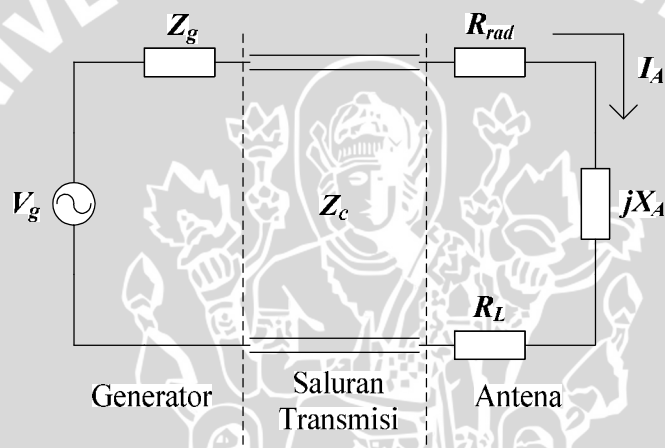


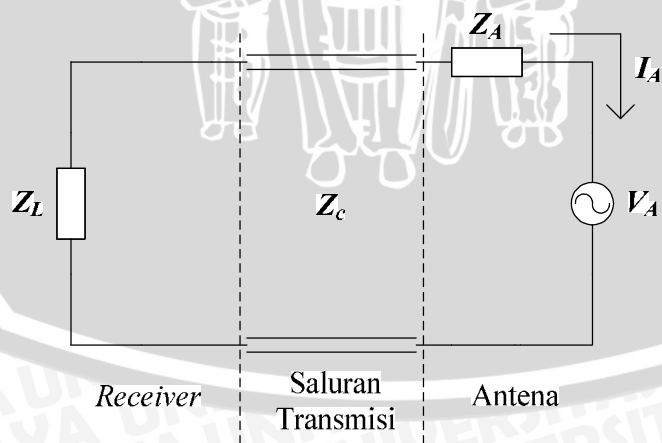
BAB II DASAR TEORI

2.1 Konsep Dasar Antena

Antena merupakan instrumen yang penting dalam suatu sistem komunikasi radio yang berfungsi sebagai sarana untuk memancarkan/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 ekivalen atau pengganti antena untuk pemancar ataupun penerima dapat dilihat pada Gambar 2.1



(a) Rangkaian ekivalen saluran transmisi dengan mode memancar.



(b) Rangkaian ekivalen saluran transmisi dengan mode menerima.

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

Sumber: Anonim



Keterangan :

V_g = generator sumber tegangan (V)

Z_g = impedansi generator (Ω)

R_{rad} = resistansi radiasi (Ω)

R_L = resistansi rugi (Ω)

jX_A = reaktansi antena (Ω)

Z_A = impedansi antena (Ω)

Dalam kondisi ideal, energi yang dihasilkan oleh sumber seharusnya ditransmisikan seluruhnya oleh antena. Namun pada kenyataannya terdapat kerugian konduksi-dielektrik yang diakibatkan oleh rugi-rugi yang umum terjadi pada suatu saluran transmisi dan ketidaksesuaian impedansi antara saluran transmisi dengan antena.

2.2 Parameter Dasar Antena

Untuk menggambarkan performa dari 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, *directivity*, *gain*, *antena efficiency*, *return loss*, *VSWR*, *bandwidth*, polarisasi, dan *input impedance*.

2.2.1 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.

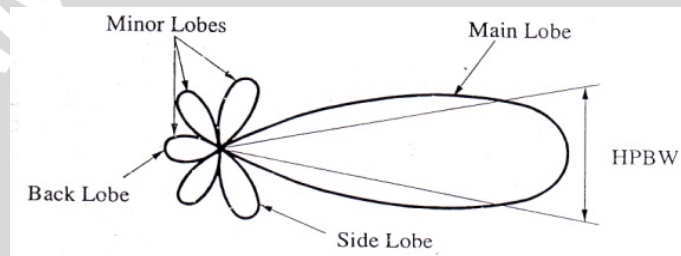
2.2.1.1 Pola *Isotropic*, *Directional*, dan *Omnidirectional*

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 antenna. Antena direksional adalah antenna yang mempunyai sifat radiasi atau penerimaan gelombang EM yang lebih efektif pada suatu arah tertentu dibandingkan arah lainnya. Sedangkan antenna *omnidirectional* adalah antenna yang mempunyai pola *directional* pada suatu bidang tertentu dan pola *non-directional* pada bidang tegak lurus lainnya.

2.2.1.2 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 dapat dilihat pada Gambar 2.2



Gambar 2.2 Lobe Pola Radiasi

Sumber: Balanis, 2005: 30

- *HPBW* (*Half Power Beamwidth*) dapat didefinisikan sebagai sudut yang terbentuk oleh titik setengah daya dari *main lobe*
- *Main Lobe* : Bagian dari daerah radiasi dimana arah radiasi antenna maksimum.
- *Minor lobe*: Bagian ini menyatakan daerah radiasi yang tidak diinginkan. Level dari *minor lobe* ini menyatakan besarnya rasio densitas daya atau *side lobe level*.
- *Back lobe* : Bagian dari *minor lobe* yang berlawanan dengan *main lobe*.
- *Side lobe* : 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) :

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

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

dengan :

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*. *Half Power Beamwidth* (HPBW) didefinisikan sebagai sudut antara titik-titik di mana 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:

$$(\text{dB}) = - - = - - \quad (2-3)$$

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

dengan :

$- -$ = *Front to Back ratio* (*dB*)

P_m = daya puncak *main lobe* (*dBm*)

P_l = daya puncak *back lobe* (*dBm*)

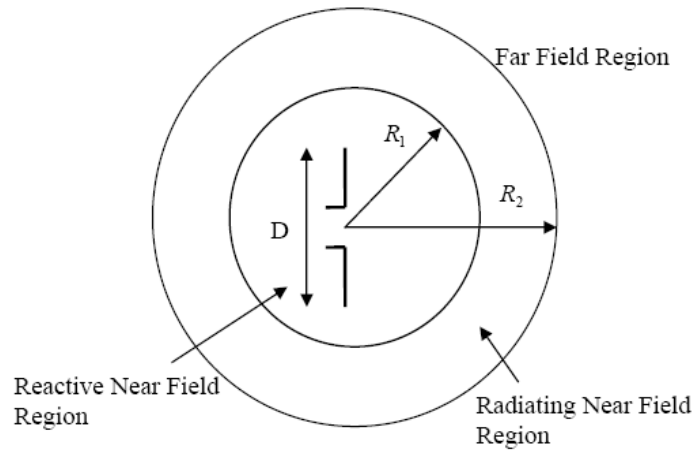
2.2.1.3 Daerah Medan Radiasi

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 :

- *Reactive Near-Field Zone*

Pada daerah ini, medan reaktif sangat mendominasi.

Batas daerah ini:

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

dengan r = jarak medan radiasi (m)

λ = panjang gelombang (m)

D = dimensi antenna (m)

- *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 :

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

- *Far-Field (Fraunhofer) 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.

2.2.1.4 Intensitas Radiasi

Intensitas Radiasi dalam arah tertentu didefinisikan sebagai daya yang diradiasikan dari suatu antena 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 sebagai :

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

dengan

U = intensitas radiasi (W/satuan sudut solid)

W_{rad} = rapat radiasi (W/m^2)

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

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

dengan

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

η = impedansi intrinsik medium

Sehingga pola daya juga merupakan pengukuran intensitas radiasi. Total daya diperoleh dengan mengintegrasikan intensitas radiasi, seperti dinyatakan dalam persamaan (2-11) terhadap luasan sudut solid, 4π . Sehingga

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

dengan:

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

2.2.2 Directivity (Keterarahan)

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.

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

Jika arah tidak ditentukan, maka arah yang dimaksud menyatakan arah dari intensitas radiasi maksimum yang dinyatakan sebagai

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

dengan :

D_0 = *directivity* (dB)

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 dilihat dari pola radiasi sebuah antenna adalah sebagai berikut (Balanis, 2005 : 51)

$$D_0 = 10 \log \frac{4\pi \left(\frac{180}{\pi}\right)^2}{\theta_1 \theta_2} \quad (2-14)$$

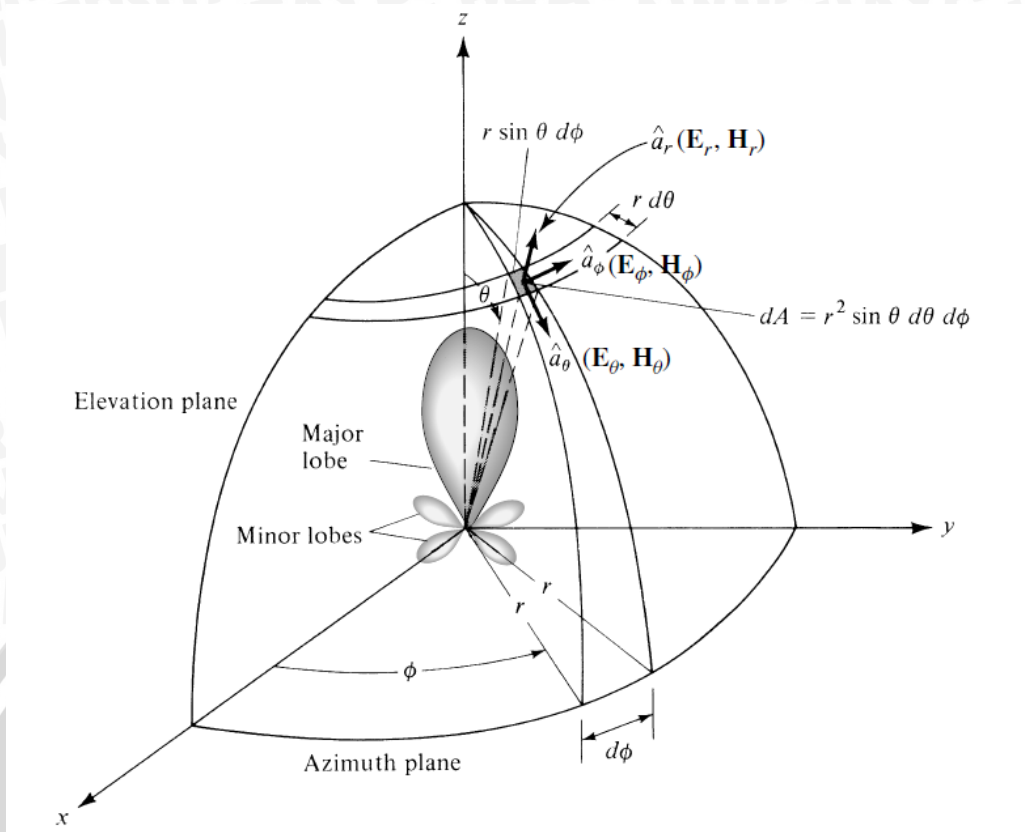
$$D_0 = 10 \log \frac{41252,96125}{\theta_1 \theta_2} \quad (2-15)$$

dengan

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

θ_1 = lebar berkas daya pada bidang xz ($^\circ$)

