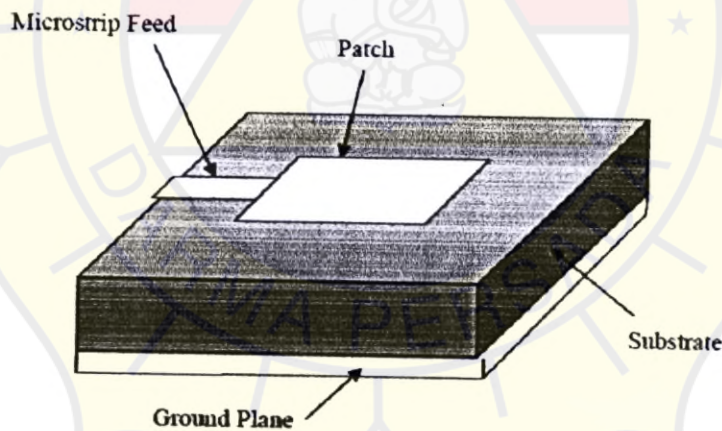


## BAB II

### TEORI DASAR ANTENA MIKROSTRIP

#### 2.1 Antena Mikrostrip

Teknologi mikrostrip merupakan sebuah medium (*substrate*) yang memiliki karakteristik dielektrik yang dapat digunakan untuk menghantarkan atau mempropagasikan gelombang elektromagnetik melalui teknologi MIC (*Microwave Integrated Circuit*) untuk frekuensi gelombang mikro [3]. Sebagai media propagasi gelombang elektromagnetik, maka secara karakteristik dapat dibuat untuk suatu rancangan sebuah saluran transmisi dan *radiator* antena. Secara konseptual rancangan sebuah antena mikrostrip dilakukan melalui dua tahap, yaitu: pertama merancang model saluran transmisi dan kedua merancang ukuran dan model peradiasi atau *radiator*.



Gambar 2.1. Struktur Antena Mikrostrip

Dalam bentuk yang paling dasar, sebuah antena mikrostrip terdiri dari sebuah *patch* yang memancar disisi *substrate* dielektrik yang memiliki bidang tanah disisi lain dan saluran transmisi seperti yang terlihat pada gambar 2.1.

Elemen peradiasi (*radiator*) berfungsi untuk meradiasikan gelombang listrik dan magnet. Elemen ini biasa disebut sebagai *radiator patch* dan terbentuk dari lapisan logam metal yang memiliki ketebalan tertentu. Jenis logam yang biasanya digunakan adalah tembaga (*copper*) dengan konduktifitas  $5.8 \times 10^7$  S/m. Ada beberapa jenis *radiator patch* berdasarkan bentuknya, diantaranya *rectangular* (segiempat), *triangular* (segitiga), lingkaran dan dll. *Substrate* merupakan dielektrik yang membatasi elemen peradiasi dengan elemen pentanahan (*ground*).

Bagian ini memiliki nilai konstanta dielektrik ( $\epsilon$ ), faktor disipasi, dan ketebalan ( $h$ ) tertentu. Ketiga nilai tersebut mempengaruhi frekuensi kerja, *Bandwidth*, dan juga efisiensi dari antena yang akan dibuat ketebalan *substrate* jauh lebih besar dari pada ketebalan konduktor metal peradiasi. Semakin tebal *substrate* maka *Bandwidth* akan semakin meningkat, tetapi berpengaruh terhadap timbulnya gelombang permukaan (*surface wave*) [5].

Untuk *substrate* komersial yang tersedia umumnya memiliki dua data ukuran properti fisik, yaitu: konstanta dielektrik atau *permittivity* ( $\epsilon_r$ ) dan *loss tangent* ( $\tan\delta$ ) [4]. Pada rancang bangun jenis *substrate* yang digunakan adalah RT/duroid 5880 yang memiliki spesifikasi: *loss tangent* 0,002 , konstanta dielektrik 2,20 dan ketebalan 1,57 mm

