

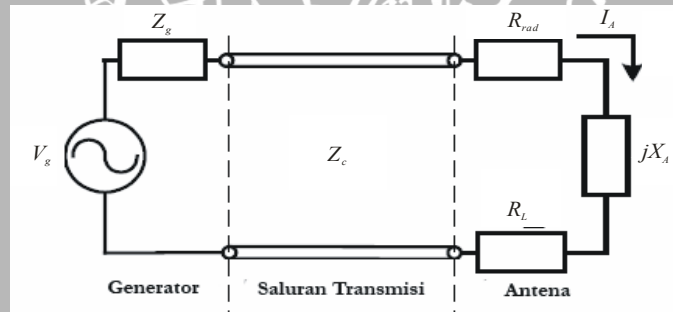
## BAB II DASAR TEORI

Untuk memudahkan dalam memahami cara kerja dan dasar-dasar perencanaan sistem ini, maka perlu penjelasan dan uraian teori penunjang yang digunakan dalam penulisan skripsi ini.

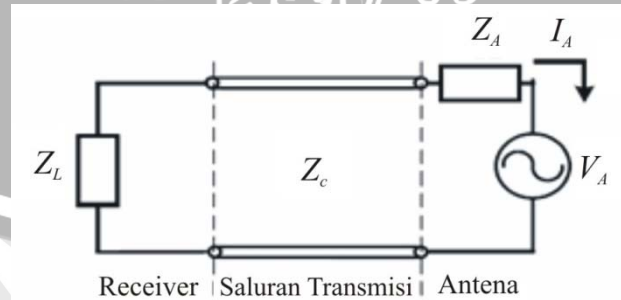
Teori-teori penunjang yang akan dijelaskan sesuai dengan parameter antenna yang akan dipakai dalam pengujian antenna yang dirancang, yaitu:

### 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.



a. Rangkaian ekivalen saluran transmisi dengan mode memancar.



b. Rangkaian ekivalen saluran transmisi dengan mode menerima.

Gambar 2.1 Rangkaian Pengganti Antena

Sumber : Anonim

Keterangan Gambar 2.1:

$V_g$  = generator sumber tegangan

$Z_g$  = impedansi generator

$R_{rad}$  = resistansi radiasi

$R_L$  = resistansi rugi

$jX_A$  = reaktansi antena

$Z_A$  = impedansi antena

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, 1997 :28).

Terdapat beberapa karakteristik antena yang perlu dan penting untuk diketahui dalam pemilihan maupun perancangan sebuah antena. Karakteristik itu antara lain: pola radiasi, polarisasi, *gain*, *bandwidth*, *VSWR*, *input impedance*, *return loss* dan *bandwidth*.

### 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.

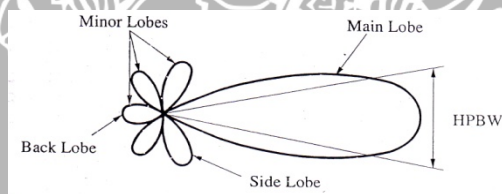


### 2.2.1.1 Pola *Isotropic*, *Directional*, dan *Omnidirectional*

Berdasarkan pola radiasinya, antenna terbagi atas antenna dengan pola radiasi *Isotropic*, *Directional*, dan *Omnidirectional*. Radiator isotropis didefinisikan sebagai hipotesis antenna 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. Antenna 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*).



Gambar 2.2 *Lobe-lobe* Pola Radiasi

Sumber : Balanis, 1997 :31

- *HPBW* (*Half Power Beamwidth*) dapat didefinisikan sebagai sudut yang terbentuk oleh titik setengah daya dari *main lobe*
- *Main Lobe* : Bagian dari daerah radiasi yang 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, 1982) :

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

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

dengan :

$P$  = intensitas radiasi antenna pada sudut tertentu ( $dB$ )

$P_o$  = daya yang diterima antenna pada sudut  $0^\circ$  ( $watt$ )

$P_T$  = 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:

$$\frac{F}{B} = \frac{P_m}{P_l} \quad (2-3)$$

$$F/B (dB) = P_m(dBm) - P_l(dBm)$$

dengan :

$F/B$  = *Front to Back ratio* ( $dB$ )

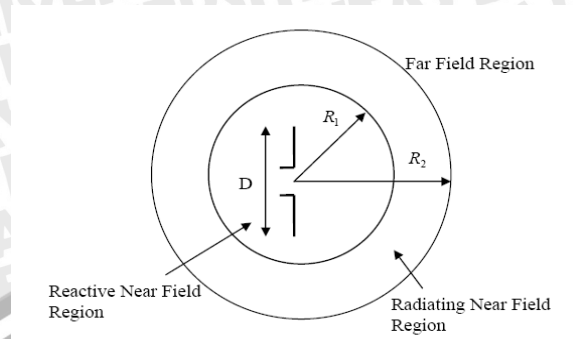
$P_m$  = daya puncak *main lobe* ( $dBm$ )

$P_l$  = 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 berikut





Gambar 2.3 Pembagian Daerah Medan Radiasi Antena

Sumber : Balanis, 1997 :33

dengan  $r_1 = 0,62\sqrt{D^3/\lambda}$  , (2-4)

$r_2 = 2D^2/\lambda$  (2-5)

$r_1$  dan  $r_2$  = jarak medan radiasi (m)

Daerah medan radiasi terbagi menjadi tiga, yaitu :

- *Reactive Near-Field Zone*

Pada daerah ini, medan reaktif sangat mendominasi.

Batas daerah ini:

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

dengan  $r$  = jarak medan radiasi (m)

$\lambda$  = panjang gelombang (m)

$D$  = dimensi antena (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 antena.

Batas daerah ini :

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

- *Far-Field (Fraunhofer) Zone*

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

Batas daerah ini :

$$2D^2/\lambda \leq r < \infty \quad (2-8)$$

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 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 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

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

dengan

$E$  = intensitas medan elektrik jauh suatu antenna

$E_\theta, E_\phi$  = komponen medan elektrik jauh suatu antenna

$\eta$  = impedansi intrinsik medium



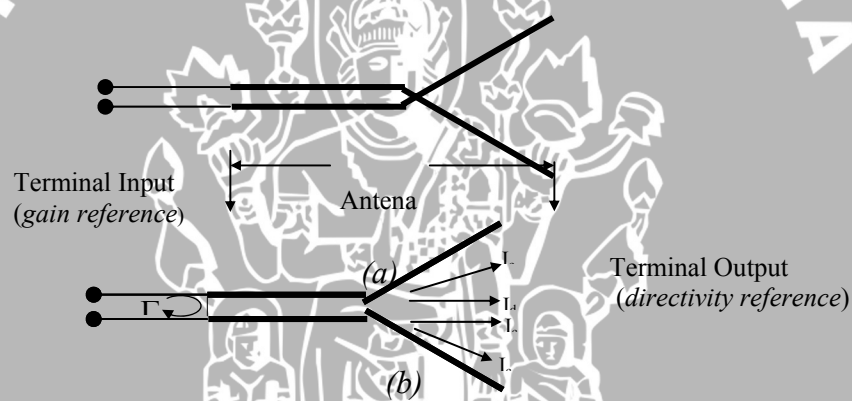
Sehingga pola daya juga merupakan pengukuran intensitas radiasi. Total daya diperoleh dengan mengintegrasikan intensitas radiasi, seperti dinyatakan dalam persamaan (2-11) terhadap luasan sudut solid,  $4\pi$ . Sehingga

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

dengan:  $d\Omega = \text{elemen sudut solid} = \sin \theta d\theta d\phi$

### 2.2.2 Gain (Penguatan)

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 dibedakan atas : *absolute gain* dan *relative gain*.



