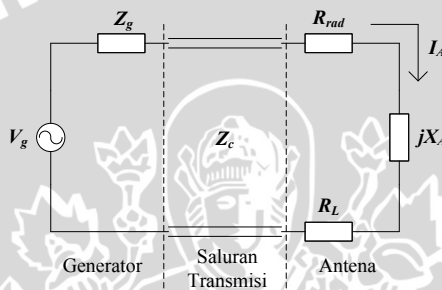
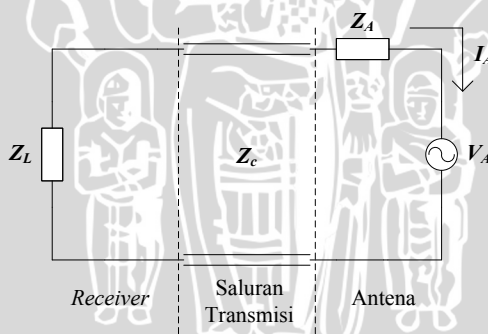


BAB II TEORI DASAR

Antena merupakan instrumen yang penting dalam suatu sistem komunikasi radio yang berfungsi sebagai sarana untuk memancarkan atau meradiasikan dan menerima radiasi gelombang elektromagnetik (*IEEE standard Definitions of Terms 145-1983*). Dengan kata lain antena adalah media peralihan antara saluran transmisi dengan ruang bebas, yang mengubah energi dari gelombang yang dipandu menjadi energi gelombang elektromagnetik atau sebaliknya. Adapun rangkaian ekuivalen atau pengganti antena untuk pemancar ataupun penerima diilustrasikan pada Gambar 2.1



(a) Rangkaian ekuivalen saluran transmisi dengan mode memancar.



(b) Rangkaian ekuivalen saluran transmisi dengan mode menerima.

Gambar 2.1 (a) dan (b) Rangkaian pengganti antena

Keterangan :

V_g = Generator sumber tegangan	V_A = Tegangan yang ditimbulkan antena penerima
Z_g = Impedansi generator	Z_A = Impedansi antena
R_{rad} = Resistansi radiasi	I_A = Arus antena
R_L = Resistansi rugi	Z_L = Impedansi receiver
jX_A = Reaktansi antena	
Z_c = Impedansi saluran transmisi	



2.1 Parameter Dasar Antena

Untuk menggambarkan performa suatu antena maka diperlukan pendefinisian berbagai parameter antena. Beberapa diantara parameter tersebut saling berhubungan dan semuanya tidak harus disebutkan untuk menggambarkan performa antena secara keseluruhan (Balanis, 2005 :27). Terdapat beberapa karakteristik antena yang perlu dan penting untuk diketahui dalam pemilihan maupun perancangan sebuah antena. Karakteristik itu antara lain: pola radiasi (*radiation pattern*), keterarahan (*directivity*), penguatan (*gain*), efisiensi (*efficiency*), *return loss*, *VSWR*, lebar pita (*bandwidth*), polarisasi, dan impedansi masukan (*input impedance*).

2.1.1 Pola Radiasi

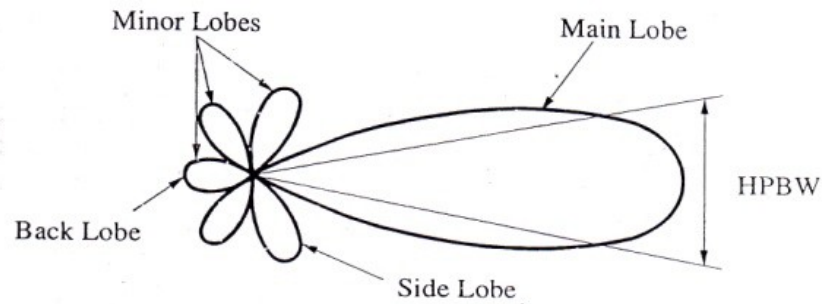
Pola radiasi antena didefinisikan sebagai fungsi matematis atau representasi grafis dari sifat-sifat radiasi antena sebagai fungsi dari koordinat ruang. Dalam banyak kasus, pola radiasi ditentukan dalam *far-field region* dan direpresentasikan sebagai fungsi koordinat jarak. Sifat-sifat radiasi meliputi rapat fluks daya, intensitas radiasi, kuat medan, *directivity* fasa atau polarisasi.

2.1.1.1 Pola *Isotropic*, *Directional*, dan *Omnidirectional*

Berdasarkan pola radiasinya, antena terbagi atas antena dengan pola radiasi *isotropic*, *directional*, dan *omnidirectional*. Radiator isotropis didefinisikan sebagai hipotesis antena tanpa rugi yang mempunyai radiasi sebanding dalam semua arah. Meskipun pola seperti ini adalah pola ideal yang secara fisik tidak mungkin direalisasikan, namun seringkali dijadikan acuan untuk menyatakan sifat keterarahan suatu antena. Antena direksional adalah antena yang mempunyai sifat radiasi atau penerimaan gelombang EM yang lebih efektif pada suatu arah tertentu dibandingkan arah lainnya. Sedangkan antena *omnidirectional* adalah antena yang mempunyai pola *directional* pada suatu bidang tertentu dan pola *non-directional* pada bidang tegak lurus lainnya.

2.1.1.2 *Lobe* Pola Radiasi

Pola radiasi terdiri atas bagian-bagian yang disebut *lobes*, yang dikelompokkan ke dalam *major* dan *minor* (*side* dan *back lobe*). Adapun untuk pembagian lobe selanjutnya diilustrasikan pada Gambar 2.2



Gambar 2.2 *Lobe-lobed* Pola Radiasi
 Sumber: Balanis, 2005: 30

- a) *HPBW* (*Half Power Beamwidth*) dapat didefinisikan sebagai sudut yang terbentuk oleh titik setengah daya dari *main lobe*
 - b) *Main Lobe* adalah bagian dari daerah radiasi dimana arah radiasi antenna maksimum.
 - c) *Minor lobe* adalah bagian ini menyatakan daerah radiasi yang tidak diinginkan. Level dari *minor lobe* ini menyatakan besarnya rasio densitas daya atau *side lobe level*.
 - d) *Back lobe* adalah bagian dari *minor lobe* yang berlawanan dengan *main lobe*.
 - e) *Side lobe* adalah bagian dari *minor lobe* yang bersebelahan dengan *main lobe*.
- Pola radiasi antenna dapat dihitung dengan perbandingan antara daya pada sudut nol derajat (radiasi daya maksimum) dengan daya pada sudut tertentu. Maka pola radiasi (P) dinyatakan (Balanis, 2005) :

$$P(dB) = 10 \cdot \log \frac{P_o}{P_T} (dB) \quad (2-1)$$

$$P(dB) = 10 \cdot \log P_o - 10 \cdot \log P_T \quad (2-2)$$

Keterangan:

P = intensitas radiasi antenna pada sudut tertentu (dB)

P_o = daya yang diterima antenna pada sudut 0° ($watt$)

P_T = daya yang diterima antenna pada sudut tertentu ($watt$)

Sebagian besar antenna dirancang untuk mengkonsentrasikan energi pada satu arah tertentu. Ukuran konsentrasi pada *main lobe* tersebut dinamakan *beamwidth*. *HPBW* didefinisikan sebagai sudut antara titik-titik yang pada titik tersebut pancaran utama dari pola daya adalah setengah daya maksimum.

Nilai F/B suatu antenna merupakan perbandingan daya pada arah pancar terbesar yang dikehendaki (*main lobe*) dengan daya pada arah pancar yang berlawanan dengan *main lobe* (*minor lobe*), sehingga nilai F/B adalah:

$$\text{Front to back ratio} = F/B = P_m / P_l \quad (2-3)$$

$$F/B \text{ (dB)} = P_m \text{ (dBm)} - P_l \text{ (dBm)}$$

Keterangan:

F/B = Front to Back ratio

P_m = daya puncak *main lobe* (dBm)

P_l = daya puncak *back lobe* (dBm)

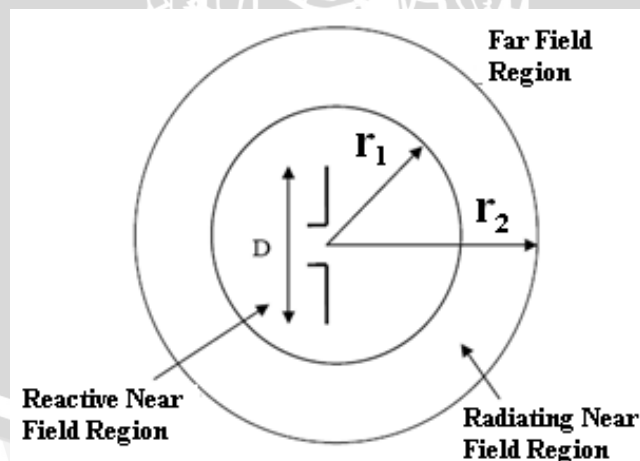
2.1.1.3 Daerah Medan Radiasi

Daerah medan radiasi suatu antenna adalah daerah di mana radiasi antenna tersebut masih dapat diterima dengan baik. Daerah medan radiasi ini disebut juga jangkauan sinyal dari suatu antenna sebagaimana ditunjukkan dalam Gambar 2.3.

$$r_1 = 0,62 \sqrt{\frac{D^2}{\lambda}} \quad (2-4)$$

$$r_2 = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2-5)$$

dengan r_1 dan r_2 adalah jarak medan radiasi (m)



Gambar 2.3 Pembagian Daerah Medan Radiasi Antena
Sumber: Balanis, 2005: 34

Daerah medan radiasi terbagi menjadi tiga, yaitu :

a) *Reactive Near-Field Zone*

Pada daerah ini, medan reaktif sangat mendominasi.

Batas daerah ini:

$$r < 0,62\sqrt{\frac{2D^3}{\lambda}} \quad (2-6)$$

Keterangan:

r = jarak medan radiasi (m)

λ = panjang gelombang (m)

D = dimensi antenna (m)

b) Radiating Near-Field (Fresnel) Zone

Adalah daerah medan di antara *reactive near field zone* dan *far field zone*.

Pada daerah ini, medan radiasi sangat berpengaruh. Dan distribusi medan sudut (*angular field distribution*) bergantung pada jarak dari antenna.

Batas daerah ini :

$$0,62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \leq \text{daerah Fresnel} < \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2-7)$$

c) Far-Field (Franthouffer) Zone

Adalah daerah medan antenna dengan distribusi medan sudut yang sangat tidak bergantung pada jarak dari antenna.

Batas daerah ini :

$$\frac{2D^2}{\lambda} \leq r < \infty \quad (2-8)$$

Pola medan pada daerah ini mempunyai komponen-komponen medan saling tegak lurus.

2.1.1.4 Intensitas Radiasi

Intensitas Radiasi dalam arah tertentu didefinisikan sebagai daya yang diradiasikan dari suatu antenna per satuan sudut solid. Intensitas radiasi adalah parameter medan jauh dan dapat diperoleh melalui perkalian rapat radiasi dengan kuadrat jarak. Dalam bentuk persamaan matematis Intensitas radiasi dinyatakan dalam persamaan (2-9).

$$U = r^2 W_{rad} \quad (2-9)$$

Keterangan:

U = intensitas radiasi (W/satuan sudut solid)

W_{rad} = rapat radiasi (W/m²)

Intensitas radiasi juga berhubungan dengan medan elektrik jauh (*far-zone*), yang dinyatakan dengan persamaan (2-10).

$$U(\theta, \phi) \cong \frac{1}{2\eta} [|E_{\theta}^o(\theta, \phi)|^2 + |E_{\phi}^o(\theta, \phi)|^2] \quad (2-10)$$

Keterangan:

E_{θ}, E_{ϕ} = komponen medan elektrik jauh suatu antenna

η = impedansi intrinsik medium

Sehingga pola daya juga merupakan pengukuran intensitas radiasi. Total daya diperoleh dengan mengintegalkan intensitas radiasi, seperti dinyatakan dalam persamaan (2-8) terhadap luasan sudut solid, 4π . Sehingga

$$P_{rad} = \iint_{\Omega} I d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} U \sin \theta d\theta d\phi \quad (2-11)$$

Keterangan:

$d\Omega$ = elemen sudut solid = $\sin \theta d\theta d\phi$

U = intensitas radiasi

2.1.2 Directivity

Directivity sebuah antenna didefinisikan sebagai perbandingan antara intensitas radiasi antenna pada suatu arah tertentu dengan intensitas radiasi rata-rata dari segala arah. Intensitas radiasi rata-rata sebanding dengan total daya yang diradiasikan oleh antenna dibagi dengan 4π . Dengan kata lain *directivity* adalah kemampuan suatu antenna untuk mengkonsentrasikan energinya pada satu arah tertentu. Secara sederhana, keterarahan sumber *non-isotropic* sebanding dengan rasio intensitas radiasinya pada suatu arah tertentu terhadap intensitas radiasi sumber isotropis dirumuskan dalam persamaan (2-12).