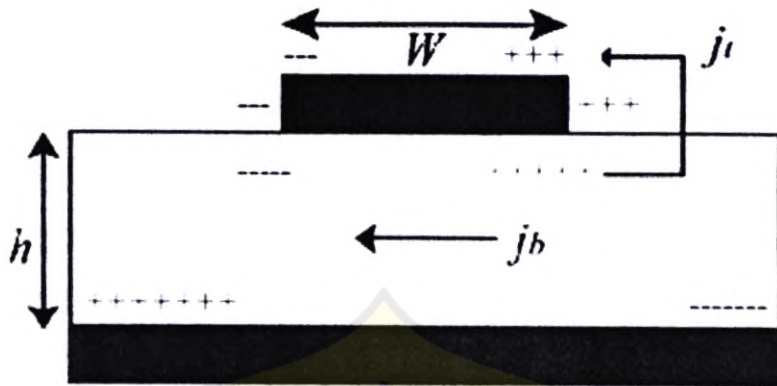
## 2.2 Model Cavity

Antena mikrostrip merupakan antena yang memiliki pita resonansi yang sempit. Keadaan ini disebut sebagai *lossy cavities*. Antena mikrostrip menyerupai rongga-rongga yang dipenuhi oleh bahan dielektrik yang menghasilkan resonansi pada orde yang tinggi [5]. Nilai medan yang ternormalisasi didalam *substrate*

dielektrik yang dapat dicari dengan lebih akurat dengan mencermati daerah tersebut sebagai rongga (*Cavity*) yang diselubungi oleh konduktor (yaitu diatas dan dibawah) dan di dinding magnet. Model ini merupakan model pendekatan yang berprinsip pada impedansi masukan reaktif dan tidak meradiasikan daya.

Ketika antena mikrostrip diberikan energi distribusi muatan dibentuk pada bagian atas dan bagian bawah permukaan dari pada *patch* tersebut, dan juga pada bagian pentanahan (*ground*). Distribusi muatan dikendalikan oleh 2 mekanisme, yaitu : mekanisme atraktif dan mekanisme repulsive [10]. Mekanisme atraktif terjadi diantara muatan-muatan yang berlawanan pada bagian bawah *patch* dan bagian *ground* yang cenderung untuk mempertahankan konsentrasi muatan pada bagian bawah *patch*. Mekanisme repulsive terjadi diantara muatan-muatan pada bagian bawah permukaan *patch* yang memiliki kecenderungan untuk mendorong berupa muatan pada bagian bawah *patch* ke bagian atasnya melalui ujung-ujung *patch* tersebut. Karena kebanyakan antena mikrostrip memiliki nilai *ratio height to width* yang kecil, mekanisme atraktif menjadi dominan dan kebanyakan konsentrasi muatan berada pada bagian bawah *patch*. Arus dalam jumlah yang kecil mengalir melalui ujung *patch* ke bagian atas permukaan *patch*. Aliran arus semakin kecil seiring dengan semakin mengecilnya nilai *ratio height to width* [5]. Kedua jenis mekanisme diperlihatkan pada gambar 2.2 beserta kerapatan arus ( $J$ ) dapat diasumsikan bahwa besaran arus yang mengalir ke atas permukaan *patch* adalah nol, sehingga tidak menyebabkan adanya medan magnet tangensial ke ujung *patch*. Hal ini menyebabkan keempat dinding samping menyerupai permukaan medan konduksi yang sempurna sehingga tidak mengganggu medan

magnetik menyebabkan distribusi medan elektrik tetap di bawah permukaan *patch*.