θ_2 = lebar berkas daya pada bidang yz ($^\circ$)

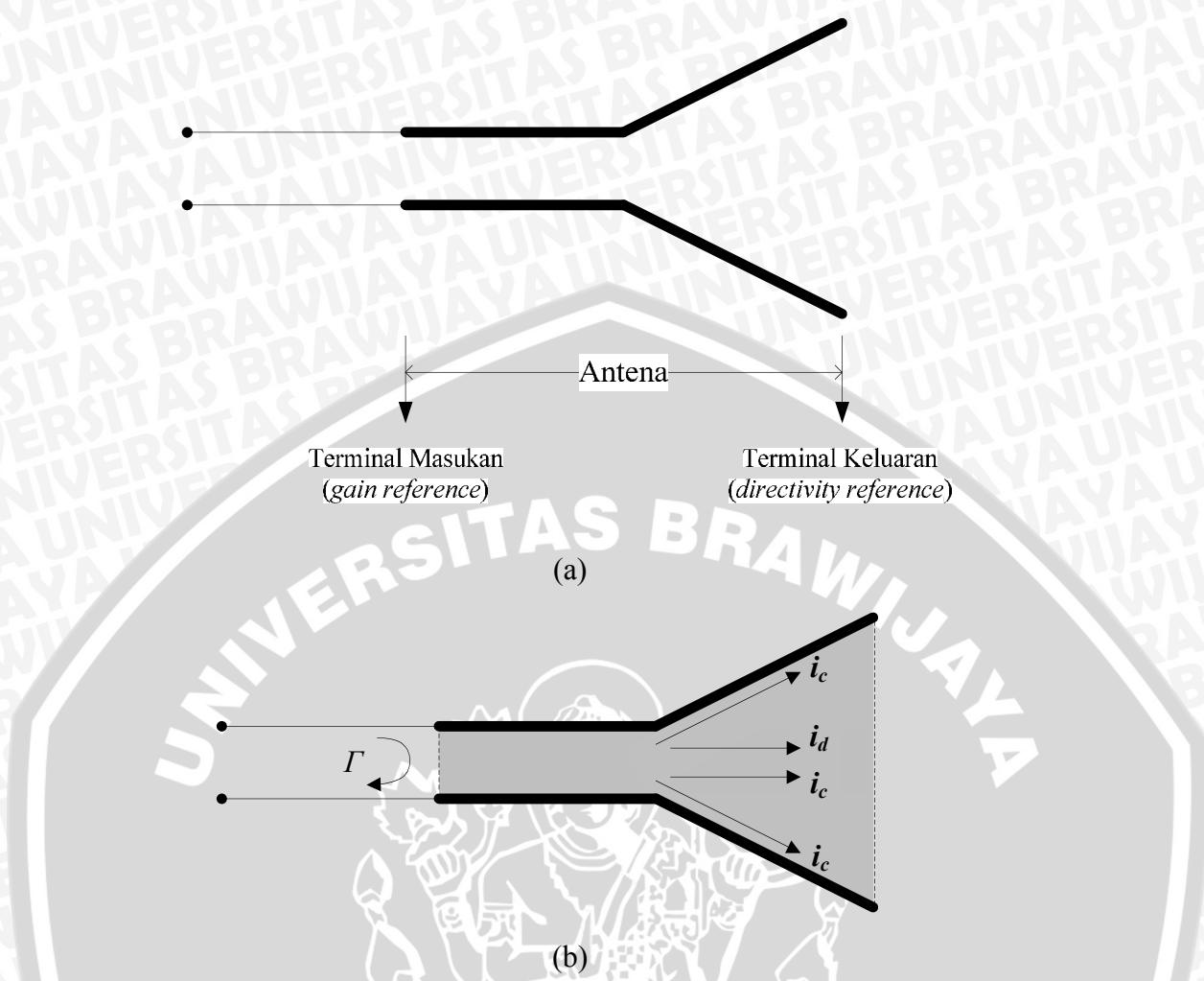


Gambar 2.4 Sistem Koordinat untuk Menganalisa Antena

Sumber: Balanis, 2005: 28

2.2.3 Gain (Penguatan)

Salah satu pengukuran yang penting untuk menggambarkan performa suatu antena adalah *gain* (penguatan). Meski *gain* antena erat kaitannya dengan *directivity*, *gain* adalah pengukuran yang memperhitungkan efisiensi antena maupun keterarahannya. *Gain* antena dibedakan atas : *absolute gain* dan *relative gain*. Untuk membahas kedua jenis gain, ada baiknya melihat Gambar 2.5 yaitu terminal referensi dan rugi-rugi antena.



Gambar 2.5 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 sebagai

$$= 4 \frac{(\dots)}{\dots} = 4 \frac{(\dots)}{\dots} \quad (2-16)$$

Dalam banyak kasus kita berhubungan dengan *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

$$= \frac{4 \left(\frac{P_U}{P_R} \right)}{\left(\frac{P_U}{P_R} \right)} \quad (2-17)$$

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, 1998: 415). Sehingga besar *gain* terhadap sumber isotropis adalah :

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

$$= 1,64 \times \frac{P_U}{P_R} \quad (2-19)$$

$$\left(\frac{P_U}{P_R} \right) = 10^{-1,64} \quad (2-20)$$

$$G = 2,15 + P_U(dBm) - P_R(dBm) \quad (2-21)$$

Dengan:

G = *gain* antenna uji (*dBi*)

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

P_U = daya yang diterima antenna uji (*dBm*)

P_R = daya yang diterima antenna referensi (*dBm*)

Gain antenna juga dapat dihitung dengan menggunakan persamaan sebagai berikut (Wade, 1998):

$$\left(\frac{P_U}{P_R} \right) = 10 \log \frac{4}{A} \quad (2-22)$$

Dengan:

G = *gain* antenna uji (*dBi*)

e = efisiensi antenna

λ_0 = panjang gelombang diruang bebas (m)

A = *Aperture* / luasan reflektor pada antenna (m^2)

Aperture sebuah antenna merupakan area yang dapat menangkap energi gelombang elektromagnetik di ruang bebas. Bagian dari antenna mikrostrip yang disebut *aperture* adalah reflektor sebagaimana tampak pada Gambar 2.6, dimana semakin besar luasan reflektor pada antenna mikrostrip akan menimbulkan peningkatan gain. Pada skripsi ini, bentuk *aperture* berupa persegi panjang, sehingga luasnya didapat dengan cara mengalikan panjang dengan lebar dari *aperture* itu sendiri.

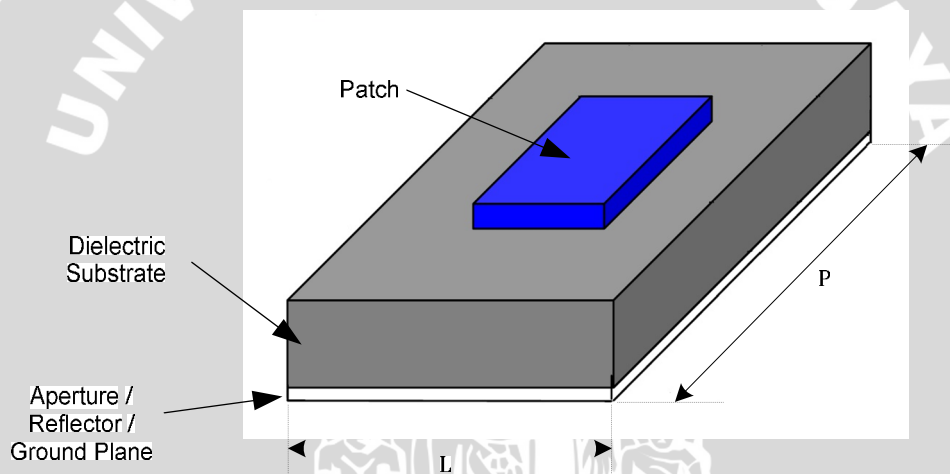
$$= \times \quad (2-23)$$

Dengan:

A = *Aperture* (m^2)

L = Lebar *ground plane* (m)

P = Panjang *ground plane* (m)



Gambar 2.6 Penampang Antena Mikrostrip Secara Umum

Sumber: Wade, 1998

2.2.4 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:

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

Secara umum keseluruhan efisiensi dapat dirumuskan sebagai berikut.

$$e_o = e_r e_c e_d \quad (2-24)$$

dengan:

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 antenna

$$= \left(\frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \right), \text{ dengan } Z_{in} = \text{impedansi input antenna dan}$$

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 dinyatakan sebagai:

$$e_0 = e_r e_{cd} = e_{cd} (1 - |\Gamma|^2) \quad (2-25)$$

dengan $e_{cd} = e_c e_d =$ efisiensi radiasi antenna, yang biasanya digunakan untuk

menghubungkan *gain* dan direktivitas antenna ($e_{cd} = \frac{G}{D}$).