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2-12)$$

Jika arah tidak ditentukan, maka arah yang dimaksud menyatakan arah dari intensitas radiasi maksimum yang dinyatakan dalam persamaan (2-13).

$$D_{\max} = D_0 = \frac{U_{\max}}{U_0} = 10 \log \frac{4\pi U_{\max}}{P_{\text{rad}}} \quad (2-13)$$

Keterangan:

D_0 = directivity (dB)

U_0 = intensitas radiasi (watt)

U_{\max} = intensitas radiasi maksimum (watt)

P_{rad} = daya radiasi total (watt)

Nilai keterarahan sebuah antenna dapat diketahui dari pola radiasi antenna tersebut, semakin sempit *main lobe* maka keterarahannya semakin baik dibanding *main lobe* yang lebih lebar. Nilai keterarahan jika ditinjau dari pola radiasi sebuah antenna dirumuskan dalam persamaan (2-14) (Balanis, 2005 : 105)

$$D_0 = 10 \log \frac{4\pi \left(\frac{180}{\pi}\right)^2}{\theta_{\text{HP}} \cdot \phi_{\text{HP}}} \quad (2-14)$$

$$D_0 = 10 \log \frac{41252,96125}{\theta_{\text{HP}} \cdot \phi_{\text{HP}}} \quad (2-15)$$

Keterangan:

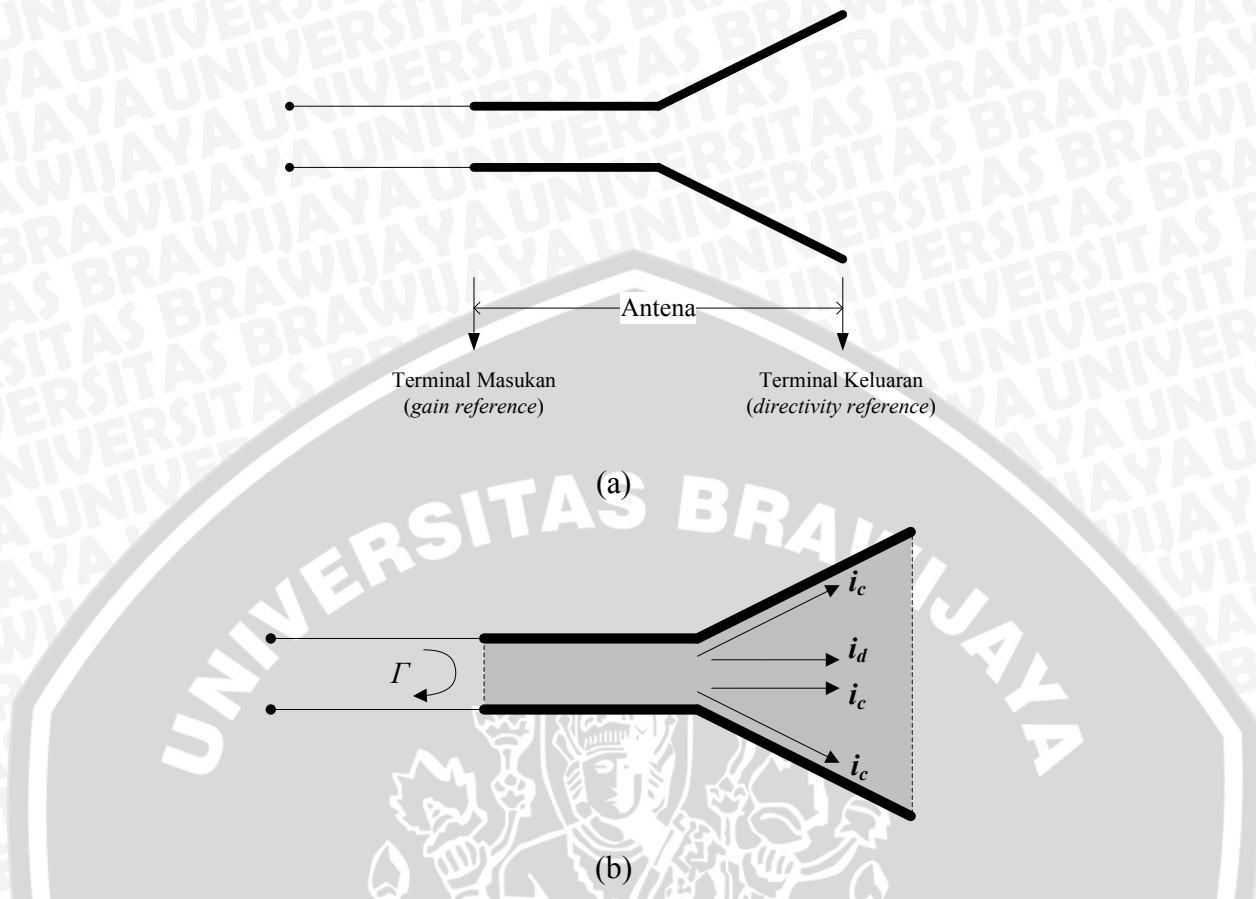
D_{dB} = keterarahan (directivity) (dB)

θ_{HP} = lebar berkas daya pada polarisasi horizontal ($^{\circ}$)

ϕ_{HP} = lebar berkas daya pada polarisasi vertikal ($^{\circ}$)

2.1.3 Gain

Salah satu pengukuran yang penting untuk menggambarkan performa suatu antenna adalah *gain* (penguatan). Meski *gain* antenna erat kaitannya dengan *directivity*, *gain* adalah pengukuran yang memperhitungkan efisiensi antenna maupun keterarahannya. *Gain* antenna ada dua yaitu *gain* absolut (*absolute gain*) dan *gain* relatif (*relative gain*). Untuk membahas kedua jenis *gain*, ada baiknya melihat Gambar 2.4 yaitu terminal referensi dan rugi-rugi antenna.



Gambar 2.4 Terminal referensi dan rugi-rugi antenna
 Sumber: Balanis, 2005 : 65

Absolute gain suatu antenna (pada arah tertentu) didefinisikan sebagai perbandingan intensitas radiasi antenna pada arah tertentu terhadap intensitas radiasi yang akan diperoleh jika daya yang diterima antenna diradiasikan secara isotropis. Intensitas radiasi dari daya yang diradiasikan secara isotropis sebanding dengan daya yang diterima (pada terminal input) antenna dibagi dengan 4π . Dalam bentuk persamaan, hal ini dapat dinyatakan dalam persamaan (2-16).

$$G = 4\pi \frac{\text{radiation intensity}}{\text{total input power}} = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{in}} \quad (2-16)$$

Dalam banyak kasus dipakai *relative gain* yang didefinisikan sebagai perbandingan penguatan daya pada arah tertentu terhadap penguatan daya antenna referensi dalam arah acuannya (dengan catatan bahwa kedua antenna mempunyai daya masukan yang sama). Untuk *gain* relatif, antenna referensi yang digunakan berupa antenna sumber isotropis tanpa rugi. Sehingga



$$G = \frac{4\pi I(\theta, \varphi)}{P_{in}(\text{lossless isotropic source})} \quad (2-17)$$

Pada praktiknya pengukuran *gain* dilakukan dengan menggunakan metode perbandingan (*Gain-comparison Method*) atau *gain transfer mode*. Prinsip pengukuran ini adalah dengan menggunakan antenna referensi (biasanya antenna *dipole* standar) yang sudah diketahui nilai *gain*-nya (Stutzman, 1981: 39). Sehingga besar *gain* terhadap sumber isotropis dinyatakan dalam persamaan (2-18).

$$G = G_{ref} \frac{P_U}{P_R} \quad (2-18)$$

$$G = 1.64 \frac{P_U}{P_R} \quad (2-19)$$

$$G(\text{dB}) = 10 \log 1.64 \frac{P_U}{P_R} \quad (2-20)$$

$$G = 2.15 + P_U(\text{dBm}) - P_R(\text{dBm}) \quad (2-21)$$

Keterangan:

G = *gain* antenna uji (dB)

G_{ref} = *gain* antenna referensi (dB)

P_U = daya yang diterima antenna uji (dBm)

P_R = daya yang diterima antenna referensi (dBm)

2.1.4 Efisiensi Antena

Total efisiensi antena e_o digunakan untuk menghitung rugi-rugi pada terminal input dan didalam struktur antena. Rugi-rugi tersebut dapat diakibatkan oleh:

- Pantulan gelombang elektromagnet yang disebabkan adanya ketidaksesuaian antara saluran transmisi dan antena.
- Rugi I^2R (konduksi dan dielektrik).

Secara umum keseluruhan efisiensi dapat dirumuskan dalam persamaan (2-22).

$$e_o = e_r e_c e_d \quad (2-22)$$

Keterangan:

e_0 = efisiensi total (tanpa dimensi)

e_r = efisiensi refleksi (pantulan) = $(1 - |\Gamma|^2)$ (tanpa dimensi)

e_c = efisiensi konduksi (tanpa dimensi)

e_d = efisiensi dielektrik (tanpa dimensi)

Γ = koefisien refleksi pada terminal input antena = $\left(\frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0}\right)$,

dengan Z_{in} = impedansi masukan antena dan Z_0 = impedansi karakteristik saluran transmisi

Biasanya ϵ_c dan ϵ_d sangat sulit untuk dihitung, tapi dapat ditentukan melalui percobaan. Sekalipun dengan perhitungan keduanya tidak dapat dipisahkan, dan biasanya akan lebih mudah untuk dirumuskan dalam persamaan (2-23).

$$e_0 = e_r e_{cd} = e_{cd} (1 - |\Gamma|^2) \quad (2-23)$$

dengan $e_{cd} = e_c e_d$ = efisiensi radiasi antena, yang biasanya digunakan untuk menghubungkan *gain* dan direktivitas antena ($e_{cd} = \frac{G}{D}$).

2.1.5 Return Loss

Return loss (S_{11}) adalah salah satu parameter yang digunakan untuk mengetahui berapa banyak daya yang hilang pada beban dan tidak kembali sebagai pantulan. Seperti halnya *VSWR*, *return loss* merupakan parameter yang menggambarkan kesesuaian impedansi (*matching*) antena. Koefisien refleksi merupakan perbandingan antara tegangan yang dipantulkan terhadap tegangan maju. Antena yang sangat bagus dapat memiliki nilai *return loss* yang lebih rendah dari – 10 dB sehingga 90% sinyal diserap dan hanya 10% yang dipantulkan kembali.

Koefisien refleksi dirumuskan dalam persamaan (2-24).

$$\Gamma = \frac{V_o^-}{V_o^+} \quad (2-24)$$

V_o^- adalah tegangan pantul dan V_o^+ adalah tegangan pancar.

