

BAB 2 ANTENA MIKROSTRIP SEGITIGA

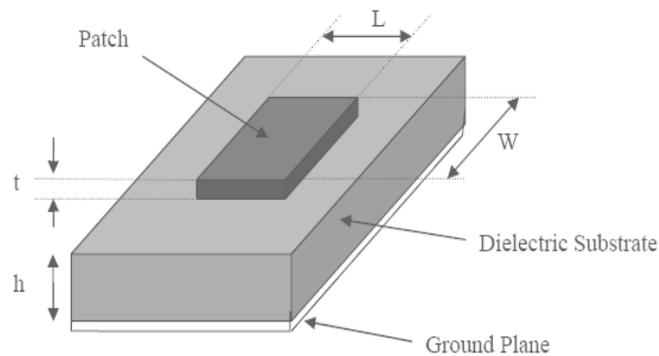
2.1 ANTENA

Dilihat dari sumber latar belakang sejarah telekomunikasi listrik berupa komunikasi nirkabel, berhasil ditemukan pertama kali oleh **Heindrich Rudolph Hertz**, beliau berhasil mendemonstrasikan sistem gelombang Elektromagnetik (EM) pertama kali pada tahun 1886 dengan menggunakan dipole $\lambda/2$.

Antena (*antenna* atau *areal*) didefinisikan sebagai suatu struktur yang berfungsi sebagai pelepas energi gelombang elektromagnetik di udara dan juga bisa sebagai penerima/penangkap energi gelombang elektromagnetik di udara. Karena merupakan perangkat perantara antara saluran transmisi dan udara, maka antena harus mempunyai sifat yang sesuai (*match*) dengan saluran pencatunya.

2.2 ANTENA MIKROSTRIP

Format dasar dari sebuah *microstrip patch antenna* (MPA) adalah radiasi *patch* pada satu sisinya dari suatu *substrate* yang dielektrum dan meradiasi *ground plane* pada satu sisi lainnya, seperti ditunjukkan pada gambar 2.1, *patch* secara umum dibuat dari bahan konduksi seperti tembaga atau emas dan dapat dibentuk sesuai dengan kebutuhan.



Gambar 2.1 *Microstrip patch antenna*

Microstrip Patch Antenna (MPA) saat ini sedang berkembang dan banyak digunakan dalam berbagai aplikasi komunikasi nirkabel dalam kaitannya dengan struktur yang *lowprofile*. Oleh karena itu MPA ini dapat diaplikasikan pada alat seperti : ponsel, pager, telemetri dan antena komunikasi pada peluru kendali dan yang lebih menarik MPA ini digunakan pada sistem satelit komunikasi [4].

Keuntungan menggunakan antena ini:

- volume yang rendah
- konfigurasi planar yang *lowprofile* yang mudah dibuat sesuai dengan kebutuhan.
- Biaya produksi yang rendah jika ingin di produksi secara massal
- Mendukung untuk polarisasi
- Dapat dengan mudah diintegrasikan dengan *microwave integrated sirkuit*.
- Mampu digunakan pada beberapa frekuensi kerja.

Kerugian menggunakan antena ini :

- *narrow bandwidth*
- efisiensi yang rendah
- *gain* yang rendah
- daya yang kecil

2.3 ANTENA MIKROSTRIP SEGITIGA

Dari bermacam-macam bentuk dasar geometri antena mikrostrip, ternyata *patch* antena segitiga sama sisi ini masih jarang dijadikan objek, padahal antena ini memiliki beberapa kelebihan jika dibandingkan dengan antena bentuk yang lain yaitu mampu menghasilkan performa yang serupa dengan bentuk dasar yang lain, memiliki luas *patch* yang lebih kecil, sehingga masih banyak kemungkinan untuk mengeksplorasi antena ini.

