

BAB II

DASAR TEORI

2.1 Konsep *Ground Penetrating Radar* (GPR)

Sistem komunikasi *Ground Penetrating Radar* (GPR), merupakan sistem komunikasi radar jarak pendek yang digunakan dalam kehidupan sehari-hari yaitu sebagai pendeteksi objek yang berada di bawah permukaan medium (misalnya medium tanah atau beton, dll) dengan kedalaman tertentu tanpa perlu melakukan penggalian. Dengan teknologi *Ground Penetrating Radar* (GPR) maka informasi mengenai keadaan di bawah permukaan suatu medium dapat dilakukan dengan cepat dan mudah[1].

Teknologi *Ground Penetrating Radar* (GPR) digunakan pada bidang cakupan yang cukup luas, diantaranya di bidang geofisika, teknik sipil, militer, polisi, program luar angkasa dan arkeologi. Prinsip kerja pada *Ground Penetrating Radar* (GPR), yaitu bekerja berdasarkan gelombang sinyal elektromagnetik yang dipancarkan pada suatu arah tertentu, kemudian sinyal tersebut terpantulkan ketika mengenai suatu benda yang memiliki bahan atau material yang berbeda dari keadaan sekitarnya.

Ground Penetrating Radar (GPR) mendeteksi perbedaan dari permitivitas, permeabilitas dan resistivitas dari suatu benda yang terkubur di dalam tanah. *Ground Penetrating Radar* (GPR) juga memiliki kemampuan untuk mendeteksi benda metal dan non-metal. Hal mendasar terkait dengan deteksi target yang terkubur adalah pencapaian kedalaman penetrasi dan resolusi sasaran tersebut secara bersamaan, karena untuk level kedalaman yang mampu ditembus oleh sistem *Ground Penetrating Radar* (GPR) itu nantinya tergantung pada frekuensi antenna yang digunakan dan jenis tanah atau bebatuan di daerah *survey*, sebab atenuasi sinyal elektromagnetik dalam tanah meningkat sesuai dengan meningkatnya frekuensi.

Oleh karena itu, sinyal elektromagnetik dengan frekuensi tinggi akan semakin rendah daya tembus gelombang elektromagnetik tersebut, jika

dibandingkan dengan gelombang elektromagnetik dengan frekuensi yang lebih rendah. Sebagai hasilnya, kemampuan penetrasi yang maksimal akan tercapai dengan frekuensi yang lebih rendah. Namun, hal ini tidak selalu benar karena dengan menggunakan frekuensi tinggi dapat digunakan untuk menyelesaikan rincian posisi target dan juga untuk mencapai resolusi yang lebih baik.

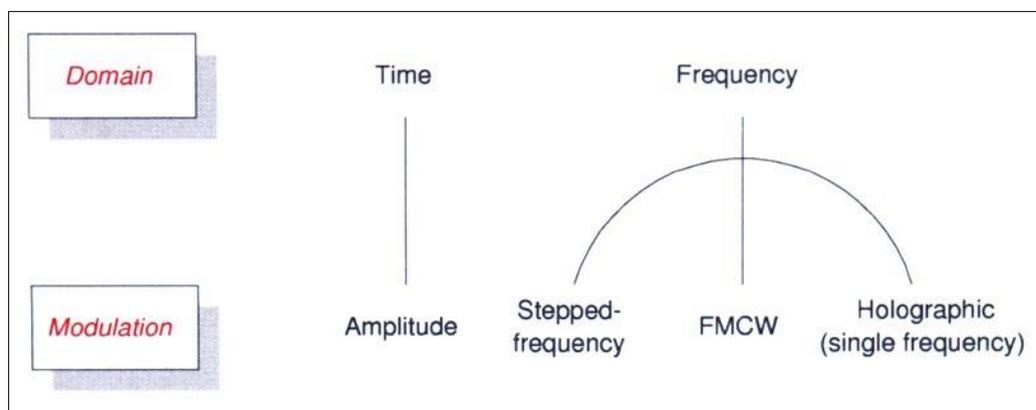
Sehingga, kedalaman penetrasi dan resolusi merupakan dua faktor yang saling bertentangan untuk desain pada sebuah sistem *Ground Penetrating Radar* (GPR) sehingga perlunya sebuah target tujuan yang hendak dicapai untuk mendapatkan kinerja yang memuaskan untuk desain pada sebuah sistem *Ground Penetrating Radar* (GPR)[3].