Gambar 2.4 Terminal Referensi dan Rugi-Rugi Antena

Sumber : Balanis, 1997 : 59

*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  $4\pi$ . Dalam bentuk persamaan, hal ini dapat dinyatakan sebagai

$$G = 4\pi \frac{\text{radiation intensity}}{\text{total input power}} = 4\pi \frac{I(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2-12)$$

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

$$G = \frac{4\pi I(\theta, \phi)}{P_{in}(\text{lossless isotropic source})} \quad (2-13)$$

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 adalah :

$$G = G_{ref} \times \frac{P_U}{P_R}$$

$$G = 1,64 \times \frac{P_U}{P_R}$$

$$G(\text{dB}) = 10 \log 1,64 \frac{P_U}{P_R} \quad (2-14)$$

$$G = 2,15 + P_U(\text{dBm}) - P_R(\text{dBm}) \quad (2-15)$$

dengan

$G$  = 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)

### 2.2.3 Keterarahan (*Directivity*)

Keterarahan (*directivity*) dari suatu antenna didefinisikan sebagai "perbandingan antara intensitas radiasi maksimum dengan intensitas radiasi dari antenna referensi *isotropis*". Keterarahan dari sumber non-*isotropis* adalah sama dengan perbandingan



intensitas radiasi maksimumnya di atas sebuah sumber *isotropis* (Balanis, 1982: 29). Nilai keterarahan (*directivity*) diperoleh dari pengukuran pola radiasi. Keterarahan pada antena secara umum dinyatakan dari persamaan di bawah ini (Balanis, 1982: 494):

$$D = \frac{4\pi_{(steradian)}}{\theta \cdot \phi_{(radian^2)}} \quad (2-16)$$

$$P_{rad} = \phi_{hp}^0 \theta_{hp}^0 \quad (2-17)$$

dengan:

$$D_o = \text{directivity (dB)}$$

$$\theta = \text{-3dB beamwidth pola radiasi vertikal (rad)}$$

$$\Phi = \text{-3dB beamwidth pola radiasi horisontal (rad)}$$

#### 2.2.4 Return Loss dan Koefisien Pantul

*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 pantul 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

$$\Gamma = \frac{V_o^-}{V_o^+} \quad (2-18)$$

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

*Return loss* dinyatakan sebagai bentuk logaritmik dari koefisien pantul.

$$S_{11} = -20 * \log|\Gamma| \quad (2-19)$$

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.

### 2.2.5 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.

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2-20)$$

### 2.2.6 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) :

$$B_p = \frac{f_u - f_l}{f_c} \times 100\% \quad (2-21)$$

$$f_c = \frac{f_l + f_u}{2} \quad (2-22)$$

$$B_r = \frac{f_u}{f_l} \quad (2-23)$$

dengan :

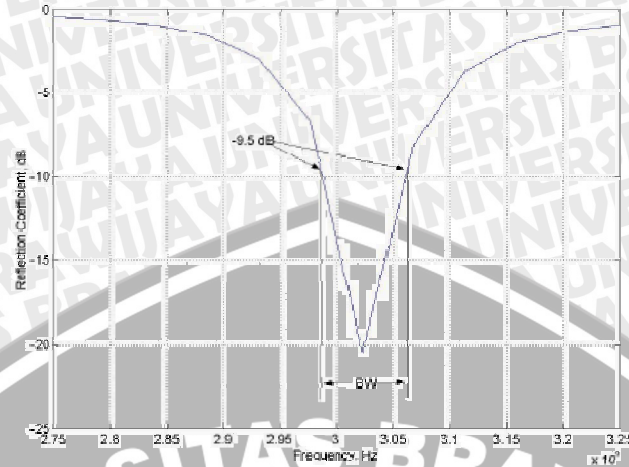
$B_p$  = bandwidth dalam persen (%)

$B_r$  = bandwidth rasio

$f_u$  = jangkauan frekuensi atas (Hz)

$f_l$  = jangkauan frekuensi bawah (Hz)





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 -10 dB pada grafik *return loss*.

### 2.2.7 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*.

### 2.2.7.1 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  $180^\circ$  (atau kelipatannya).



Gambar 2.6 a) Polarisasi Linier Vertikal

b) Polarisasi Linear Horizontal

Sumber : Punit, 2004 : 21

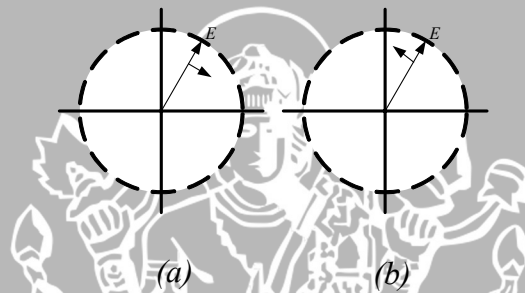
### 2.2.7.2 Polarisasi Lingkaran

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  $90^\circ$  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 *circular* 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  $180^\circ$ . Fasa yang lebih besar atau sama dengan  $0^\circ$  dan kurang dari  $180^\circ$  akan dianggap mendahului sedangkan yang lebih besar dari atau sama dengan  $180^\circ$  dan kurang dari  $360^\circ$  akan dianggap tertinggal.



Gambar 2.7 : a) *Right Hand Circular Polarization*.

b) *Left Hand Circular Polarization*.

Sumber: : Punit, 2004 : 21

### 2.2.7.3 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 mayor terhadap sumbu minornya.

Kondisi yang memenuhi hal ini adalah apabila vektor medan (elektrik atau magnetik) memiliki :

- a. Medan harus mempunyai dua komponen *orthogonal linear*, dan
- b. Kedua komponen dapat memiliki besaran yang sama atau berbeda.
- c. (1) Jika keduanya memiliki besaran yang berbeda, beda fasa-waktu diantara keduanya tidak boleh  $0^\circ$  atau perkalian  $180^\circ$  (karena akan bersifat linier).  
(2) Jika kedua komponen memiliki besaran yang sama, beda fasa-waktu diantara keduanya tidak boleh kelipatan bilangan ganjil dari  $90^\circ$  (karena akan bersifat *circular*).