Formula yang digunakan untuk menghitung frekuensi resonansi berdasarkan model *cavity*. Metode resonator rongga (*cavity method*) merupakan metode dimana memodelkan antena sebagai resonator rongga. Resonator rongga tersusun atas dua buah dinding elektrik yaitu konduktor pada bagian atas dan bawah antena 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. Untuk sebuah resonator segitiga samasisi dapat diperoleh dengan persamaan sebagai berikut [4]:

$$f = \frac{ck_{mn}}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{2c}{3a\sqrt{\epsilon_r}}(m^2 - mn - n^2)^{-0.5} \dots\dots\dots(2.1)$$

Dimana

C : kecepatan cahaya

ϵ_r : konstanta dielektrik

a : panjang sisi segitiga sama sisi

SubSkrip mn ini mengacu pada mode TM_{mn} sehingga mode TMnya adalah TM_{10} maka frekuensi resonansi untuk antenna ini menjadi :

$$f_{10} = \frac{2c}{3a\sqrt{\epsilon_r}} \dots\dots\dots(2.2)$$

Fenomena efek tepi dari suatu antenna mikrostrip dimana elemen peradiasi seolah-olah menjadi lebih lebar dibandingkan dengan aslinya, sehingga menyebabkan ukuran panjang segitiga sama sisi dengan rumus diatas tidak sepenuhnya benar. Hal ini dapat diatasi dengan menggunakan persamaan yang didapat oleh Helszein dan james :

$$a_{\text{eff}} = a + h(\epsilon_r)^{-0.5} \dots\dots\dots(2.3)$$

dimana a_{eff} adalah sisi efektif dari suatu antenna segitiga setelah dikurangi untuk mengkompensasi pengaruh efek tepi ini.

Seperti yang telah dijelaskan sebelumnya bahwa metode yang digunakan untuk menganalisa antenna mikrostrip ini adalah *model cavity*. Dimana *patch* peradiasi dan bidang pentanahan dipisahkan dengan bahan dielektrik yang memiliki konstanta dielektrik $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$. Dan untuk nilai $h \ll \lambda_0$, medan listriknya dianggap homogen sepanjang sumbu z sehingga mode ini sama dengan

mode TM. Untuk mode TM_{mn}, distribusi medan listrik dan magnet pada elemen peradiasi berbentuk segitiga yang sama sisi.

$$E_z = A_{m,n,l} T(x, y)_{m,n,l} \dots \dots \dots (2.4)$$

$$H_x = \frac{j}{\omega\mu} \frac{\partial E_z}{\partial y} \dots \dots \dots (2.5)$$

$$H_y = \frac{-j}{\omega\mu} \frac{\partial E_z}{\partial x} \dots \dots \dots (2.6)$$

$$H_z = H_x = H_y = 0 \dots \dots \dots (2.7)$$

Dengan T(x,y) merupakan Fungsi Eigen

$$T(x, y)_{m,n,l} = \cos \left[\left(\frac{2\pi x}{a\sqrt{3}} + \frac{2\pi}{3} \right) l \right] \cos \left[\frac{2\pi(m-n)y}{3a} \right] + \cos \left[\left(\frac{2\pi x}{a\sqrt{3}} \right) m \right] \cos \left[\frac{2\pi(n-l)y}{3a} \right] + \cos \left[\left(\frac{2\pi x}{a\sqrt{3}} + \frac{2\pi}{3} \right) n \right] \cos \left[\frac{2\pi(l-m)y}{3a} \right] \dots \dots \dots (2.8)$$

Dimana

a : panjang sisi segitiga

m,n,l : notasi mode

Sebagai mode TM₁₀, persamaan medan dekatnya menjadi :

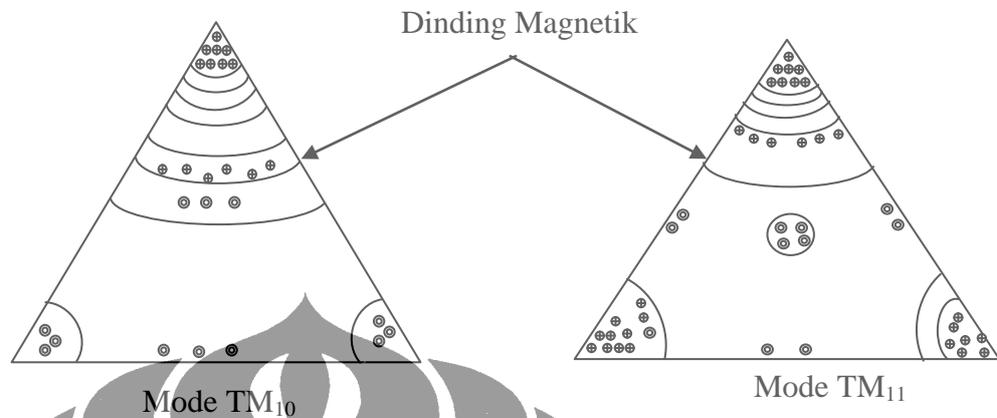
$$E_z = A_{1,0-1} \left[2 \cos \left(\frac{2\pi x}{a\sqrt{3}} + \frac{2\pi}{3} \right) \cos \frac{2\pi y}{3a} + \cos \frac{4\pi y}{3a} \right] \dots \dots \dots (2.9)$$