2.2 Mode operasi pada sistem *Ground Penetrating Radar* (GPR)

Mode operasi pada sistem *Ground Penetrating Radar* (GPR) menjelaskan teknik pengiriman pada antena yang digunakan untuk mentransmisikan dan menerima sinyal EM. Berbagai jenis mode operasi pada sistem *Ground Penetrating Radar* (GPR) dapat dibagi menjadi empat kategori, yaitu[3]:

2.2.1 *The Impuls Ground Penetrating Radar* (GPR)

Sebagian besar sistem operasi *Ground Penetrating Radar* (GPR) menggunakan impuls sinyal elektromagnetik dan akibatnya disebut radar impuls. Untuk radar semacam ini, pulsa yang diterapkan untuk antena pemancar biasanya memiliki bentuk Gaussian dengan durasi singkat.



Gambar 2.1 Model operasi pada *Ground Penetrating Radar* (GPR)

Setiap pulsa yang identik diterapkan pada interval waktu yang sama dengan tingkat pengulangan yang berbeda-beda dari satu mikrodetik untuk waktu beberapa ratus mikrodetik. Sinyal *output* ditangkap oleh penerima dan diproses oleh *analog to digital converter* atau penerima sampling secara berurutan. Teknik modulasi untuk radar impuls ini didasarkan pada modulasi amplitudo[3].

2.2.2 The Frequency Modulated Continuous Wave (FMCW) radar

Sistem *Frequency Modulated Continuous Wave Ground Penetrating Radar* (FMCW GPR) didasarkan pada prinsip terkenal yang digunakan di radar konvensional untuk pertahanan udara. Radar FMCW didasarkan pada transmisi sinyal dengan frekuensi pembawa yang terus berubah oleh efek dari osilator pengontrol tegangan (VCO). Frekuensi pembawa bervariasi secara berulang-ulang. Sebuah *mixer* digunakan untuk menggabungkan sinyal yang diterima dengan sampel dari gelombang yang ditransmisikan. Kemudian, mixer menghasilkan perbedaan frekuensi yang juga disebut "*Intermediate Frequency (IF)*"[3].

2.2.3 The Stepped-Frequency radar

Sebuah radar *The Stepped-Frequency radar* juga disebut radar pulsa. Radar tersebut mentransmisikan serangkaian *single* frekuensi berurutan yang amplitudo dan fasenya cukup akurat dan sama. Dalam domain waktu, ini setara dengan transmisi berulang pada gelombang impulsif. Amplitudo dan fase dari sinyal yang diterima diubah dan disimpan. Beberapa pengolahan data dilakukan perhitungan kompleks *Fast Fourier Transform* (FFT) untuk memperoleh sinyal yang kembali dalam bentuk domain waktu[3].

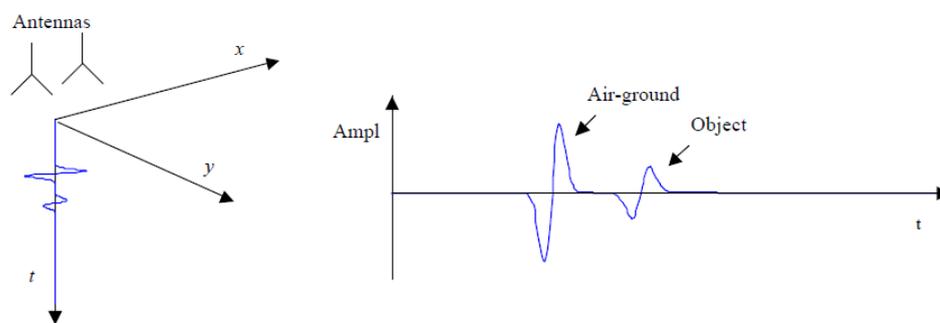
2.2.4 The Single Frequency radar

Radar frekuensi tunggal mencatat amplitudo dan fase dari yang diterima sinyal di pesawat dan merekonstruksi gambar dari sumber radiasinya. *Holographic* menjadi metode yang dapat digunakan untuk merekonstruksi gambar[3].

