensional juga diperlukan *band pass filter* sebanyak frekuensi yang digunakan, sedangkan pada OFDM cukup menggunakan FFT saja.



Gambar 2.14 Perbandingan OFDM dengan SCM dan FDM

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 *sub carrier* 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, lebih sempit daripada *coherence bandwidth* (lebar *bandwidth* yang memiliki karakteristik yang relatif sama).

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.

2.4.3 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

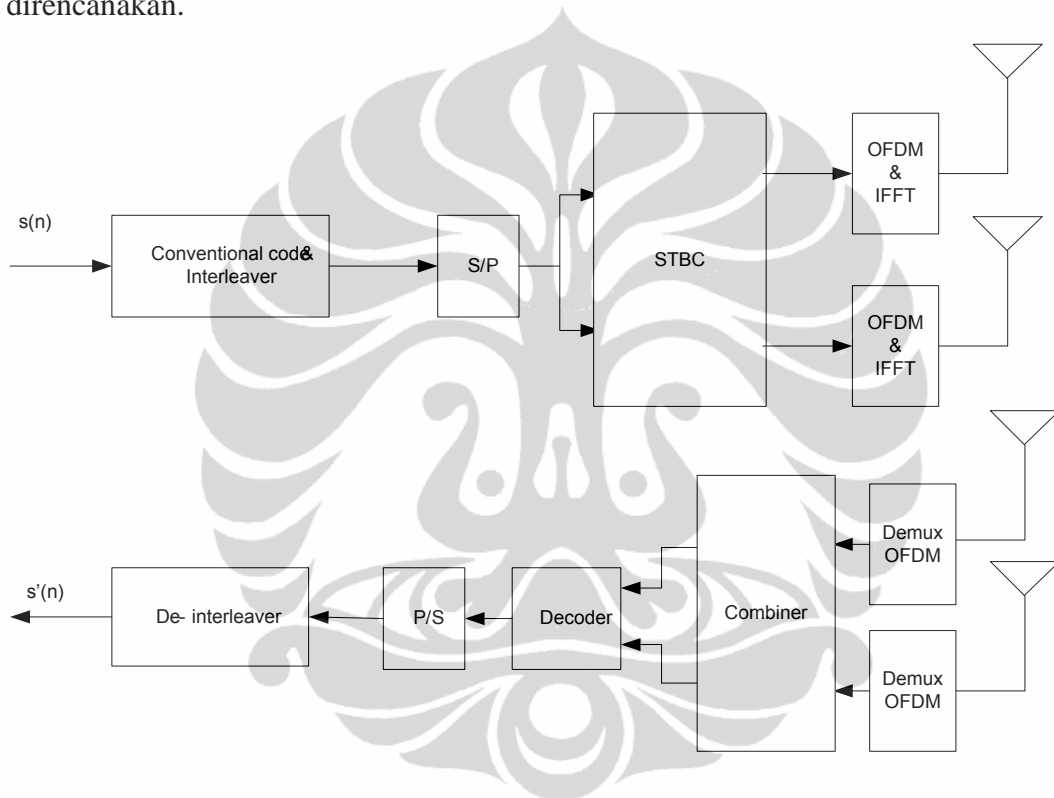
Pada *receiver*, menentukan *start point* untuk memulai operasi *Fast Fourier Transform* (FFT) ketika sinyal OFDM tiba di *receiver* adalah hal yang relatif sulit. Atau dengan kata lain sinkronisasi daripada sinyal OFDM adalah hal yang sulit.

BAB III

PERANCANGAN SISTEM

3.1 Blok Diagram Sistem

Pada bab ini akan dijelaskan blok diagram dari sistem yang akan direncanakan.



Gambar 3.1 Blok Diagram MIMO STBC

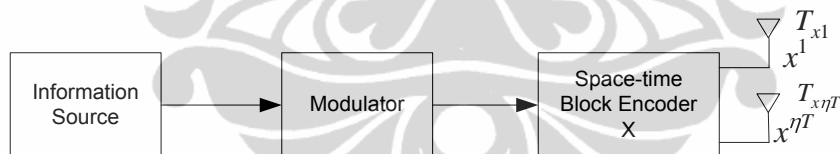
Gambar 3.1 menunjukkan blok diagram dari transmisi, input data merupakan bit digital yang dibangkitkan secara acak, Kemudian dimodulasi dengan menggunakan modulasi MPSK yang merupakan penumpangan sinyal informasi ke sinyal pembawa. Kemudian dikodekan dengan skema *Space Time Block Code* (STBC). Selanjutnya sinyal tersebut dilewatkan pada proses *Invers Fast Fourier Transform* (IFFT) sebelum ditransmisikan. Sedangkan pada blok *receiver* terjadi proses sebaliknya.

