

## BAB 2

### ANTENA MIKROSTRIP ARRAY

#### 2.1 ANTENA

Antena merupakan suatu alat yang dapat merubah besaran listrik dari saluran transmisi menjadi suatu gelombang elektromagnetik (GEM) untuk diradiasikan ke udara bebas [8]. Sebaliknya antena juga dapat menangkap GEM dari udara bebas untuk kemudian dijadikan besaran listrik kembali melalui saluran transmisi. Atau dengan kata lain, antena adalah suatu transformator antara gelombang terbimbing dengan gelombang bebas dan sebaliknya.

Ditemukannya fenomena arus pergeseran oleh Maxwell menjadi inti dari konsep perambatan GEM dari antena ke udara. Suatu distribusi arus akan membangkitkan medan magnet, dan medan magnet akan menghasilkan medan listrik [8]. Hal ini dapat ditunjukkan oleh dua persamaan Maxwell berikut ini:

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial D}{\partial t} \quad (2.1)$$

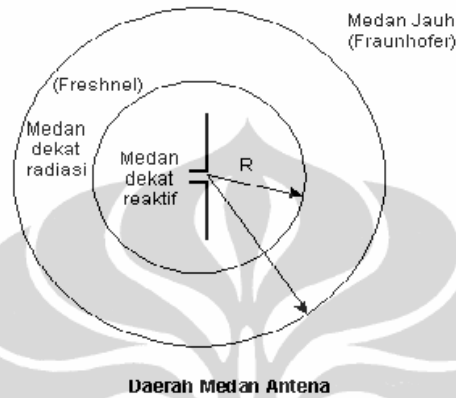
$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.2)$$

Persamaan 2.1 menunjukkan bahwa arus pergeseran ( $J$ ) dan medan listrik yang berubah terhadap waktu akan dapat menimbulkan medan magnet. Sedangkan persamaan 2.2 menjelaskan bahwa medan magnet yang berubah terhadap waktu akan membangkitkan medan listrik. Demikianlah medan listrik dan medan magnet selanjutnya akan saling membangkitkan dan menjadi sumber GEM yang dapat merambat melalui udara.

Secara umum antena memiliki karakteristik yang didasarkan pada luas penampang antena (*aperture*), Pola pancar radiasi antena, lebar pita frekuensi (*bandwidth*), Impedansi input, faktor kualitas, direktivitas, gain, efisiensi, dan lain sebagainya. Karakteristik-karakteristik di atas selanjutnya disebut sebagai parameter-parameter dalam merancang suatu antena, dimana satu sama lainnya saling berhubungan.

## 2.2 DAERAH ANTENA

Daerah antena merupakan pembatas dari karakteristik gelombang elektromagnetika yang dipancarkan oleh antena. Ruang di sekeliling antena biasanya dibagi dalam 3 daerah, diperlihatkan pada Gambar 2.1 di bawah ini [8] :



**Gambar 2.1 Daerah Medan Antena**

Jika didefinisikan :

$D$  = Dimensi terluar antena,  $\lambda$  = panjang gelombang, dan  $R$  = Radius masing-masing daerah antena, maka :

- a. Daerah medan dekat reaktif .

Daerah ini didefinisikan sebagai bagian dari daerah medan dekat di sekitar antena, dimana daerah reaktif lebih dominan. Untuk kebanyakan antena batas terluar daerah ini adalah

$$R < 0,62\sqrt{D^3 / \lambda} \quad (2.3)$$

dari permukaan antena, dimana  $\lambda$  adalah panjang gelombang dan  $D$  adalah dimensi terluar antena.

- b. Daerah medan dekat radiasi.

Didefinisikan sebagai daerah medan antena antara medan-dekat reaktif dan daerah medan jauh dimana medan radiasi dominan dan distribusi medan bergantung pada jarak dari antena. Daerah ini disebut daerah *Freshnel*. Radiusnya:

$$0,62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \leq R < 2\frac{D^2}{\lambda} \quad (2.4)$$

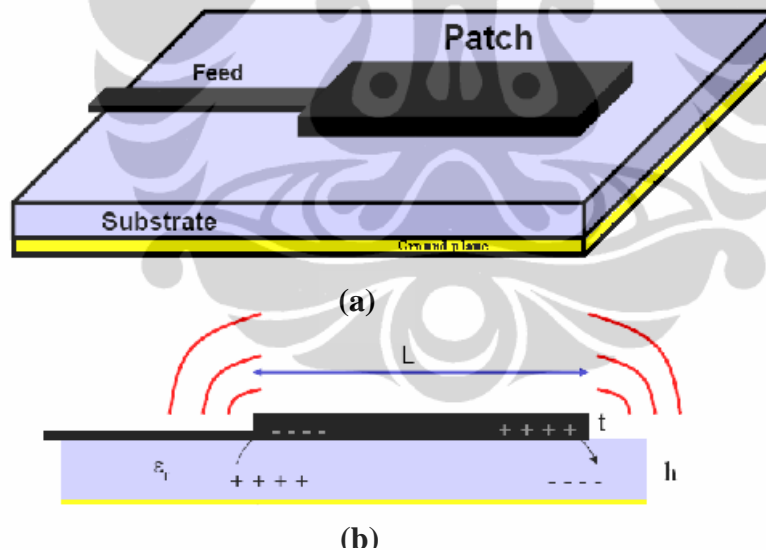
c. Daerah medan jauh.