$$H_x = -jA_{1,0-1} \xi_0 \left[2 \cos \left(\frac{2\pi x}{a\sqrt{3}} + \frac{2\pi}{3} \right) \cos \frac{2\pi y}{3a} + \cos \frac{4\pi y}{3a} \right] \dots \dots \dots (2.10)$$

$$H_y = -j\sqrt{3}A_{1,0-1} \xi_0 \left[2 \cos \left(\frac{2\pi x}{a\sqrt{3}} + \frac{2\pi}{3} \right) \cos \frac{2\pi y}{3a} \right] \dots \dots \dots (2.11)$$

Dengan $\xi_0 = \frac{1}{120\pi}$ (mhos)

Untuk memperjelas bentuk pola TM_{10} dan TM_{11} dapat dilihat pada gambar 2.2 dibawah ini



Gambar 2.2 Pola medan elemen peradiasi segitiga sama sisi

2.3.1 Elemen Peradiasi

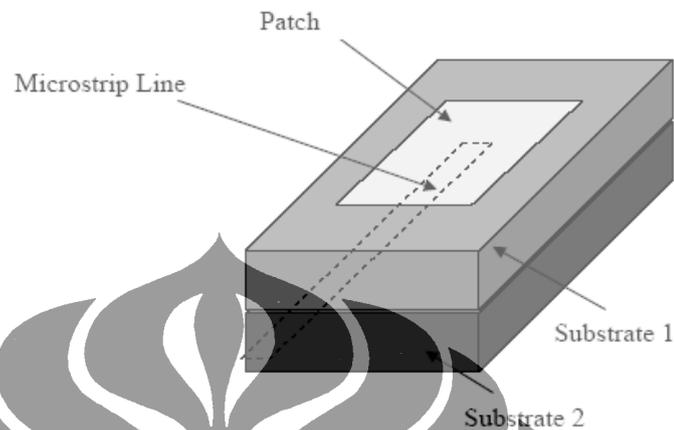
Dalam mendisain suatu antenna mikrostrip, langkah-langkahnya adalah menentukan frekuensi operasi sehingga dapat diperoleh ukuran dari elemen peradiasinya. Ukuran elemen peradiasi ini dipengaruhi oleh konstanta relatif dari *substrate*.

2.4 ANTENA *PROXIMITY COUPLING* DICATU DENGAN SALURAN MIKROSTRIP

Dapat dilakukan dengan cara menyatukan beberapa antenna/beberapa elemen antenna dengan harapan mendapatkan fekuensi kerja yang lebih lebar [4]. Antena tunggal dengan mendesaian sedemikian hingga mendapatkan frekuensi kerja yang lebih lebar.

Tipe *feed* ini juga disebut sebagai skema kopling elektromagnetik. Seperti yang ditunjukkan pada gambar 2.3 dimana dua dielektrik *substrate* digunakan seperti pada *feed line* diantara dua *substrate* dan *patch* peradiasi diatas *substrate*.

Keuntungan dari teknik *feed* ini adalah mengeliminasi radiasi *spurious feed* dan memberikan *bandwidth* yang besar. Skema ini juga memberikan dua pilihan antara dua media dielektrik yang berbeda, satu untuk *patch* dan satu lagi untuk *feed line* guna meningkatkan performa individu.