3.2 Space Time Block Codes (STBC) Skema Tarokh

Pada bab 2 telah diperkenalkan skema STBC Alamouti yang mencapai keragaman penuh dengan algoritma decoding kemungkinan-maksimum yang sangat sederhana. Ciri utama dari skema ini adalah orthogonalitas antara sekuen yang dihasilkan oleh kedua antenna transmisi. Skema ini digeneralisasi menjadi jumlah arbiter antenna transmisi dengan menerapkan teori *desain orthogonal*. Skema yang digeneralisasi disebut sebagai *Space Time Block Code (STBC)* yang dikembangkan oleh V. Tarokh. [7]. STBC ini bisa mencapai keragaman transmisi penuh yang ditentukan oleh jumlah antenna transmisi nT , sambil membiarkan algoritma *decoding* kemungkinan-maksimum yang sangat sederhana, hanya berdasarkan atas pemrosesan linear dari sinyal yang diterima.

3.2.1 Space Time Block Encoder

Gambar 3.2 menunjukkan suatu struktur *encoder* untuk *space time block code*. Secara umum, *space time block code* didefinisikan dengan matriks X transmisi $nT \times p$. Disini nT menggambarkan jumlah antenna transmisi dan p menggambarkan jumlah periode waktu untuk transmisi satu blok simbol-simbol yang dikodekan.



Gambar 3.2 Encoder STBC

Misalnya bahwa konstelasi sinyal terdiri dari 2^m titik. Pada masing-masing operasi encoding, blok bit informasi dipetakan ke konstelasi sinyal untuk memilih k sinyal yang dimodulasikan x_1, x_2, \dots, x_k , dimana masing-masing kelompok m bit memilih sinyal konstelasi. Sinyal k yang dimodulasikan di-encodekan dengan *space time block encoder* untuk menghasilkan sekuen sinyal paralel nT melalui antenna transisi nT secara simultan dalam periode waktu p .

Di dalam *space time block code*, jumlah simbol-simbol yang diperlukan *encoder* sebagai inputnya di dalam masing-masing operasi *encoding* adalah k .

Jumlah periode transmisi yang diperlukan untuk mentransmisikan simbol-simbol yang dikodekan *space-time* melalui antenna transmisi *multiple* adalah p . Dengan kata lain, terdapat simbol-simbol *space-time* p yang ditransmisikan dari masing-masing antenna untuk masing-masing blok simbol-simbol input k . Kecepatan *space time block code* didefinisikan sebagai rasio antara jumlah simbol-simbol yang diperlukan *encoder* sebagai inputnya dan jumlah simbol-simbol *space time* yang dikodekan yang dikirimkan dari masing-masing antenna. Ini diberikan oleh,

$$R = k / p \quad (3.1)$$

Effisiensi spectral dari *space time block code* diberikan oleh persamaan 3.2 berikut ini :

$$\eta = \frac{r_b}{B} = \frac{r_s m R}{r_s} = \frac{km}{p} \text{ bits/s/Hz} \quad (3.2)$$

dimana r_b dan r_s merupakan kecepatan bit dan simbol masing-masing, dan B merupakan *bandwidth*.