Return loss dinyatakan sebagai bentuk logaritmik dari koefisien pantul sebagaimana dirumuskan dalam persamaan (2-25).

$$S_{11} = -20 \log |\Gamma| \quad (2-25)$$

Untuk *matching* sempurna antara *transmitter* dan antena, maka nilai $\Gamma = 0$ dan $RL = \infty$ yang berarti tidak ada daya yang dipantulkan, sebaliknya jika $\Gamma = 1$ dan $RL = 0$ dB maka semua daya dipantulkan.

2.1.6 *VSWR*

VSWR adalah rasio amplitudo tegangan maksimum terhadap amplitudo tegangan minimum dalam pola tegangan berdiri. Fluktuasi level daya yang dikarenakan adanya ketidaksesuaian saluran transmisi dengan beban. Besarnya nilai *VSWR* bervariasi antara 1 sampai ∞ (tak terhingga). Semakin tinggi *VSWR*, semakin besar pula ketidaksesuaian sebagaimana dirumuskan dalam persamaan (2-26).

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2-26)$$

2.1.7 *Bandwidth*

Bandwidth didefinisikan sebagai *range* frekuensi kerja antena dengan mengacu pada beberapa karakteristik yang dapat memenuhi standar yang telah ditentukan. Untuk antena *broadband*, *bandwidth* biasanya dinyatakan sebagai perbandingan frekuensi atas dengan frekuensi bawah dalam rentang frekuensi kerja. Untuk antena *narrowband*, *bandwidth* dinyatakan sebagai persentase beda frekuensi (frekuensi atas kurang frekuensi bawah) terhadap frekuensi tengah dari lebar pita.

Untuk persamaan *bandwidth* dalam persen (B_p) atau sebagai *bandwidth* rasio (B_r) dirumuskan dalam persamaan (2-27) dan (2-29) (Punit, 2004 : 22) :

$$B_p = \frac{f_u - f_l}{f_c} \times 100\% \quad (2-27)$$

$$f_c = \frac{f_l + f_u}{2} \quad (2-28)$$

$$B_r = \frac{f_u}{f_l} \quad (2-29)$$

Keterangan:

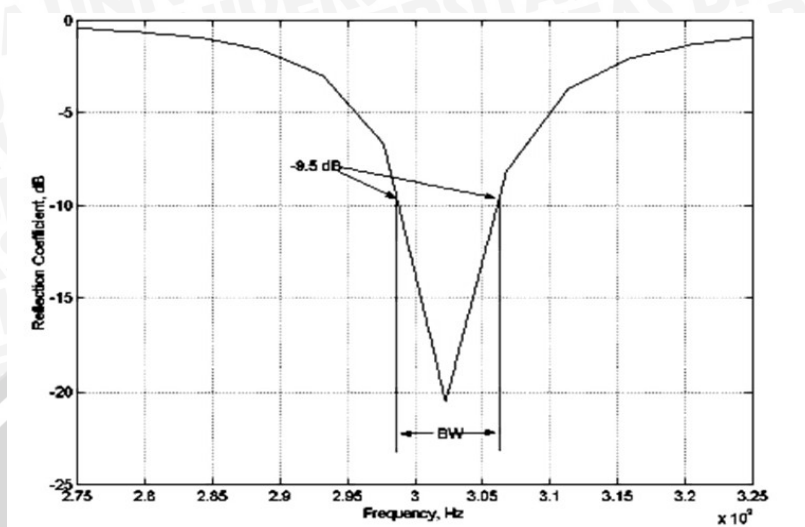
B_p = *bandwidth* dalam persen (%)

B_r = *bandwidth* rasio

f_u = jangkauan frekuensi atas (Hz)

f_l = jangkauan frekuensi bawah (Hz)

Untuk lebih jelasnya mengenai gambar dari hasil pengukuran *bandwidth* diilustrasikan pada Gambar 2.5



Gambar 2.5 Pengukuran *bandwidth* berdasarkan *plot return loss*
 Sumber: Punit S. Nakar, 2004 : 22

Salah satu cara untuk menentukan *bandwidth* dapat dilakukan dengan mengukur lebar rentang frekuensi dengan batasan -9.54 dB pada grafik *return loss*.

2.1.8 Polarisasi

Suatu medan elektromagnetik terdiri atas medan listrik dan medan magnet yang saling tegak lurus satu sama lain. Energi dari medan elektromagnetik mengalir bolak-balik dari satu medan ke medan lainnya dengan cara berosilasi. Fenomena ini disebut polarisasi. Polarisasi gelombang teradiasi merupakan sifat gelombang elektromagnet yang menggambarkan vektor medan elektrik yang arahnya berubah terhadap waktu dan besaran relatif dari vektor medan elektrik tersebut.

Polarisasi suatu antena dalam arah tertentu didefinisikan sebagai polarisasi gelombang yang diradiasikan oleh antena. Ketika arahnya tidak diberitahukan, maka polarisasi yang dianggap adalah polarisasi pada arah *gain* maksimum. Pada kenyataannya polarisasi dari energi radiasi bervariasi dengan arah dari pusat antena, sehingga bagian pola yang berbeda mungkin mempunyai polarisasi yang berbeda. Terdapat tiga tipe polarisasi: polarisasi *linear*, *circular* dan *elliptical*. Polarisasi *linear* ditentukan oleh posisi dan arah medan elektrik terhadap *ground* atau permukaan bumi sebagai acuan. Ketika medan elektrik sejajar dengan *ground*, maka

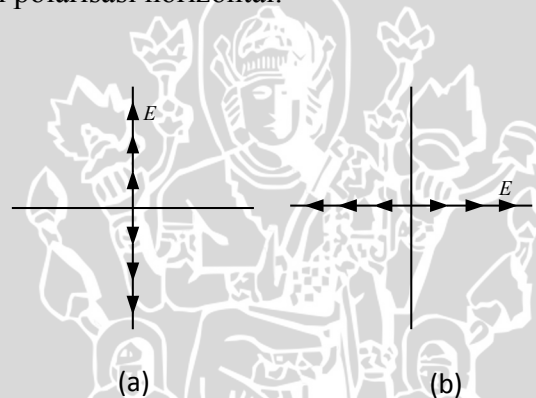
disebut polarisasi *horizontal* dan disebut polarisasi *vertikal* apabila tegak lurus dengan *ground*.

2.1.8.1 Polarisasi Linier

Suatu gelombang dikatakan terpolarisasi linier apabila vektor medan elektrik (atau medan magnetik) pada suatu titik selalu diorientasikan sepanjang garis lurus yang sama pada setiap waktu sesaat. Kondisi yang memenuhi hal ini adalah apabila vektor medan (elektrik atau magnetik) memiliki :

- Hanya satu komponen, atau
- Dua komponen *orthogonal linear* yang sefasa dalam waktu atau berbeda fasa sebesar 180° (atau kelipatannya).

Untuk mengetahui lebih jelasnya diilustrasikan pada Gambar 2.6 mengenai polarisasi vertikal dan polarisasi horizontal.



Gambar 2.6 (a) Polarisasi Linier Vertikal, (b) Polarisasi Linear Horizontal
Sumber: Punit, 2004 : 21

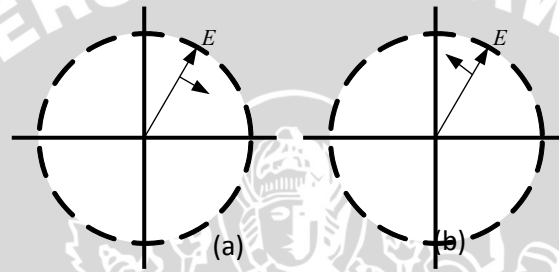
2.1.8.2 Polarisasi Lingkaran

Suatu gelombang dikatakan terpolarisasi lingkaran apabila vektor medan elektrik (atau medan magnetik) pada suatu titik membentuk suatu lingkaran sebagai fungsi waktu. Kondisi yang memenuhi hal ini adalah apabila vektor medan (elektrik atau magnetik) memiliki :

- Medan harus mempunyai dua komponen *orthogonal linear*, dan
- Kedua komponen harus mempunyai besaran yang sama, dan
- Kedua komponen harus mempunyai perbedaan fasa sebesar perkalian ganjil dari 90° dalam waktu.

Penentuan arah rotasi selalu ditentukan dengan merotasi komponen yang fasanya mendahului terhadap komponen yang tertinggal fasa dan mengamati rotasi

medan seolah-olah gelombang tersebut terlihat bergerak menjauh dari pengamat. Jika rotasinya searah jarum jam, maka gelombang terpolarisasi sirkular sesuai kaidah tangan kanan; jika rotasinya berlawanan arah jarum jam, maka gelombang terpolarisasi sirkular menurut kaidah tangan kiri. Rotasi komponen mendahului fasa terhadap komponen tertinggal fasa harus dilakukan sepanjang pemisahan sudut diantara dua komponen yang kurang dari 180° . Fasa yang lebih besar atau sama dengan 0° dan kurang dari 180° akan dianggap mendahului sedangkan yang lebih besar dari atau sama dengan 180° dan kurang dari 360° akan dianggap tertinggal. Untuk mengetahui lebih jelasnya bentuk polarisasi lingkaran diilustrasikan pada Gambar 2.7



Gambar 2.7 (a) *Right hand circular polarization*, (b) *Left hand circular polarization*.
Sumber: Punit, 2004 : 21

2.1.8.3 Polarisasi Elip

Suatu gelombang dikatakan terpolarisasi elip apabila ujung vektor medan elektrik (atau medan magnetik) pada suatu titik membentuk kedudukan elip dalam ruang. Pada variasi waktu sesaat, medan vektor berubah secara kontinu seiring waktu dengan cara yang sama untuk menggambarkan tempat kedudukan elip. Arah rotasi ditentukan dengan menggunakan aturan yang sama seperti halnya pada polarisasi sirkular. Sebagai tambahan untuk mengetahui arah rotasi, gelombang yang terpolarisasi *elliptical* juga dinyatakan dengan rasio aksial yang besarnya merupakan perbandingan sumbu *major* terhadap sumbu *minor*nya. Kondisi yang memenuhi hal ini adalah apabila vektor medan (elektrik atau magnetik) memiliki :

- Medan harus mempunyai dua komponen *orthogonal linear*, dan
- Kedua komponen dapat memiliki besaran yang sama atau berbeda.

- c. Jika keduanya memiliki besaran yang berbeda, beda fasa-waktu diantara keduanya tidak boleh 0° atau perkalian 180° (karena akan bersifat linier). Jika kedua komponen memiliki besaran yang sama, beda fasa-waktu diantara keduanya tidak boleh kelipatan bilangan ganjil dari 90° (karena akan bersifat *circular*).

2.1.9 Impedansi Masukan

Impedansi masukan didefinisikan sebagai impedansi yang ditunjukkan oleh antenna pada terminal-terminalnya atau perbandingan antara tegangan terhadap arus pada pasangan terminalnya (Balanis, 2005: 80). Transfer daya maksimum hanya dapat terjadi jika impedansi antenna tersebut *matching* dengan bebannya, dimana melibatkan *conjugate* kompleks dari impedansi beban. Perbandingan tegangan dan arus pada terminal-terminal tanpa beban, memberikan impedansi masukan antenna sebesar

$$Z_m = R_m + jX_m \quad (2-30)$$

Keterangan:

Z_m = impedansi antenna di terminal (Ω)

R_m = resistansi antenna di terminal (Ω)

X_m = reaktansi antenna di terminal (Ω)

Dalam penelitian ini menggunakan saluran mikrostrip yang juga memiliki resistansi merupakan rugi-rugi dalam saluran mikrostrip. Resistensi rugi-rugi pada antenna mikrostrip sama dengan resistansi rugi-rugi pada antenna konvensional, yaitu terdiri dari rugi konduktor dan rugi radiasi yang dinyatakan dalam persamaan (2-31).