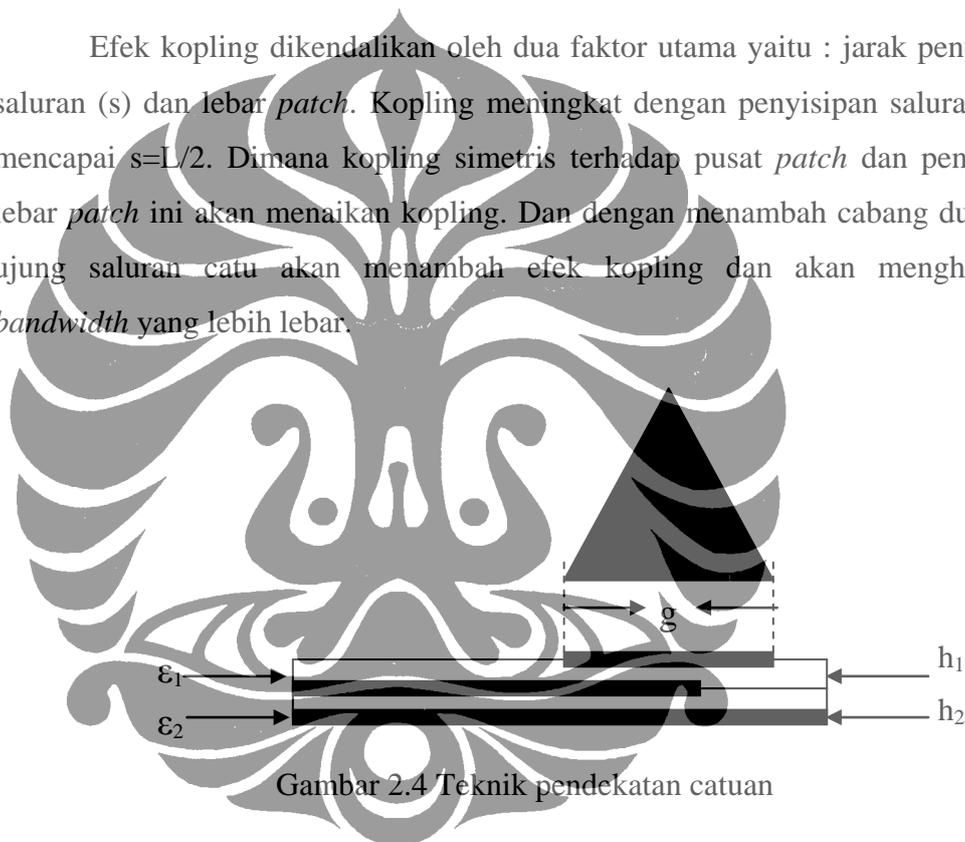
Gambar 2.3 Proximity coupled feed

Matching dapat dicapai dengan mengendalikan panjang *feed line* dan rasio lebar dan panjang dari *patch*. Kerugian utama dari skema ini adalah sukar di pabrikan karena dua dielektrik layer dimana membutuhkan penyesuaian. Juga akan menambah ketebalan antenna itu sendiri.

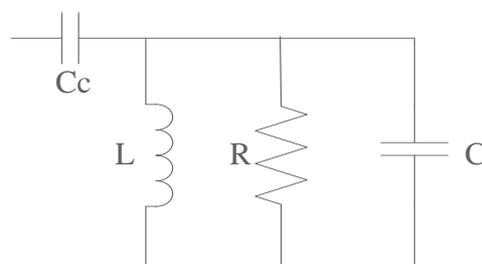
Ketika menggunakan saluran Mikrostrip pencatu saluran berada pada permukaan yang sama dengan *patch* dan langsung terhubung ke pinggir *patch*. Hal ini memberikan efek kopling yang rendah, sedangkan apabila saluran catu lebih rendah dari *patch* akan memberikan efek kopling yang kuat. Pada gambar 2.4 memperlihatkan pendekatan teknik pencatutan tersebut. Dalam antenna ini digunakan dua *substrate* dimana lapisan pertama terdapat *patch* segitiga dengan bagian *grounding* yang dihilangkan dan pada lapisan yang kedua digunakan sebagai saluran pencatu. Saluran catu yang berada dibawah membentuk rangkaian terbuka, dengan jarak (D) dari pinggir *patch* kepinggir saluran catu yang tumpang tindih, dimana ujung dari rangkaian terbuka memberikan mekanisme kopling utama terhadap antenna.