Entri dari matriks transmisi X merupakan kombinasi linear dari simbol-simbol k yang dimodulasikan x_1, x_2, \dots, x_k , dan konjugatnya $x_1^*, x_2^*, \dots, x_k^*$, .. guna mencapai keragaman transmisi penuh nT , matriks transmisi X dibentuk berdasarkan atas desain orthogonal sehingga persamaan berikut ini :

$$X.X^H = c(|x_1|^2 + |x_2|^2 + \dots + |x_k|^2)I_{nT} \quad (3.3)$$

dimana c merupakan konstanta, X^H adalah Hermitian dari X dan I_{nT} merupakan matriks identitas $nT \times nT$. Baris ke- i dari X menggambarkan simbol-simbol yang dikirimkan dari antenna transmisi ke- i secara berurutan dalam periode transmisi p , sedangkan kolom ke- j dari X menggambarkan simbol-simbol yang dikirimkan secara simultan melalui antenna pengiriman nT pada waktu j . Kolom ke- j dari X dianggap sebagai simbol *space time* yang dikirimkan pada waktu j . Unsur X pada

baris ke- i dan kolom ke- j , $x_{i,j}, i = 1, 2, \dots, nT, j = 1, 2, \dots, p$, menggambarkan sinyal yang dikirimkan dari antena i pada waktu j .

Pada bagian sebelumnya diperlihatkan bahwa kecepatan *space time block code* dengan keragaman pengiriman penuh kurang atau sama dengan satu, $R \leq 1$. Kode dengan kecepatan penuh $R=1$ tidak memerlukan ekspansi *bandwidth*, sedangkan kode dengan $R < 1$ memerlukan ekspansi *bandwidth* $1/R$. Untuk *space time block code* dengan antena pengiriman nT , matriks transmisi ditunjukkan oleh X_{nT} . Kode ini disebut *space time block code* dengan ukuran nT .

Jika diperhatikan bahwa desain *orthogonal* diterapkan pada konsep *space time block code*. Baris dari transmisi matriks X_{nR} adalah *orthogonal* terhadap satu sama lain. Ini berarti bahwa pada masing-masing blok, sekuen sinyal dari kedua antena pengiriman adalah *orthogonal*. Misalnya, jika diasumsikan bahwa $x_i = (x_{i,1}, x_{i,2}, \dots, x_{i,p})$ merupakan sekuen yang dikirimkan dari antena ke- i , maka $i=1, 2, \dots, nT$, sehingga memenuhi persamaan :

$$x_i \bullet x_j = \sum_{t=1}^p x_{i,t} \bullet x_{j,t}^* = 0, \quad i \neq j, \quad i, j \in \{1, 2, \dots, nT\} \quad (3.4)$$

dimana $x_i \bullet x_j$ menunjukkan *inner product* dari sekuen x_i dan x_j . Orthogonalitas memungkinkan untuk mencapai keragaman pengiriman penuh untuk sejumlah antena pengiriman. Disamping itu, hal ini memungkinkan *receiever* untuk melakukan *decoupling* sinyal-sinyal yang dikirimkan dari berbagai antena dan oleh karena itu, *maximum likelihood decoding* hanya berdasarkan atas pemrosesan linear dari sinyal yang diterima.

3.2.2 STBC untuk Konstelasi Sinyal Nyata

Berdasarkan atas konstelasi sinyal, *space time block code* dapat diklasifikasikan menjadi *space time block code* dengan sinyal nyata dan *space time block code* dengan sinyal kompleks.

Secara umum, jika matriks transmisi nyata $nT \times p$, X_{nT} dengan variable x_1, x_2, \dots, x_k , memenuhi persamaan

$$X_{nT} \bullet X_{nT}^T = c(|x_1|^2 + |x_2|^2 + \dots + |x_k|^2)I_{nT} \quad (3.5)$$

maka *space time block code* bisa memberikan keragaman transmisi penuh dari nT dengan kecepatan kode k/p.

Untuk mengeneralisasi persamaan STBC awalnya dimulai dengan membahas *space time block code* dengan matriks transmisi kuadrat X_{nT} . Untuk setiap konstelasi sinyal nyata sembarang, seperti M-ASK, terdapat *space time block code* dengan matriks nT x nT transmisi kwadrat jika dan hanya jika jumlah antenna transmisi nT=2,4, atau 8. Kode-kode ini dengan kecepatan penuh R=1 dan memberikan keragaman transmisi penuh nT. Matriks transmisi diberikan oleh :

untuk nT = 2

$$X_2 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 \\ x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

untuk nT = 4

$$X_4 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 \\ x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