### 2.2.8 Impedansi Terminal Antena

Impedansi terminal antena perlu diketahui, hal ini untuk keperluan pemindahan daya dari atau menuju antena. Secara umum impedansi terminal antena didefinisikan sebagai impedansi yang ditimbulkan antena pada terminalnya, dapat dituliskan (Balanis, 1982):

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (2-24)$$

dengan :

$Z_A$  = Impedansi terminal antena ( $\Omega$ )

$R_A$  = Resistansi terminal antena ( $\Omega$ )

$X_A$  = Reaktansi terminal antena ( $\Omega$ )

Daya total yang disuplai ke antena adalah (Balanis, 1982):

$$P_{in} = I^2 \cdot R_A \quad (2-25)$$

Dengan daya yang dipancarkan :

$$P_{rad} = I^2 \cdot R_{rad} \quad (2-26)$$

dengan :

$P_{in}$  = daya input antena (watt)

$I$  = arus rms pada terminal antena (ampere)

$P_{rad}$  = daya yang diradiasikan antena (watt)



Impedansi antena juga dapat diperoleh dari koefisien pantul dengan persamaan sebagai berikut (Edgar Hund, 1989: 44) :

$$|\Gamma| = \left| \frac{Z_{ant} - Z_c}{Z_{ant} + Z_c} \right| \quad (2-27)$$

sehingga diperoleh:

$$Z_{ant} = Z_c \left( \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \right) \quad (2-28)$$

dengan :

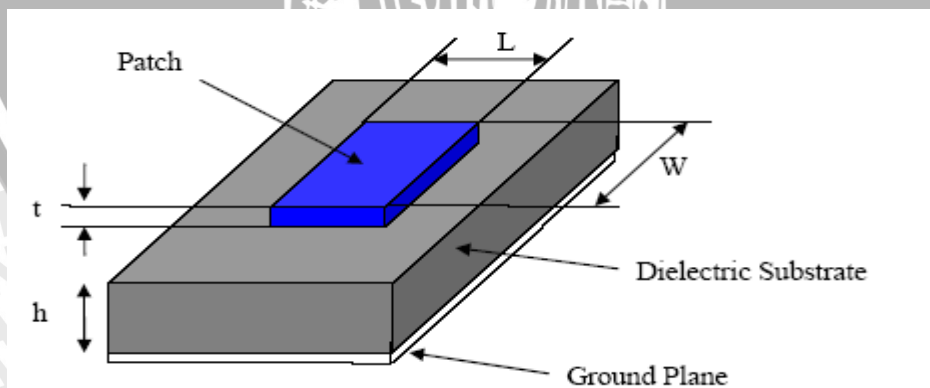
$Z_{ant}$  = impedansi antena ( $\Omega$ )

$Z_c$  = impedansi karakteristik ( $\Omega$ )

$\Gamma$  = koefisien pantul

### 2.3 Antena Mikrostrip

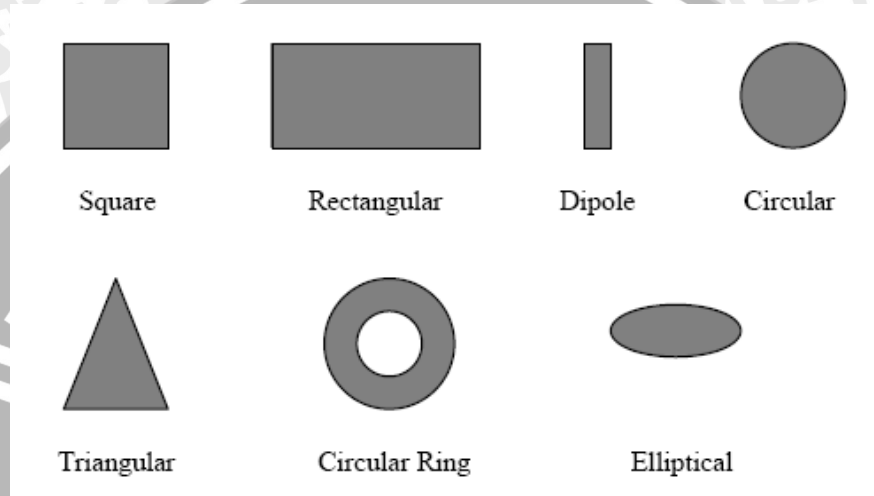
Pada dasarnya antena mikrostrip terdiri atas lapisan peradiasi (*patch*) yang berada pada suatu lapisan (*substrate*) dielektrik yang mempunyai bidang pentanahan pada salah satu sisinya (Liao, 1987: 197). Lapisan peradiasi pada umumnya terbuat dari bahan penghantar (konduktor) dan dapat memiliki bentuk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



Gambar 2.8 Struktur Antena Mikrostrip

Sumber: Punit S. Nakar, 2004 : 31

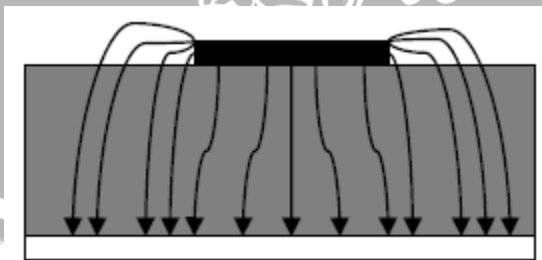
Untuk mempermudah dalam hal memprediksi dan menganalisis kinerja antenna, lapisan peradiasi umumnya berbentuk kotak, persegi, lingkaran, segitiga, elips atau bentuk umum lainnya sebagaimana ditunjukkan dalam Gambar 7.3.1 di atas. Setiap *substrat* memiliki nilai konstanta dielektrik ( $\epsilon_r$ ) yang berkisar antara  $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$ , misalnya *Teflon RTI Duroid* atau *alumina* atau *FR4* dengan rugi-rugi *tangent* dari 0,0001 sampai 0,018.



Gambar 2.9 Macam-Macam Bentuk Elemen Mikrostrip

Sumber: Punit S. Nakar, 2004 : 32

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.



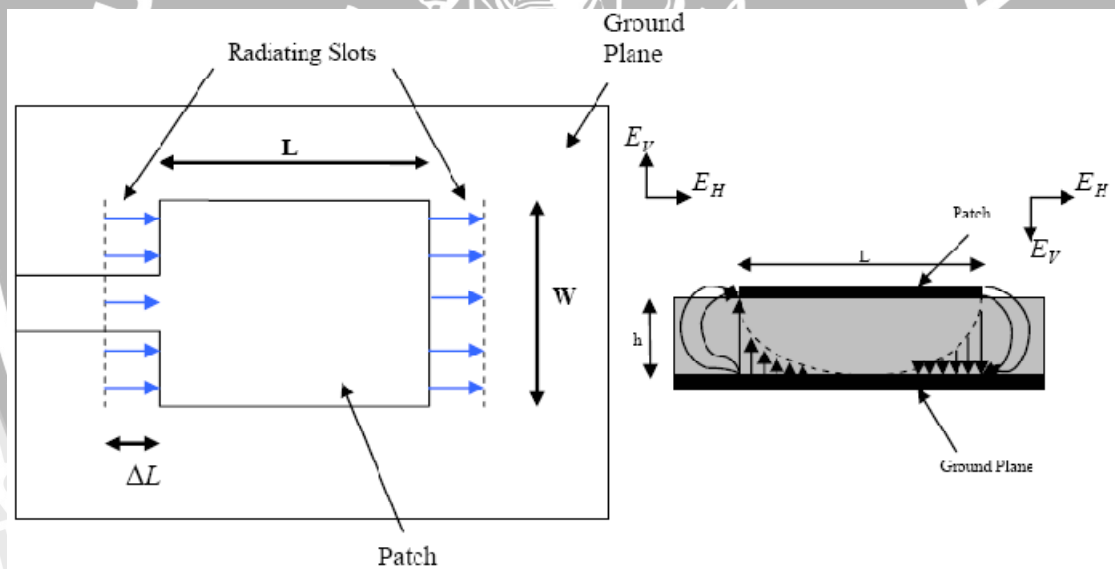
Gambar 2.10 Perambatan Gelombang pada Antena Mikrostrip

Sumber: Punit S. Nakar, 2004 : 32



Sebagaimana dilihat pada Gambar diatas, sebagian besar garis medan elektrik berpindah sisi kedalam substrat dan sebagian lainnya berada di udara (untuk  $L/h \gg 1$  dan  $er \gg 1$ , 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*.