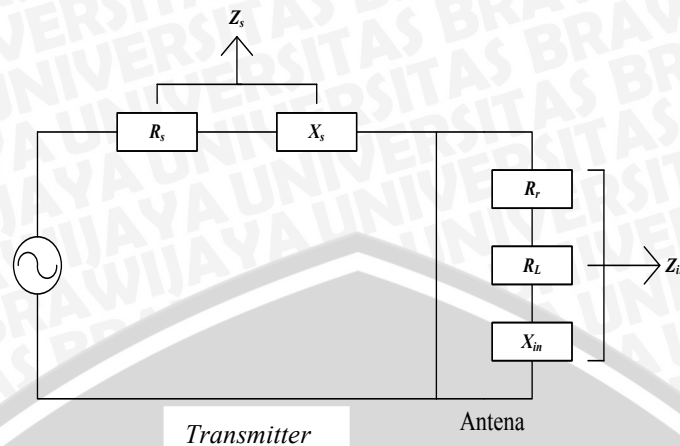
$$R_A = R_r + R_s \quad (2-31)$$

Keterangan:

R_r = resistansi radiasi (Ω)

R_s = resistansi konduktor (Ω)

Resistansi radiasi pada antenna penerima adalah suatu resistansi khayal akibat adanya radiasi pada antenna sehingga mengurangi daya yang disalurkan pada antenna penerima sedangkan resistansi konduktor dipengaruhi oleh konduktifitas bahan yang digunakan. Rangkaian ekuivalen suatu antenna pemancar diilustrasikan pada Gambar 2.8.



Gambar 2.8 Rangkaian ekivalen antenna pemancar
 Sumber: Punit S. Nakar, 2004 : 31

Gambar 2.8 mengilustrasikan impedansi dari sumber (Z_s) terdiri dari resistansi sumber (R_s) dan reaktansi dari sumber (X_s). Sedangkan Z_{in} terdiri dari R_{in} dan X_{in} . Nilai R_{in} terdiri dari dua komponen resistif, resistansi radiasi (R_r) dan resistansi rugi-rugi (R_L). Daya yang hilang akibat resistansi rugi-rugi adalah rugi-rugi yang disebabkan karena panas antenna. Panas antenna ini disebabkan oleh rugi dielektrik dan rugi konduksi. Sedangkan X_{in} adalah reaktansi antenna yang menunjukkan daya yang disimpan di daerah medan dekat.

Daya maksimum diradiasikan dari antenna pada frekuensi dimana impedansi masukan mendekati nilai riil. Biasanya antenna dicatu oleh saluran transmisi seperti kabel koaksial, mikrostrip dan sebagainya. Tujuannya adalah untuk menyesuaikan impedansi antenna dengan impedansi karakteristik saluran transmisi. Jika kondisi *matching* tidak tercapai, kemungkinan terjadi pemantulan dan hal ini yang menyebabkan terjadinya gelombang berdiri (*standing waves*).

Sebagai tambahan, Z_{in} dapat diperoleh dengan menghitung data koefisien pantul terukur dan impedansi karakteristik (Z_0) dengan menggunakan persamaan (2-32)

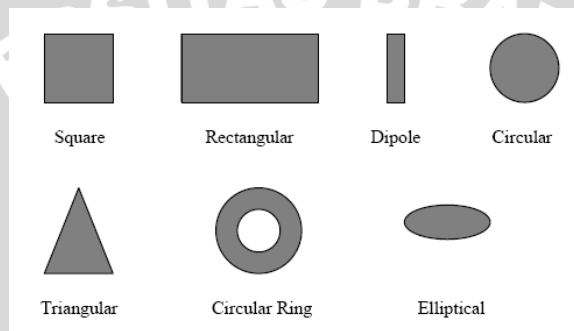
$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (2-32)$$

Persamaan (2-32) dapat dituliskan secara eksplisit untuk menghitung impedansi masukan antenna sebagaimana persamaan (2-33).

$$Z_{in} = Z_o \frac{(\Gamma + 1)}{(-\Gamma + 1)} \quad (2-33)$$

2.2 Antena *Microstrip*

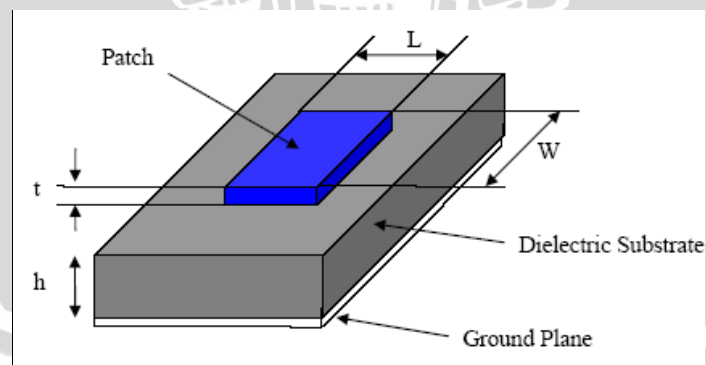
Pada dasarnya antena *microstrip* terdiri atas lapisan peradiasi (*patch*) yang berada pada suatu lapisan (*substrate*) dielektrik yang mempunyai bidang pentanahan pada salah satu sisinya (Liao, 1987: 197). Lapisan peradiasi pada umumnya terbuat dari bahan penghantar (konduktor) dan dapat memiliki bentuk yang bermacam-macam. Macam-macam bentuk peradiasi yang biasa digunakan adalah diilustrasikan pada Gambar 2.9.



Gambar 2.9 Macam-macam bentuk elemen peradiasi antena mikrostrip

Sumber: Punit S. Nakar, 2004 : 32

Lapisan peradiasi dan saluran transmisi biasanya dicetak diatas bahan dielektrik. Bagian-bagian yang menyusun antena mikrostrip diilustrasikan pada Gambar 2.10.



Gambar 2.10 Struktur antena mikrostrip

Sumber: Punit S. Nakar, 2004 : 31

Keterangan:

L : panjang elemen peradiasi atau saluran transmisi

W : lebar elemen peradiasi atau saluran transmisi

- t : tebal elemen peradiasi atau saluran transmisi
h : tebal lapisan dielektrik

Untuk mempermudah dalam hal memprediksi dan menganalisis kinerja antenna, lapisan peradiasi umumnya berbentuk kotak, persegi, lingkaran, segitiga, elip atau bentuk umum lainnya sebagaimana ditunjukkan dalam Gambar 2.10. Setiap substrat memiliki nilai konstanta dielektrik (ϵ_r) yang berkisar antara $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$, misalnya *Teflon RT / Duroid* atau *alumina* atau FR – 4 dengan rugi-rugi *tangent* dari 0.0001 sampai 0.018.

Untuk performansi antenna pemilihan substrat sangat berpengaruh, semakin tebal substrat, *bandwidth* juga semakin lebar tetapi dimensi akan bertambah besar begitu juga sebaliknya. Karena itu perlu diperhitungkan pencapaian antara dimensi antenna dan performansinya.

Bahan atau substrat harus diketahui batasan jangkauan frekuensi maksimum yang masih bisa dilewatkan pada substrat dengan persamaan (2-34) (Johan L, 2002 : 33).

$$h \leq \frac{0.3c}{2\pi f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-34)$$

Keterangan:

- h = ketebalan substrat (m)
 c = kecepatan cahaya (m/s)
 f_r = frekuensi kerja (Hz)
 ϵ_r = konstanta dielektrik bahan

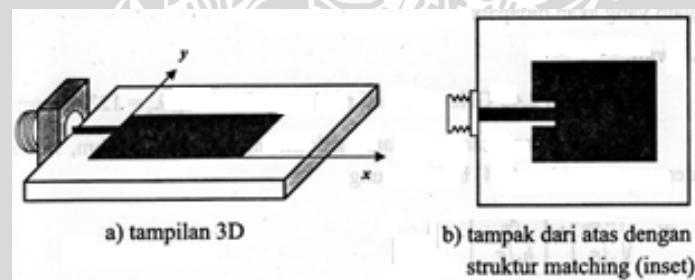
2.2.1 Teknik Pencatuan Antena Mikrostrip

Teknik *feed* atau pencatuan adalah teknik yang digunakan untuk menghubungkan antenna mikrostrip dengan saluran transmisi lainnya, umumnya yang dihubungkan adalah bagian *patch* antenna mikrostrip. *Patch* antenna mikrostrip dapat dicatu dengan berbagai macam metode. Metode-metode tersebut dapat dikelompokkan kedalam dua kategori: metode kontak langsung (*contacting method*) dan metode kontak tak langsung (*non-contacting method*). Dalam *contacting method* daya RF dicatu secara langsung ke *patch* peradiasi dengan menggunakan elemen penghubung seperti saluran mikrostrip. Sedangkan dalam skema *non-contacting*

method, kopling medan electromagnet dilakukan untuk mentransfer daya antara saluran transmisi dan *patch* peradiasi. Ada 4 teknik pencatuan yang populer digunakan yaitu *microstrip line*, *coaxial feed* (keduanya menggunakan skema kontak langsung), *aperture coupling* dan *proximity coupling* (keduanya menggunakan skema kontak tak langsung).

2.2.1.1 Microstrip Line Feed

Pada tipe pencatuan ini, bagian konduktor dihubungkan secara langsung dengan bagian tepi *patch* mikrostrip. Lebar *strip* konduktor lebih kecil dari pada elemen peradiasi antena mikrostrip. Tipe pengaturan pencatuan semacam ini mempunyai keuntungan bahwasanya pencatuan dapat diberikan pada substrat yang sama untuk menyediakan suatu struktur planar. Tujuan memberikan potongan menjorok (*inset*) kedalam *patch* adalah untuk menyesuaikan impedansi saluran dengan *patch* tanpa memerlukan elemen penyesuai tambahan. Hal ini dapat diperoleh melalui pengaturan posisi *inset* yang benar. Pencatuan *microstrip line feed* diilustrasikan pada Gambar 2.11

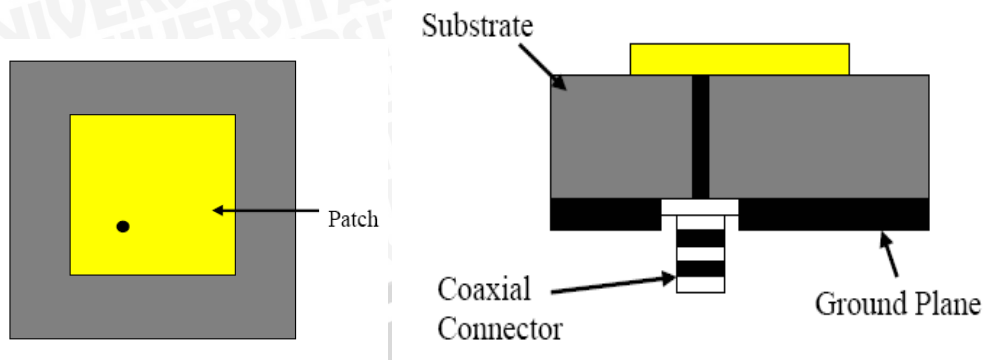


Gambar 2.11. Teknik pencatuan *Microstrip Line Feed*
Sumber: Alaydrus. Mudrik, 2011 : 207

Oleh karena itu metode ini menawarkan skema pencatuan yang mudah selain kemudahan dalam proses pembuatan dan pemodelan untuk mendapatkan kesesuaian impedansi.

2.2.1.2 Coaxial Feed

Coaxial feed atau *probe feed* adalah teknik yang umum digunakan pada pencatuan antena. Setrasikan pada pada Gambar 2.12, konduktor bagian dalam dari kabel koaksial dihubungkan dengan elemen peradiasi dan konduktor bagian luar dari kabel koaksial dihubungkan dengan bidang pentanahan (*ground plane*).