2.2.5 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*) antenna. 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 dinyatakan sebagai :

$$\Gamma = \frac{V_o^-}{V_o^+} \quad (2-26)$$

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

Return loss dinyatakan sebagai bentuk logaritmik dari koefisien pantul.

$$S_{11} = -20 \log |\Gamma| \quad (2-27)$$

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.

2.2.6 *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.

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2-28)$$

2.2.7 *Bandwidth*

Bandwidth didefinisikan sebagai jangkauan frekuensi dimana performa antena, dengan mengacu pada beberapa karakteristik, 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) dinyatakan sebagai (Punit, 2004 : 22) :

$$B_p = \frac{f_u - f_l}{f_c} \times 100\% \quad (2-29)$$

$$f_c = \frac{f_l + f_u}{2} \quad (2-30)$$

$$B_r = \frac{f_u}{f_l} \quad (2-31)$$

dengan :

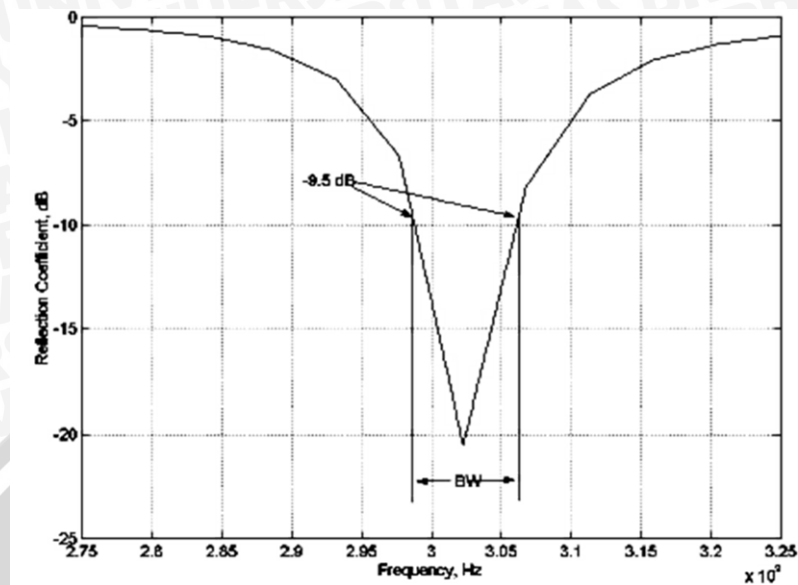
B_p = *bandwidth* dalam persen (%)

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 dapat dilihat pada Gambar 2.7



Gambar 2.7 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*.

2.2.8 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 antenna dalam arah tertentu didefinisikan sebagai polarisasi gelombang yang diradiasikan oleh antenna. 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 antenna, 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

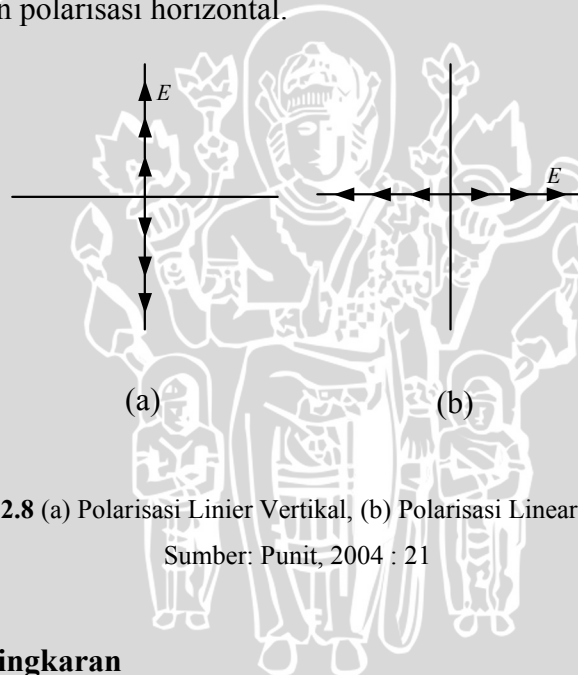
sebagai acuan. Ketika medan elektrik sejajar dengan *ground*, maka disebut polarisasi *horizontal* dan disebut polarisasi *vertikal* apabila tegak lurus dengan *ground*.

2.2.8.1 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 dapat dilihat pada Gambar 2.8 tentang polarisasi vertical dan polarisasi horizontal.



Gambar 2.8 (a) Polarisasi Linier Vertikal, (b) Polarisasi Linear Horizontal

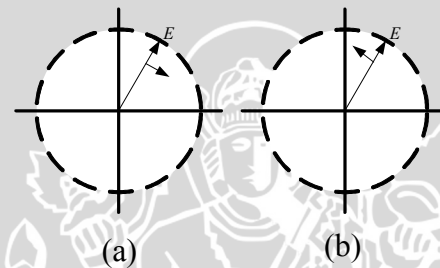
Sumber: Punit, 2004 : 21

2.2.8.2 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 dari polarisasi *circular* dapat dilihat pada Gambar 2.9



Gambar 2.9 (a) *Right hand circular polarization*, (b) *Left hand circular polarization*.

Sumber: Punit, 2004 : 21

2.2.8.3 Polarisasi Elips

Suatu gelombang dikatakan terpolarisasi elips apabila ujung vektor medan elektrik (atau medan magnetik) pada suatu titik membentuk kedudukan elips dalam ruang. Pada variasi waktu sesaat, medan vektor berubah secara kontinyu seiring waktu dengan cara yang sama untuk menggambarkan tempat kedudukan elips. 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. (1) Jika keduanya memiliki besaran yang berbeda, beda fasa-waktu diantara keduanya tidak boleh 0° atau perkalian 180° (karena akan bersifat linier).
 (2) Jika kedua komponen memiliki besaran yang sama, beda fasa-waktu diantara keduanya tidak boleh kelipatan bilangan ganjil dari 90° (karena akan bersifat *circular*).

2.2.9 Impedansi Input

Impedansi input 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

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} \quad (2-32)$$

dengan :

Z_{in} = impedansi antenna di terminal (Ω)

R_{in} = resistansi antenna di terminal (Ω)

X_{in} = reaktansi antenna di terminal (Ω)

Dalam tugas akhir 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 oleh persamaan berikut :

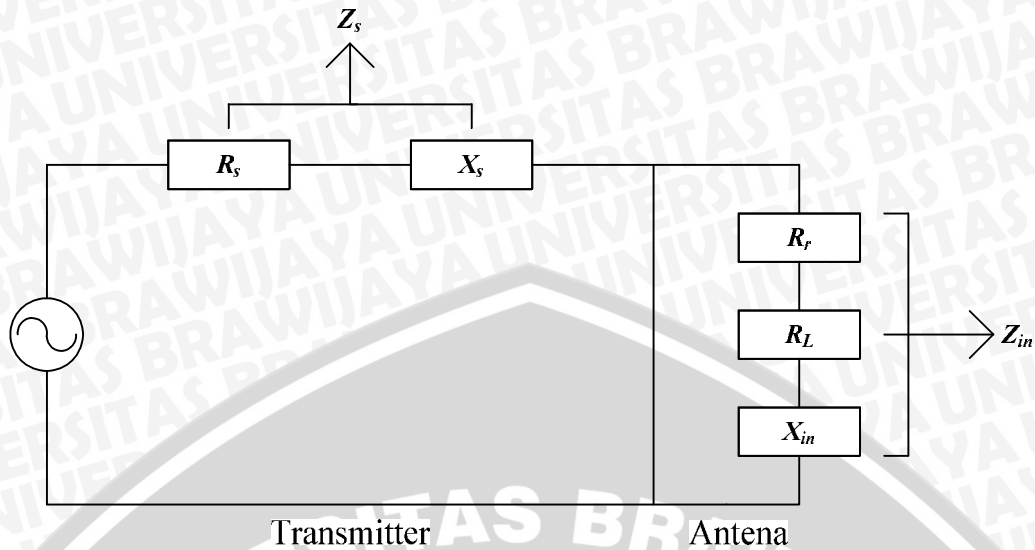
$$R_A = R_r + R_s \quad (2-33)$$

dengan :

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.



Gambar 2.10 Rangkaian ekivalen antena pemancar

Sumber: Punit S. Nakar, 2004 : 31

Pada Gambar 2.10, 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 antena. Panas antena ini disebabkan oleh rugi dielektrik dan rugi konduksi. Sedangkan X_{in} adalah reaktansi antena yang menunjukkan daya yang disimpan di daerah medan dekat.