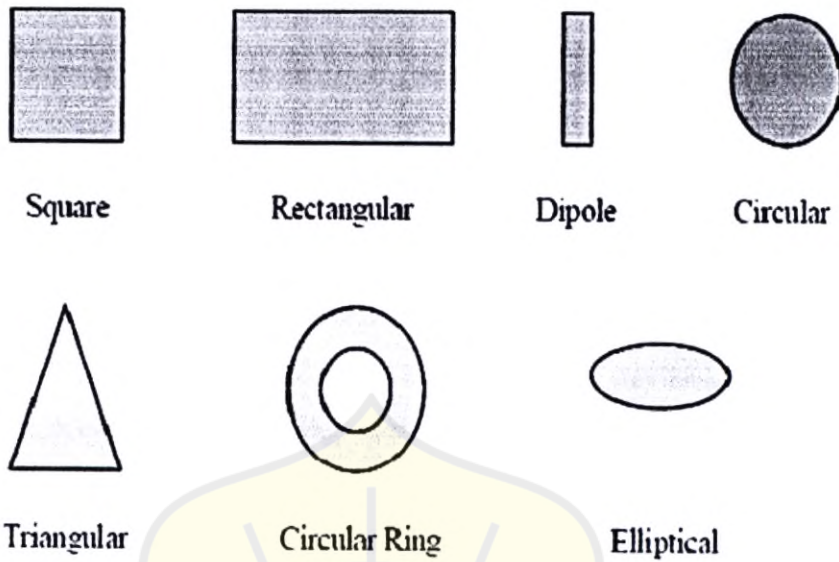


Gambar 2.2. Distribusi muatan dan arus yang terbentuk pada *patch* mikrostrip

*Cavity* model merupakan dasar perhitungan yang banyak digunakan untuk analisis suatu *patch* antenna mikrostrip. Sedangkan bentuk atau metode persamaan integralnya dinyatakan sebagai *Method of Moment* yang dikenal secara umum, dimana dalam penerapannya dilakukan dengan pendekatan komputasi maupun atau dengan cara pendekatan secara fisik [4].

### 2.3 Elemen Peradiasi Antena

Peradiasi atau *patch radiator* merupakan komponen utama dari suatu antenna mikrostrip, dimana pola propagasi gelombang elektromagnetik akan dipancarkan pada ruang bebas atau udara. Ada beberapa model *patch* antenna yang dapat digunakan pada ruang bebas atau udara, model *patch* antenna yang dapat digunakan didalam merancang suatu antenna mikrostrip, seperti : Bujur sangkar, persegi empat, ring dan ellips. Bentuk *patch radiator* antenna mikrostrip ditunjukkan pada gambar 2.3 [6].

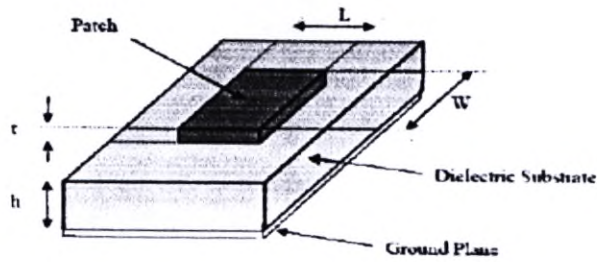


Gambar 2.3. Bentuk dasar *patch* antenna mikrostrip

Bentuk rancangan dari *patch* antenna dalam perancangan ini menggunakan model segitiga didasarkan ukuran yang lebih kecil dan *fleksibel* dalam penempatan posisi. Peradiasi dirancang dengan alasan minimalis terhadap ukuran model lainnya seperti : segiempat, lingkaran, dan pentagonal.

### 2.3.1 Patch Radiator Bujur Sangkar

Perancangan sebuah *patch* peradiasi dari sebuah antenna microstrip dibuat pada sisi permukaan lapisan atas dari dielektrik *substrate*. Salah satu bentuk umum dari *patch* peradiasi adalah persegi panjang, selain bentuk lingkaran. Gambar 2.4 memperlihatkan struktur sebuah *patch* dari antenna mikrostrip pada lapisan permukaan dielektrik *substrate* dengan ketebalan ( $h$ ), dimana *patch* persegi panjang dengan dimensi ukuran panjang ( $L$ ) dan lebar ( $W$ ) dengan ketebalan ( $t$ ) konduktor *patch*. Pada sisi lapisan bawah konduktor dijadikan sebagai bidang *ground*.

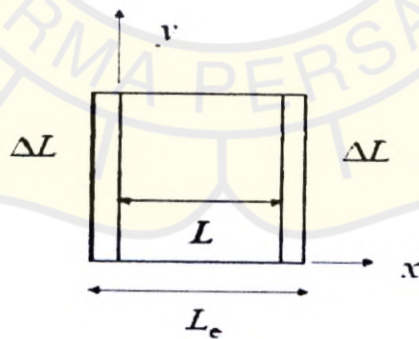


Gambar 2.4. Struktur dari *patch* antenna mikrostrip.