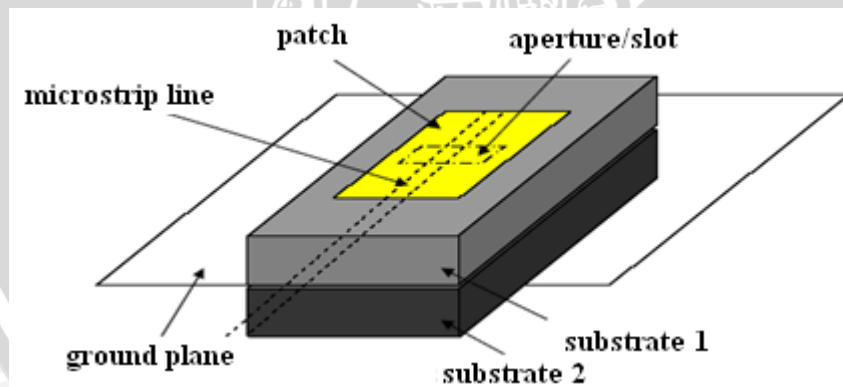


Gambar 2.12. Metode *Coaxial feed*
 Sumber: Punit S. Nakar, 2004 : 35

Kelebihan dari metode pencatuan seperti ini adalah pencatuan dapat diletakkan pada setiap lokasi didalam *patch* yang diinginkan untuk mendapatkan *matching* impedansi dari antena. Akan tetapi metode ini mempunyai kekurangan yaitu *bandwidth* yang sempit dan kesulitan dalam pemodelan.

2.2.1.3 Aperture Coupling

Pada tipe pencatuan ini elemen peradiasi dan bagian pencatu terpisah dengan bidang pentanahan (*ground plane*) seperti pada Gambar 2.13 kopling antara elemen peradiasi antena (*patch*) dan saluran pencatu (*line feed*) dibuat melalui *slot* atau *aperture*.



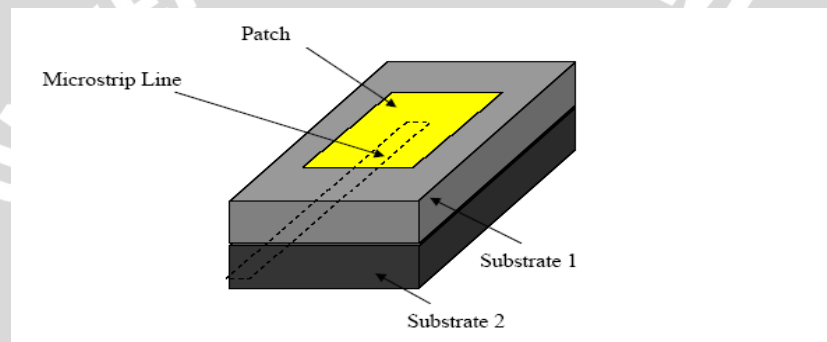
Gambar 2.13. *Aperture Coupling Feed*
 Sumber: Punit S. Nakar, 2004 : 36

Celah kopling biasanya diposisikan di tengah pada bagian bawah *patch*, sehingga mengurangi *cross-polarization* yang disebabkan struktur yang simetris. Untuk mengoptimalkan radiasi dari *patch*, biasanya digunakan bahan dengan konstanta dielektrik yang berbeda untuk lapisan/substrat bagian atas dan bawah.

Kekurangan dari metode ini terletak pada teknik pencatuan yang sulit untuk difabrikasi dikarenakan lapisan ganda (*multiple layer*) yang tentunya juga menambah ketebalan antenna.

2.2.1.4 Proximity Coupling

Metode pencatuan semacam ini disebut juga skema kopling elektromagnetik. Seperti ditunjukkan pada Gambar 2.14 dua bahan dielektrik digunakan sehingga saluran pencatu berada diantara kedua substrat dan bagian elemen peradiasi berada di substrat bagian atas. Kelebihan dari metode ini adalah *bandwidth* yang lebih lebar dari pada teknik pencatuan yang lain. Untuk optimasi antenna dapat digunakan media dielektrik yang berbeda.



Gambar 2.14. *Proximity Coupling Feed*

Sumber: Punit S. Nakar, 2004 : 37

Matching dapat diperoleh dengan mengatur panjang saluran pencatu dan perbandingan lebar saluran pencatu terhadap lebar elemen peradiasi. Adapun kekurangan yang paling mendasar dari metode ini adalah kesulitan dalam hal fabrikasinya, dikarenakan penggunaan dua lapisan dielektrik yang betul-betul memerlukan ketelitian dalam penyusunannya.

2.3 Antena Array

Desain antenna dengan penguatan yang tinggi sangat diperlukan untuk komunikasi jarak jauh. Salah satu cara yang lebih praktis adalah dengan membuat antenna yang terdiri dari beberapa elemen peradiasi (*array*). Dengan kata lain *array* adalah beberapa elemen antenna yang disusun dan saling berhubungan untuk menghasilkan pola radiasi tertentu (Stutzman, 1981: 108). Konfigurasi geometris antenna *array* terdiri atas linier dan planar. Disebut *array* linier bila pusat pusat elemen *array* terletak pada sepanjang garis lurus. Sedangkan apabila pusat-pusat

elemen terletak pada sebuah bidang disebut planar *array*. Penguatan antenna *array* merupakan penjumlahan dari daya yang dipancarkan oleh setiap elemen radiasi pada arah tertentu, sehingga semakin banyak elemen *array* penguatan akan semakin besar.

Pada antenna *array* selain mempunyai keuntungan, juga mempunyai kerugian. Kerugiannya yaitu adanya kopel bersama (*mutual coupling*) yang terjadi antara elemen peradiasi dengan elemen peradiasi yang lain, antara elemen peradiasi dengan saluran transmisi maupun saluran transmisi dengan saluran transmisi yang lain. Tetapi kerugian ini dapat dikurangi dengan mengatur jarak antar elemen peradiasi.

Array juga akan mengubah pola radiasi antenna. Medan radiasi total dari sebuah *array* merupakan superposisi vektor dari medan yang diradiasikan setiap elemen. Untuk membuat pola radiasi menjadi lebih terarah, sebaiknya medan yang diradiasikan setiap elemen saling berinterferensi pada arah yang diinginkan. Ada 5 metode yang umum dipakai untuk mengatur total medan radiasi antenna yaitu:

- Konfigurasi geometris *array* tiap elemen.
- Jarak antar elemen
- Amplitudo daya yang dicatukan ke setiap elemen
- Fase daya yang dicatukan ke setiap elemen
- Pola radiasi masing-masing elemen

2.3.1 Antena *Array* Empat Elemen

Diasumsikan bahwa suatu antenna *array* yang disusun secara linier N-elemen yang sama terletak sepanjang sumbu-z, seperti ditunjukkan pada Gambar 2.15. Elemen-elemen tersebut dicatu dengan osilator yang sama dan didistribusikan melalui cabang-cabang jaringan. Pada tiap cabang, sebuah attenuator atau amplifier dan penggeser fasa yang dipasangi seri, untuk mengontrol amplitudo dan fasa relatif sinyal yang diumpankan ke elemen antenna pada cabang tersebut.

Pada daerah medan jauh dari elemen radiasi, dalam bentuk fasor intensitas medan listrik $\tilde{E}_e(R, \theta, \Phi)$ ditunjukkan sebagai hasil dari dua fungsi, faktor propagasi dari bentuk bola e^{-jkR}/R , yang nilainya bergantung pada jarak (R) dan $\tilde{f}_e(\theta, \Phi)$ yang berbanding langsung terhadap medan listrik yang dihasilkan oleh elemen *array*. Untuk satu elemen antenna, medan listrik radiasi yang dihasilkan dirumuskan sebagai:

$$\tilde{E}_e(R, \theta, \phi) = \frac{e^{-jkR}}{R} \tilde{f}_e(\theta, \phi) \quad (2-35)$$

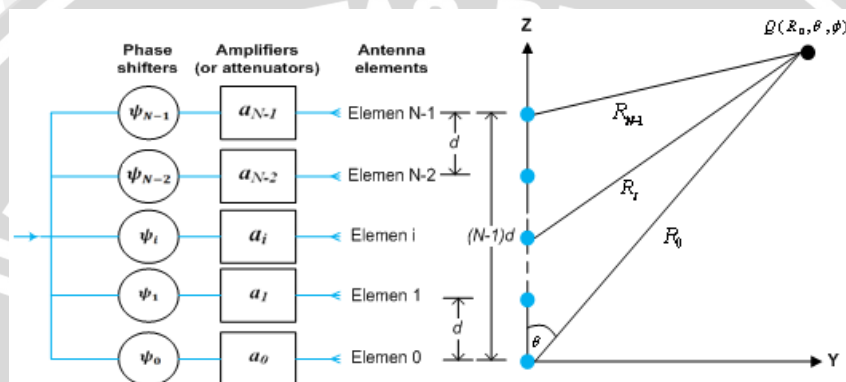
Hubungannya kerapatan daya S_e adalah:

$$S_e(R, \theta, \phi) = \frac{1}{2\eta_0} |\tilde{E}_e(R, \theta, \phi)|^2$$

$$= \frac{1}{2\eta_0 R^2} |\tilde{f}_e(\theta, \phi)|^2 \quad (2-36)$$

Dengan meninjau elemen pada *array* yang diilustrasikan pada Gambar 2.15, medan jauh yang dihasilkan oleh elemen i pada jarak R_i , pada titik observasi Q dapat dinyatakan dengan:

$$\tilde{E}_i(R, \theta, \phi) = A_i \frac{e^{-jkR_i}}{R_i} \tilde{f}_e(\theta, \phi) \quad (2-37)$$



Gambar 2.15 Geometri *array* relatif terhadap titik pengamatan Q
 Sumber: <http://student.eepis-its.edu/~cahyadi/antena/Bab5-A&P-REV.pdf>

$A_i = a_i e^{j\psi_i}$ adalah koefisien pencatu komplek (*complex feeding coefficient*), yang menggambarkan eksitasi amplitudo a_i dan fasa ψ_i yang membangkitkan \tilde{E}_i , relatif terhadap eksitasi elemen referensi.

Pada kenyataannya, eksitasi dari salah satu elemen pertama atau tengah *array* digunakan sebagai referensi. Sebagai catatan, harga R_i dan A_i mungkin berbeda untuk elemen yang berbeda pada susunan *array*, tetapi $\tilde{f}_e(\theta, \phi)$ sama pada semua elemen jika dijumlahkan dan akhirnya menunjukkan pola yang sama.

Medan total pada titik observasi Q (R_0, θ, ϕ) merupakan penjumlahan dari medan dari N elemen:

$$\tilde{E}(R_0, \theta, \phi) = \sum_{i=0}^{N-1} \tilde{E}_i(R_i, \theta, \phi)$$

$$= \left[\sum_{i=0}^{N-1} A_i \frac{e^{-jkR_i}}{R_i} \right] \tilde{f}_e(\theta, \phi)$$

Jika diterapkan antenna *array* dengan 4 elemen ($N = 4$), maka persamaan diatas akan menjadi persamaan (2-38).

$$\tilde{E}(R_0, \theta, \phi) = \left[\sum_{i=0}^3 A_i \frac{e^{-jkR_i}}{R_i} \right] \tilde{f}_e(\theta, \phi) \quad (2-38)$$

R_0 adalah jarak dari titik Q ke pusat sistem koordinat, yang dipilih sebagai lokasi elemen ke-0. Jika sebuah panjang *array* $l = (N-1)d$, dimana d merupakan jarak antar elemen, maka jarak R_0 harus cukup besar dan memenuhi syarat:

$$R_0 \geq \frac{2l^2}{\lambda} = \frac{2(N-1)^2 d^2}{\lambda}$$

Jika $N = 4$, maka:

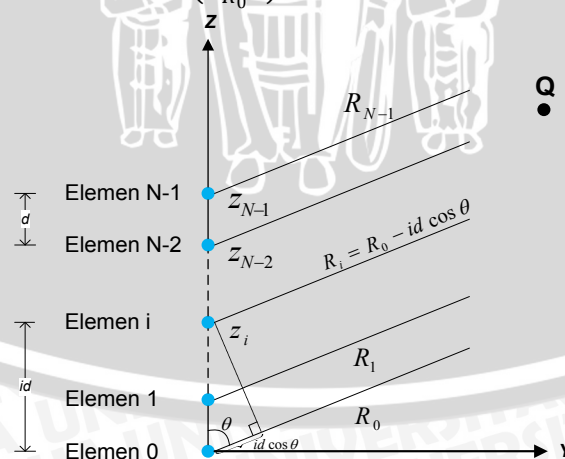
$$R_0 \geq \frac{18d^2}{\lambda} \quad (2-39)$$