2.3 Bentuk umum teknik pembacaan data pada sistem *Ground Penetrating Radar* (GPR)

2.3.1 *A-Scan*

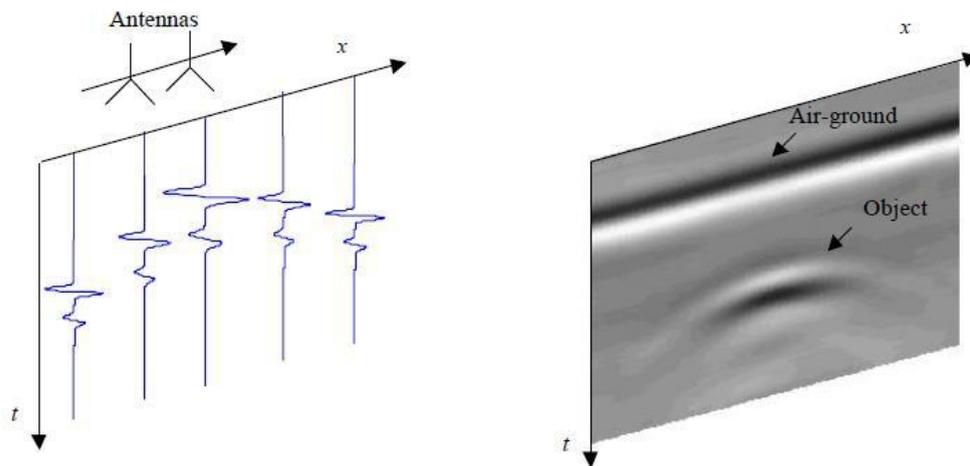
Rekaman sinyal dari sinyal yang dipantulkan berada pada posisi yang tetap dan mengarah ke bentuk gelombang yang memiliki variasi amplitudo terhadap waktu. Gelombang tunggal ini disebut sebagai *A-scan*. Secara matematis, kita dapat mewakili *A-scan* sebagai gelombang $w(x_i, y_j, t)$ di mana x_i dan y_j adalah konstanta dan t adalah waktu. Gambar 2.22 menunjukkan representasi *A-scan*[3].



Gambar 2.2 Representasi *A-scan*[22]

2.3.2 *B-Scan*

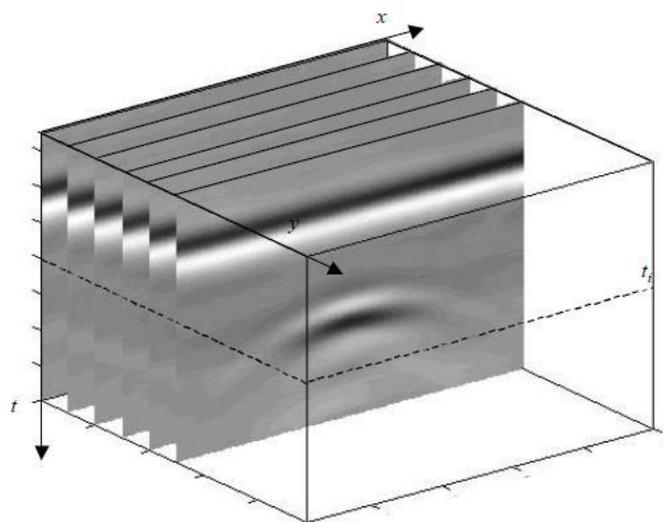
B-scan merupakan satu *set* dari *A-scan*. Secara prakteknya, *B-scan* memiliki nilai $w(x, y_j, t)$ yang diperoleh dengan cara menggerakkan radar sepanjang garis lurus di atas wilayah yang kehendaki. Gambar 2.23 menunjukkan representasi *B-scan* ketika radar yang dioperasikan di atas tanah dengan target terkubur dan bergerak sepanjang sumbu x . Radar bergerak lebih dekat ke posisi target, refleksi yang didapatkan lebih kuat dan berlangsung pada waktu yang sama karena jarak fisik yang lebih pendek antara radar dan target. Refleksi ini menjadi lebih lemah seketika saat radar tersebut berjalan dan bergerak menjauh dari sasaran[3].