Mekanisme kopling ini didominasi secara kapasitif pada gambar 2.5 memperlihatkan rangkaian *equivalent* dimana rangkaian RLC mewakili *patch* dan C_c kopling dari saluran transmisi ke lempengan antenna. Posisi saluran transmisi berada dibawah lapisan antenna dan berhimpitan (*over lap*) mulai dari pinggir lempengan sejauh g menuju ujung saluran terbuka (*open circuit*). Medan pinggir yang terbentuk dari sirkit ujung terbuka yang akan menghasilkan suatu mekanisme kopling utama pada antenna ini dan hal ini disebut efek pengkopelan secara elektromagnetik.

Efek kopling dikendalikan oleh dua faktor utama yaitu : jarak penyisipan saluran (s) dan lebar *patch*. Kopling meningkat dengan penyisipan saluran yang mencapai $s=L/2$. Dimana kopling simetris terhadap pusat *patch* dan penurunan lebar *patch* ini akan menaikkan kopling. Dan dengan menambah cabang dua pada ujung saluran satu akan menambah efek kopling dan akan menghasilkan *bandwidth* yang lebih lebar.



Gambar 2.4 Teknik pendekatan catuan



Gambar 2.5 Rangkaian equivalen

2.5 PENENTUAN UKURAN KOMPONEN ANTENA

2.5.1 Penentuan Ukuran segitiga

Untuk menentukan dimensi antena segitiga dapat digunakan persamaan dibawah ini:

$$f_{10} = \frac{2c}{3a\sqrt{\epsilon_r}} \dots\dots\dots(2.12)$$

$$a = \frac{2c}{3f_{10}\sqrt{\epsilon_r}} \dots\dots\dots(2.13)$$

Panjang sisi segitiga ini harus dikurangi lagi karena terdapat efek tepi dari elemen peradiasi, yang akan menyebabkan elemen peradiasi akan bertambah lebar. Sehingga panjang sisi segitiga efektif dapat dihitung dengan persamaan

$$a_{eff} = a + h(\epsilon_r)^{-0.5} (mm) \dots\dots\dots(2.14)$$

Dimana a_{eff} merupakan panjang efektif segitiga (mm)

Dalam disain ini subtract yang digunakan memiliki nilai-nilai sebagai berikut ϵ_r : 4.4, tang δ : 0.02, h : 1.6 mm dengan f_{10} : 2.44 GHz.

2.5.2 Penentuan Saluran Catu Antena Mikrostrip Untuk $W/h \leq 2$

Lebar saluran mikrostrip (W) tergantung dari impedansi karakteristik (Z_0) yang diinginkan. Adapun rumus untuk menghitung lebar saluran mikrostrip diberikan oleh persamaan di 2.15 di bawah ini.

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \dots\dots\dots(2.15)$$

2.5.3 Penentuan Saluran Catu Antena Mikrostrip Untuk $W/h \geq 2$

Lebar saluran mikrostrip (W) tergantung dari impedansi karakteristik (Z_0) yang diinginkan. Adapun rumus untuk menghitung lebar saluran mikrostrip diberikan oleh persamaan di 2.15 di bawah ini. [5]

$$W = \frac{2h}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right] \right\} \dots (2.16)$$

Jadi

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right] \right\} \dots (2.17)$$

Dengan ϵ_r adalah konstanta dielektrik relatif dan :

$$A = \frac{Z_0}{60} \left\{ \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right\}^{1/2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left\{ 0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right\} \dots (2.18)$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} \dots (2.19)$$

2.5.3 Karakteristik Saluran Mikrostrip (*Microstrip Line*) untuk $W/h \leq 1$

Konstanta dielektrik efektif (ϵ_{eff})

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} + 0,04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] \dots (2.20)$$

Dan karakteristik impedansi

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) \dots (2.21)$$

2.5.4 Karakteristik Saluran Mikrostrip (*Microstrip Line*) untuk $W/h \geq 1$

Konstanta dielektrik efektif (ϵ_{eff}) adalah konstanta dielektrik efektif dari saluran mikrostrip. Ukuran konstanta ini bergantung pada ketebalan substrat dan lebar konduktor. Konstanta dielektrik pada mikrostrip ini dapat dicari dengan menggunakan persamaan 2.20 dibawah ini