Merupakan daerah medan antenna dimana distribusi medan tidak lagi bergantung pada jarak dari antenna. Di daerah ini, komponen medan transversal dan distribusi angular tidak bergantung pada jarak radial dimana pengukuran dibuat. Semua spesifikasi diperoleh dari pengukuran yang dilakukan di daerah ini.

$$R > 2 \frac{D^2}{\lambda} \quad (2.5)$$

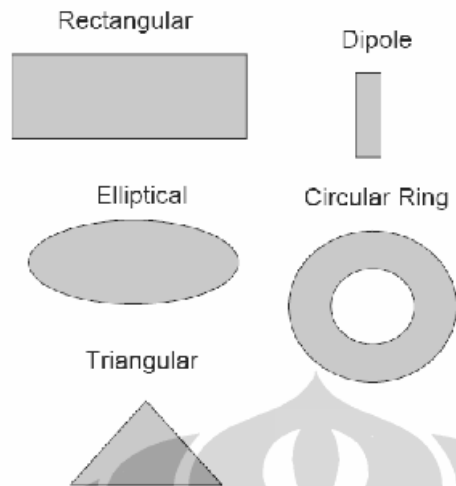
### 2.3 STRUKTUR DASAR ANTENA MIKROSTRIP

Antena mikrostrip terdiri dari tiga lapisan. Lapisan tersebut adalah *Conducting patch*, substrat dielektrik, dan *ground plane* yang dapat dilihat di Gambar 2.2. Masing-masing dari bagian ini memiliki fungsi yang berbeda [9] :



Gambar 2.2 Antena mikrostrip, (a) tampak atas, (b) tampak samping

a *Conducting patch*, *patch* ini berfungsi untuk meradiasikan gelombang elektromagnetik ke udara, terletak paling atas dari keseluruhan sistem antenna. *Patch* terbuat dari bahan konduktor, misal tembaga. Bentuk *patch* bisa bermacam-macam, lingkaran, *rectangular*, segitiga, ataupun bentuk *circular ring*. Bentuk *patch* tersebut dapat dilihat pada Gambar 2.3 [9].



**Gambar 2.3 Bentuk *patch* antena mikrostrip**

b Substrat dielektrik.

Substrat dielektrik berfungsi sebagai media penyalur GEM dari catuan. Karakteristik substrat sangat berpengaruh pada besar parameter-parameter antena. Pada antena mikrostrip, semakin tinggi besar permitivitas relatif, ukuran *conducting patch* akan semakin kecil dan sebagai akibatnya memperkecil daerah radiasi. Pengaruh ketebalan substrat dielektrik terhadap parameter antena adalah pada *bandwidth*. Penambahan ketebalan substrat akan memperbesar *bandwidth*. tetapi berpengaruh terhadap timbulnya gelombang permukaan (*surface wave*) [10].

c *Ground plane*.

*Ground plane* antena mikrostrip bisa terbuat dari bahan konduktor, yang berfungsi sebagai *reflector* dari gelombang elektromagnetik.

Antena mikrostrip merupakan salah satu jenis antena yang mempunyai kelebihan dan kekurangan sebagai berikut [3] :

1. Kelebihan

- a *Low-profile* dan ringan.
- b *Low-fabrication*, fabrikasi mudah dan murah, dan diproduksi dengan menggunakan teknik *printed-circuit*.
- c Bisa menghasilkan polarisasi sirkular maupun linier.

- d. Bisa dibuat *compact* sehingga cocok untuk sistem komunikasi bergerak.
- e. Bisa beroperasi pada *single*, *dual*, ataupun *multiband*.

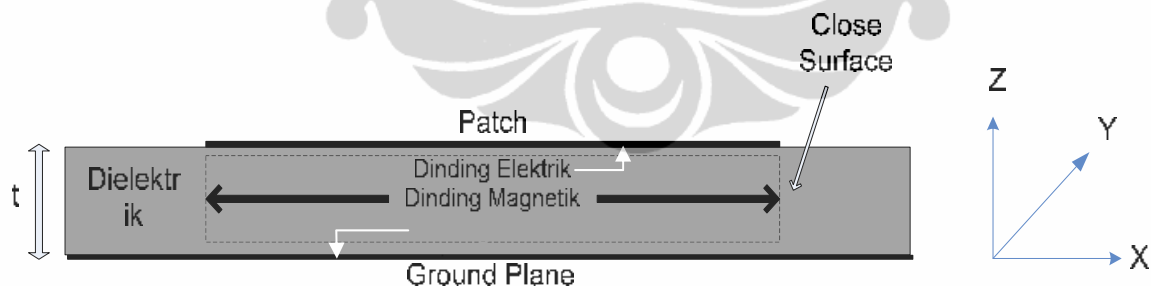
2. Kekurangan

- a. *Bandwidth* yang sempit.
- b. *Gain* yang rendah.
- c. Kemampuan pengaturan daya yang rendah.

## 2.4 METODE RESONATOR RONGGA

Metode resonator rongga (*cavity method*) merupakan metode dimana memodelkan antenna sebagai resonator rongga. Resonator rongga tersusun atas dua buah dinding elektrik yaitu konduktor pada bagian atas dan bawah antenna yang direpresentasikan sebagai *conducting patch* dan *ground plane*, dan sebuah dinding konduktor magnetik silindris di sekitar area sirkular dari resonator rongga. Substrat dielektrik diasumsikan terhubung diantara dua buah konduktor.