untuk nT= 8

$$X_8 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & -x_5 & -x_6 & -x_7 & -x_8 \\ x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 & -x_6 & x_5 & x_8 & -x_7 \\ x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 & -x_7 & -x_8 & x_5 & x_6 \\ x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 & -x_8 & x_7 & -x_6 & x_5 \\ x_5 & x_6 & x_7 & x_8 & x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_6 & -x_5 & x_8 & -x_7 & x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \\ x_7 & -x_8 & -x_5 & x_6 & x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 \\ x_8 & x_7 & -x_6 & -x_5 & x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Matriks transmisi kwadrat mempunyai baris *orthogonal* dengan entri $\pm x_1, \pm x_2, \dots, \pm x_k$. Dari matriks tersebut, bisa diamati bahwa untuk blok simbol-simbol pesan k yang dimodulasikan, baik jumlah antenna transmisi nT maupun jumlah periode waktu p yang diperlukan untuk mengirimkan *block code* adalah sama dengan panjang blok k. Oleh karena itu, tidak ada ekspansi *bandwidth* yang diperlukan untuk kode ini, atau dengan kata lain kode tersebut bisa mencapai kecepatan kode penuh 1.

Nilai minimum p diberikan dari persamaan :

$$p = \min(2^{4c+d}) \quad (3.9)$$

dimana

$$c, d \mid 0 \leq c, 0 \leq d \leq 4, \text{ dan } 8c + 2^d \geq nT$$

Sehingga untuk $nT \leq 8$ nilai minimum p diberikan oleh

$$\begin{aligned} nT = 2, & \quad p = 2 \\ nT = 3, & \quad p = 4 \\ nT = 4, & \quad p = 4 \\ nT = 5, & \quad p = 8 \\ nT = 6, & \quad p = 8 \\ nT = 7, & \quad p = 8 \\ nT = 8, & \quad p = 8 \end{aligned} \quad (3.10)$$

Nilai-nilai ini memberikan pedoman untuk membentuk *space time block code* kecepatan penuh. Menurut nilai-nilai ini, matriks transmisi non-kwadrat X_3, X_5, X_6 dan X_7 dibuat berdasarkan atas *desain orthogonal* nyata untuk *space time block code* kecepatan penuh dan keragaman penuh dengan ukuran 3,5, 6 dan 7.

3.2.3 STBC untuk Konstelasi Sinyal Kompleks

Secara umum, jika matriks transmisi kompleks $nT \times p$, X_{nT} dengan entri kompleks x_1, x_2, \dots, x_k , memenuhi persamaan (3.11)

$$X_{nT} \bullet X_{nT}^H = c(|x_1|^2 + |x_2|^2 + \dots + |x_k|^2)I_{nT} \quad (3.11)$$

maka *space time block code* bisa memberikan keragaman transmisi penuh dari nT dengan kecepatan kode k/p.

Skema Alamouti bisa dianggap sebagai *space time block code* dengan sinyal kompleks untuk dua antena transmisi. Jika antena pengiriman lebih besar dari dua, tujuan desain kode adalah untuk membentuk matriks transmisi kompleks kecepatan tinggi G_{nT}^c dengan kompleksitas *decoding* rendah yang mencapai keragaman penuh. Disamping itu, sama dengan desain orthogonal, nilai p harus diminimalisir guna meminimalisir *decoding delay* (kelambatan decoding).

Untuk konstelasi sinyal kompleks sembarang, ada *space time block code* yang bisa mencapai kecepatan $\frac{1}{2}$ untuk jumlah tertentu antena transmisi. Misalnya, matriks transmisi kompleks X_3 dan X_4 merupakan *desain orthogonal* untuk *space time block code* dengan tiga dan empat antena transmisi, masing-masing. Kode-kode ini mempunyai kecepatan $\frac{1}{2}$. Dimisalkan matriks X_2^c , X_3^c dan X_4^c sebagai :

$$G_3 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$G_3 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & x_1^* & -x_2^* & -x_3^* & -x_4^* \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_2^* & x_1^* & x_4^* & -x_3^* \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$G_4 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & x_1^* & -x_2^* & -x_3^* & -x_4^* \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_2^* & x_1^* & x_4^* & -x_3^* \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \\ x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 & x_4^* & x_3^* & -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Bisa ditunjukkan bahwa hasil kali dalam dari kedua baris matriks ini nol,

yang membuktikan orthogonalitas dari struktur ini. Dengan matriks G_3 , empat simbol kompleks diambil sekaligus, dan ditransmisikan melalui tiga antena transmisi dalam delapan periode simbol, sehingga kecepatan transmisi adalah $\frac{1}{2}$. Untuk matriks G_4 , empat simbol dari konstelasi kompleks diambil sekaligus dan ditransmisikan melalui empat antena transmisi dalam delapan periode simbol, yang menghasilkan kecepatan transmisi $\frac{1}{2}$ juga.