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} \right] \dots\dots\dots(2.22)$$

Dan karakteristik impedansi

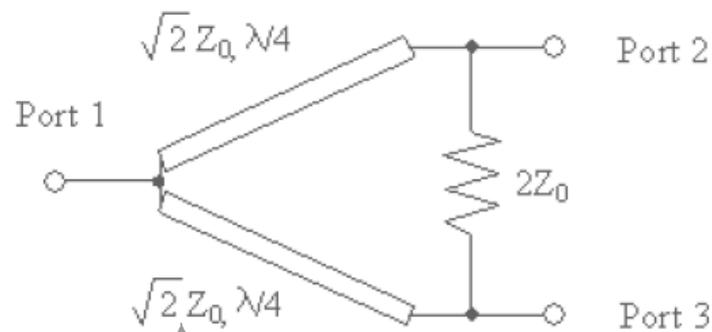
$$Z_0 = \frac{120\pi / \sqrt{\epsilon_{eff}}}{W/h + 1,393 + 2/3 \ln(W/h + 1,44)} \dots\dots\dots(2.23)$$

2.5.5 Menentukan Impedansi *Matching*

Untuk menentukan ukuran dari saluran pencatu, perancangan disini mengacu pada Wilkinson power divider [5]. Dimana *power divider* ini ditemukan oleh Ernest Wilkinson, beliau meneliti tentang sinyal yang dibelah sekitar tahun 1960. *Power divider* ini membelah sinyal masukan menjadi dua sinyal gelombang atau sebaliknya yaitu menggabungkan dua sinyal yang sama menjadi satu.

Gambar 2.6 dari *power divider* yang paling sederhana ditunjukkan seperti gambar dibawah ini, dimana sebuah *port* dibelah menjadi dua, dengan transformasi $\frac{1}{4} \lambda$ dengan impedansi $\sqrt{2}Z_0$. Transformator $\frac{1}{4} \lambda$ 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 $l = \frac{1}{4} \lambda_g$, dimana $\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$ dimana λ_0

adalah panjang gelombang pada ruang bebas. 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*



Sumber: [6] *Wilkinson power divider*

2.6 PARAMETER ANTENA MIKROSTRIP

Performa dari suatu antena dapat diukur dari beberapa parameter dibawah ini [6]:

2.6.1 Pola radiasi (*Radiation Pattern*)

Pola radiasi (*radiation pattern*) merupakan salah satu parameter penting dari suatu antena. Parameter ini sering ditemui dalam spesifikasi suatu antena, sehingga pembaca dapat membayangkan bentuk pancaran yang dihasilkan oleh antena tersebut.

2.6.1.1 Pola Radiasi Antena *Directional*

Antena *Directional* biasanya digunakan oleh *client*, dikarenakan antena ini mempunyai pola radiasi yang terarah dan dapat menjangkau jarak yang relatif jauh daripada antena lainnya.

2.6.1.2 Pola Radiasi Antena *Omnidirectional*

Antena *Omnidirectional* pada umumnya mempunyai pola radiasi 360° apabila pola radiasinya dilihat pada bidang medan magnet (H).

2.6.2 Impedansi input

Impedansi *input* antena adalah impedansi antena di terminal catu (*feeder*)nya disebabkan perbandingan antara tegangan (V) dan arus (I) di terminal *input* atau catu (*feeder*).

$$Z_{in} = \frac{V}{I} \dots\dots\dots(2.24)$$

Dimana: Z_{in} : Impedansi *input* (Ω)

V : Tegangan terminal *input* (Volt)

I : Arus terminal *input* (A)

2.6.3 VSWR

Standing Wave Ratio (VSWR) adalah kemampuan suatu antena untuk bekerja pada frekuensi yang diinginkan. Pengukuran VSWR berhubungan dengan pengukuran koefisien refleksi dari antena tersebut. Perbandingan level tegangan yang kembali ke pemancar (V-) dan yang datang menuju beban (V+) ke sumbernya sering disebut koefisien pantul atau koefisien refleksi yang dinyatakan dengan simbol “ Γ ”.