Kondisi ini dapat mengabaikan perbedaan jarak dari titik Q ke tiap elemen *array*, pada saat menentukan magnitudo dari medan radiasi, dengan mengatur $R_i = R_0$ sesuai dengan persamaan (2-38) untuk semua i . Sedangkan untuk bagian fasa pada faktor propagasi, dapat digunakan pendekatan sinar paralel sebagai berikut:

$$R_i \cong R_0 - z_i \cos \theta = R_0 - id \cos \theta \quad (2-40)$$

$z_i = id$ adalah jarak antara elemen i dan elemen ke-0 (Gambar 2.16). Dengan menggunakan dua pendekatan pada persamaan (2-37) akan diperoleh persamaan (2-41).

$$\tilde{E}(R_0, \theta, \phi) = \tilde{f}_e(\theta, \phi) \left(\frac{e^{jkR_0}}{R_0} \right) \times \left| \sum_{i=0}^{N-1} A_i e^{j k d i \cos \theta} \right| \quad (2-41)$$



Gambar 2.16. Pengamatan paralel pada analisa *array*

Sumber: <http://student.eepis-its.edu/~cahyadi/antena/Bab5-A&P-REV.pdf>

Kerapatan daya antenna *array* diperoleh dengan menggunakan persamaan (2-36) dan diperoleh persamaan:

$$\begin{aligned} S(R_0, \theta, \phi) &= \frac{1}{2\eta_0} |\tilde{E}(R_0, \theta, \phi)|^2 \\ &= \frac{1}{2\eta_0 R_0^2} |\tilde{f}_e(\theta, \phi)|^2 \left| \sum_{i=0}^{N-1} A_i e^{j i k d \cos \theta} \right|^2 \\ &= S_e(R_0, \theta, \phi) \left| \sum_{i=0}^{N-1} A_i e^{j i k d \cos \theta} \right|^2 \end{aligned}$$

Jika $N = 4$, maka kerapatan daya antenna *array* akan menjadi:

$$S(R_0, \theta, \phi) = S_e(R_0, \theta, \phi) \left| \sum_{i=0}^3 A_i e^{j i k d \cos \theta} \right|^2 \quad (2-42)$$

Persamaan (2-42) mengandung hasil dari dua faktor. Faktor pertama $S_e(R_0, \theta, \phi)$, yaitu kerapatan daya energi radiasi yang dihasilkan oleh elemen individu. Dan faktor kedua umumnya disebut faktor *array* (*array factor*), yang merupakan fungsi dari posisi pada masing-masing elemen *array* dan koefisien pencatunnya, dan bukan merupakan fungsi dari bentuk khusus dari radiator yang digunakan. Faktor *array* ini menyatakan intensitas radiasi medan jauh dari *array* sebanyak N elemen, dengan elemen berupa radiator isotropis. Dengan demikian faktor *array* dari *array* N elemen dapat dinyatakan dengan:

$$F_a(\theta) = \left| \sum_{i=0}^{N-1} A_i e^{j i k d \cos \theta} \right|^2 \quad (2-43)$$

Jika $N = 4$, maka persamaan (2-43) akan menjadi:

$$F_a(\theta) = \left| \sum_{i=0}^3 A_i e^{j i k d \cos \theta} \right|^2 \quad (2-44)$$

Sedangkan kerapatan daya dari antenna *array* dinyatakan dengan:

$$S(R_0, \theta, \phi) = S_e(R_0, \theta, \phi) F_a(\theta) \quad (2-45)$$

Persamaan (2-45) disebut prinsip perkalian pola (*pattern multiplication*). Prinsip ini akan digunakan untuk mencari kerapatan daya pada medan jauh dengan cara:

- Mencari pola daya pada medan jauh dari elemen *array* yang diasumsikan dengan radiator isotropis, sehingga dihasilkan faktor *array* $F_a(\theta)$.
- Mengalikan hasilnya dengan kerapatan daya dari elemen tunggal (yang seharusnya sama untuk semua elemen), $S_e(R_0, \theta, \phi)$.

Dengan memasukkan koefisien pencatu $A_i = a_i e^{j\psi_i}$ ke dalam persamaan (2-44) maka diperoleh persamaan (2-46).

$$F_a(\theta) = \left| \sum_{i=0}^{N-1} a_i e^{j\psi_i} e^{jk d \cos\theta} \right|^2 \quad (2-46)$$

Jika $N = 4$, maka persamaan (2-46) akan menjadi persamaan (2-47).

$$F_a(\theta) = \left| \sum_{i=0}^3 a_i e^{j\psi_i} e^{jk d \cos\theta} \right|^2 \quad (2-47)$$

Dengan demikian, faktor *array* ditentukan oleh dua fungsi input, yaitu: distribusi amplitudo *array*, dinyatakan sebagai a_i dan distribusi fasa *array* dinyatakan sebagai ψ_i . Distribusi amplitudo mengontrol bentuk pola radiasi *array*, sementara itu distribusi fasa dapat digunakan untuk menentukan arahnya.

Penguatan antena *array* merupakan penjumlahan dari daya setiap elemen peradiasi pada arah tertentu, sehingga semakin banyak elemen *array* pada arah tertentu maka penguatan akan semakin besar.

2.4 Perancangan Antena Mikrostrip *Rectangular*

Beberapa hal yang perlu diperhatikan dalam perancangan antena adalah sebagai berikut:

2.4.1 Spesifikasi Substrat dan Bahan Konduktor

Bahan substrat yang akan digunakan perancangan awal sebagai berikut:

a) Bahan I (*Duroid 5880*)

- Konstanta dielektrik (ϵ_r) = 2.2
- Ketebalan dielektrik (h) = 2.2 mm
- *Loss tangent* = 0.0009

b) Bahan II (*FR-4*)

- Konstanta dielektrik (ϵ_r) = 4.4
- Ketebalan dielektrik (h) = 1.6 mm
- *Loss tangent* = 0.02

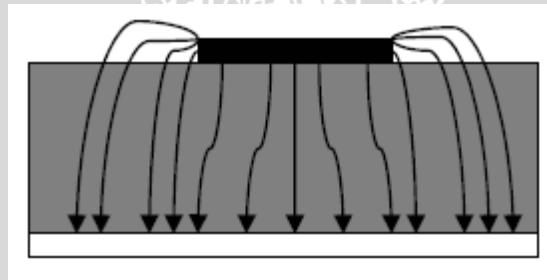
c) Bahan pelapis substrat (konduktor) tembaga:

- Ketebalan bahan konduktor (t) = 0.1 mm
- Konduktifitas tembaga (σ) = 5.80×10^7 mho m^{-1}
- Impedansi karakteristik saluran = 50 Ω

2.4.2 Perencanaan Dimensi Elemen Peradiasi

Model saluran transmisi antenna mikrostrip direpresentasikan oleh dua *slot* dengan lebar (W) dan tinggi (h), terpisah oleh saluran transmisi sepanjang (L) sebagaimana diilustrasikan pada gambar sebelumnya yaitu Gambar 2.10. Mikrostrip merupakan saluran transmisi yang *nonhomogen* dan terdiri dari 2 dielektrik yaitu substrat dan udara.

Sebagaimana yang diilustrasikan pada Gambar 2.17, sebagian besar garis medan elektrik berpindah sisi ke dalam substrat dan sebagian lainnya berada di udara (untuk $L/h \gg 1$ dan $\epsilon_r \gg 1$, sebagian besar garis medan elektrik berada didalam substrat). Akibatnya, saluran transmisi ini tidak dapat mendukung mode penjalaran *TEM* (*transverse-elektromagnetik*) yang murni, sehingga kecepatan fasanya diudara akan mengalami perbedaan dengan kecepatan fasa didalam substrat. Sebaliknya mode dominan akan berupa mode *Quasi-TEM*.



Gambar 2.17. Antena Mikrostrip & Garis Medan Listrik
Sumber: Punit S. Nakar, 2004 : 39

Oleh sebab itu dibutuhkan konstanta dielektrik relatif (ϵ_{reff}) untuk propagasi gelombang didalam saluran (Balanis,1997: 728). Persamaan (2-48) merumuskan nilai ϵ_{reff} .

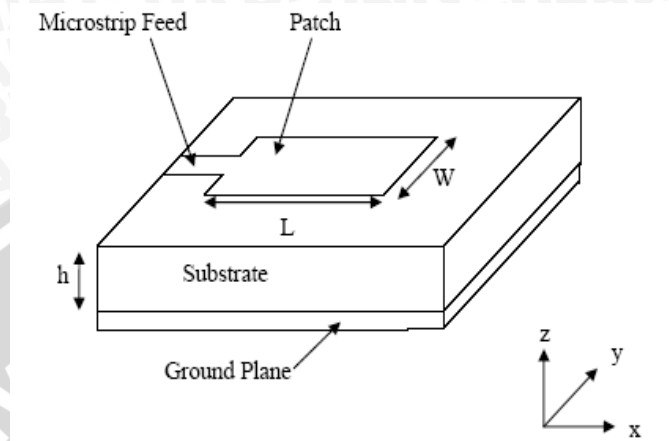
Untuk $\frac{W}{h} \geq 1$:

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (2-48)$$

Keterangan:

- ϵ_{reff} = Konstanta dielektrik relatif
- ϵ_r = Konstanta dielektrik bahan
- h = Ketebalan bahan (mm)
- W = Lebar *patch* (mm)

Gambar 2.18 mengilustrasikan antenna mikrostrip persegi dengan panjang L dan lebar W pada suatu substrat dengan ketinggian h . Untuk dapat beroperasi pada mode dasar TM_{10} , panjang *patch* harus sedikit lebih pendek dari setengah panjang gelombang didalam media dielektrik.



Gambar 2.18. Antena Mikrostrip
Sumber: Punit S. Nakar, 2004 : 40

Mode TM_{10} menunjukkan bahwa medan bervariasi setiap satu siklus setengah panjang gelombang didalam media, dan tidak ada variasi di sepanjang lebar *patch*. *Patch* antenna mikrostrip diwakili oleh dua buah slot yang terpisah oleh saluran transmisi sepanjang L dan rangkaian terbuka pada kedua ujungnya. Di sepanjang *patch*, terjadi tegangan maksimum dan arus minimum dikarenakan ujung yang terbuka. Medan pada tepi *patch* dapat dipecahkan dengan komponen normal dan *tangensial* terhadap bidang pentanahan.

2.4.2.1 Lebar Elemen Radiasi (W)

Untuk menentukan lebar (W) dari elemen radiasi antenna *microstrip* digunakan persamaan (2-49) (Balanis,1997: 730).

$$W = \frac{c}{2 \cdot f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2-49)$$

Keterangan:

- W = Lebar elemen radiasi (mm)
- f_r = frekuensi kerja pada antenna (Hz)
- ϵ_r = konstanta dielektrik bahan (F/m)

2.4.2.2 Panjang Elemen Radiasi (L)

Berdasarkan Gambar 2.19 dapat dianalisis bahwa komponen normal dari medan elektrik pada kedua tepi lebar adalah berlawanan arah dan berbeda fasa selama panjang patch $\lambda_d/2$ sehingga saling meniadakan satu sama lain dalam arah *broadside*. Komponen *tangensial* yang sefasa menghasilkan kombinasi medan yang memberi medan radiasi maksimum pada arah normal terhadap bidang permukaan. Dengan demikian sepanjang sisi lebar dapat direpresentasikan sebagai dua slot peradiasi, yang terpisah sejauh $\lambda_d/2$ dan mengalami radiasi pada ruang diatas bidang pentanahan.