Mode  $TM_{10}$  menunjukkan bahwa medan bervariasi setiap satu siklus setengah panjang gelombang didalam media, dan tidak ada variasi disepanjang lebar *patch*. Pada gambar dibawah, misalnya *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.



Gambar 2.11 Penampang Antena Mikrostrip

Sumber: Punit S. Nakar, 2004 : 41

Dapat dilihat dari Gambar 2.11 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

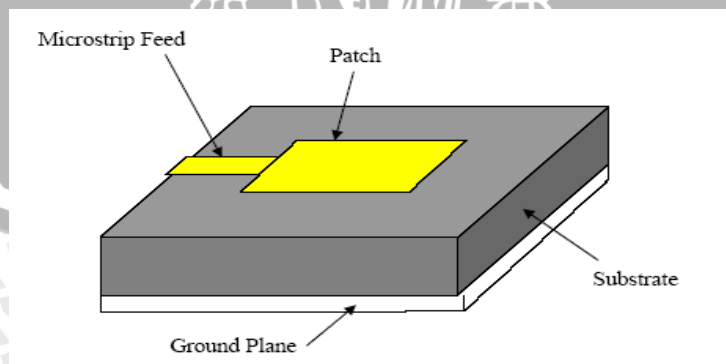
arah normal terhadap bidang permukaan. Dengan demikian sepanjang sisi lebar dapat direpresentasikan sebagai dua slot peradiasi, yang terpisah sejauh  $\lambda_d/2$  dan mengalami radiasi pada ruang diatas bidang pentanahan. Medan tepi (*fringing*) di sepanjang lebar sisi dapat dimodelkan sebagai slot peradiasi yang secara elektrik terlihat mempunyai dimensi lebih besar dari dimensi fisiknya.

### 2.3.1 Teknik Pencatuan Antena Mikrostrip

Teknik *feed* atau pencatuan adalah teknik yang digunakan untuk menghubungkan antara antena mikrostrip dengan saluran transmisi lainnya, umumnya yang dihubungkan adalah bagian *patch* antena mikrostrip. Secara mendasar ada dua cara yaitu dengan kontak langsung maupun kontak tidak langsung atau tidak bersentuhan. Kontak langsung dilakukan dengan menghubungkan secara langsung saluran mikrostrip dengan elemen *patch* atau saluran transmisi. Sedangkan hubungan kontak tidak langsung menggunakan metode kopel medan listrik untuk mentransfer daya dari saluran ke bagian peradiasi. Ada 4 cara yang biasanya digunakan pada pencatuan antena mikrostrip yaitu *microstrip line*, *coaxial feed*, *aperture coupling* dan *proximity coupling*.

#### 2.3.1.1 Microstrip Line Feed

Pada tipe pencatuan ini, bagian konduktor dihubungkan secara langsung dengan bagian samping *patch* mikrostrip. Lebar *strip* konduktor lebih kecil dari pada elemen peradiasi antena mikrostrip, dengan mengatur posisi strip konduktor maka impedansi *matching* antena dapat didapat tanpa tambahan rangkaian impedansi *matching*.



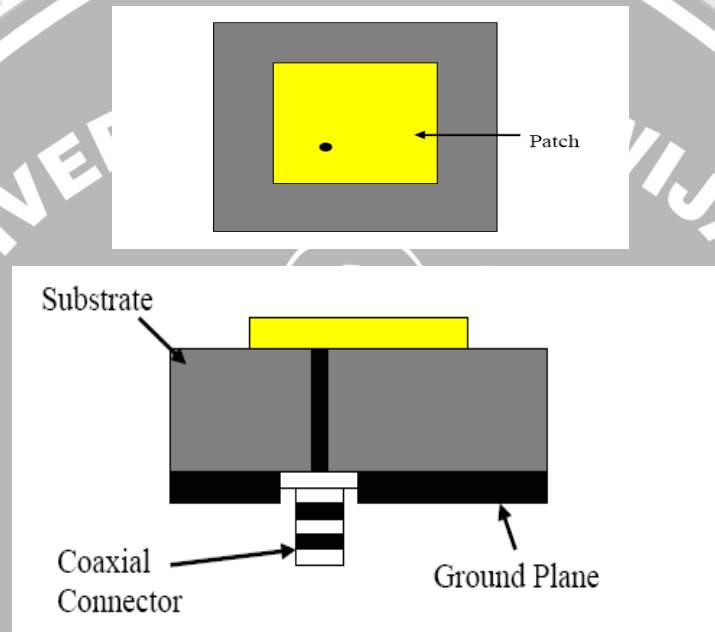
Gambar 2.12 *Microstrip Line Feed*

Sumber: Punit S. Nakar, 2004: 34



### 2.3.1.2 Coaxial Feed

*Coaxial feed* atau *probe feed* adalah teknik yang umum digunakan pada pencatuan antena. Seperti terlihat pada Gambar 2.13 konduktor bagian dalam dari kabel *coaxial* dihubungkan dengan elemen peradiasi dan konduktor bagian luar dari kabel *coaxial* dihubungkan dengan bidang pentanahan (*ground plane*).



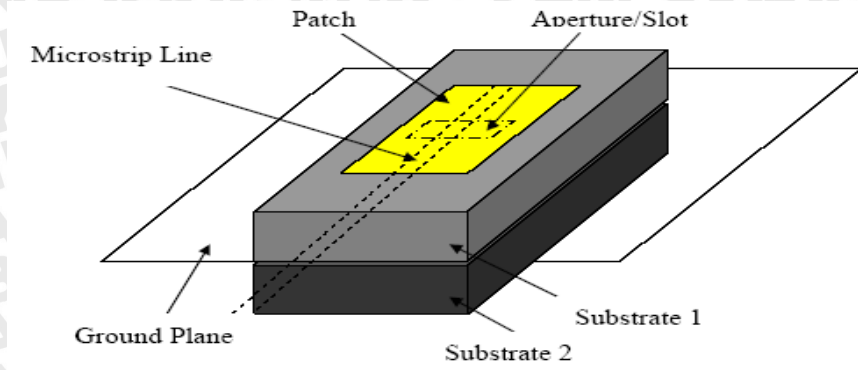
Gambar 2.13 Metode *Coaxial feed*

Sumber: Punit S. Nakar, 2004: 35

Kelebihan dari metode ini adalah pencatuan dapat diletakkan pada letak yang diinginkan untuk mendapatkan *matching* impedansi dari antena. Metode ini mudah dalam pembuatan tetapi mempunyai kelemahan yaitu *bandwidth* antena yang sempit.