Bentuk struktur dari *patch* persegi panjang terhadap frekuensi resonansi ( $f_r$ ) dipengaruhi oleh mode dominan propagasi gelombang tranverse magnetik  $TM_{mn}$ , dimana  $m$  dan  $n$  mode orde.

Untuk sisi panjang efektif *patch* bujur sangkar dengan pertimbangan terhadap efek *fringing* pada sisi tepi peradiasi dipeluas dengan menambahkan  $\Delta L$  seperti yang terlihat pada gambar 2.5. Besarnya  $\Delta L$  dapat diperhitungkan dengan persamaan :

$$\Delta L = 0,412 h \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0,3) \left( \frac{w}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0,258) \left( \frac{w}{h} + 0,8 \right)} \dots\dots\dots(2.1)$$



Gambar 2.5. *Patch* bujur sangkar.

Sehingga panjang efektif untuk sisi *patch* bujur sangkar diperoleh melalui persamaan:

$$L_{\text{eff}} = L + 2 \Delta L \quad \dots\dots\dots(2.2)$$

Jika frekuensi resonansi telah diketahui maka dari persamaan (2.3) untuk nilai  $L$  efektif dapat diberikan menjadi :

$$L_{\text{eff}} = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad \dots\dots\dots(2.3)$$

Dimana :

$C$  : kecepatan cahaya  $3 \times 10^8$  m/dt

$f_r$  : frekuensi resonansi

$\epsilon_{\text{eff}}$  : konstanta dielektrik efektif

Untuk frekuensi resonansi sendiri diperoleh melalui persamaan :

$$f_r = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \left[ \left( \frac{m}{L} \right)^2 + \left( \frac{n}{W} \right)^2 \right]^{1/2} \quad \dots\dots\dots(2.4)$$

Dimana nilai  $m$  dan  $n$  model adalah *respective* terhadap nilai  $L$  dan  $W$

Untuk efisiensi radiasi, lebar  $W$  diberikan dengan persamaan :

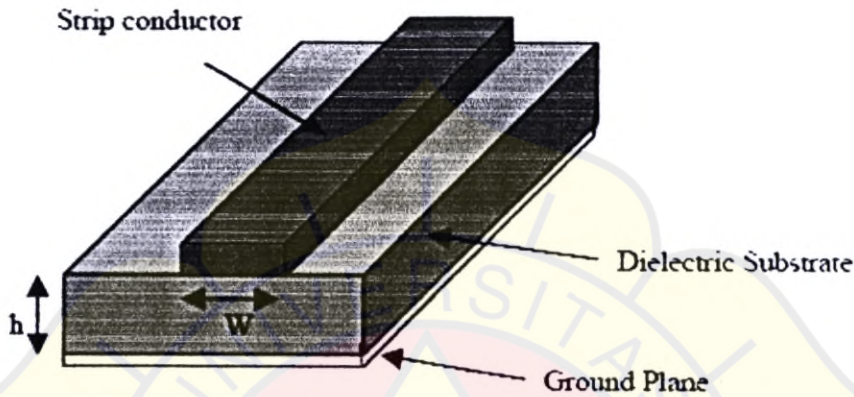
$$W = \frac{c}{2f_r \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad \dots\dots\dots(2.5)$$

Dimana  $E_r$  adalah konstanta dielektrik

## 2.4 Saluran Transmisi

Saluran transmisi merupakan suatu media rambatan bagi gelombang yang dikirimkan dari sumber ke beban. Bagian dari sistem antena adalah saluran

transmisi yang dihubungkan dengan *patch* antena. Ada empat model yang dapat digunakan sebagai saluran pencatu *patch* antena, yaitu: rangkaian saluran mikrostrip *planar*, *probe* koaksial, *aperture coupling*, dan *proximity coupling*. Karakteristik dan dimensi saluran transmisi mikrostrip ditentukan oleh nilai konstanta dielektrik relatif *substrate* dan *loss tangent*.