Daya maksimum diradiasikan dari antena pada frekuensi dimana impedansi input mendekati nilai riil. Biasanya antena dicatu oleh saluran transmisi seperti kabel koaksial, mikrostrip dan sebagainya. Tujuannya adalah untuk menyesuaikan impedansi antena 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 berikut:

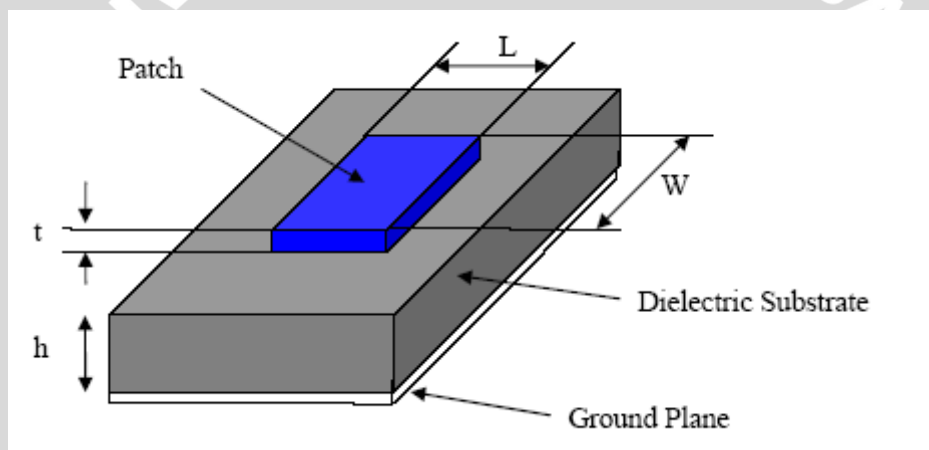
$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (2-34)$$

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

$$Z_{in} = Z_o \frac{(\Gamma + 1)}{(-\Gamma + 1)} \quad (2-35)$$

2.3 Antena *Microstrip*

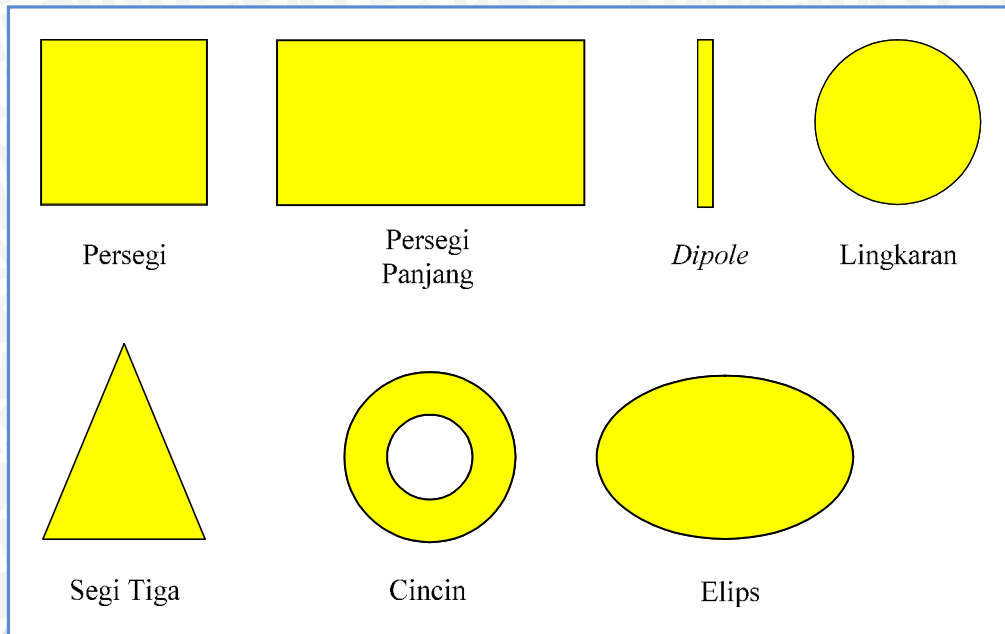
Pada dasarnya antenna *microstrip* terdiri atas lapisan peradiasi (*patch*) yang berada pada suatu lapisan (*substrate*) dielektrik yang mempunyai bidang pentanahan pada salah satu sisinya (Liao, 1987: 197). Lapisan peradiasi pada umumnya terbuat dari bahan penghantar (konduktor) dan dapat memiliki bentuk yang bermacam-macam. Lapisan peradiasi dan saluran transmisi biasanya dicetak diatas bahan dielektrik. Gambar 2.11 menunjukkan struktur antenna mikrostrip.



Gambar 2.11 Struktur antenna mikrostrip

Sumber: Punit S. Nakar, 2004 : 31

Untuk mempermudah dalam hal memprediksi dan menganalisis kinerja antenna, lapisan peradiasi umumnya berbentuk kotak, persegi, lingkaran, segitiga, elips atau bentuk umum lainnya sebagaimana ditunjukkan dalam Gambar 2.12. 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.



Gambar 2.12 Macam-macam bentuk elemen mikrostrip

Sumber: Punit S. Nakar, 2004 : 32

Untuk performansi antena 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 antena dan performansinya.

Dalam menentukan bahan atau *substrat* harus diketahui batasan jangkauan frekuensi maksimum yang masih bisa dilewatkan pada substrat dengan persamaan berikut : (Johan L, 2002 : 33)

$$h \leq \frac{0.3c}{2\pi f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-36)$$

dengan:

h = ketebalan substrat (m)

c = kecepatan cahaya (m/s)

f_r = frekuensi kerja (Hz)

ϵ_r = konstanta dielektrik bahan

2.4 Antena Array

2.4.1 Konsep Dasar Antena Array

Desain antena dengan penguatan yang tinggi sangat diperlukan untuk komunikasi jarak jauh. Salah satu cara yang lebih praktis adalah dengan membuat antena yang terdiri dari beberapa elemen peradiasi (*array*). Dengan kata lain *array* adalah beberapa elemen antena yang disusun dan saling berhubungan untuk menghasilkan pola radiasi tertentu (Stutzman, 1998: 87). Konfigurasi geometris antena 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 antena *array* merupakan penjumlahan dari daya yang dipancarkan oleh setiap elemen radiasi pada arah tertentu, sehingga semakin banyak elemen *array* penguatan akan semakin besar.

Pada antena *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 antena. 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 antena 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

2.4.2 Antena Array Empat Elemen

Kita asumsikan suatu antena array yang disusun secara linier N-elemen yang sama terletak sepanjang sumbu-z, seperti ditunjukkan pada Gambar 2.13. 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 $\vec{E}_e(R, \theta, \phi)$ ditunjukkan sebagai hasil dari dua fungsi, faktor propagasi dari bentuk bola e^{-jkR}/R , yang harganya tergantung dari harga jarak (R) dan $e^{-j\phi}$ yang harganya berbanding langsung terhadap medan listrik yang dihasilkan oleh elemen array. Untuk satu elemen antenna, medan listrik radiasi yang dihasilkan dirumuskan sebagai:

$$\vec{E}_e(R, \theta, \phi) = \frac{1}{R} \vec{E}_e(\theta, \phi) \quad (2-37)$$

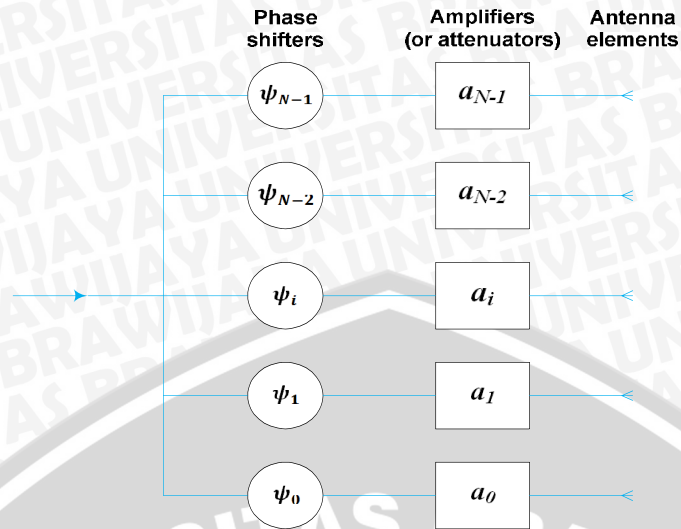
Dan hubungannya kerapatan daya S_e adalah:

$$\begin{aligned} S_e(R, \theta, \phi) &= \frac{1}{2} \operatorname{Re} \{ \vec{E}_e \cdot \vec{H}_e^* \} \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{Re} \{ \vec{E}_e(\theta, \phi) \cdot \vec{H}_e^*(\theta, \phi) \} \end{aligned} \quad (2-38)$$

Dengan meninjau elemen pada array yang ditunjukkan pada Gambar 2.14, medan jauh yang dihasilkan oleh elemen i pada jarak R_i , pada titik observasi Q dapat dinyatakan dengan:

$$\vec{E}_e(R_i, \theta, \phi) = \frac{1}{R_i} \vec{E}_e(\theta, \phi) \quad (2-39)$$

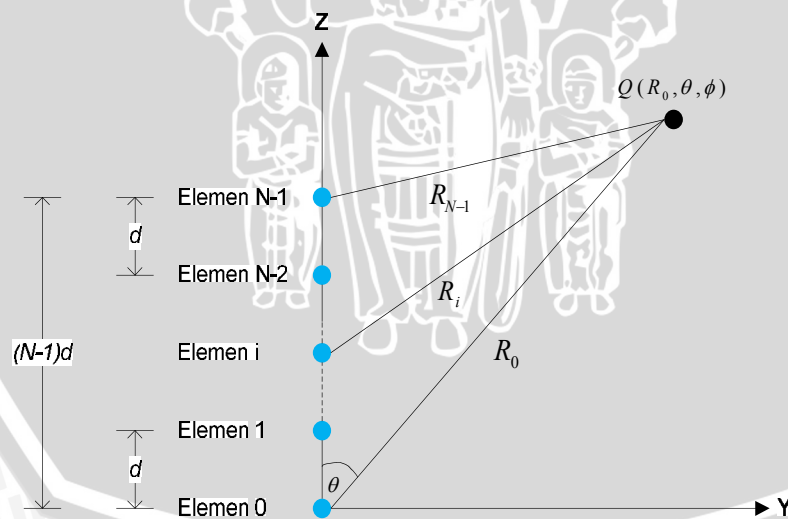
dimana a_i adalah koefisien pencatu kompleks (*complex feeding coefficient*), yang menggambarkan eksitasi amplitudo a_i dan fasa ϕ_i yang membangkitkan \vec{E}_e , relatif terhadap eksitasi elemen referensi.