$$\Gamma = \frac{V_-}{V_+} \dots\dots\dots(2.25)$$

Hubungan antara koefisien refleksi, impedansi karakteristik saluran (Z_0) dan impedansi beban/antena (Z_1) dapat ditulis:

$$\Gamma = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \dots\dots\dots(2.26)$$

Harga koefisien refleksi ini dapat bervariasi antara 0 (tanpa pantulan/*match*) sampai 1, yang berarti sinyal yang datang ke beban seluruhnya dipantulkan kembali ke sumbernya semula. Maka untuk pengukuran VSWR.

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \dots\dots\dots(2.27)$$

Besar nilai VSWR yang ideal adalah 1, yang berarti semua daya yang diradiasikan antena pemancar diterima oleh antena penerima (*match*). Semakin besar nilai VSWR menunjukkan daya yang dipantulkan juga semakin besar dan semakin tidak *match*.

2.6.4 Return Loss

Return loss adalah parameter dimana mengindikasikan jumlah *power* yang hilang pada saat pembebanan dan tidak kembali sebagai refleksi. Seperti yang dijelaskan pada bagian depan, gelombang mendahului pantulan terhadap formasi gelombang berdiri, ketika transmitter dan impedansi tidak *matching*. *Return loss* adalah sebuah parameter yang sama dengan VSWR untuk mengidentifikasi bagaimana keadaan *matching* antara *transmitter* dan antena. Return loss seperti yang diberikan :

$$RL = -20 \log_{10} |\Gamma| \quad (dB) \dots\dots\dots(2.28)$$

2.6.5 Gain antena

Gain antena (G_t) dapat dihitung dengan menggunakan antena lain sebagai antena yang standard atau sudah memiliki gain yang standard (G_s). Dimana

membandingkan daya yang diterima antara antenna standar (P_s) dan antenna yang akan diukur (P_t) dari antenna pemancar yang sama dan dengan daya yang sama.

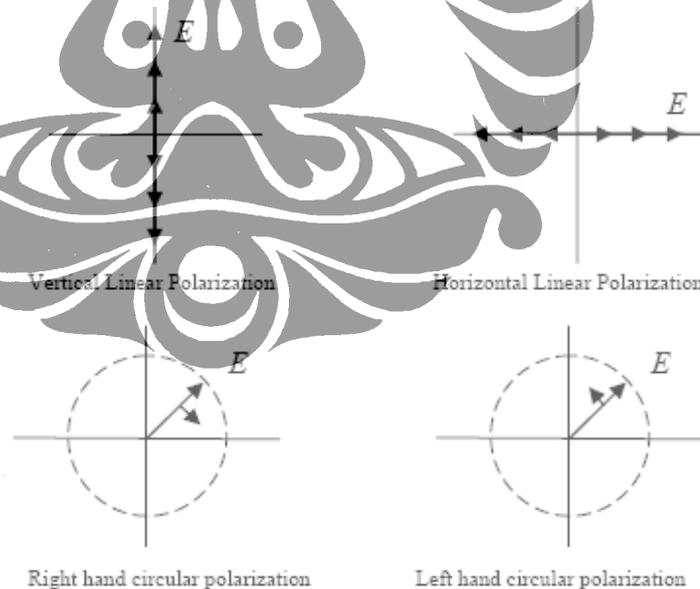
$$G_t = \frac{P_t}{P_s} \times G_s \dots \dots \dots (2.29)$$

Jika dirubah dalam satuan desibel maka menjadi,

$$G_t(dB) = P_t(dBm) - P_s(dBm) + G_s \dots \dots \dots (2.30)$$

2.6.6 Polarisasi

Polarisasi adalah radiasi gelombang yang didefinisikan sebagai sifat dari gelombang elektromagnetik yang menjelaskan arah dan amplitudo vektor kuat medan listrik sebagai fungsi waktu. Polarisasi gelombang elektromagnetik sama dengan kurva yang diikuti ujung vektor kuat medan E pada suatu titik sebagai fungsi waktu dan dilihat dari arah rambatan gelombang.