Gambar 2.6. Saluran Transmisi

#### 2.4.1 Konstanta Efektif Permittivitas Dielektrikum Relatif

Analisa nilai parameter impedansi karakteristik dari mikrostrip secara dimensional dibatasi oleh nilai rasio antara lebar strip konduktor dengan ketebalan dielektrikum bahan (*substrate*). Konstanta permitivitas dielektrikum relatif efektif diperlukan untuk menentukan hubungan bahan dari kedua dielektrikum yaitu *substrate* dan pelat konduktor. Untuk menentukan nilai konstanta permitivitas dielektrikum relatif efektif dapat dicari melalui persamaan berikut [3] :

Konstanta dielektrik efektif ( $\epsilon_{eff}$ ) untuk  $w/h \geq 1$  :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{-1.2} \dots\dots\dots(2.6)$$



Konstanta dielektrik efektif ( $\epsilon_{eff}$ ) untuk  $w/h \leq 1$ :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r - 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \left( 1 + \frac{12h}{w} \right)^{-1/2} + 0.04 \left( 1 - \frac{12h}{h} \right)^2 \right] \dots\dots\dots(2.7)$$

Dimana  $\epsilon_{eff}$  = Konstanta Dielektrik Efektif

$\epsilon_r$  = Konstanta Dielektrik

$h$  = Ketebalan *Substrate* (mm)

$w$  = Lebar Konduktor (mm)

Untuk  $W$  secara umum  $< 2L$  dan dalam kondisi ideal adalah  $1,5L$

#### 2.4.2 Karakteristik Impedansi

Salah satu parameter utama yang penting untuk diketahui pada suatu saluran mikrostrip adalah impedansi karakteristik ( $Z_0$ ). Impedansi karakteristik, induktansi dan kapasitansi saluran transmisi ditentukan oleh besaran fisik saluran. Nilai impedansi karakteristik ditentukan oleh lebar saluran atau konduktor ( $w$ ), tinggi material *substrate* ( $h$ ), dan konstanta dielektrik relatif ( $\epsilon_r$ ). Nilai impedansi karakteristik merupakan hambatan yang terjadi sepanjang saluran yang secara analisis dapat ditentukan melalui persamaan:

Persamaan untuk nilai  $w/h \geq 1$  :

$$Z_0 (\Omega) = \frac{[120\pi(\epsilon_{eff})^{-1/2}]}{\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(1.444 + \frac{w}{h}\right)} \dots\dots\dots(2.8)$$

Persamaan untuk nilai  $w/h \leq 1$  :

$$Z_0 (\Omega) = 60(\epsilon_{eff})^{-1/2} \ln\left[\frac{8h}{w} + \frac{0.25w}{h}\right] \dots\dots\dots(2.9)$$

- Dimana  $Z_0$  = Impedansi karakteristik dari antena ( $\Omega$ )  
 $h$  = Ketebalan *substrate* (mm)  
 $w$  = Lebar saluran (mm)  
 $\epsilon_{eff}$  = Konstanta dielektrikum relatif efektif

### 2.4.3 Kerugian Saluran Transmisi

Mikrostrip sebagai media saluran transmisi yang bekerja pada frekuensi tinggi akan menghasilkan rugi-rugi bersifat meredam, terutama yang ditimbulkan oleh faktor dielektrikum bahan (*substrate*) dan konduktor.

#### 2.4.3.1 Rugi Konduktor

Besarnya rugi konduktor pada mikrostrip menurut Hammerstad dan Bekkadal dinyatakan dengan persamaan:

$$\alpha_c = 0.072 \frac{\sqrt{f}}{wZ_0} \lambda_g \left( \text{dB} / \lambda_g \right) \quad (2.10)$$

- Dimana :  $f$  = frekuensi operasi (Hz)  
 $\lambda_g$  = Panjang gelombang guide (mm)  
 $w$  = Lebar konduktor (mm)  
 $Z_0$  = Impedansi karakteristik ( $\Omega$ )

Untuk mencari  $\lambda_g$  dapat dicari dengan persamaan:

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_0} \quad (2.11)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.12)$$

- Dimana :  $\lambda_0$  = panjang gelombang di udara (mm)

$\lambda_g$  = panjang gelombang guide (mm)

$f_0$  = frekuensi resonansi (Hz)

$\epsilon_{eff}$  = Permittifitas efektif

#### 2.4.3.2 Rugi Dielektrikum

Rugi dielektrikum lebih disebabkan oleh bahan medium sebuah *substrate* dengan *loss tangent* yang dimilikinya. Dinyatakan dengan persamaan:

$$\alpha_d = 27.3 \frac{\epsilon_r (\epsilon_{eff} - 1) \tan \delta}{\epsilon_{eff} (\epsilon_{eff} - 1)} (dB / \lambda_g) \dots\dots\dots(2.13)$$

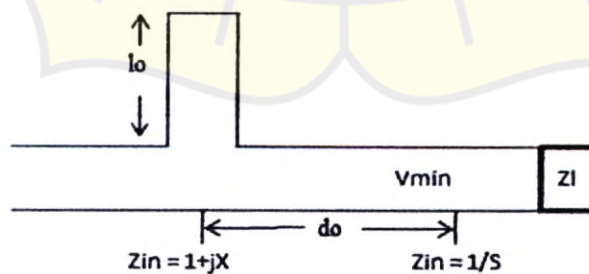
Dimana :  $\tan \delta$  = Loss tangent

$\epsilon_{eff}$  = Konstanta efektif dielektrikum relative

$\epsilon_r$  = Konstanta dielektrikum relatif

#### 2.4.4. Tuning Stub

Ketika sebuah beban dihubungkan ke generator sebagai yang berfungsi sebagai saluran transmisi dapat menimbulkan panjang gelombang yang lebar. Untuk itu diperlukan cara agar didapat matching impedansi beban dan generator terhadap saluran transmisi. Teknik penggunaan tuning stub digunakan untuk mendapatkan matching impedansi tersebut



Gambar 2.7 Serial Stub

Nilai  $d_0$  didapat dengan perumusan :

$$d_0 = \frac{\lambda_g}{4\pi} \cos^{-1} \frac{S-1}{S+1} \dots\dots\dots(2.14)$$

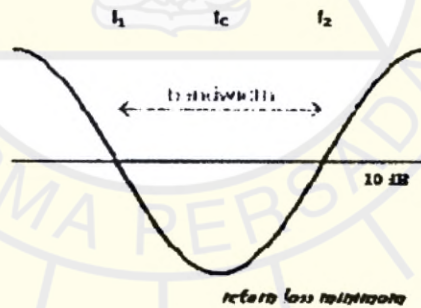
$$l_0 = \frac{\lambda_g}{2\pi} \tan^{-1} \frac{\sqrt{S}}{S-1} \dots\dots\dots(2.15)$$

Dimana :  $S$  = Standing wave ratio  
 $\lambda_g$  = Panjang gelombang guide

**2. 5. Parameter Umum Antena Mikrostrip**

**2. 5. 1. Bandwidth**

*Bandwidth* dari suatu antena didefinisikan sebagai rentang frekuensi di mana kinerja antena yang berhubungan dengan beberapa karakteristik (seperti impedansi masukan, pola, *Bandwidth*, *polarisasi*, *Gain*, efisiensi, *VSWR*, *Return loss*, *Axial Ratio*) memenuhi spesifikasi standar [7].



Gambar 2.8 Rentang frekuensi yang menjadi *Bandwidth* [7]

*Bandwidth* dapat dicari dengan menggunakan rumus berikut ini :

$$BW = \frac{f_h - f_l}{f_0} \times 100\% \dots\dots\dots(2.16)$$

Di mana :  $f_h$  = frekuensi tertinggi (GHz)  
 $f_l$  = frekuensi terendah (GHz)

$f^o$  = frekuensi tengah (GHz)