Gambar 2.3 Representasi *B-scan*[22]

2.3.3 *C-Scan*

C-scan yang memiliki nilai $w(x, y, t)$ yang didefinisikan sebagai satu *set* dengan *B-scan*. Hal ini diperoleh dengan memindahkan sistem radar di sepanjang *grid* reguler di sebuah bidang tetap di atas tanah. Sebuah *C-scan* berisi data yang cukup untuk memungkinkan rekonstruksi tiga dimensi dari target. *C-scan* juga dapat direpresentasikan sebagai gambar tiga dimensi atau sebagai sejumlah dua gambar dimensi sesuai dengan kedalaman yang berbeda[3].



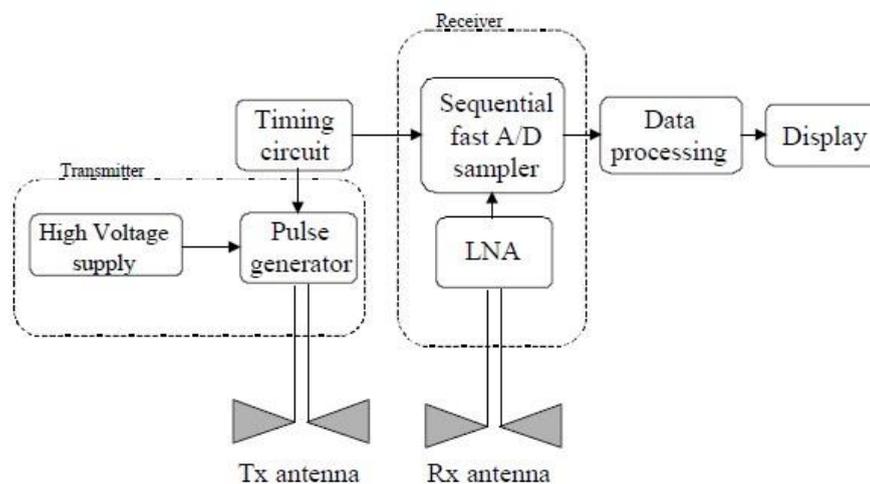
Gambar 2.4 Representasi *C-scan*[22]

2.4 Prinsip kerja *Impuls Ground Penetrating Radar (GPR)*

Dalam sebuah sistem *Ground Penetrating Radar (GPR)*, pilihan rentang frekuensi operasi, skema modulasi, jenis antena, sifat transmisi dan karakteristik permukaan tanah dari target serta kedalaman resolusi target merupakan hal yang penting untuk sistem *Ground Penetrating Radar (GPR)*. Jadi semua sistem *Ground Penetrating Radar (GPR)* harus dirancang dengan baik dan sesuai dengan kriteria untuk mencapai performa maksimal dalam hal keterarahan pancaran dan target resolusi[3].

Kemudian untuk struktur sebuah sistem *Ground Penetrating Radar (GPR)* biasanya terdiri dari satu pasang sebuah antena (satu antena pengirim dan satu antena penerima), lalu sebuah perangkat elektronik yang bekerja untuk memproses sinyal yang kembali dan perangkat *display* yang menampilkan hasil informasi yang didapat pada perangkat elektronik tersebut kepada pengguna (*user*)[3].

Untuk proses sistem pada *Ground Penetrating Radar (GPR)* dapat digambarkan sebagai berikut :



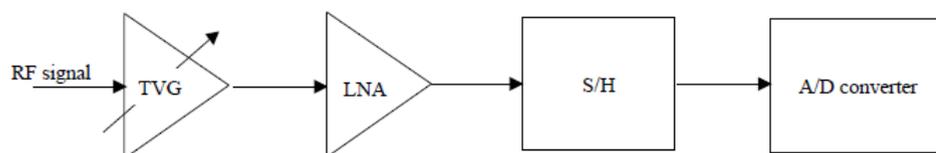
Gambar 2.5 Blok diagram pada *Impuls Ground Penetrating Radar (GPR)*