Pemrosesan linear yang lebih kompleks menghasilkan kecepatan yang lebih tinggi untuk *space time block code* dengan konstelasi yang kompleks dan lebih dari dua antena. *Desain orthogonal* generalisasi yang kompleks untuk *space time block code* dengan kecepatan $\frac{3}{4}$ ditunjukkan oleh dua matrik berikut ini :

$$H_3 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} \\ x_2 & x_1^* & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{-x_3^*}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{(-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} & \frac{(x_2 + x_2^* + x_1 - x_1^*)}{2} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$H_4 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} \\ x_2 & x_1^* & \frac{x_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{-x_3^*}{\sqrt{2}} \\ \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{(-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} & \frac{(x_2 + x_2^* + x_1 - x_1^*)}{2} \\ \frac{x_3}{\sqrt{2}} & \frac{-x_3}{\sqrt{2}} & \frac{(-x_2 - x_1^* + x_1 - x_1^*)}{2} & \frac{-(x_1 + x_1^* + x_2 - x_2^*)}{2} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

3.2.4 Decoding STBC

Untuk menyerhanakan proses *decoding*, dimulai dengan STBC yang digambarkan oleh kwadrat matriks transmisi mengenai konstelasi sinyal nyata, seperti X_2, X_4 , dan X_8 . Di dalam kasus ini, matriks transmisi untuk kolom

diwakili oleh vektor $[x_1, x_2, \dots, x_{nT}]$. Kolom-kolom yang lain dari X_{nT} adalah permutasi dari kolom pertama dengan kemungkinan perbedaan tanda. ϵ_t melambangkan simbol dari permutasi-permutasi dari kolom pertama sampai kolom ke-t. Posisi baris x_i didalam kolom ke-t diwakili oleh $\epsilon_t(i)$ dan tanda dari x_i pada kolom ke-t dinotasikan dengan $\text{sgn}_t(i)$. Fungsi $\text{sgn}_t(i)$ ini akan berharga 1 untuk $i > 0$, dan berharga -1 untuk nilai i yang lain.

Dengan asumsi koefisien kanal $h_{j,i}(t)$ adalah konstan dengan p merupakan simbol periode maka memenuhi :

$$h_{j,i}(t) = h_{j,i}, \quad t = 1, 2, \dots, p \quad (3.17)$$

Didalam menurunkan kemungkinan maksimum dari *decoding*, sama dengan skema Alamauti, dibangun secara statistik untuk sinyal transmisi x_i yang diberikan oleh persamaan :

$$\tilde{x}_i = \sum_{t=1}^{nT} \sum_{j=1}^{nR} \text{sgn}_t(i) \cdot r_t^j \cdot h_{j,\epsilon_t(i)}^* \quad (3.18)$$

Dimana $i=1, 2, \dots, nT$. Karena keorthogonalan baris dari acuan matrik transmisi memperkecil kemungkinan *metric* yang maksimum.

$$\text{dec}(\tilde{x}_i) = \sum_{t=1}^{nT} \sum_{j=1}^{nR} \left| r_t^j - \sum_{i=1}^{nT} h_{j,i} x_t^i \right|^2 \quad (3.19)$$

equivalen dengan

$$\text{dec}(\tilde{x}_i) = \sum_{t=1}^{nT} \left[|\tilde{x}_i - x_i|^2 + \left(\sum_{t=1}^{nT} \sum_{j=1}^{nR} |h_{j,t}|^2 - 1 \right) |x_i|^2 \right] \quad (3.20)$$