Gambar 2.13 Elemen-elemen array yang dilengkapi dengan pengaturan amplitudo dan fasa

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

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 $e(\theta, \phi)$ sama pada semua elemen jika dijumlahkan dan akhirnya menunjukkan pola yang sama.



Gambar 2.14 Geometri array relatif terhadap titik pengamatan Q

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

Medan total pada titik observasi $Q(R_0, \theta, \phi)$ merupakan penjumlahan dari medan dari N elemen:

$$\begin{aligned} (, ,) &= (, ,) \\ &= \text{---} (,) \end{aligned}$$

Jika kita menerapkan antena *Array* dengan 4 elemen ($N = 4$), maka persamaan diatas akan menjadi:

$$(, ,) = \text{---} (,) \tag{2-40}$$

Dimana R_0 menunjukkan 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:

$$\geq \frac{2}{\text{---}} = \frac{2(N-1)}{\text{---}} \tag{2-41}$$

Jika $N = 4$, maka:

$$\geq \frac{18}{\text{---}}$$

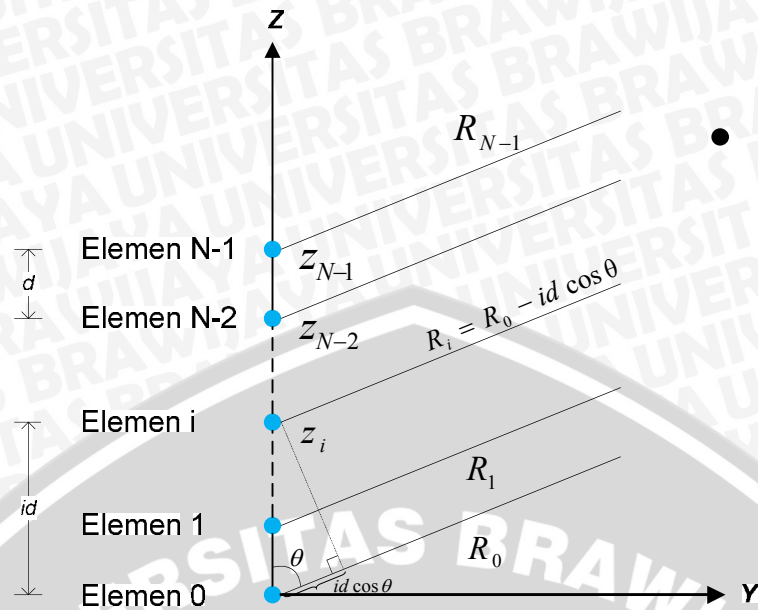
Kondisi ini mengijinkan kita untuk mengabaikan perbedaan jarak dari titik Q ke tiap elemen array, pada saat kita menentukan magnitudo dari medan radiasi, dengan mengatur $R_i = R_0$ sesuai dengan Persamaan (2-40) untuk semua i . Sedangkan untuk bagian fasa pada faktor propagasi, kita dapat menggunakan pendekatan sinar paralel sebagai berikut:

$$\cong \text{---} = \text{---} \tag{2-42}$$

Dimana $z_i = id$ adalah jarak antara elemen i dan elemen ke-0 (Gambar 2.15). Dengan menggunakan dua pendekatan pada Persamaan (2-40) akan diperoleh:

$$(, ,) = (,) \text{---} \times \tag{2-43}$$





Gambar 2.15 Pengamatan paralel pada analisa array

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

Dan kerapatan daya antenna array diperoleh dengan menggunakan Persamaan (2-38) dan diperoleh berikut:

$$\begin{aligned}
 (, ,) &= \frac{1}{2} | \tilde{r}(-0, , -) | \\
 &= \frac{1}{2} (,) \\
 &= (, ,)
 \end{aligned}$$

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

$$(, ,) = (, ,) \tag{2-44}$$



Persamaan (2-44) 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:

$$(\quad) = \quad (2-45)$$

Jika $N = 4$, maka persamaan (2-45) akan menjadi:

$$(\quad) =$$

Sedangkan, kerapatan daya dari antenna array dinyatakan dengan:

$$(\quad, \quad, \quad) = (\quad, \quad, \quad) (\quad) \quad (2-46)$$

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

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

Koefisien pencatu A_i , pada umumnya berbentuk kompleks, yang terdiri dari faktor amplitudo a_i dan faktor fasa ψ_i :

$$= \quad (2-47)$$

Dengan memasukkan Persamaan (2-47) ke dalam (2-41), diperoleh:

$$(\quad) = \quad (2-48)$$

Jika $N = 4$, maka persamaan (2-48) akan menjadi:

$$(\quad) =$$

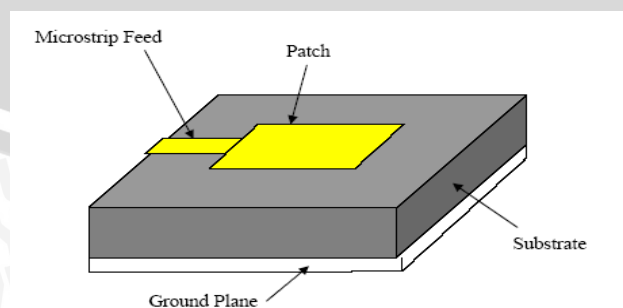
Dengan demikian, faktor array ditentukan oleh dua fungsi input, yaitu: distribusi amplitudo array, dinyatakan sebagai a_i dan distribusi fasa array dinyatakan sebagai ψ_i . Distribusi amplitudo mengontrol bentuk pola radiasi array, sementara itu distribusi fasa dapat digunakan untuk menentukan arahnya.

2.5 Teknik Pencatuan Antena Mikrostrip

Teknik *feed* atau pencatuan adalah teknik yang digunakan untuk menghubungkan antena mikrostrip dengan saluran transmisi lainnya, umumnya yang dihubungkan adalah bagian *patch* antena mikrostrip. *Patch* antena mikrostrip dapat dicatu dengan berbagai macam metode. Metode-metode tersebut dapat dikelompokkan ke dalam 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).

2.5.1 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. Dari penjelasan tersebut maka dapat lebih jelasnya dilihat pada Gambar 2.16



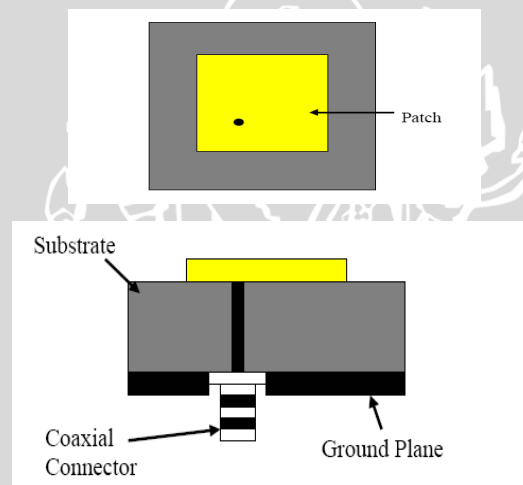
Gambar 2.16 Microstrip Line Feed

Sumber: Punit S. Nakar, 2004 : 34

Teknik pencatutan ini dapat dikembangkan lagi dengan cara memberikan potongan menjorok (*inset*) ke dalam *patch*. Tujuannya adalah untuk menyesuaikan impedansi saluran dengan *patch* tanpa memerlukan elemen penyesuai tambahan. Hal ini dapat diperoleh melalui pengaturan posisi *inset* yang benar. Oleh karena itu metode *Microstrip Line Feed* secara umum menawarkan skema pencatutan yang mudah disamping kemudahan dalam proses pembuatan dan pemodelan untuk mendapatkan kesesuaian impedansi.

2.5.2 Coaxial Feed

Coaxial feed atau *probe feed* adalah teknik yang umum digunakan pada pencatutan antena. Seperti terlihat pada Gambar 2.17 konduktor bagian dalam dari kabel koaksial dihubungkan dengan elemen peradiasi dan konduktor bagian luar dari kabel koaksial dihubungkan dengan bidang pentanahan (*ground plane*).



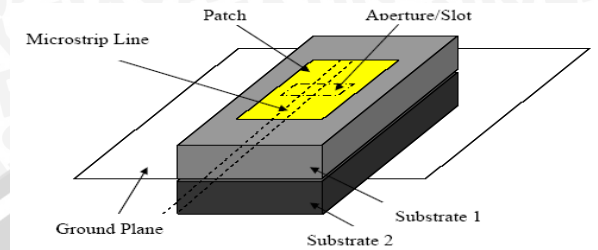
Gambar 2.17 Metode *Coaxial feed*

Sumber: Punit S. Nakar, 2004 : 35

Kelebihan dari metode pencatutan seperti ini adalah pencatutan 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.

2.5.3 Aperture Coupling

Pada tipe pencatutan ini elemen peradiasi dan bagian pencatu terpisah dengan bidang pentanahan (*ground plane*) seperti pada Gambar 2.18 kopling antara elemen peradiasi antenna (*patch*) dan saluran pencatu (*line feed*) dibuat melalui *slot* atau *aperture*.