Seperti yang terlihat pada gambar 2.5, yang menggambarkan sistem pada *Ground Penetrating Radar (GPR)*. Proses dimulai dari bagian blok *transmitter* yang didalamnya terdapat *Power supply* yang berfungsi untuk menghidupkan *timing circuit*. Hal ini diperlukan oleh bagian *timing circuit* untuk memberikan

pulsa pendek ke generator pulsa (*pulse generator*), yang berfungsi untuk membangkitkan dan memproduksi pulsa transien pendek dengan periodisitas tertentu. Periodisitas ini disebut frekuensi pengulangan pulsa (PRF), dan bentuk pulsanya itu biasanya *monocycle* atau pulsa Gaussian. Setelah pulsa pendek tersebut sudah dibangkitkan, maka untuk selanjutnya pulsa pendek tersebut akan ditransfer melalui antena, yang berfungsi untuk mengirimkan gelombang pulsa tersebut ke arah suatu medium tertentu untuk dilakukan penetrasi.

Tahap selanjutnya ketika dilakukan penetrasi ini akan dilakukan pendeteksian terhadap suatu bahan atau benda tertentu yang terkubur dibawah suatu medium yang berbeda bahannya terhadap keadaan medium disekitarnya. Ketika pulsa pendek tersebut mengenai suatu benda tertentu, maka pulsa yang dikirimkan akan memantul kearah permukaan, untuk selanjutnya ditangkap oleh antena penerima (*receiver*).

Antena penerima (*receiver*) berfungsi untuk menerima pulsa yang terpantul sebelumnya, untuk dilanjutkan kedalam blok *receiver*, yang terdiri dari beberapa komponen :



Gambar 2.6 Blok diagram sistem *receiver* pada *Ground Penetrating Radar* (GPR)

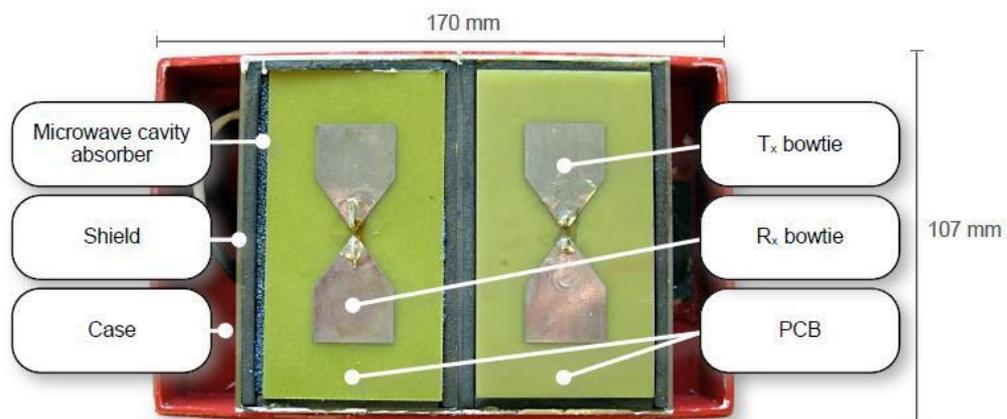
Proses pertama dari sistem *receiver* dalam menerima pulsa, dimulai dari blok *Time Varying Gain* (TVG) yang berfungsi untuk memperbaiki pulsa yang telah teratenuasi setelah melakukan penetrasi. Setelah itu, karena bentuk pulsa yang ada masih sangat kecil dan lemah, maka pada tahap ini pulsa akan diperkuat setelah melewati blok *Low Noise Amplifier* (LNA). Setelah gelombang pulsa yang ada sudah cukup kuat, maka pulsa tersebut untuk selanjutnya akan diteruskan untuk melewati blok *Sample and Hold circuit* (S/H), untuk di stabilkan. Setelah itu, pulsa tersebut akan menuju proses *Analog to Digital Converter* (A/D

Converter) yang berfungsi untuk mengubah sinyal yang awalnya bentuk analog tersebut, menjadi sinyal yang berbentuk digital.

Setelah sinyal yang ada sudah berbentuk digital akan dilanjutkan melalui tahap *data processing* untuk dilakukan pembacaan data, untuk selanjutnya ditampilkan dalam *display* sebagai hasil dari pencitraan pada *Ground Penetrating Radar (GPR)*[22].