Ilustrasi pemodelan antenna dengan resonator rongga tersebut dapat diperlihatkan pada Gambar 2.4 di bawah ini [11] :



Gambar 2.4 Ilustrasi pemodelan antenna dengan resonator rongga

Diasumsikan bahwa *patch* antenna dan *ground plane* merupakan dinding elektrik, dan tegak lurus bidang *patch* merupakan dinding magnetik. Untuk menentukan medan diantara rongga, solusi dari ketidakbersamaan persamaan gelombang sangat diperlukan. Sehingga metode resonator rongga merupakan cara paling sederhana untuk digunakan.

Kesederhanaan pemodelan antena sebagai resonator rongga dapat dipakai jika ketebalan substrat diasumsikan jauh lebih kecil daripada panjang gelombang ( $t \ll \lambda$ ), selanjutnya pemodelan antena sebagai resonator rongga harus mengikuti asumsi-asumsi berikut:

- a. Karena substrat diasumsikan tipis, maka medan di dalam rongga tidak berubah terhadap  $z$ .
- b. Adanya medan *fringing* dapat dihitung dengan menambah sedikit panjang pada tepian *patch*.
- c. Medan elektrik  $E$  hanya terdapat pada komponen  $z$ , dan medan magnetik hanya terdapat pada komponen transversal pada daerah yang dibatasi oleh *conducting patch* dan *ground plane*.
- d. Karena arus elektrik pada mikrostrip tidak harus mempunyai komponen normal pada tepian *patch*, komponen tangensial dan  $H$  sepanjang tepian *patch* dapat dihilangkan.

## 2.5 TEKNIK PENCATUAN *ELECTROMAGNETICALLY COUPLED*

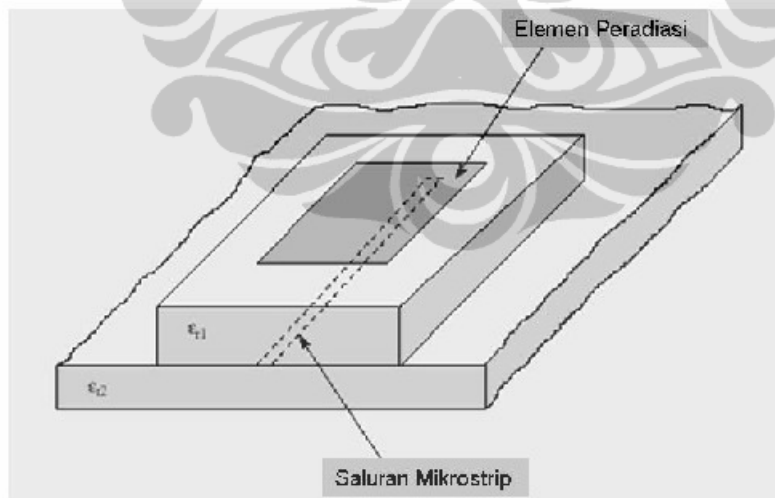
Teknik pencatuan antena mikrostrip dapat dilakukan secara langsung menggunakan teknik *probe* koaxial atau dengan menggunakan *microstrip line*. Pencatuan juga bisa dilakukan secara tidak langsung yaitu dengan menggunakan kopling elektromagnetik atau kopling *aperture* dan *coplanar waveguide feed*, dimana tidak ada kontak *metallic* langsung antara *feed line* dan *patch*. teknik pencatuan mempengaruhi impedansi input dan karakteristik antena. Semua teknik pencatuan memiliki kelebihan dan kekurangan.

Pada teknik pencatuan *probe* koaxial, konduktor pusat dari konektor koaxial langsung dihubungkan dengan *patch* antena lalu disolder. Keuntungan teknik ini adalah penempatan konektor bisa dimana saja pada *patch* untuk menghasilkan impedansi beban dalam hal ini antena yang match dengan impedansi input konektor sehingga tidak perlu lagi rangkaian penyepadan. Selain itu, karena kabel koaxial dihubungkan langsung dengan *patch* maka kopling catuan dengan *patch* bisa diminimalisasi. Akan tetapi akibat dilakukannya pelubangan terhadap *patch*, struktur antena tidak planar lagi dan juga

tingkat keakuratan penentuan titik catu sangat tinggi sehingga sulit ditentukan. Pada substrat yang tipis teknik pencatuan ini akan menghasilkan impedansi input yang lebih induktif.

Pada teknik pencatuan *microstrip line* mempunyai karakteristik dapat di-*etching*-kan pada substrat yang sama sehingga struktur antenna sepenuhnya planar. Akan tetapi membutuhkan rangkaian penyepadanan dalam menyepadankan impedansi input dengan impedansi antenna dan akan terdapat kopling antara *strip line* dan *patch*-nya.

Pada teknik pencatuan dengan menggunakan kopling elektromagnetik atau kopling *aperture* dapat menghasilkan *bandwidth* yang lebih lebar daripada menggunakan teknik pencatuan yang telah disebutkan sebelumnya di atas. Konfigurasi dari teknik pencatuan jenis ini adalah dengan menggunakan dua lapisan substrat. Pada substrat lapisan atas terdapat *patch* peradiasi dari antenna, dan pada substrat lapisan ini tidak terdapat *ground*. Sedangkan pada substrat lapisan bawah terdapat *line* pencatu. Pada lapisan substrat bawah ini terdapat *ground*. Dengan menggunakan teknik pencatuan jenis ini maka elemen pencatu dan *patch* peradiasi akan terkopling secara elektromagnetik. Gambaran konfigurasi dari pencatuan ini dapat dilihat pada Gambar 2.5.