Gambar 2.7 Macam-macam polarisasi

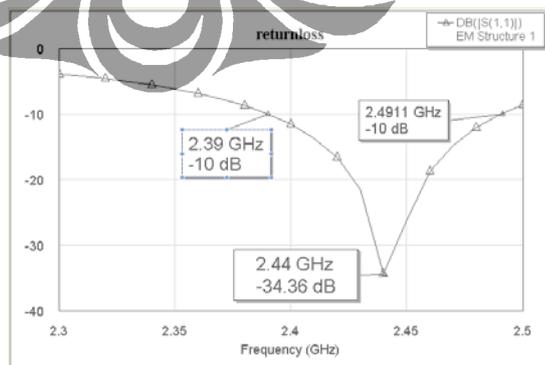
2.6.7 Bandwidth

Bandwidth antenna didefinisikan sebagai batas frekuensi kerja yang digunakan pada sebuah antenna dengan aturan beberapa karakteristik yang disesuaikan. Bandwidth dapat sebagai batas dari frekuensi pada sisi yang lain dari frekuensi tengah dimana karakteristik antenna seperti impedansi input, pola radiasi, *beamwidth*, polarisasi, *side lobe level* atau gain semua tertutup untuk nilainya yang mana diperoleh pada frekuensi tengah seperti yang ditulis pada persamaan dibawah ini:

$$BW_{\text{broadband}} = \frac{f_H}{f_L} \dots \dots \dots (2.31)$$

$$BW_{\text{narrowband}} (\%) = \left[\frac{f_H - f_L}{f_c} \right] 100\% \dots \dots \dots (2.32)$$

Antena itu dikatakan *broadband* jika $\frac{f_H}{f_L} = 2$. Satu metode yang menganggap sebuah antenna efisien yang beroperasi melalui batas frekuensi adalah dengan mengukur *VSWR*. Nilai $VSWR \leq 2$ ($RL \leq -10$ dB) ilai-nilai ini merupakan sebuah performa yang bagus dari sebuah antenna.



Gambar 2.8 Pengukuran *bandwidth* dari plot *return loss*.

2.7 RUGI-RUGI PADA SALURAN CATU

Dalam saluran Mikrostrip terdapat rugi-rugi utama, yaitu[7] :

2.7.1 Rugi-rugi Dielektrik

Besarnya rugi-rugi dielektrik ini dinyatakan dengan persamaan:

$$\alpha_d = 0.273 \left(\frac{\epsilon_r + 1}{\epsilon_r - 1} \right) \left(\frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \right) \frac{f \tan \delta}{c} (dB/cm) \dots \dots \dots (2.33)$$

Dimana $\tan \delta$: rugi2 elemen
 f : frekuensi kerja
 C : kecepatan cahaya 3.10^8 m/det

2.7.2 Rugi-rugi konduktor

Rugi-rugi dielektrik mempunyai nilai rendah pada saluran mikrostrip, maka sumber rugi-rugi yang utama berasal dari ketidak sempurnaan dari konduktor yang ada, besarnya rugi-rugi konduktor sesuai dengan persamaan :

$$\alpha_c = \frac{8686}{WZ_0} R_s (dB/cm) \dots \dots \dots (2.34)$$

Dimana R_s : Resistansi permukaan $\sqrt{\frac{\mu}{\sigma}}$ (2.35)

μ : permeabilitas medium (H/m)

σ : konduktivitas beban (mho/m)

2.7.3 Rugi-rugi Radiasi

Rugi-rugi radiasi dinyatakan dengan rasio daya yang diradiasikan terhadap total daya yang diberikan ke saluran. Rasio daya yang diradiasikan oleh saluran mikrostrip dinyatakan dalam persamaan sebagai berikut :

$$R_r = 240\pi^2 \left(\frac{h}{\lambda_0} \right)^2 \left[\frac{\epsilon_e + 1}{\epsilon_e} + \frac{\epsilon_e - 1}{2\epsilon_e \sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(\frac{\sqrt{\epsilon_e} + 1}{\sqrt{\epsilon_e} - 1} \right) \right] \dots\dots\dots(2.36)$$

Dimana R_r : Rugi-rugi radiasi
 h : ketebalan antena
 ϵ_r : permitivitas efektif