2.5 Penggunaan antenna pada sistem *Ground Penetrating Radar (GPR)*

Sebuah antenna mengambil peranan penting dalam sistem komunikasi pada *Ground Penetrating Radar (GPR)* yang berfungsi untuk mentransfer dan menerima gelombang elektromagnetik dalam bentuk sebuah pulsa pendek, untuk di lakukan penetrasi ke suatu medium tertentu. Antena *Ground Penetrating Radar (GPR)* pada pemodelan ini, menggunakan antenna acuan dari produsen terkemuka *Ground Penetrating Radar (GPR) - Geofisika Survey Systems, Inc (GSSI)* model 5100 [24]. Bentuk bagian dalamnya dapat dilihat pada gambar 2.7 sebagai berikut :



Gambar 2.7 Bentuk komponen dalam pada blok antenna *Ground Penetrating Radar (GPR)*[24]

Antena didasarkan pada konfigurasi *bistatic*, dimana antenna pemancar dan penerima terpisah tetapi berada di dalam satu blok yang sama. Komponen utama dapat dilihat dan dipelajari pada Gambar 2.7. Model antenna *bow-tie* planar

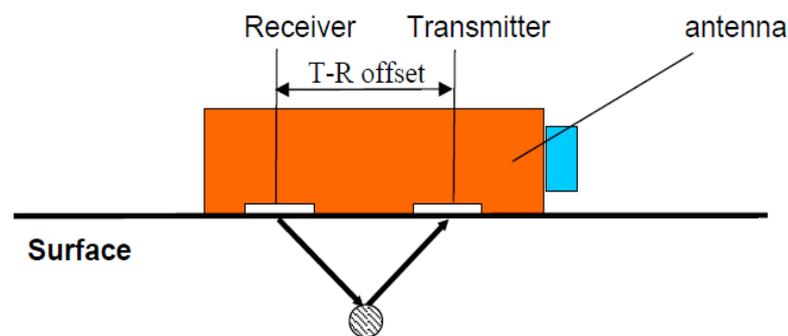
digunakan untuk pemancar (Tx) dan penerima (Rx), serta memiliki sudut suar sebesar 76° . Antena *bow-tie* ini tercetak diatas (PCB), dan tertutup dalam logam persegi panjang kotak yang melindungi antena. Peredam atau busa disini bertindak sebagai penyerap gelombang elektromagnetik yang tidak diinginkan, serta untuk mengurangi resonansi yang tidak diinginkan, digunakan dalam rongga belakang antena *bow-tie*. Semakin baik bahan peredam tersebut, maka semakin sedikit frekuensi yang terbuang dan terkena *noise*[24].

Antena untuk *Ground Penetrating Radar* (GPR) memiliki spesifikasi yang sangat berbeda dari radar konvensional pada umumnya. Sistem *Ground Penetrating Radar* (GPR) biasanya hanya membutuhkan *power* yang tidak terlalu besar untuk tujuan portabilitasnya. Sebagai konsekuensinya, antena hanya memperoleh *gain* yang relatif rendah, namun tetap memiliki *bandwidth* yang cukup lebar untuk frekuensi kerja antena pada *Ground Penetrating Radar* (GPR)[3].

Biasanya, sistem operasi pada *Ground Penetrating Radar* (GPR) hanya digunakan untuk deteksi jarak dekat. Oleh karena itu, durasi perbedaan waktu antara saat pulsa awal ditransmisikan sampai saat refleksi pertama terpantul kembali ke sistem antena penerima itu sangat singkat. Ini berarti bahwa antena tunggal tidak akan dapat mengirimkan dan menerima sinyal EM, bahkan jika pulsa yang ditransmisikan memiliki durasi yang sangat singkat. Selain itu, penggunaan antena tunggal membutuhkan *switch* sangat cepat untuk mengirimkan atau menerima pulsa yang bertujuan untuk melindungi antena penerima dari sinyal yang ditransmisikan, agar tidak terjadi interferensi kembali ke antena pengirim[3].