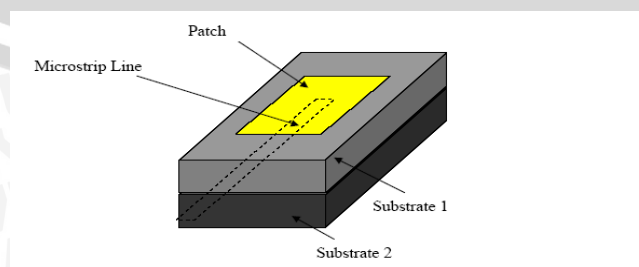
Gambar 2.18 Aperture Coupling Feed

Sumber: Punit S. Nakar, 2004 : 36

Celah kopling biasanya diposisikan ditengah 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 pencatutan yang sulit untuk difabrikasi dikarenakan lapisan ganda (*multiple layer*) yang tentunya juga menambah ketebalan antenna.

2.5.4 Proximity Coupling

Metode pencatutan semacam ini disebut juga skema kopling elektromagnetik. Seperti ditunjukkan pada Gambar 2.19 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 pencatutan yang lain. Untuk optimasi antenna dapat digunakan media dielektrik yang berbeda.



Gambar 2.19 Proximity Coupling Feed

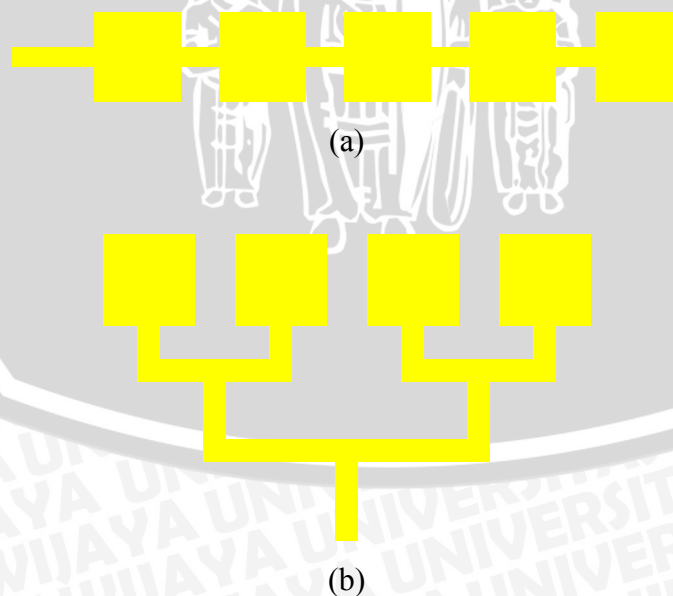
Sumber: Punit S. Nakar, 2004 : 37

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.

2.6 Konfigurasi Jaringan Saluran Transmisi

Untuk antena mikrostrip yang tersusun dari banyak elemen peradiasi (*Arrays*), desain dari jaringan saluran transmisi juga memiliki peranan yang sangat penting untuk ikut serta menentukan performansi suatu antena mikrostrip itu sendiri.

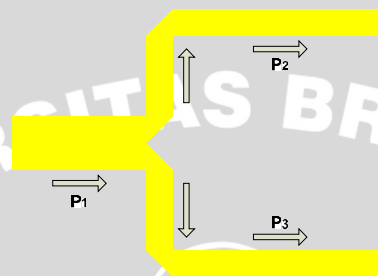
Desain dari jaringan saluran transmisi pada antena mikrostrip secara umum dapat dibagi menjadi 2 (dua) yaitu *series feed network* dan *parallel feed network*. Perbedaan antara keduanya adalah, yang pertama, dalam penerapannya *parallel feed network* dapat menghasilkan *bandwidth* yang lebih besar daripada *series feed network*, yaitu sekitar 10%. Sedangkan *series feed network* hanya dapat menghasilkan *bandwidth* sebesar 1% hingga 3% saja. Perbedaan kedua adalah *parallel feed network* lebih banyak mengalami rugi-rugi *ohmic* dibandingkan *series feed network*. Hal ini disebabkan karena *parallel feed network* secara dimensi lebih membutuhkan ruang yang lebih luas daripada *series feed network* (Huang, 2003).



Gambar 2.20 (a) *Series Feed Network*, (b) *Parallel Feed Network*.

Sumber: Huang, 2003

Ciri fisik dari konfigurasi *parallel feed network* adalah adanya percabangan dari sebuah saluran transmisi menjadi 2 (dua) buah saluran transmisi. Konfigurasi ini menerapkan teori *T-Junction Power Divider* dimana sangat berkaitan erat dengan pembagian daya antenna agar terdistribusi secara baik pada tiap-tiap elemen peradiasi yang ada. Secara desain, bentuk fisik dari *T-Junction Power Divider* menyerupai huruf "T". Dari Gambar 2.20 dapat dijelaskan bahwa secara ideal daya yang masuk melalui saluran tunggal (P_1) akan memiliki besar yang sama dengan penjumlahan daya dari 2 (dua) buah saluran yang bercabang ($P_2 + P_3$) (Shah Erawati Binti Mokhtar, 2007).



Gambar 2.21 *T-Junction Power Divider*.

Sumber: Shah, 2007

Parallel feed network sendiri dapat dibagi menjadi 2 (dua), yaitu *Symmetry Parallel Feed* dan *Asymmetry Parallel Feed*. Untuk menghasilkan pembagian daya yang sama secara merata di tiap-tiap elemen peradiasi, maka konfigurasi yang dipakai adalah *Symmetry Parallel Feed*. Sedangkan konfigurasi *Asymmetry Parallel Feed* digunakan untuk menghasilkan daya yang berbeda di tiap-tiap elemen peradiasi (Lu-Kui JIN, *et al.*, 2009).



Gambar 2.22 (a) *Symmetry Parallel Feed Network*, (b) *Asymmetry Parallel Feed Network*.

Sumber: Lu-Kui JIN, *et al.*, 2009

2.7 Metode Analisis Antena Mikrostrip

Terdapat beberapa metode yang paling umum digunakan untuk analisis antena mikrostrip, yaitu model saluran transmisi, model *cavity*, dan metode gelombang penuh (yang meliputi persamaan integral primer/metode momen). Model saluran transmisi merupakan yang paling sederhana dan mampu memberikan pemahaman yang bagus, akan tetapi kurang akurat jika dibandingkan dengan model lainnya. Model *cavity* mampu memberikan tingkat akurasi yang lebih baik, namun bersifat lebih kompleks dan sulit. Sedangkan metode gelombang penuh adalah metode yang paling sulit untuk dipahami namun mampu memberikan analisis dengan tingkat keakuratan yang sangat tinggi.

2.7.1 Dimensi Antena Mikrostrip

Model analisis yang paling populer digunakan adalah model saluran transmisi, model *cavity*, model gelombang penuh (momen, FDTD). Model saluran transmisi adalah model paling sederhana yang memberikan gambaran fisik yang akan digunakan dengan ketelitian yang baik.

Untuk menentukan dimensi elemen peradiasi, maka terlebih dahulu harus ditentukan frekuensi acuan (f_r) yang digunakan untuk mencari panjang gelombang diruang bebas (λ_0).

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_r} \quad (\text{m}) \quad (2-49)$$

Setelah nilai λ_0 diperoleh, maka panjang gelombang pada saluran transmisi mikrostrip (λ_d) dapat dihitung dengan persamaan :

$$\lambda_d = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{m}) \quad (2-50)$$

dengan:

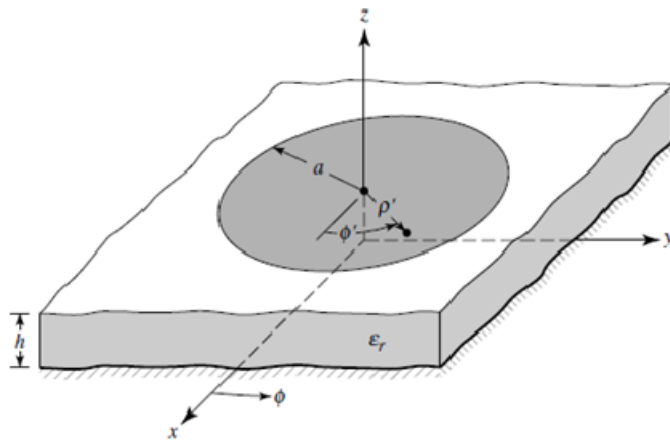
ϵ_r = permitivitas dielektrik relatif substrat (F/m)

Radius elemen peradiasi circular diperoleh dengan menggunakan rumus: (Balanis,2005: 846)

$$a = \frac{F}{\left\{ 1 + \frac{2h}{\pi \epsilon_r F} \left[\ln \left(\frac{\pi F}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2}} \quad (2-51)$$

dengan:

- a = jari-jari elemen peradiasi (cm)
- h = ketebalan substrat (m)
- ϵ_r = permitivitas dielektrik relatif substrat (F/m)
- F = fungsi logaritmik (F) dari elemen peradiasi



Gambar 2.23 Antena Mikrostrip Lingkaran

Sumber: Balanis, 2005: 844

Sedangkan fungsi logaritmik (F) dari elemen peradiasi ditentukan dengan persamaan: (Balanis, 2005: 846)

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-52)$$

dengan:

- f_r = frekuensi kerja pada antena (MHz)
- ϵ_r = permitivitas dielektrik relatif substrat (F/m)

2.7.2 Impedansi Karakteristik Saluran Mikrostrip

Impedansi karakteristik antena mikrostrip ditentukan dengan persamaan sebagai berikut (Liao, 1987: 471):

$$Z_0 = \frac{k}{\sqrt{\epsilon_r}} \left(\frac{h}{W} \right) \quad (2-53)$$

dengan:

Z_0 = impedansi karakteristik (Ω)