$BW$  = Bandwidth

### 2. 5. 2. Return loss

*Return loss* adalah perbandingan antara amplitudo dari gelombang yang di refleksikan terhadap amplitudo gelombang yang dikirimkan. *Return loss* digambarkan sebagai peningkatan amplitudo dari gelombang yang direfleksikan ( $V_0^-$ ) dibanding dengan gelombang yang dikirim ( $V_0^+$ ). *Return loss* dapat terjadi akibat adanya diskontinuitas diantara saluran transmisi dengan impedansi masukan beban (antena). Pada rangkaian gelombang mikro yang memiliki diskontinuitas (*mismatched*), besarnya *return loss* bervariasi tergantung pada frekuensi [4].

$$RL = -20 \log_{10} |\Gamma_L| \dots \dots \dots (2.17)$$

Dengan :

$$|\Gamma| = \frac{VSWR-1}{VSWR+1} \dots \dots \dots (2.18)$$

Nilai *return loss* yang baik adalah dibawah  $-9,54\text{dB}$ , maka nilai  $VSWR \leq 2$  sehingga dapat dikatakan nilai gelombang yang direfleksikan tidak terlalu besar dibandingkan dengan gelombang yang dikirim atau dengan kata lain, saluran transmisi sudah *matching*. Nilai parameter ini menjadi salah satu acuan untuk melihat apakah antenna sudah dapat bekerja pada frekuensi yang diharapkan atau tidak.

### 2.5.3. VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*)

VSWR adalah perbandingan antara amplitudo gelombang berdiri (*standing wave*) maksimum ( $|V|_{\text{max}}$ ) dengan minimum ( $|V|_{\text{min}}$ ). Pada saluran transmisi ada dua komponen gelombang tegangan, yaitu tegangan yang

dikirimkan ( $V_0^+$ ) dan tegangan yang direfleksikan ( $V_0^-$ ), sinyal yang dipantulkan dapat terjadi karena adanya ketidaksesuaian antara impedansi beban dan impedansi saluran. ketidaksesuaian ini akan berpengaruh terhadap besarnya daya yang dapat ditransmisikan. Perbandingan antara tegangan yang direfleksikan dengan tegangan yang dikirimkan disebut sebagai koefisien refleksi tegangan ( $\Gamma$ ) [4]:

$$VSWR = \frac{v_{max}}{v_{min}} = \frac{1+|\Gamma_L|}{1-|\Gamma_L|} \dots\dots\dots(2.19)$$

Koefisien refleksi tegangan ( $\Gamma$ ) memiliki nilai kompleks, yang mempresentasikan besarnya magnitudo dan fasa dari refleksi. Untuk beberapa kasus yang sederhana, ketika bagian imajiner dari  $\Gamma$  adalah nol, maka [4]:

- $\Gamma = -1$  : 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.

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. Oleh karena itu nilai standar VSWR untuk rangkaian mikro yang baik untuk fabrikasi antena adalah VSWR 1 sampai 2.

#### 2.5.4. Input Impedance

Sebuah impedansi yang masuk ke terminal antena yang dikondisikan dalam keadaan seimbang dengan impedansi karakteristik dari saluran transmisi.

Input impedansi dinyatakan dalam persamaan :

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \dots\dots\dots(2.20)$$

Dimana  $Z_{in}(z)$  merupakan perbandingan antara jumlah tegangan (tegangan masuk dan tegangan refleksi (V) terhadap jumlah arus (I) pada setiap titik z pada saluran, berbeda dengan karakteristik impedansi saluran ( $Z_0$ ) yang berhubungan dengan tegangan dan arus pada setiap gelombang.

### 2.5.5. Gain

*Gain* didefinisikan sebagai *directivity* yang dihasilkan maksimum dari power antena yang dirancang dengan intensitas maksimum radiasi dari antena referensi yang dinyatakan dengan persamaan :

$$G = 10 \log \frac{\text{Maksimal intensitas radiasi}}{\text{Maksimum intensitas radlasi dari antena referensi dengan input power sama}} \dots\dots\dots(2.21)$$

Untuk suatu metode pengukuran *Gain* dari antena dengan menggunakan “Friis Transmission Formula”, dimana metode tersebut telah dipublikasikan oleh Harald T. Friis dai Bell Telephone Laboratories tahun 1946 [9].