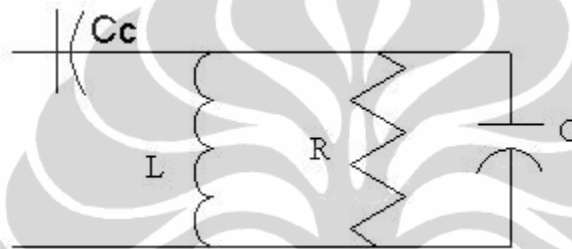


**Gambar 2.5** Pencatuan 2 buah substrat secara kopling elektromagnetik

Parameter-parameter dari kedua lapisan substrat dapat dipilih untuk meningkatkan *bandwidth* dari antenna, dan untuk mengurangi radiasi elemen pencatu (*spurious radiation*) [3]. Untuk keperluan ini tebal substrat lapisan bawah harus tipis. Dengan meletakkan *patch* peradiasi diatas dua lapisan substrat maka akan menyebabkan

dihasilkannya *bandwidth* yang lebar. Hal ini dikarenakan dengan menggunakan dua lapisan maka ketebalan substrat yang digunakan menjadi lebih tebal. Teknik *matching* dari pencatuan jenis ini juga relatif mudah. Untuk *matching* antenna, hal yang perlu dilakukan cukup dengan mengubah panjang dari elemen pencatu atau dengan memberikan *stub* dan mengubah posisinya.

Pendekatan rangkaian ekivalen di titik pada saluran catu tepat pada tepi *patch* adalah seperti yang terlihat pada Gambar 2.6. Rangkaian RLC tersebut merepresentasikan *patch*.  $C_c$  merupakan kopling dari saluran catu ke *patch*.



**Gambar 2.6 Rangkaian ekivalen pada tepi patch**

Efek kopling dikendalikan oleh dua faktor utama, yaitu jarak penyisipan saluran ( $s$ ) dan lebar *patch*. Kopling meningkat dengan penyisipan saluran mencapai maksimal ketika  $s = L/2$ . Dengan kopling simetris terhadap pusat *patch* dan penurunan lebar *patch* akan menaikkan kopling. Parameter substrat juga berdampak pada dampak kopling. Dengan demikian untuk mencapai lebar *bandwidth* yang diinginkan maka dapat dilakukan dengan melakukan penyesuaian pada parameter lebar *patch* dan jarak penyisipan saluran. Mekanisme kopling didominasi secara kapasitif. Pada Gambar 2.6 diperlihatkan rangkaian ekivalen dari mekanisme pencatuan *electromagnetically coupled*. Rangkaian ekivalen terdiri atas rangkaian paralel RLC yang mewakili *patch* dan  $C_c$  kopling mewakili saluran transmisi ke lempengan antenna. Keadaan *matching* pada teknik pencatuan ini dapat dicapai dengan mengatur panjang dari saluran pencatu dan perbandingan lebar *patch* dengan saluran catu serta penambahan *stub* pada saluran pencatu. Kekurangan yang utama pada teknik pencatuan ini adalah fabrikasi yang cukup sulit karena dua substrat dielektrik harus diletakkan dengan sejajar Selain itu teknik pencatuan ini akan meningkatkan ketebalan dari antenna.



### 2.5.1 Perhitungan Lebar Saluran Mikrostrip (*Microstrip Line*)

Lebar saluran mikrostrip ( $W$ ) tergantung dari impedansi karakteristik ( $Z_0$ ) yang diinginkan. Adapun rumus untuk menghitung lebar saluran mikrostrip diberikan oleh persamaan di 2.6 di bawah ini. [11]

$$W = \frac{2h}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (2.6)$$

Dengan  $\epsilon_r$  adalah konstanta dielektrik relatif dan :

$$A = \frac{Z_0}{60} \left\{ \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right\}^{1/2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left\{ 0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right\} \quad (2.7)$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.8)$$

### 2.5.2 Karakteristik Saluran Mikrostrip (*Microstrip Line*) untuk $W/h < 1$

Konstanta dielektrik efektif ( $\epsilon_{eff}$ )

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} + 0,04 \left( 1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] \quad (2.9)$$

Dan karakteristik impedansi

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left( \frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) \quad (2.10)$$

### 2.5.3 Karakteristik Saluran Mikrostrip (*Microstrip Line*) untuk $W/h > 1$

Konstanta dielektrik efektif ( $\epsilon_{eff}$ )

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} \right] \quad (2.11)$$

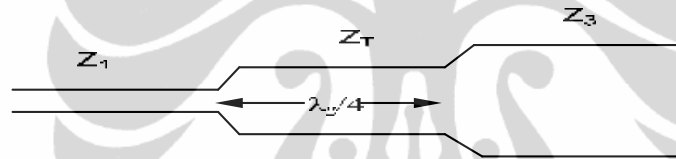
Dan karakteristik impedansi

$$Z_0 = \frac{120\pi / \sqrt{\epsilon_{eff}}}{W/h + 1,393 + 2/3 \ln(W/h + 1,44)} \quad (2.12)$$

## 2.6. IMPEDANSI MATCHING

Perancangan suatu antenna tidak terlepas dari penyesuaian impedansi (*impedance matching*) [11]. Suatu jalur transmisi dikatakan *matched* apabila karakteristik impedansi  $Z_0 = Z_L$ , atau dengan kata lain tidak ada refleksi yang terjadi pada ujung saluran beban.  $Z_0$  merupakan karakteristik impedansi suatu saluran transmisi dan biasanya bernilai 50 ohm.  $Z_L$  merupakan impedansi beban. Beban dapat berupa antenna atau rangkaian lain yang mempunyai impedansi ekivalen  $Z_L$ . Karena kegunaan utama saluran transmisi adalah untuk mentransfer daya secara sempurna, maka beban yang *matched* sangat diperlukan.