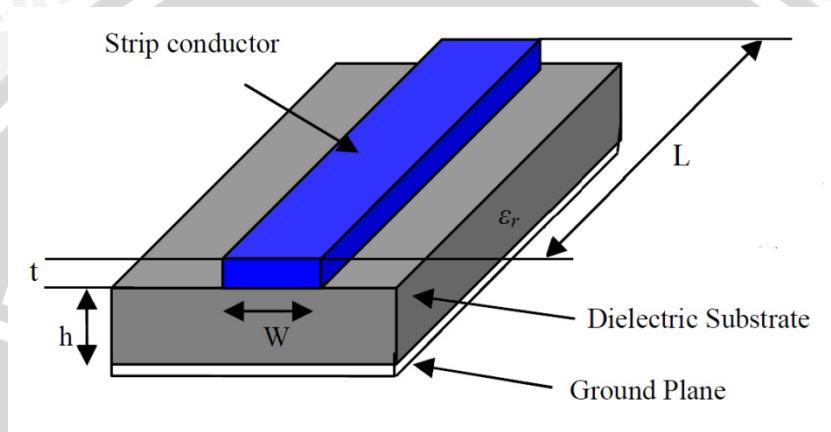
k = impedansi karakteristik ruang bebas ($120\pi \Omega$)

ϵ_r = permitivitas dielektrik relatif substrat (F/m)

W = lebar saluran transmisi (mm)

h = ketebalan substrat (mm)

t = ketebalan bahan konduktor (mm)



Gambar 2.24 Penampang Saluran Transmisi Antena Mikrostrip

Sumber: Punit S. Nakar, 2004: 39

2.7.3 Dimensi Saluran Transmisi

Untuk menghitung dimensi saluran transmisi mikrostrip digunakan persamaan di bawah ini (Liao, 1987 : 140):

$$W_0 = \frac{k}{Z_0} \times \frac{h}{\sqrt{\epsilon_r}} \text{ (mm)} \quad (2-54)$$

dengan :

W_0 = lebar saluran transmisi (mm)

k = impedansi karakteristik ruang bebas ($120\pi \Omega$)

h = ketebalan substrat (mm)

Z_0 = impedansi karakteristik (Ω)

ϵ_r = konstanta dielektrik bahan (F/m)

Untuk menghitung panjang saluran transmisi dapat digunakan persamaan sebagai berikut :

$$L_o = \frac{1}{4} \lambda_d \quad (\text{mm}) \quad (2-55)$$

dengan :

λ_d = panjang gelombang pada saluran transmisi mikrostrip (mm)

Sedangkan untuk mengetahui seberapa dalam saluran transmisi menjorok ke dalam elemen peradiasi (*inset feed*) untuk mendapatkan saluran transmisi yang tersesuaian (*matching*) dapat dihitung dengan menggunakan persamaan berikut (Ariestya, 2008: 28):

$$y_0 = 0,3d \quad (2-56)$$

dengan :

y_0 = kedalaman saluran transmisi yang masuk ke dalam elemen peradiasi (mm)

d = diameter elemen peradiasi (mm)

2.7.4 Jarak antar elemen

Jarak antar elemen peradiasi ditentukan dengan persamaan berikut (Johan L, 2002 : 24) :

$$r \geq 0,6\lambda_d \quad (\text{mm}) \quad (2-57)$$

dengan :

r = jarak antar elemen peradiasi (mm)

λ_d = panjang gelombang pada saluran transmisi mikrostrip (mm)

2.8 Rugi – rugi pada Antena Mikrostrip

Substrat dan elemen pada saluran mikrostrip menyebabkan adanya rugi – rugi pada saluran tersebut. Rugi – rugi tersebut menggambarkan rugi – rugi per satuan panjang yang dinyatakan dalam faktor pelemahan (α). Tiga jenis rugi – rugi yang utama yaitu rugi – rugi dielektrik, rugi – rugi konduktor, dan rugi – rugi radiasi. Rugi – rugi tersebut dipengaruhi oleh faktor geometri, saluran geometris, sifat dielektrik dari substrat dan konduktor serta frekuensi yang digunakan (Liao, 1987: 141).

2.8.1 Rugi – rugi Dielektrik

Rugi – rugi dielektrik disebabkan adanya sifat konduktivitas dielektrik dan dinyatakan sebagai koefisien pelemahan dielektrik (α_d). Besarnya rugi – rugi dielektrik pada saluran mikrostrip dapat dinyatakan dengan persamaan (Liao, 1987: 143) :

$$\alpha_d = 4,34 \frac{\sigma_d}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \left(\frac{\epsilon_{reff} - 1}{\epsilon_r - 1} \right) \sqrt{\frac{\mu_o}{\epsilon_o}} (dB/cm) \quad (2-58)$$

dengan :

α_d = rugi – rugi dielektrik (dB/cm)

σ_d = konduktifitas dielektrik (mho/m)

ϵ_{reff} = permitifitas dielektrik relatif efektif (F/m)

ϵ_r = permitifitas dielektrik relatif *substrat* (F/m)

ϵ_o = permitifitas ruang hampa ($8,854 \times 10^{-12}$ F/m)

μ_o = permeabilitas ruang hampa ($4\pi \times 10^{-7}$ H/m)

2.8.2 Rugi–rugi Konduksi

Dalam suatu saluran mikrostrip yang memiliki rugi–rugi dielektrik yang rendah, maka sumber rugi – rugi yang utama adalah akibat tidak sempurnanya konduktor yang ada, dan besarnya rugi – rugi konduktor dapat dinyatakan dengan persamaan (Liao, 1987: 145) :

$$\alpha_c = \frac{8,686}{w \cdot Z_o} R_s (dB/cm) \quad (2-59)$$

$$R_s = \sqrt{\frac{\pi \cdot f \cdot \mu}{\sigma_c}} (\Omega) \quad (2-60)$$

dengan :

α_c = rugi – rugi konduktor (dB/cm)

R_s = resistansi permukaan (Ω)

Z_o = impedansi karakteristik saluran (Ω)

w = lebar saluran mikrostrip (mm)

μ = permeabilitas bahan (H/m)

σ_c = konduktifitas konduktor (mho/cm)

Dari persamaan – persamaan di atas akan didapatkan besarnya koefisien pelemahan (α) pada mikrostrip adalah merupakan penjumlahan antara rugi – rugi dielektrik (α_d) dan rugi – rugi konduktor (α_c) yang dinyatakan dengan persamaan (Resmana. H, 2001: 11) :

$$\alpha = \alpha_d + \alpha_c \text{ (dB/cm)} \quad (2-61)$$

dengan :

α = koefisien pelemahan (dB/cm)

α_d = rugi – rugi dielektrik (dB/cm)

α_c = rugi – rugi konduktor (dB/cm)

2.8.3 Rugi – rugi Radiasi

Disamping rugi – rugi dielektrik (α_d) dan rugi – rugi konduktor (α_c), pada saluran *microstrip* terdapat juga rugi – rugi radiasi. Rugi – rugi radiasi ini sangat tergantung pada ketebalan dan konstanta dielektrik substrat. Rugi – rugi ini dinyatakan dalam bentuk rasio daya yang diradiasikan terhadap daya total yang diberikan ke saluran. Rasio daya yang diradiasikan oleh saluran *microstrip open circuit* dinyatakan oleh persamaan (Liao, 1987: 147) :

$$\frac{P_{rad}}{P_t} = \frac{240 \cdot \pi^2}{Z_o} \left(\frac{h}{\lambda_o} \right)^2 \left[\frac{\epsilon_{reff} + 1}{\epsilon_{reff}} - \frac{\epsilon_{reff} - 1}{2\epsilon_{reff} \sqrt{\epsilon_{reff}}} \ln \left(\frac{\sqrt{\epsilon_{reff} + 1}}{\sqrt{\epsilon_{reff} - 1}} \right) \right] \quad (2-62)$$

$$\frac{P_{rad}}{P_t} = \frac{R_r}{Z_o} \quad (2-63)$$

dari substitusi persamaan di atas, akan didapatkan persamaan :

$$R_r = 240 \cdot \pi^2 \left(\frac{h}{\lambda_o} \right)^2 \left[\frac{\epsilon_{reff} + 1}{\epsilon_{reff}} - \frac{\epsilon_{reff} - 1}{2\epsilon_{reff} \sqrt{\epsilon_{reff}}} \ln \left(\frac{\sqrt{\epsilon_{reff} + 1}}{\sqrt{\epsilon_{reff} - 1}} \right) \right] \text{ (dB/cm)} \quad (2-64)$$

dengan :

R_r = rugi – rugi radiasi (dB/cm)

P_t = daya total yang diberikan saluran (dB)

P_{rad} = daya yang diradiasikan (dB)

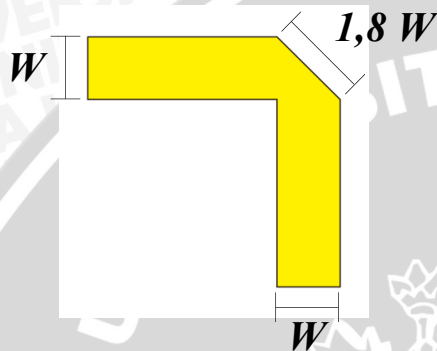
λ_o = panjang gelombang di udara (m)

h = tebal substrat (mm)

ϵ_{reff} = permitifitas dielektrik relatif efektif (F/m)

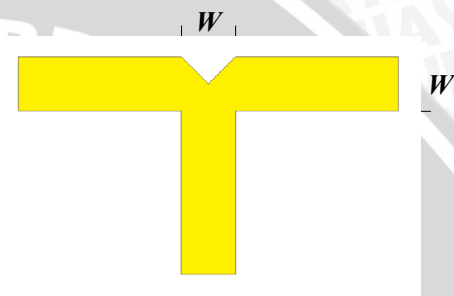
2.9 *Microstrip discontinuities*

Medan listrik pada sebuah saluran transmisi memiliki arah perambatan tertentu, ketika lebar dari saluran transmisi lebih kecil dari panjang gelombangnya maka medan listriknya akan saling menghilangkan dan tidak ada yang diradiasikan. *Discontinuities* terjadi pada daerah persimpangan (*cross section*). Terdapat dua bagian microstrip *discontinuities* yang digunakan yaitu *microstrip bend* dan *T-junction*. Gambar 2.25 menunjukkan bentuk dari *microstrip bend* sedangkan untuk bentuk T *Junction* dapat dilihat pada Gambar 2.26.