### 2.3.1.3 Aperture Coupling

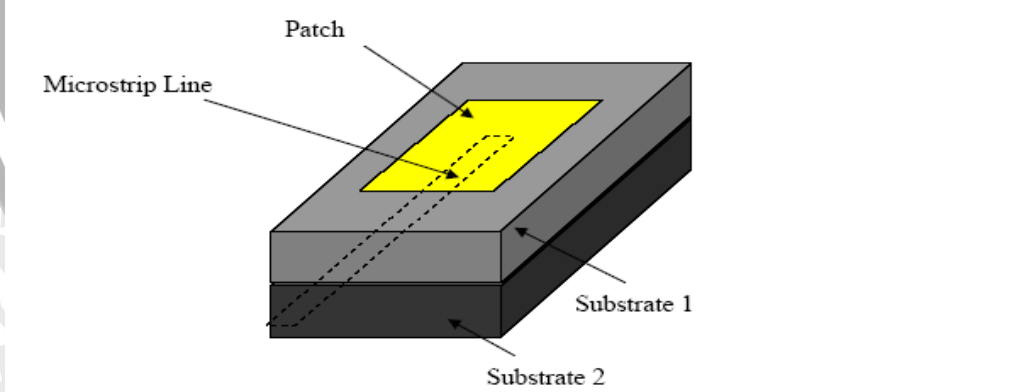
Pada tipe pencatuan ini elemen peradiasi dan bagian pencatu terpisah dengan bidang pentanahan (*ground plane*) seperti pada Gambar 2.14. *Coupling* antara elemen peradiasi antena (*patch*) dan saluran pencatu (*line feed*) dibuat melalui *slot* atau *aperture*. Untuk mengoptimalkan radiasi antara elemen peradiasi dengan saluran pencatu maka dapat digunakan substrat yang berbeda.



Gambar 2.14 Aperture Coupling Feed  
 Sumber: Punit S. Nakar, 2004: 36

**2.3.1.4 Proximity Coupling**

Metode ini disebut juga *coupling* elektromagnetik, seperti pada Gambar 2.15 terdapat dua bahan substrat dengan meletakkan saluran pencatu diantara kedua substrat dan bagian elemen peradiasi pada substrat bagian atas. Kelebihan dari metode ini adalah *bandwidth* yang lebih lebar dari pada teknik pencatuan yang lain. Untuk optimasi antena dapat digunakan bahan substrat yang berbeda. *Matching* dapat diperoleh dengan mengatur panjang saluran pencatu dan perbandingan lebar saluran pencatu dengan lebar elemen peradiasi.



Gambar 2.15 Proximity Coupling Feed  
 Sumber: Punit S. Nakar, 2004: 37



## 2.4 GPS (*Global Positioning System*)

GPS merupakan salah satu teknologi yang dikembangkan dalam teknologi komunikasi satelit yang banyak digunakan untuk keperluan navigasi dan transportasi. Teknologi ini dikembangkan oleh Amerika pada tahun 1970an melalui NAVSTAR GPS (*Navigation System with Time and Ranging Global Positioning System*) yang menyediakan informasi navigasi. Pada konfigurasinya NAVSTAR GPS terdiri dari 24 satelit pada 6 bidang orbit yang berada pada ketinggian 20.200 km (10.898 mil) diatas permukaan bumi. Bidang orbitnya memiliki jarak pisah  $60^\circ$  dan kemiringan  $55^\circ$  terhadap bidang ekuator. Setiap satelit menyelesaikan satu kali putaran dalam 12 jam. GPS beroperasi pada frekuensi L1 1575,42 MHz untuk sipil dan L2 1227.6 MHz untuk militer. Spesifikasi antena untuk pengguna GPS ditunjukkan pada tabel 2.1. Layanan GPS yang terbaru terdiri dari 24 satelit NAVSTAR GPS. Hasilnya, sangat memungkinkan untuk menentukan, secara cepat dan akurat, posisi dan kecepatan dimanapun diatas permukaan bumi.

Tabel 2.1 Karakteristik User GPS Receiver

Parameter	Specification
Frequency	L1 1575.42
Gain	25 dBi
Bandwidth	$\pm 10$ MHz desired
Input Impedance	50 $\Omega$

Sumber : [www.google.com/Low Profile Integrated GPS and Cellular Antenna.pdf](http://www.google.com/Low Profile Integrated GPS and Cellular Antenna.pdf)

Konfigurasi satelit GPS ditunjukkan pada gambar 2.16 berikut:



Gambar 2.16 Konfigurasi Satelit GPS

Sumber : [www.google.com/Low Profile Integrated GPS and Cellular Antenna.pdf](http://www.google.com/Low Profile Integrated GPS and Cellular Antenna.pdf)

## 2.5 Perencanaan Antena Mikrostrip *Equilateral Triangular*

### 2.5.1 Spesifikasi Substrat dan Bahan Konduktor

Bahan substrat yang digunakan adalah sebagai berikut :

Bahan Epoxy fiberglass – FR 4

- Konstanta dielektrik ( $\epsilon_r$ ) = 4.5 - 4.6
- Ketebalan dielektrik ( $h$ ) = 0.0016 m = 1.6 mm
- *Loss tangen* = 0.018

Bahan pelapis substrat (konduktor) tembaga:

- Ketebalan bahan konduktor ( $t$ )  
= 0.0001 m
- Konduktifitas tembaga ( $\sigma$ )  
=  $5.80 \times 10^7$  mho  $m^{-1}$
- Impedansi karakteristik saluran =  $50 \Omega$
- Frekuensi kerja = 1575 MHz

### 2.5.2 Perencanaan Dimensi Elemen Peradiasi

Untuk menentukan dimensi elemen peradiasi, maka terlebih dahulu harus ditentukan frekuensi acuan ( $f$ ) yang digunakan untuk mencari panjang gelombang diruang bebas ( $\lambda_0$ ).