Metode pencatuan secara langsung sulit untuk mencapai kondisi *matching*. Oleh karena itu dibutuhkan suatu cara untuk mendapatkan kondisi yang *matching*, yaitu dengan cara menambahkan transformator  $\lambda/4$ , pemberian *single stub*, dan *double stub*. Pada Tesis ini digunakan teknik transformator  $\lambda/4$  (Gambar 2.7).



Gambar 2.7 Transformator  $\lambda/4$

Transformator  $\lambda/4$  adalah suatu teknik *impedance matching* dengan cara memberikan saluran transmisi dengan impedansi  $Z_T$  di antara dua saluran transmisi yang tidak *match*. Panjang saluran transmisi transformator  $\lambda/4$  ini adalah sebesar  $l = \frac{1}{4} \lambda_g$ , di mana  $\lambda_g$  merupakan panjang gelombang pada bahan dielektrik yang besarnya dapat dihitung pada persamaan 2.13.

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.13)$$

dimana  $\lambda_0$  adalah panjang gelombang pada ruang bebas. Nilai impedansi  $Z_T$  dapat dihitung dengan menggunakan persamaan 2.14.

$$Z_T = \sqrt{Z_1 Z_3} \quad (2.14)$$

## 2.7. ANTENA ARRAY

Biasanya antena elemen tunggal memiliki pola radiasi yang sangat lebar, dan setiap elemen tersebut menghasilkan keterarahan dan perolehan (*gain*) yang kurang baik. Pada banyak aplikasi diperlukan antena dengan keterarahan yang baik dan perolehan (*gain*) yang tinggi. Contoh aplikasi yang membutuhkan karakteristik tersebut antara lain adalah WiMAX, radar, penginderaan jauh, komunikasi satelit, dan banyak lagi. Kebutuhan karakteristik ini dapat dipenuhi dengan menyusun antena dengan beberapa konfigurasi. Antena susunan ini sering disebut sebagai antena *array* [8].

Antena *array* adalah susunan dari beberapa antena yang identik. Dalam antena mikrostrip *patch*, yang disusun secara *array* adalah bagian *patch*. Medan total dari antena *array* ditentukan oleh penjumlahan vektor dari medan yang diradiasikan oleh elemen tunggal. Untuk membentuk pola yang memiliki keterarahan tertentu, diperlukan medan dari setiap elemen *array* berinterferensi secara konstruktif pada arah yang diinginkan dan berinterferensi secara destruktif pada arah yang lain. Pada antena *array* dengan elemen yang identik, terdapat lima kontrol yang dapat digunakan untuk membentuk pola antena, yaitu [8] :

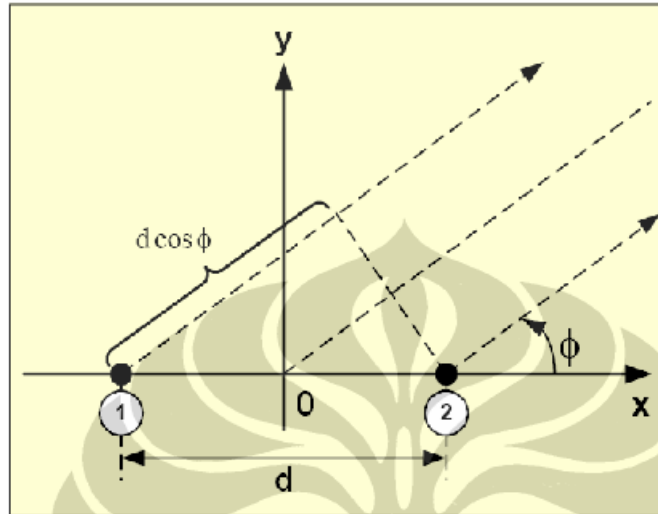
- a. konfigurasi geometri (linier, melingkar, *rectangular*, *spherical*, dll)
- b. pemindahan relatif antara elemen
- c. amplitudo eksitasi dari setiap elemen
- d. fasa eksitasi dari setiap elemen
- e. pola relatif dari setiap elemen

Ada beberapa macam konfigurasi antena *array*, di antaranya : *linear*, *planar*, dan *circular*. Masing-masing konfigurasi memiliki keuntungan, misalnya *linear array* memiliki kelebihan dalam perhitungan yang tidak terlalu rumit, sedangkan *planar array* memiliki kelebihan dalam pengaturan dan pengendalian arah pola radiasi. Pada Tesis ini dirancang antena *linear array*.

Pada antena *array* terdapat *Array Factor* (AF) yang merupakan vektor pengali dari medan elektrik dari elemen tunggal. *Array factor* inilah yang menentukan bagaimana pola radiasi dan seberapa besar tingkat daya yang diradiasikan oleh antena tersebut.