Karena nilai \tilde{x}_i hanya bergantung pada simbol kode x_i , yang diberikan oleh sinyal terima maka :

$$dec(\tilde{x}_i) = |\tilde{x}_i - x_i|^2 + \left(\sum_{t=1}^{nT} \sum_{j=1}^{nR} |h_{j,t}|^2 - 1 \right) |x_i|^2 \quad (3.21)$$

Algoritma ini menyederhanakan proses *decoding*. Untuk STBC yang bukan kuadrat transmisi di atas sinyal konstelasi, seperti X_3, X_5, X_6 dan X_7 , statistik keputusan di penerima dapat dibuat sebagai :

$$\tilde{x}_i = \sum_{t \in \eta(i)} \sum_{j=1}^{nR} \text{sgn}_t(i) \cdot r_t^j \cdot h_{j, \in_t(i)}^* \quad (3.22)$$

Dimana $i=1,2,\dots,p$, dan $\eta(i)$ adalah matrik kolom transmisi, dengan x_i yang muncul. Sama dengan algoritma *decoding*, dapat diturunkan dari konstelasi sinyal kompleks untuk STBC. Untuk kecepatan $\frac{1}{2}$ STBC X_3^c dan X_4^c , statistik keputusan \tilde{x}_i dapat direpresentasikan dengan persamaan :

$$\tilde{x}_i = \sum_{t \in \eta(i)} \sum_{j=1}^{nR} \text{sgn}_t(i) \cdot \tilde{r}_t^j \cdot \tilde{h}_{j, \in_t(i)} \quad (3.24)$$

dimana

$$\tilde{r}_t^j = \begin{cases} r_t^j & \text{jika } x_i \text{ diantara kolom ke } -t \text{ sampai } X_{nT}^c \\ \{r_t^j\}^* & \text{jika } x_i^* \text{ diantara kolom ke } -t \text{ sampai } X_{nT}^c \end{cases} \quad (3.25)$$

dan

$$\tilde{h}_{j, \in_t(i)} = \begin{cases} h_{j, \in_t(i)}^* & \text{jika } x_i \text{ diantara kolom ke } -t \text{ sampai } X_{nT}^c \\ h_{j, \in_t(i)} & \text{jika } x_i^* \text{ diantara kolom ke } -t \text{ sampai } X_{nT}^c \end{cases} \quad (3.26)$$

Metric keputusan diberikan oleh persamaan :

$$dec(\tilde{x}_i) = |\tilde{x}_i - x_i|^2 + \left(2 \sum_{t=1}^{nT} \sum_{j=1}^{nR} |h_{j,t}|^2 - 1 \right) |x_i|^2 \quad (3.27)$$

3.3 Parameter Performansi

Untuk mengukur performansi atau unjuk kerja dari sistem yang direncanakan, terdapat beberapa parameter yang dijadikan acuan, diantaranya :

3.3.1 Laju Kesalahan Bit (BER)

Bit Error Rate (BER) adalah sebagai perbandingan bit yang diterima penerima terhadap data yang dikirimkan. Makin kecil nilai BER menunjukkan performansi yang semakin baik, karena menunjukkan makin kecil kesalahan dari banyaknya bit data yang dikirimkan. Nilai BER didapat dengan membandingkan jumlah bit salah dengan banyaknya simbol yang dikirimkan.

3.3.2 Throughput

Throughput adalah *bandwith* aktual yang terukur pada ukuran waktu tertentu. Jadi *throughput* merupakan *bandwith* sebenarnya yang terukur pada saat suatu data dikirimkan tanpa *error* dalam satu detik. Banyak faktor yang membuat nilai *throughput* yang terukur tidak sama dengan *bandwith* diantaranya, jumlah pengguna, jarak maupun kondisi jaringan. Untuk menghitung *throughput* digunakan persamaan berikut ini [12] :