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_r} \quad (\text{m}) \quad (2-29)$$

Setelah nilai  $\lambda_0$  diperoleh, maka panjang gelombang pada saluran transmisi mikrostrip ( $\lambda_d$ ) dapat dihitung dengan persamaan :

$$\lambda_d = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{m}) \quad (2-30)$$



Panjang sisi elemen peradiasi *equilateral triangular* diperoleh dengan menggunakan rumus: (Dahele and Lee)

$$f_r = \frac{2c}{3a_{\text{eff}}\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{m^2 + mn + n^2} \quad (2-31)$$

Dengan:

$f_r$  = frekuensi resonansi

$a_{\text{eff}}$  = dimensi efektif sisi segitiga

$c$  = kecepatan cahaya  $3 \times 10^8$  m/s

$\epsilon_r$  = konstanta dielektrik substrat

$m, n$  = nilai integer dari mode distribusi gelombang EM pada *patch*

Sedangkan nilai dimensi efektif sisi segitiga dari elemen peradiasi ditentukan dengan persamaan (Dahele and Lee)

$$a_{\text{eff}} = a + \frac{h}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-32)$$

Dengan:

$h$  = ketebalan substrat

### 2.5.3 Impedance Matching

Impedansi masukan tiap elemen peradiasi harus ada kesesuaian dengan impedansi saluran transmisi agar sinyal yang diterima akan maksimum, penyesuaian ini misalnya dapat menggunakan impedansi *transformer*  $\frac{1}{4} \lambda$  dengan persamaan:

$$Z_T = \sqrt{Z_0 \cdot Z_L} \quad (2-33)$$

dengan:

$Z_T$  = impedansi *transformer* ( $\Omega$ )

$Z_0$  = impedansi karakteristik saluran transmisi ( $\Omega$ )

$Z_L$  = impedansi beban/antena ( $377 \Omega$ )

### 2.5.4 Perencanaan Dimensi Saluran Transmisi

Untuk menghitung dimensi saluran transmisi mikrostrip digunakan persamaan di bawah ini (Sainati):

$$W_0 = \frac{k}{Z_0} x \frac{h}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{mm}) \quad (2-34)$$

dengan :

- $W_0$  = lebar saluran transmisi (mm)
- $k$  = impedansi karakteristik ruang bebas ( $120\pi \Omega$ )
- $h$  = ketebalan substrat (mm)
- $Z_0$  = impedansi karakteristik ( $\Omega$ )
- $\epsilon_r$  = permitivitas dielektrik bahan (F/m)

Selanjutnya panjang saluran transmisi dapat dicari dengan persamaan berikut (Astoto, 2004 : 23)

$$L_t = \frac{1}{4} \lambda_d \quad (\text{mm}) \quad (2-35)$$

dengan :

- $\lambda_d$  = panjang gelombang pada saluran transmisi mikrostrip (mm)

### 2.5.5 Jarak Antar Elemen

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

$$r \geq 3/4 \lambda_d \quad (\text{mm}) \quad (2-36)$$

dengan :

- $r$  = jarak antar elemen peradiasi (mm)
- $\lambda_d$  = panjang gelombang pada saluran transmisi mikrostrip (mm)

### 2.5.6 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*.

## 2.6 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, 1981: 108).

Pada antena *array* selain mempunyai keuntungan, juga mempunyai kerugian. Keuntungan dari antena *array* ialah dapat meningkatkan penguatan (*gain*) dan *bandwidth* antena. Penguatan antena *array* adalah merupakan penjumlahan dari daya yang dipancarkan dari daya yang dipancarkan dari setiap elemen radiasi pada arah tertentu, sehingga semakin banyak elemen *array* penguatan akan semakin besar. Dengan semakin besarnya penguatan maka keterarahan (*directivity*) pun akan meningkat.

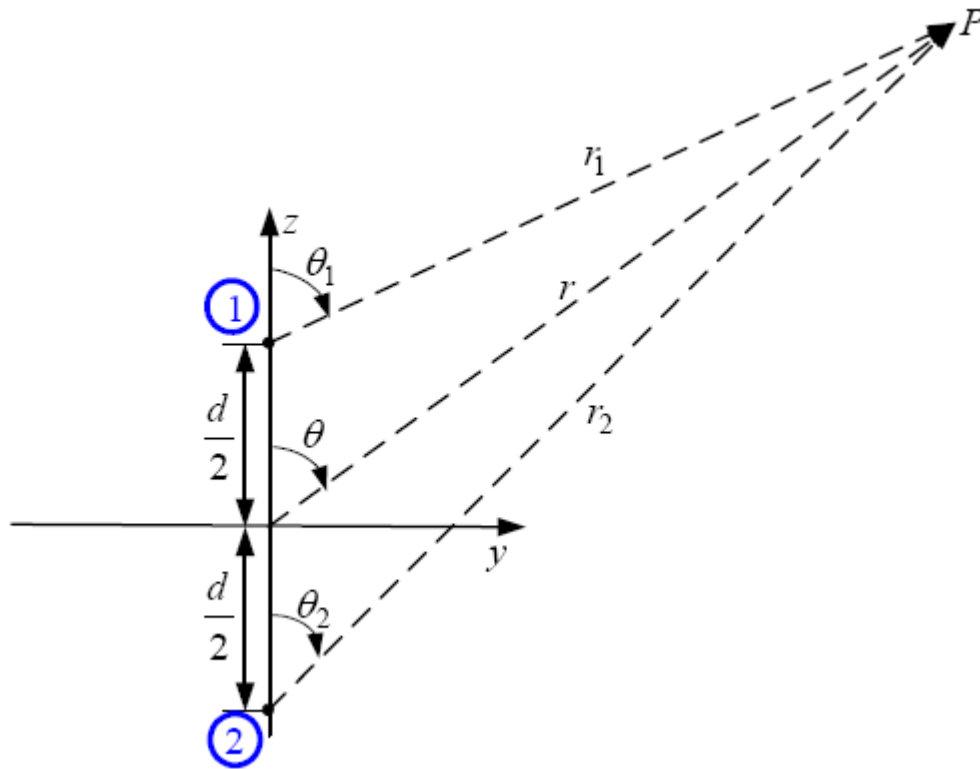
Kerugiannya yaitu adanya kopel bersama (*mutual coupling*) yang terjadi antara elemen peradiasi dengan elemen peradiasi yang lain, antara elemen peradiasi dengan saluran transmisi maupun saluran transmisi dengan saluran transmisi yang lain. Tetapi kerugian ini dapat dikurangi dengan mengatur jarak antar 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, misalnya *linear*, *planar*, *circular*, *spherical*, *rectangular* dan lain-lain.
- Jarak antar elemen
- Amplitudo daya yang dicatukan ke setiap elemen
- Fase daya yang dicatukan ke setiap elemen
- Pola radiasi masing-masing elemen

2.6.1 Array Dua Elemen

Medan elektrik pada medan jauh antenna *array* dua elemen dapat direpresentasikan pada Gambar 2.17 di bawah ini.