### 2.7.1. Dua Elemen Array

Antena susunan (*array*) dimisalkan sebagai susunan dari *dipole* horizontal yang sangat kecil, seperti terlihat pada Gambar 2.8 [9].



Gambar 2.8 Dua elemen array

Dari Gambar 2.8 ini diperoleh medan total ( $E_t$ ) yang diradiasikan oleh kedua elemen tersebut sebagai berikut [8]:

$$E_t = E_1 + E_2 = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l}{4\pi} \left\{ \frac{e^{-j[kr_1 - (\beta/2)]}}{r_1} \cos \phi_1 + \frac{e^{-j[kr_2 + (\beta/2)]}}{r_2} \cos \phi_2 \right\} \quad (2.15)$$

Dimana  $\beta$  adalah perbedaan eksitasi fasa diantara elemen,  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ ,  $r_1$  dan  $r_2$  adalah jarak observasi. Magnitudo eksitasi pada radiator adalah identik. Jika ditinjau dari sudut pandang medan jauh, maka :

$$\phi_1 \approx \phi_2 \approx \phi \quad (2.16)$$

$$r_1 = r - \frac{d}{2} \cos \phi \quad (2.17)$$

$$r_2 = r + \frac{d}{2} \cos \phi \quad (2.18)$$

$$r_1 \approx r_2 \approx r \quad (2.19)$$

Sehingga persamaan 2.15 menjadi [8] :

$$E_t = \hat{a}_\phi j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \cos \phi \left[ e^{+j(kd \cos \phi + \beta)/2} + e^{-j(kd \cos \phi + \beta)/2} \right] \quad (2.20)$$

$$E_t = \hat{a}_\phi j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \cos \phi 2 \cos \left[ \frac{1}{2}(kd \cos \phi + \beta) \right] \quad (2.21)$$

Dari persamaan 2.21 terlihat bahwa medan total dari *array* adalah sama dengan medan dari elemen tunggal dikalikan dengan faktor yang disebut sebagai faktor *array* (*array factor*). Untuk 2 elemen *array*, nilai *array factor* adalah [8] :

$$AF = 2 \cos \left[ \frac{1}{2}(kd \cos \phi + \beta) \right] \quad (2.22)$$

Dan dinormalisasi menjadi :

$$(AF)_n = \cos \left[ \frac{1}{2}(kd \cos \phi + \beta) \right] \quad (2.23)$$

Dengan  $d$  adalah jarak pisah antar elemen. Sehingga untuk mencari sudut *null* ( $\theta_n$ ), yaitu pada saat medan listrik total  $E_t = 0$ , nilai AF diset menjadi nol, sebagai berikut :

$$\begin{aligned} \cos \left[ \frac{1}{2}(kd \cos \phi + \beta) \right] = 0 &\Rightarrow \frac{1}{2}(kd \cos \phi + \beta) = \pm \left( \frac{2n+1}{2} \right) \pi \\ &\Rightarrow \phi_n = \cos^{-1} \left( \frac{\lambda}{2\pi d} [-\beta \pm (2n+1)\pi] \right) \\ n &= 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (2.24)$$

### 2.7.2. N-Element Array

Antena *array* yang terdiri dari elemen dan magnitudo yang identik serta setiap elemen mempunyai fasa progresif disebut sebagai *uniform array*. Antena *array* tidak hanya terdiri dari 2 elemen saja, melainkan dapat dibentuk dari beberapa (N) elemen. Pada prinsipnya *array factor* (AF) pada antena *array* N-elemen sama dengan antena *array* 2 elemen. Pada antena *array* N-elemen, *array factor* (AF) dapat dihitung oleh [8] :

$$AF = 1 + e^{+j(kd \cos \phi + \beta)} + e^{+j2(kd \cos \phi + \beta)} + \dots + e^{j(N-1)(kd \cos \phi + \beta)} \quad (2.25)$$

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kd \cos \phi + \beta)} \quad (2.26)$$

Atau dapat ditulis dalam bentuk :

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi}$$

di mana :  $\psi = kd \cos \phi + \beta$  (2.27)

Dan juga dapat ditulis dalam bentuk :

$$AF = e^{j[(N-1)/2]\psi} \left[ \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right]$$

di mana :  $\psi = kd \cos \phi + \beta$  (2.28)

Jika titik referensi ada di tengah *array*, maka persamaan 2.28 dapat ditulis menjadi :

$$AF = \left[ \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right]$$

(2.29)

Dan jika persamaan 2.29 dinormalisasi menjadi :

$$(AF)_n = \left[ \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\frac{N}{2}\psi} \right]$$

(2.30)

Untuk mendapatkan *null* dari *array*, maka persamaan 2.30 harus diset menjadi nol, sehingga :

$$\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right) = 0 \Rightarrow \frac{N}{2}\psi \Big|_{\phi=\phi_n} = \pm n\pi \Rightarrow \phi_n = \cos^{-1} \left[ \frac{\lambda}{2\pi d} \left( -\beta \pm \frac{2n}{N}\pi \right) \right]$$

$n = 1, 2, 3, \dots$   
 $n \neq N, 2N, 3N, \dots$  (2.31)

Nilai maksimum dari persamaan 2.31 terjadi jika :

$$\frac{\psi}{2} = \frac{1}{2}(kd \cos \phi + \beta) \Big|_{\phi=\phi_m} = \pm m\pi \Rightarrow \phi_m = \cos^{-1} \left[ \frac{\lambda}{2\pi d} (-\beta \pm 2m\pi) \right]$$