Medan tepi (*fringing*) di sepanjang lebar sisi dapat dimodelkan sebagai slot peradiasi yang secara elektrik terlihat mempunyai dimensi lebih besar dari dimensi fisiknya. Dimensi panjang dari *patch* mengalami perpanjangan pada kedua sisinya dengan jarak ΔL , yang dirumuskan secara empirik oleh Hammerstad sebagai:

$$\Delta L = 0,412 \cdot h \cdot \frac{(\epsilon_{reff} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)} \quad (2-50)$$

$$L = \frac{c}{2 \cdot f_r \sqrt{\epsilon_{reff}}} - 2 \cdot \Delta L \quad (2-51)$$

Keterangan:

- L = panjang elemen radiasi (mm)
- ϵ_{reff} = konstanta dielektrik efektif (F/m)
- h = ketebalan bahan (mm)
- W = lebar elemen radiasi (mm)
- f_r = frekuensi kerja pada antena (Hz)
- c = kecepatan cahaya di ruang bebas ($3 \cdot 10^8$ m/s)

2.4.2.3 Impedansi Masukan

Pada frekuensi resonansi nilai besarnya impedansi masukan elemen peradiasi dirumuskan dalam persamaan (2-52) (Herrera.M, 1999: 3).

$$Z_A = 90 \frac{\epsilon_r^2}{\epsilon_r - 1} \left(\frac{L}{W} \right)^2 \Omega \quad (2-52)$$

Keterangan:

Z_A = impedansi masukan elemen peradiasi (Ω)

L = panjang elemen radiasi (mm)

W = lebar elemen radiasi (mm)

ϵ_r = konstanta dielektrik bahan (F/m)

Dengan memperbesar lebar *patch* antenna maka besarnya impedansi masukan dapat berkurang.

2.4.3 Penyesuai Impedansi (*Matching Impedance*)

Impedansi masukan elemen radiasi harus ada kesesuaian impedansi antara impedansi karakteristik saluran transmisi, elemen radiasi dan impedansi di ruang bebas hal ini dimaksudkan agar sinyal yang diterima antenna akan maksimum. Selanjutnya impedansi *matching* didapat dengan menggunakan persamaan (2-53).

$$Z_T = \sqrt{Z_o \cdot Z_A} \quad (2-53)$$

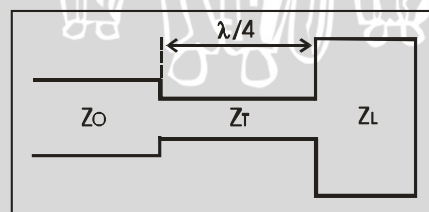
Keterangan:

Z_T = impedansi transformer (Ω)

Z_o = impedansi karakteristik saluran transmisi (Ω)

Z_A = impedansi beban (Ω)

Penggunaan impedansi transformer $\lambda_d/4$ di antara saluran transmisi dimaksudkan agar saluran transmisi yang ada *match* satu dengan yang lain. Contoh penggunaan dan formasi saluran transformer dalam *matching impedance* diilustrasikan pada Gambar 2.19.



Gambar 2.19. Penggunaan transformer untuk *matching* saluran transmisi

2.4.3.1 Dimensi Saluran Transformer

Untuk menghitung dimensi saluran transmisi *microstrip* digunakan persamaan (2-54).

$$W_T = \frac{k}{Z_T} \times \frac{h}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{mm}) \quad (2-54)$$

Keterangan:

- W_T = lebar saluran transformer (mm)
- k = impedansi karakteristik ruang bebas ($120\pi\Omega$)
- h = ketebalan substrat (mm)
- Z_T = impedansi transformer (Ω)
- ϵ_r = konstanta dielektrik bahan (F/m)

Karena menggunakan transformer $\frac{1}{4} \lambda$ maka panjang transformer dapat dicari dengan persamaan (2-55).

$$L_T = \frac{1}{4} \frac{c}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{mm}) \quad (2-55)$$

Sedangkan untuk mengetahui seberapa dalam saluran transmisi menjorok ke dalam elemen peradiasi (y_0 / *inset feed*) untuk mendapatkan saluran transmisi yang tersesuaian (*matching*) dapat dihitung dengan menggunakan persamaan (2-56).

$$R_{in}(y = y_0) = R_{in}(y = 0) \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right)$$

$$y_0 = \cos^{-1} \sqrt{\left(\frac{Z_0}{Z_A}\right) \cdot \left(\frac{L}{180}\right)} \quad (2-56)$$

2.4.4 Jarak Antar Elemen

Jarak antar elemen peradiasi ditentukan dengan persamaan (2-57).

$$r \geq 0,6 \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-57)$$

Keterangan:

- r = jarak antar elemen peradiasi
- ϵ_r = konstanta dielektrik substrat
- f = frekuensi
- c = kecepatan cahaya

2.5 Sistem Antena Smart

Antena *smart* membentuk pola radiasi yang memiliki *lobe* utama dengan *beamwidth* yang sempit, sehingga memiliki direktivitas dan *gain* yang tinggi.

Dengan direktivitas dan *gain* yang tinggi maka daya pancar dari BTS ke pengguna dapat difokuskan, sehingga pengguna menerima daya lebih besar dari pada yang tidak difokuskan. Akibat penerimaan daya yang lebih besar pada pengguna maka kualitas komunikasi akan lebih baik.

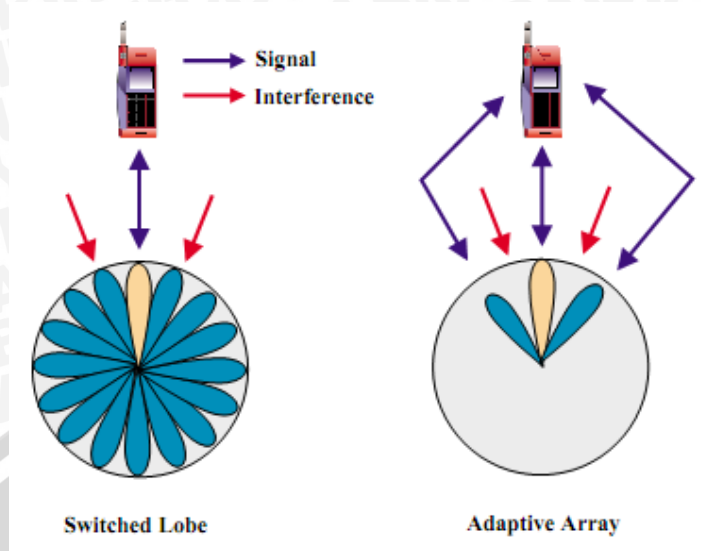
Sebagai penerima, antena *smart* memiliki sensitivitas penerima sinyal yang lebih baik pada arah tertentu dan juga memiliki sensitivitas yang rendah pada arah lain. Sinyal yang datang dari BTS yang sesuai akan diterima dengan baik, namun sinyal dari BTS lain akan diabaikan. Hal ini akibat dari perbedaan sensitivitas penerimaan yang telah diprogram sebelumnya. Akibatnya pengaruh *multipath fading* serta *co-channel interference* dapat dikurangi.

Antena *smart* menggunakan antena *array* agar dapat membentuk pola radiasi dengan *beamwidth* yang sempit. *Beamwidth* yang sempit ini tentu saja tidak dapat mencakupi semua area. Sehingga *main lobe* harus diarahkan ke posisi pengguna dan bisa mengikutinya. Pengarahan *lobe* antena tidak dilakukan dengan menggerakkan atau memutar antena *array* secara fisik. Pengarahan atau pengemudian dilakukan secara elektronik.

Pengemudian *lobe* secara elektronik dapat dilakukan dengan mengombinasikan sebuah *array* dengan rangkaian *beamformer* yang merupakan prosesor sinyal. Proses pengemudian *lobe* dilakukan dengan mengatur fasa eksitasi antar elemen *array*.

Ada dua pendekatan untuk mengimplementasikan sistem antena *smart* pada teknologi nirkabel. Yaitu sistem *switched lobe* dan *adaptive array*. Masing-masing pendekatan tersebut memiliki tingkat kecerdasan sistem yang berbeda-beda.

Sistem antena *smart switched lobe* (disebut juga *switched beam*) merupakan pendekatan yang paling sederhana, namun memiliki tingkat kecerdasan yang paling rendah. Antena *array* dengan *beamformer switched lobe* dapat menghasilkan *beam* pada beberapa arah tertentu secara bergantian. Ketika sinyal yang berasal dari pengguna datang maka antena *array* yang dilengkapi dengan prosesor sinyal akan menghitung arah datangnya sinyal (*direction of arrival*) kemudian memilih *lobe* yang arahnya paling sesuai dengan lokasi pengguna. Sistem antena cerdas metode *switched lobe* dan *adaptive array* diilustrasikan pada Gambar 2.20.



Gambar 2.20. pendekatan dalam implementasi sistem *smart* antena
 Sumber : Stevanovi'c, 2003: 11

Adaptive array memiliki tingkat kecerdasan yang lebih baik. Sistem ini menggunakan suatu algoritma adaptif yang berfungsi melakukan *tracking* lokasi pengguna dan mengarahkan *beam* ke arah pengguna. Pada saat yang sama membentuk *null* pada arah datangnya interferensi, sehingga penerimaan sinyal interferensi dapat diminimalkan. Sebagai konsekuensinya pendekatan ini lebih rumit untuk diimplementasikan dibanding dengan *switched beam*.

2.5.1 *Switched Beam*

Smart antena umumnya menggunakan teknik *switched beam* atau *adaptive array*. *Switched beam* adalah teknik paling sederhana dan mengacu pada pengaturan atau pemilihan *lobe* yang jumlahnya terbatas dan masing-masing *lobe* memiliki pola dan arah yang tetap. Sementara pendekatan *adaptive array* memiliki kemampuan menyesuaikan pola radiasi secara dinamis dan *realtime*.

Dalam hal pola radiasi, *switched beam* merupakan pengembangan dari sistem mikroselular atau metode sectorisasi *selular* menjadi area yang sempit. Pendekatan *switched beam* adalah dengan cara membagi *macrosectors* menjadi beberapa *microsectors* sebagai upaya meningkatkan jangkauan dan kapasitas. masing-masing *microsector* memiliki pola *beam* yang telah ditentukan tetap dengan sensitivitas terbesar terletak di pusat *beam*. Desain sistem memiliki *gain* yang tinggi dan *beamwidth* yang sempit. Sistem *switched beam* memilih salah satu dari beberapa

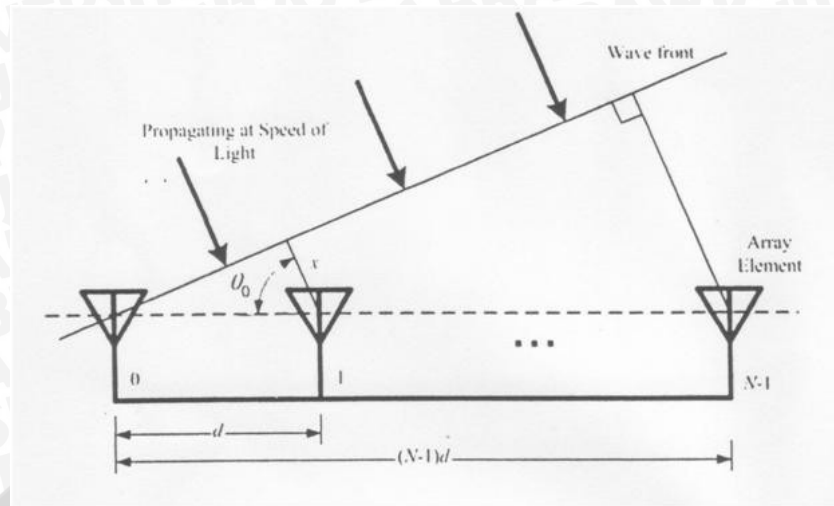
beam tetap yang telah ditentukan arah dan pola radiasinya (berdasarkan kombinasi fasa input antar antenna *array* yang sudah terprogram).