Gambar 2.17 Superposisi Vektor Medan Elektrik *Array* Dua Elemen

Sumber : [www.google.com/Antennas\\_L15-Linear\\_Array\\_Theory-Part\\_I.pdf](http://www.google.com/Antennas_L15-Linear_Array_Theory-Part_I.pdf)

Dari gambar di atas dapat dibuat persamaan

$$\vec{E}_1 = M_1 E_{n1}(\theta_1, \phi_1) \frac{e^{-j(kr_1 - \frac{\beta}{2})}}{r_1} \hat{\rho}_1$$

$$\vec{E}_2 = M_2 E_{n2}(\theta_2, \phi_2) \frac{e^{-j(kr_2 + \frac{\beta}{2})}}{r_2} \hat{\rho}_2$$

(2-37)

Medan total dari *array* dua elemen di atas sama dengan jumlah medan yang dihasilkan setiap elemen dengan asumsi elemen *array* bentuk dan polarisasinya identik serta dicatu oleh daya dengan amplitudo sama. Dari persamaan di atas dapat ditentukan *array factor* untuk dua elemen yaitu



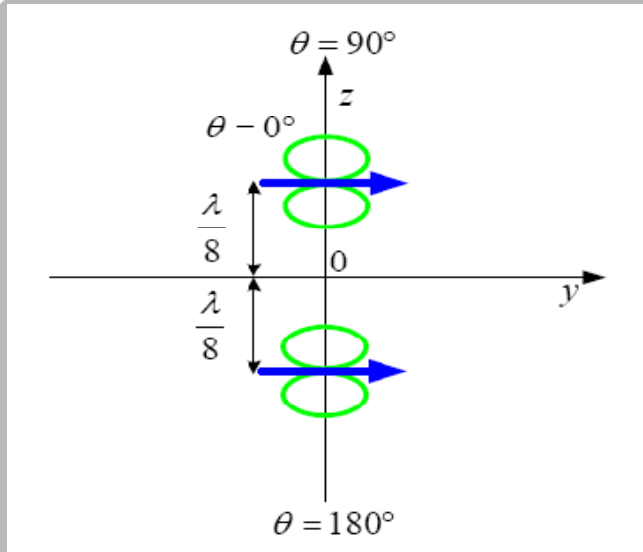
$$AF_n = \cos\left(\frac{kd \cos\theta + \beta}{2}\right) \quad (2-38)$$

Selanjutnya total pola radiasi normalisasi dapat ditentukan dengan

$$f_n(\theta, \phi) = E_n(\theta, \phi) \times AF_n(\theta, \phi) \quad (2-39)$$

Contohnya, *array* dari dua buah *dipole* horizontal dengan jarak antar elemen  $d = \frac{1}{4} \lambda_d$

Null dari pola radiasi total bila daya masukan besarnya sama namun berbeda fase  $0^\circ$ ,  $90^\circ$  dan  $-90^\circ$



Gambar 2.18 *Array* Antena Dipole Horizontal Dua Elemen

Sumber : [www.google.com/Antennas\\_L15\\_Linear Array Theory - Part I.pdf](http://www.google.com/Antennas_L15_Linear_Array_Theory_Part_I.pdf)

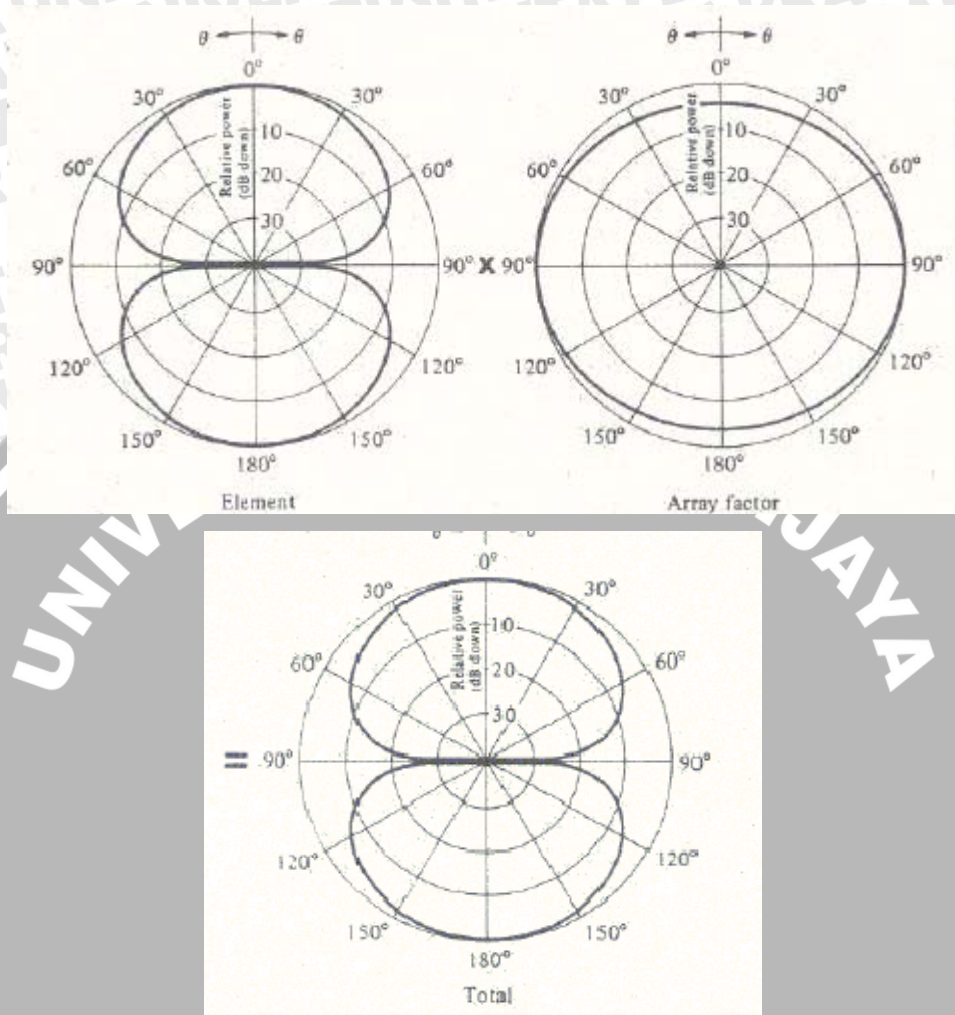
Untuk beda fase  $0^\circ$  persamaan akan menjadi

$$\beta = 0$$

$$AF_n = \cos\left(\frac{kd \cos\theta_n}{2}\right) = 0$$

$$\Rightarrow \cos\left(\frac{\pi}{4} \cos\theta_n\right) = 0 \Rightarrow \frac{\pi}{4} \cos\theta_n = \frac{\pi}{2} \Rightarrow \cos\theta_n = 2$$

Bentuk pola radiasi total menjadi



Gambar 2.19 Pola Radiasi *Array Dipole* Dua Elemen Beda Fase  $0^0$

Sumber : [www.google.com/Antennas\\_L15\\_Linear\\_Array\\_Theory\\_Part\\_I.pdf](http://www.google.com/Antennas_L15_Linear_Array_Theory_Part_I.pdf)