$m = 0, 1, 2, \dots$  (2.32)

### 2.7.3 Perbedaan Fasa Eksitasi Antar Elemen Antena Array

Dari persamaan 2.31 dan 2.32 dapat dilihat bahwa untuk menghasilkan pola radiasi yang mengarah pada sudut tertentu (*directivity*) pada berkas maksimumnya dan bernilai *null* pada sudut tertentu pada berkas minimumnya, diperlukan pengaturan jarak antar elemen ( $d$ ) dan pengaturan beda fasa eksitasi ( $\beta$ ) masing-masing elemen pada antena *array*. Pengaturan jarak antar elemen dilakukan dengan menggeser elemen-elemen pada antena *array* dengan jarak pisah tertentu, sedangkan untuk memberikan perbedaan fasa eksitasi antar elemen antena *array* dapat dilakukan dengan beberapa cara, salah satunya adalah dengan memberikan perbedaan panjang saluran mikrostrip di antara elemennya. Adapun rumus untuk menghitung panjang saluran mikrostrip untuk membangkitkan sudut fasa tertentu diberikan oleh persamaan 2.33 di bawah ini :

$$l = \frac{\phi \lambda_g}{360} \quad (2.33)$$

di mana :

- $l$  = panjang saluran mikrostrip
- $\phi$  = sudut fasa
- $\lambda_g$  = panjang gelombang pada bahan dielektrik

## 2.8 PARAMETER ANTENA MIKROSTRIP

### 2.8.1 Frekuensi Resonansi

Frekuensi resonansi merupakan frekuensi kerja dari suatu antena. Rentang frekuensi kerja dari suatu antena dapat dilihat dari grafik VSWR dan grafik *return loss*. Pada Tesis ini rentang frekuensi dari suatu antena dapat diketahui dari grafik VSWR-nya, yaitu ketika  $VSWR < 2$ . Sedangkan apabila menggunakan grafik *return loss* rentang frekuensi kerja dari suatu antena dapat dilihat ketika nilai *return loss*-nya bernilai lebih kecil atau sama dengan -10 dB.

Frekuensi resonansi dengan bentuk *patch rectangular* dirumuskan dengan :

$$f_{mn} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_e}} \left[ \left( \frac{m}{L} \right)^2 + \left( \frac{n}{W} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.34)$$

Efek medan tepi pada elemen peradiasi :

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_e + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_e - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (2.35)$$

Panjang elemen peradiasi efektif :

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (2.36)$$

atau

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_o \sqrt{\epsilon_e}} \quad (2.37)$$

Lebar elemen Peradiasi :

$$W = \frac{c}{2f_o \sqrt{\frac{(\epsilon_r + 1)}{2}}} \quad (2.38)$$

Nilai konstanta dielektrik efektif :

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/L}} \right) \quad (2.39)$$

dengan  $c$  adalah kecepatan cahaya serta  $f_r$  adalah frekuensi operasi dalam GHz.  $\epsilon_e$  adalah konstanta dielektrik efektif dan  $\Delta L$  merupakan perubahan panjang yang disebabkan oleh adanya *fringing effect*.

## 2.8.2 Impedansi input ( $Z_{in}$ )

Impedansi *input* ( $Z_{in}$ ) adalah impedansi pada terminal antenna atau rasio tegangan terhadap arus pada terminal atau perbandingan komponen-komponen bersesuaian dari medan elektrik terhadap medan magnetik pada sebuah titik. Impedansi masukan terdiri dari komponen *real* ( $R_{in}$ ) dan komponen imajiner ( $X_{in}$ ). Impedansi masukan dituliskan sebagai berikut :



$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} \quad (2.40)$$

Dimana:  $Z_{in}$  = impedansi antena

$R_{in}$  = resistansi antena

$X_{in}$  = reaktansi antena

Kondisi *matching* terjadi ketika besar impedansi *input* antena sama dengan besar impedansi karakteristik saluran transmisi. Dalam Tesis ini menggunakan impedansi input  $50 \Omega$ .

### 2.8.3 Voltage Standing Wave Ratio (VSWR)

VSWR adalah perbandingan antara amplitudo gelombang berdiri (*standing wave*) maksimum ( $|V|_{\max}$ ) dengan minimum ( $|V|_{\min}$ ). Pada saluran transmisi ada dua komponen gelombang tegangan, yaitu tegangan yang dikirimkan ( $V_0^+$ ) dan tegangan yang direfleksikan ( $V_0^-$ ). Perbandingan antara tegangan yang direfleksikan dengan tegangan yang dikirimkan disebut sebagai koefisien refleksi tegangan ( $\Gamma$ ) [13] :

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.41)$$

Di mana  $Z_L$  adalah impedansi beban (*load*) dan  $Z_0$  adalah impedansi saluran *lossless*.

Koefisien refleksi tegangan ( $\Gamma$ ) memiliki nilai kompleks, yang merepresentasikan besarnya magnitudo dan fasa dari refleksi. Untuk beberapa kasus yang sederhana, ketika bagian imajiner dari  $\Gamma$  adalah nol, maka [13] :

- $\Gamma = -1$  : refleksi negatif maksimum, ketika saluran terhubung singkat,
- $\Gamma = 0$  : tidak ada refleksi, ketika saluran dalam keadaan *matched* sempurna,
- $\Gamma = +1$  : refleksi positif maksimum, ketika saluran dalam rangkaian terbuka.