Gambar 2.25 *Microstrip Bend*

Sumber: Johan L, 2002 : 16



Gambar 2.26 T *Junction*

Sumber: Johan L, 2002 : 16

2.10 *Wireless Local Area Network (WLAN)*

Wireless LAN merupakan sebuah sistem komunikasi data yang fleksibel dan dapat menggantikan atau bahkan memperluas fungsi jaringan LAN dengan kabel (*wired LAN*). *Wireless LAN* menghubungkan beberapa komputer (*wireless client*) dengan titik akses (*access point*) menggunakan gelombang radio sebagai media transmisinya sehingga dapat mentransmisikan dan menerima data melalui udara, melewati dinding serta plafon dan bahkan menembus dinding semen tanpa menggunakan kabel. Untuk *mobile user*, penggunaan *wireless LAN* sangatlah efisien karena komunikasi antara server dengan user dapat tetap berjalan tanpa harus kehilangan komunikasi di antara keduanya. Selain itu *wireless LAN* juga menawarkan layanan dan keuntungan yang lebih menjanjikan daripada teknologi jaringan biasa.

2.10.1 Konfigurasi Wireless LAN

Wireless LAN dapat dibuat dengan konfigurasi sederhana maupun kompleks. Macam-macam dari topologi yang diterapkan pada wireless LAN antara lain:

1. Jaringan *peer-to-peer*

Dua PC (*Personal Computer*) yang dipasang *wireless adapter card* dianggap mampu untuk mengatur sebuah jaringan bebas dan dapat saling berhubungan pada jarak yang telah ditentukan. Pada topologi ini, pengguna dapat mengakses data dari pengguna lainnya tanpa melalui *server* pusat.

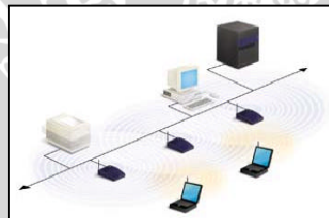


Gambar 2.27 Topologi jaringan *peer-to-peer*

Sumber: Setyo Budianto <http://www.geocities.com/setyolia>

2. Jaringan infrastruktur

Pada topologi ini, pemasangan beberapa *access point* dapat memperluas jangkauan dari jaringan *peer-to-peer*. Selama *access point* terhubung dengan jangkauan kabel, tiap pengguna dapat mengakses data *server* seperti pengguna lainnya.

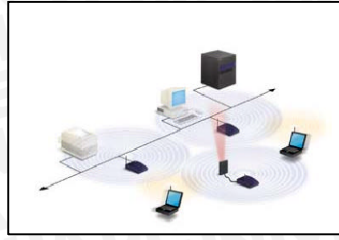


Gambar 2.28 Topologi jaringan infrastruktur

Sumber: Setyo Budianto <http://www.geocities.com/setyolia>

3. Jaringan menggunakan *extension point*

Untuk memperluas jangkauan jaringan *access point*, dapat digunakan *extension point* (EP). *Extension point* mempunyai fungsi yang sama dengan *access point*, tetapi EP tidak terikat dengan jaringan kabel seperti AP. Fungsi EP adalah untuk menambah jangkauan jaringan dengan me-*relay* sinyal dari *client* menuju AP atau EP yang lainnya.

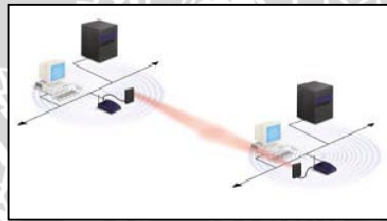


Gambar 2.29 Jaringan menggunakan *extension point*

Sumber: Setyo Budiarto <http://www.geocities.com/setyolia>

4. Jaringan menggunakan antena *directional*

Topologi yang terakhir dari WLAN adalah topologi menggunakan *directional antenna*. Sebagai contoh WLAN di dalam gedung A dan akan menambah ke gedung B dengan jarak 1 mil. Salah satu cara adalah dengan memasang *directional antenna* di masing-masing gedung, masing-masing antena tergantung dengan yang lain.



Gambar 2.30 Jaringan menggunakan *directional antenna*

Sumber: Setyo Budiarto <http://www.geocities.com/setyolia>

2.10.2 Standar IEEE 802.11

Standar IEEE 802.11 menghususkan pengembangan teknologi lapisan fisik dan link *wireless* LAN (Lapisan 1 dan 2 OSI). Ada 5 standar yang dipakai yaitu:

1. 802.11a, 5 GHz dengan teknologi OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*).
2. 802.11b DSSS pada lapisan fisik dengan transfer data 1 sampai 11Mbps.
3. 802.11e, pengembangan aplikasi LAN dengan *Quality of Service* (QoS), keamanan dan autentifikasi untuk aplikasi seperti suara, *streaming* media dan konferensi video.
4. 802.11f, rekomendasi praktis untuk *Multi – Vendor Access Point Interoperability* melalui *Inter – Access Point Protocol Access Distribution System Support*.
5. 802.11g, standar untuk penggunaan DSSS dengan transfer 20Mbps dan OFDM 54Mbps. Standar ini *backward – compatible* dengan 802.11b dan bisa dikembangkan sampai lebih dari 20Mbps.

Tabel 2.1 Standar IEEE 802.11

Sumber: <http://www.wlana.org>

| | 802.11 | 802.11a | 802.11b | 802.11g |
|--|--|--|--|--|
| Dikeluarkan | Juli 1997 | September 1999 | September 1999 | 2002 |
| Bandwidth | 83.5 MHz | 300 MHz | 83.5 MHz | 83.5 MHz |
| Frekuensi | 2.4 – 2.4835 GHz DSSS, FHSS | 5.15-5.35 GHz OFDM 5.725-5.825 GHz OFDM | 2.4-2.4835 GHz DSSS | 2.4-2.4835 GHz DSSS, OFDM |
| Jumlah kanal yang tidak <i>overlapping</i> | 3 (indoor/outdoor) | 4 (indoor/outdoor) | 3 (indoor/outdoor) | 3 (indoor/outdoor) |
| Data rate | 2 Mbps, 1 Mbps | 54, 48, 36, 24, 18, 12, 9, 6 Mbps | 11, 5.5, 2, 1 Mbps | 54, 36, 33, 24, 22, 12, 11, 9, 6, 5.5, 2, 1 Mbps |
| Tipe modulasi | DQPSK (2 Mbps DSSS) DBPSK (1 Mbps DSSS) 4GFSK (2 Mbps FHSS) 2GFSK (1 Mbps FHSS) | BPSK (6,9 Mbps) QPSK (12, 18 Mbps) 16-QAM (24,36 Mbps) 64-QAM (48, 54 Mbps) | DQPSK/CCK (11, 5,5 Mbps) DQPSK (2 Mbps) DBPSK (1 Mbps) | OFDM/CCK (6,9,12,18,24,36,48,54) OFDM (6,9,12,18,24,36,48,54 Mbps) DQPSK/CCK (22,33,11,5.5 Mbps) DQPSK (2 Mbps) DBPSK (1 Mbps) |

Dari kelima standar protokol yang ada, protokol 802.11a, 802.11b, 802.11g lah yang paling banyak digunakan sekarang ini. 802.11b dipandang unggul karena harganya yang relatif lebih murah dari yang lain. 802.11a memiliki kelebihan pada jangkauan spektrum frekuensi yang lebih tinggi (5-6 GHz), sedang 802.11g memiliki kompatibilitas dengan semua keluarga protokol 802.11 dan throughputnya lebih besar.

IEEE 802.11b menggunakan band ISM (*Industry, Science and Medical*) 2,4 GHz dan mampu mencapai kecepatan data 11 Mbps. Kecepatan data yang didukung adalah 1, 2, 5.5, dan 11 Mbps. Dengan teknologi *spread spectrum*, memiliki jangkauan sampai 800 ft atau 50,000 ft².

Jalur frekuensi yang tersedia pada band ISM 2,4 GHz sekitar 83,5 MHz yang terbentang antara 2,4 sampai 2,4835 GHz. FCC (*Federal Communication Commission*) membagi band ini menjadi 11 kanal dengan guard band antar kanal sebesar 5 MHz.

Tabel 2.2 *Computer Network Planning Standard Using WLAN*

Sumber: <http://www.wlana.org>

| | |
|---------------------|----------------------|
| Standar Layanan | IEEE 802.11b |
| Range Frekuensi | 2,4 – 2,4835 |
| Modulasi | QPSK |
| Skema Modulasi | DSSS |
| Delay Time total | <150 ms |
| Mode Transmisi | Full Duplex |
| Data rate | 5.5 Mbps, 11 Mbps |
| Kecepatan Transmisi | 2 Mbps |
| Daya Pancar | 500mW |
| Jenis Layanan | Teks & Gambar |
| Kanal Frekuensi | Kanal 11 (2,462 GHz) |