Untuk beda fase  $90^0$  persamaan menjadi

$$\beta = \frac{\pi}{2}$$

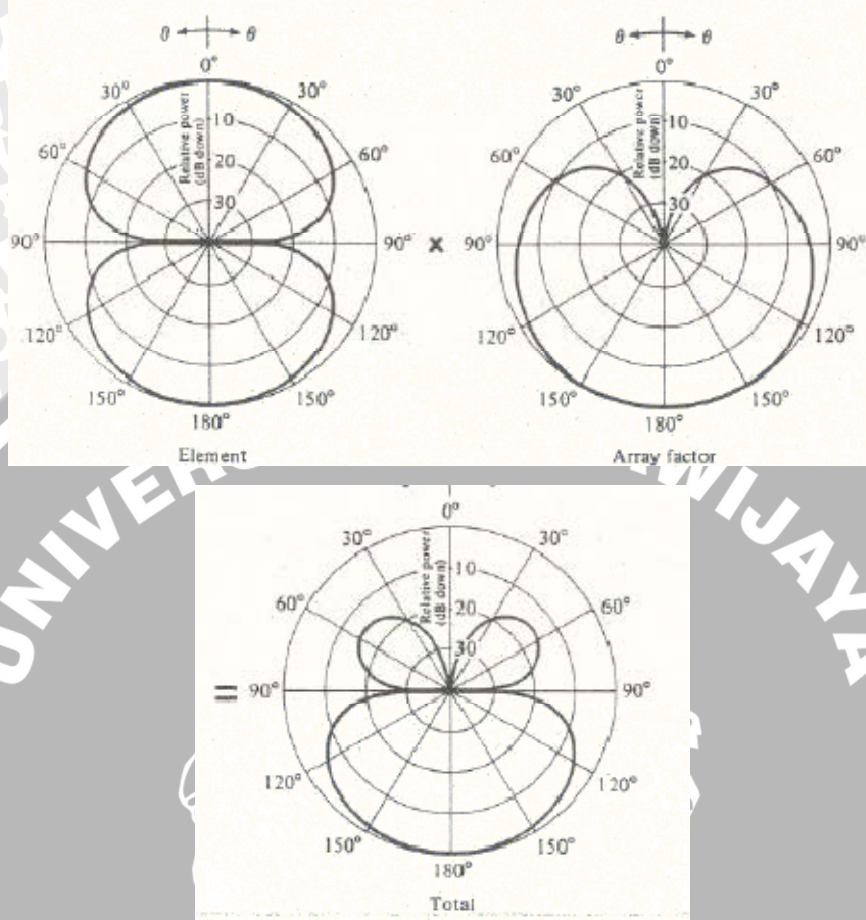
$$AF_n = \cos\left(\frac{\pi}{4}\cos\theta_n + \frac{\pi}{4}\right) = 0$$

$$\Rightarrow \frac{\pi}{4}(\cos\theta_n + 1) = \frac{\pi}{2} \Rightarrow \cos\theta_n + 1 = 2 \Rightarrow \cos\theta_n = 1 \Rightarrow \theta_2 = 0$$

$$\frac{\pi}{4}(\cos\theta_n + 1) = -\frac{\pi}{2}$$



Terdapat null pada sudut  $90^\circ$  dan  $0^\circ$  sehingga bentuk pola radiasi totalnya menjadi



Gambar 2.20 Pola Radiasi *Array Dipole* Dua Elemen Beda Fase  $90^\circ$

Sumber : [www.google.com/Antennas\\_L15-Linear\\_Array\\_Theory-Part\\_I.pdf](http://www.google.com/Antennas_L15-Linear_Array_Theory-Part_I.pdf)

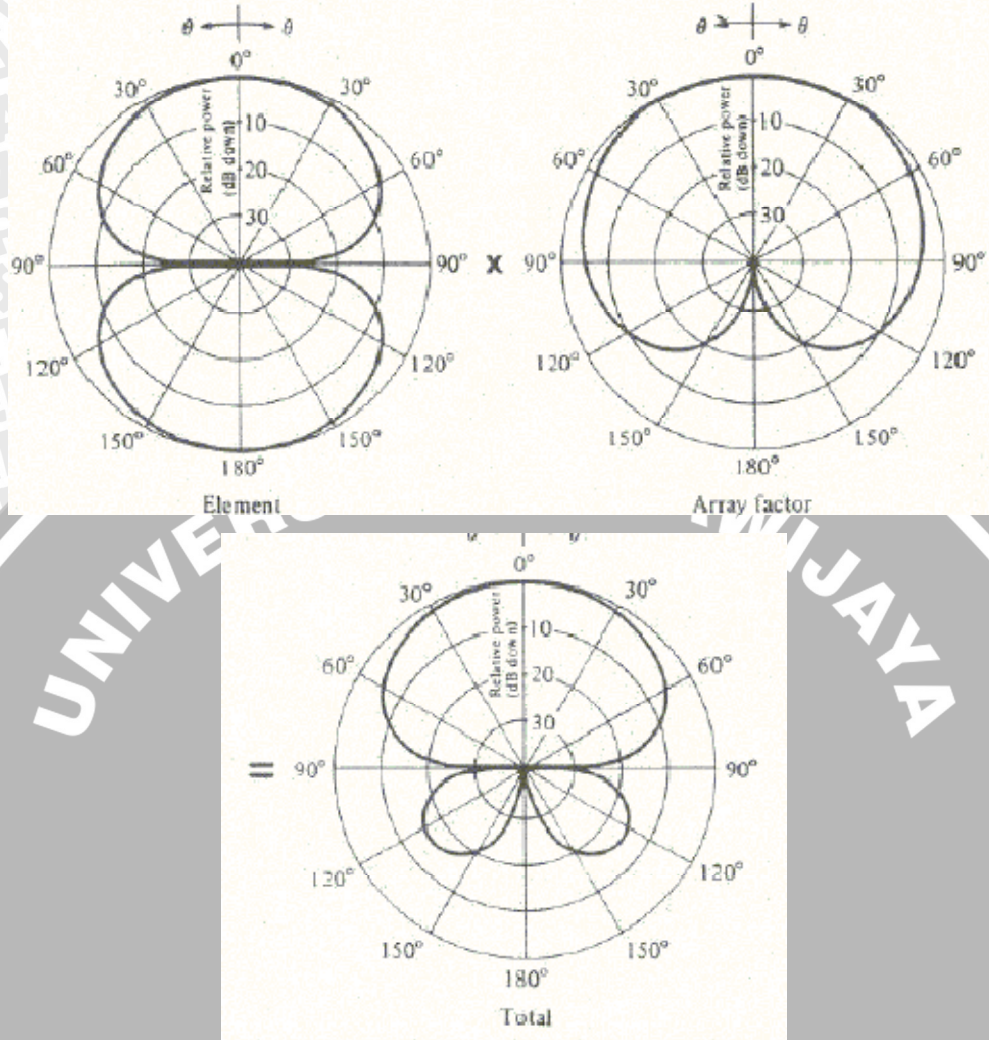
Untuk beda fase  $-90^\circ$  penyelesaiannya menjadi

$$\beta = -\frac{\pi}{2}$$

$$AF_n = \cos\left(\frac{\pi}{4}\cos\theta_n - \frac{\pi}{4}\right) = 0$$

$$\Rightarrow \frac{\pi}{4}(\cos\theta_n - 1) = \pm \frac{\pi}{2} \Rightarrow \cos\theta_n - 1 = \pm 2 \Rightarrow \boxed{\theta_2 = \pi}$$

Terdapat null pada sudut  $90^\circ$  dan  $180^\circ$  sehingga bentuk pola radiasi totalnya menjadi



Gambar 2.21 Pola Radiasi *Array Dipole* Dua Elemen Beda Fase  $-90^\circ$

Sumber : [www.google.com/ Antennas\\_L15 - Linear Array Theory - Part I.pdf](http://www.google.com/Antennas_L15_-_Linear_Array_Theory_-_Part_I.pdf)