Rumus untuk mencari nilai VSWR adalah :

$$S = \frac{\left| \tilde{V} \right|_{\max}}{\left| \tilde{V} \right|_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.42)$$

Kondisi yang paling baik adalah ketika VSWR bernilai 1 ( $S=1$ ) yang berarti tidak ada refleksi ketika saluran dalam keadaan *matching* sempurna. Namun kondisi ini pada praktiknya sulit untuk didapatkan.

#### 2.8.4 Return Loss

*Return loss* merupakan koefisien refleksi dalam bentuk logaritmik yang menunjukkan daya yang hilang karena antena dan saluran transmisi tidak *matching*. *Return loss* dapat terjadi akibat adanya diskontinuitas diantara saluran transmisi dengan impedansi masukan beban (antena). Sehingga tidak semua daya diradiasikan melainkan ada yang dipantulkan balik. *Return loss* dapat dihitung dengan menggunakan persamaan:

$$\text{Return loss} = 20 \log |\Gamma| \quad (2.43)$$

$$\Gamma = \frac{\text{VSWR} - 1}{\text{VSWR} + 1} \quad (2.44)$$

Apabila nilai VSWR  $< 2$ , maka dengan menggunakan persamaan diatas akan didapatkan nilai *return loss*nya lebih kecil dari -10 dB.

#### 2.8.5 Bandwidth

*Bandwidth* (BW) antena biasanya ditulis dalam bentuk persentase *bandwidth* karena bersifat relatif lebih konstan terhadap frekuensi dan dapat dirumuskan sebagai berikut :

$$BW = \frac{f_h - f_l}{f_c} \times 100 \% \quad (2.45)$$

dengan:  $f_h$  = frekuensi tertinggi dalam *band* (GHz)

$f_l$  = frekuensi terbaik dalam *band* (GHz)

$$f_c = \text{frekuensi tengah dalam band (GHz)}, \quad f_c = \frac{f_h + f_l}{2}$$

Selain itu *Bandwidth* antenna mikrostrip juga dapat direpresentasikan sebagai jangkauan frekuensi antara kenaikan nilai VSWR ( $S$ ) dari satu sampai batas nilai yang dapat ditoleransi. Besarnya *bandwidth* pada antenna mikrostrip dapat dihitung dengan menggunakan besaran dari faktor kualitas ( $Q$ ) dan VSWR ( $S$ ) yang diinginkan, dan dinyatakan dengan persamaan [14] :

$$BW = \frac{S-1}{Q\sqrt{S}} \quad (2.46)$$

### 2.8.6 Faktor Kualitas (Q)

Faktor kualitas berakitan erat dengan rugi-rugi yang terjadi pada antenna. Rugi-rugi yang terjadi diantaranya adalah rugi-rugi radiasi, rugi-rugi dielektrik, rugi-rugi gelombang permukaan, dan rugi-rugi konduktor. Faktor kualitas merupakan *inverse* dari rugi-rugi total yang secara matematis dapat diekspresikan sebagai berikut :

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_s} + \frac{1}{Q_c} \quad (2.47)$$

dengan

$$Q_r = \frac{\omega W_T}{P_r} \quad (2.48)$$

$$Q_d = \frac{\omega W_T}{P_d} = \frac{1}{\delta} \quad (2.49)$$

$$Q_c = \frac{\omega W_T}{P_c} \quad (2.50)$$

$\delta$  merupakan *loss tangent* rongga dan  $W_T$  adalah energi total yang tersimpan selama beresonansi, didefinisikan sebagai berikut :

$$W_T = 2W_e = \frac{\epsilon}{2} \iiint |E_z|^2 dv = \frac{P_d}{\omega\delta} \quad (2.51)$$

### 2.8.7 Direktivitas

Direktivitas mempresentasikan ‘pengarahan’ antenna, merupakan perbandingan (rasio) intensitas radiasi maksimum sebuah antenna pada arah tertentu dengan intensitas radiasi rata-rata pada semua arah. Direktivitas dapat dirumuskan dengan [9] :

$$D = \frac{U_m}{U_o} = \frac{4\pi U_m}{4\pi U_o} = \frac{4\pi U_m}{P_{rad}} = \frac{E_m^2}{E_o^2} \quad (2.52)$$

Dimana :

D = Direktivitas

U<sub>m</sub> = Intensitas radiasi maksimum (W/unit solid angle)

U<sub>o</sub> = Intensitas radiasi rata-rata (W/unit solid angle)

P<sub>rad</sub> = Daya yang diradiasikan (Watt)

E<sub>m</sub> = Energi radiasi maksimum

E<sub>o</sub> = Energi radiasi rata-rata

### 2.8.8 Gain

Gain merupakan perbandingan intensitas radiasi maksimum suatu antenna dengan intensitas radiasi maksimum antenna referensi yang daya inputnya sama. Hal ini dapat dituliskan dengan rumus [9] :

$$G = \frac{U_m}{U_{mr}} = \frac{\text{intensitas radiasi maks suatu antenna}}{\text{intensitas radiasi maks antenna referensi dengan daya input sama}} \quad (2.53)$$

Hubungan antara Gain dengan Direktivitas adalah :

$$G = \eta_{eff} \cdot D \quad (2.54)$$