$$\rho = 1 - (1 - BER)^s \quad (3.28)$$

$$\text{Throughput} = 1 - \rho$$

dimana

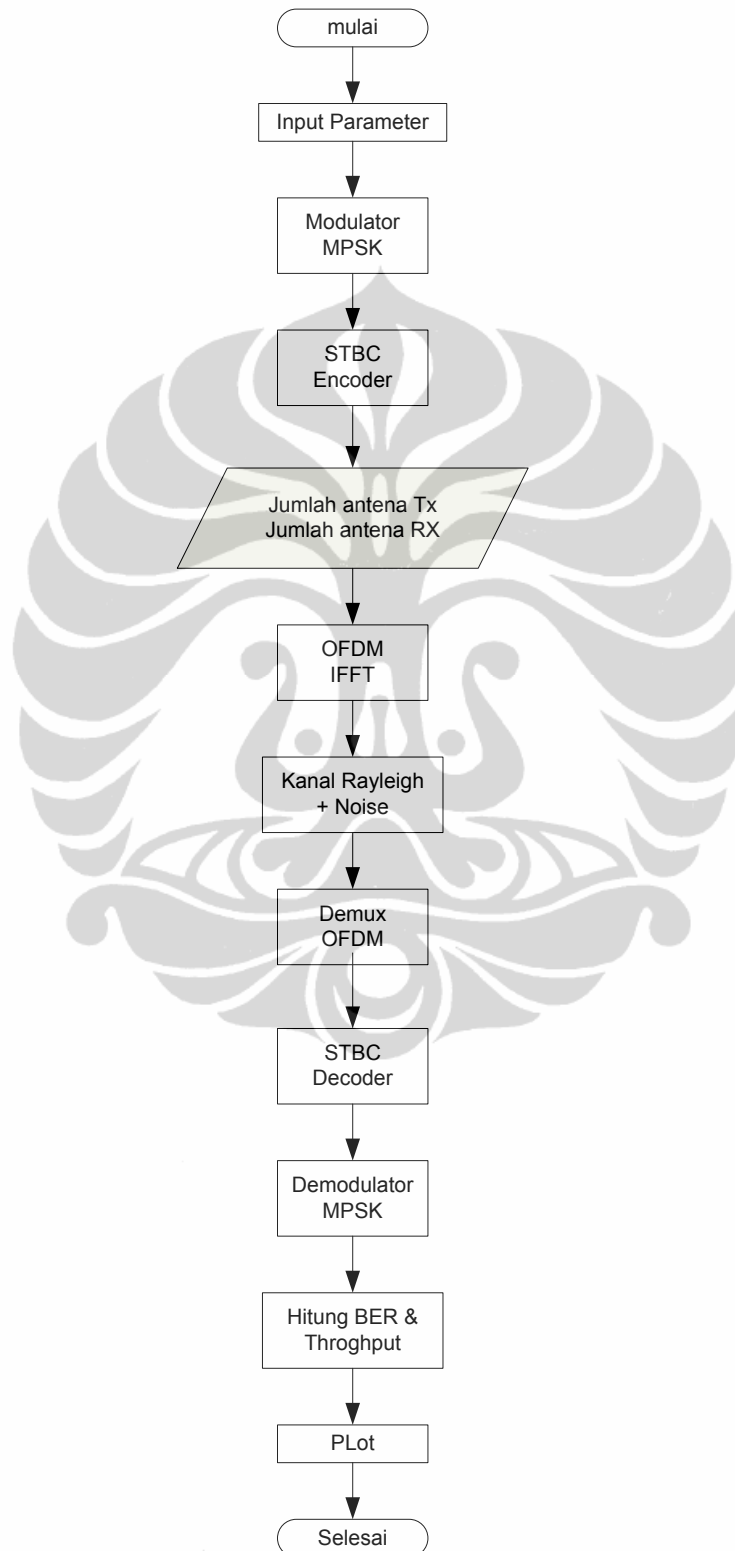
s = banyaknya bit data

ρ = paket data yang hilang

3.4. Dagram Alir Perancangan

Dari diagram alir yang digambarkan ini menunjukkan proses simulasi dari sistem yang direncanakan. Input dibangkitkan secara acak, kemudian dimodulasikan dengan MPSK menggunakan beberapa pilihan konstelasi. Selanjutnya dikodekan dengan pengkodean STBC, disini dipilih jumlah antena *transmitter* dan *receiver*. Kemudian sebelum ditransmisikan sinyal tersebut dilewatkan pada OFDM. Lalu sinyal yang diterima *decoder* untuk

mengembalikan ke sinyal awal, selanjutnya dihitung BER dan *throughput* yang kemudian hasil penghitungan BER dan *throughput* tersebut digambarkan.



Gambar 3.3 Diagram alir proses simulasi