Proses pemilihan ini dilakukan oleh kombinasi perangkat keras dan lunak berupa DSP. Sistem memilih *beam* dengan arah yang berbeda-beda dengan cara mengubah beda fase sinyal masukan antar elemen antenna *array*. Ketika pengguna *mobile* berada dalam *macrosector* tertentu, sistem *switched beam* secara otomatis memilih *microsector* yang berisi sinyal terkuat untuk arah datangnya sinyal tersebut. Keuntungan dari sistem ini adalah daya masukan antenna bisa dipancarkan secara fokus ke arah yang efektif sehingga pancaran sinyal untuk arah yang tidak diperlukan menjadi sangat lemah.

2.5.2 Arah Datangnya Sinyal (*Direct of Arrival/DoA*)

Informasi mengenai arah datangnya sinyal yang berasal dari pengguna merupakan informasi yang penting pada sistem antenna *smart*. Informasi sudut datangnya sinyal dijadikan patokan untuk mengemudikan *lobe* ke arah yang sesuai dengan cara melakukan penyesuaian fasa pada tiap elemen antenna *array*. Antenna *array* pada sistem antenna *smart* merupakan sensor yang digunakan untuk mengetahui arah datangnya sinyal.

Gambar 2.21. mengilustrasikan prinsip bagaimana sebuah antenna *array* dapat digunakan untuk mengetahui arah datangnya sinyal. Sebuah bidang gelombang yang tegak lurus dengan arah perambatannya diterima oleh antenna *array*. Jika bidang gelombang sejajar dengan sumbu *array*, maka sinyal yang diterima oleh masing-masing elemen *array* akan identik. Lain halnya jika bidang gelombang datang dari sudut nol, maka sinyal output dari satu elemen *array* akan mengalami penundaaan dibanding dengan sinyal output dari elemen *array* lainnya.



Gambar 2.21. Metode untuk menentukan arah datangnya sinyal
Sumber : Shetty, 2004: 28

Waktu tunda Δt akan sebanding dengan jarak antar elemen d , dan juga sebanding dengan kecepatan propagasi gelombang c . Sinus sudut datang sama dengan rasio jarak x dan jarak antar elemen. Dengan menganggap *bandwidth* sinyal sangat kecil jika dibandingkan dengan kebalikan dari Δt . Perbedaan antara sinyal yang diterima oleh dua elemen yang berdekatan sebagian besar merupakan sebuah pergeseran fasa sinyal *carrier*. Oleh karena itu dengan mengukur pergeseran fasa sinyal relatif antara dua elemen *array* yang berdekatan, sudut datang sinyal θ_0 dapat dengan mudah dihitung.

Dengan mengacu pada Gambar 2.21, maka dapat dirumuskan:

$$x = c \cdot \Delta t \quad (2-58)$$

$$\cos \theta_0 = \frac{x}{d} = \frac{c \cdot \Delta t}{d} \quad (2-59)$$

Untuk gelombang *carrier* dengan frekuensi f , waktu tunda Δt akan menyebabkan pergeseran fasa $\Delta \phi$ sebesar :

$$\Delta \phi = 2\pi f \cdot \Delta t$$

$$\text{Maka } \Delta t = \frac{\Delta \phi}{2\pi f} \quad (2-60)$$

Substitusi persamaan (2-59) ke (2-58) sehingga persamaan menjadi:

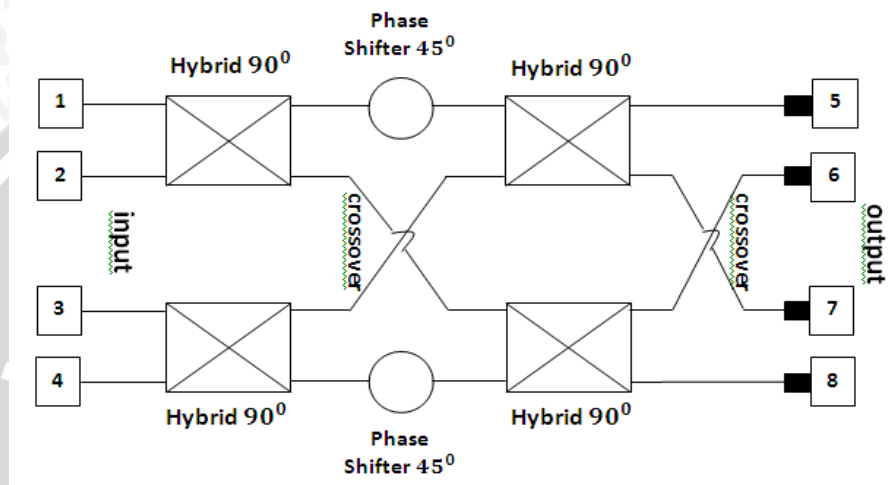
$$\cos \theta_0 = \frac{\lambda f \cdot \frac{\Delta \phi}{2\pi f}}{d} = \frac{\lambda}{2\pi d} \Delta \phi$$

sehingga

$$\theta_o = \cos^{-1} \left(\frac{\lambda}{2\pi d} \Delta\phi \right) \quad (2-61)$$

2.5.3 Butler Matrix

Butler matrix adalah rangkaian *microwave* yang digunakan dalam teknik *switched beam* pada susunan antena linier ataupun sirkular. Butler matrix $N \times N$ memiliki N input dan N output. Butler matrix terdiri atas *hybrid 90°*, *crossover*, dan penggeser fasa. Gambaran blok butler matix 4x4 seperti Gambar 2.22



Gambar 2.22. Butler matrix 4x4
Sumber: De Flaviis, 2010: 3

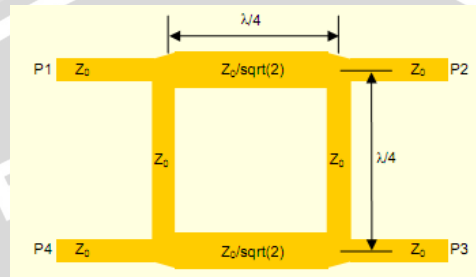
Pencatuan pada *port* masukan yang berbeda (1,2,3,4) akan menghasilkan beda fasa yang berbeda antar *port* keluaran (5,6,7,8). Pada kondisi ideal atau tanpa rugi-rugi dan semua *port* dalam kondisi *matched*, daya keluaran pada tiap *port* keluaran adalah seperempat daya masukan. Adapun beda fasa antar-*port* keluaran untuk pencatuan pada *port* masukan yang berbeda diterangkan pada Tabel 2.1:

Tabel 2.1. Beda fasa keluaran antar *port* dengan pencatuan *port* masukan yang berbeda

Port masukan	Beda fasa antar- <i>port</i> keluaran
1	-45°
2	$+135^{\circ}$
3	-135°
4	$+45^{\circ}$

2.5.4 Perancangan *Hybrid* 90°

Hybrid 90° merupakan *directional coupler* 3 dB yang menghasilkan beda fasa 90° pada kedua *outputnya*. *Hybrid* 90° terdiri atas saluran utama yang mengkopel saluran sekunder dengan dua seperempat panjang gelombang. Keduanya berjarak seperempat panjang gelombang. Sehingga terbentuk persegi dengan keliling satu gelombang penuh sebagaimana yang diilustrasikan pada Gambar 2.23.



Gambar 2.23. *Hybrid* 90°
Sumber: Jean-Sébastien, 2005 : 790

Jika sinyal masuk pada *port-1*, sinyal keluaran hanya pada *port-2* dan *port-3*. Sinyal keluaran akan memiliki amplitudo yang sama tetapi berbeda fasa 90°. Sementara *port-4* idealnya tidak ada sinyal yang lewat.

Scattering matrix untuk *hybrid* 90° yang tanpa rugi-rugi dan *matched* pada semua *portnya* adalah sebagai berikut:

$$S = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix}$$

Rumus-rumus yang dipakai untuk menghitung dimensi *hybrid* 90° adalah sebagai berikut:

Untuk $Z_0 \leq 44 - 2\epsilon_r$, maka panjang saluran transmisi (L) *hybrid* 90° adalah:

$$L = \frac{c}{4f\sqrt{\epsilon_{r\text{eff}}}} \quad (2-62)$$

Nilai $\epsilon_{r\text{eff}}$ dapat dihitung menggunakan persamaan (2-48) yaitu:

$$\epsilon_{r\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}}$$

Nilai $\frac{h}{W}$ dihitung menggunakan rumus berikut:

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] \quad (2-63)$$

Nilai B dihitung menggunakan rumus berikut:

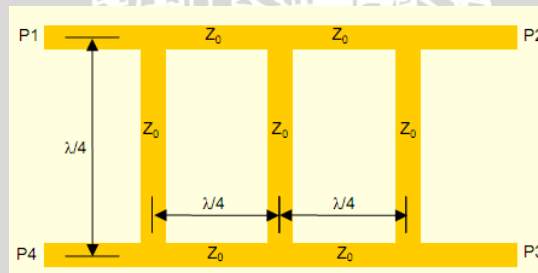
$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-64)$$

Keterangan:

- ϵ_r : konstanta dielektrik relatif substrat
- $\epsilon_{r \text{ eff}}$: konstanta dielektrik relatif efektif
- h : tebal substrat dielektrik (mm)
- W : lebar saluran transmisi (mm)
- k : impedansi karakteristik ruang bebas ($120\pi\Omega$)
- f : frekuensi kerja antenna
- Z : impedansi saluran transmisi

2.5.5 Perancangan *Crossover*

Crossover digunakan untuk memperoleh isolasi yang tinggi antara dua jalur yang berpotongan agar tidak saling berhubungan secara elektrik. *Crossover* dapat dibuat dengan menghubungkan dua *hybrid* 90° secara serial sebagaimana diilustrasikan pada Gambar 2.24.



Gambar 2.24. *Crossover*
Sumber: Jean-Sébastien, 2005 : 790

Jika masukan pada *port-1*, idealnya keluaran hanya pada *port-3* dengan amplitudo sama dengan masukan tetapi berbeda fasa 270° . Sementara pada *port-2* dan 4 tidak ada sinyal yang lewat.

Scattering matrix untuk *crossover* yang tanpa rugi-rugi dan *matched* pada semua *port*-nya adalah sebagai berikut:

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & j & 0 \\ 0 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & j & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Dimensi *crossover* dapat dihitung menggunakan rumus-rumus yang digunakan pada perancangan *hybrid* 90°

2.5.6 Perancangan Penggeser Fasa

Penggeser fasa merupakan bagian saluran transmisi dengan panjang tertentu yang digunakan untuk menggeser fasa sinyal yang melewatinya. Untuk mendapatkan pergeseran fasa sebesar φ , maka panjang saluran yang diperlukan adalah:

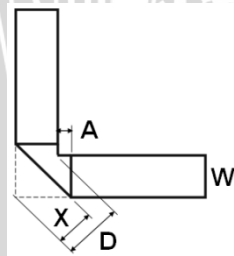
$$l = \varphi \frac{\lambda_{medium}}{2\pi} \quad (2-65)$$

λ_{medium} adalah panjang gelombang di dalam medium atau dielektrik yang dipakai untuk substrat antena.

$$\lambda_{medium} = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_{r\,eff}}} \quad (2-66)$$

Lebar saluran penggeser fasa sesuai dengan lebar saluran transmisi impedansi karakteristik Z_o yang dirumuskan pada persamaan (2-62).

Sedangkan untuk mendesain belokan pada saluran transmisi (*mitred bend*) sebagaimana diilustrasikan pada Gambar 2.25, digunakan persamaan 2-67 – 2-69 (Douville & James, 1978).



Gambar 2.25 Ilustrasi dimensi *mitred bend*

Sumber: Norhudah and Marek E. Bialkowski 2010 : 262

$$D = W\sqrt{2} \quad (2-67)$$

$$X = D \left(0.52 + 0.65e^{-1.35W/h} \right) \quad (2-68)$$

$$A = \sqrt{2} \left(X - \frac{D}{2} \right) \quad (2-69)$$