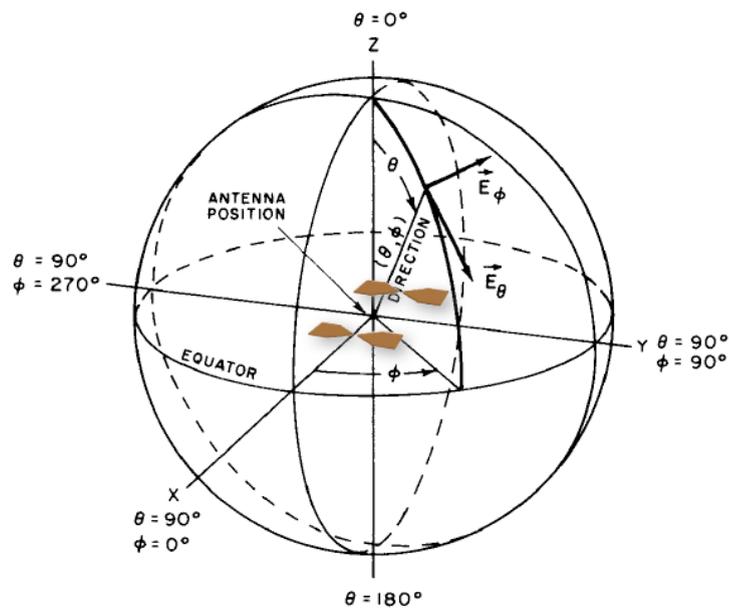
Meskipun, *switch* tersebut dapat ditemukan, kinerja tersebut tidak cukup memuaskan untuk digunakan dalam sistem *Ground Penetrating Radar* (GPR). Untuk semua alasan ini, kebanyakan sistem *Ground Penetrating Radar* (GPR) dilengkapi dengan dua antena terpisah untuk mengirim dan menerima sinyal EM. Biasanya, kedua antena yang digunakan untuk mentransmisikan dan menerima sinyal EM tersebut adalah antena yang identik[3].

Untuk bagian antenna pada radar jarak pendek atau *Ground Penetrating Radar* (GPR) itu sendiri merupakan sebuah elemen penting dari sistem komunikasi ini. Hal tersebut menentukan kualitas data, resolusi jangkauan, kedalaman maksimum penetrasi, dll, yang berguna untuk pemeriksaan beton struktural. Antena *Ground Penetrating Radar* (GPR) dirancang untuk bekerja dikontak dengan atau di dekat permukaan beton. Kemudian untuk mendapatkan performa terbaik, antenna harus tetap dalam $1/10$ panjang gelombang dari permukaan kira-kira satu setengah inci untuk jarak terbaik dari permukaan ke sisi antenna *Ground Penetrating Radar* (GPR), seperti pada Gambar 2.8[21].



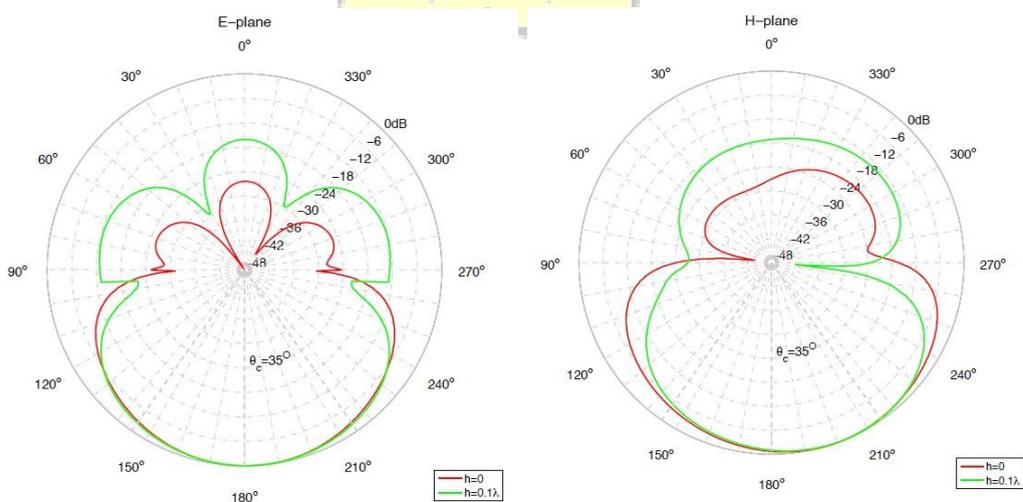
Gambar 2.8 Konfigurasi blok antenna pada *Ground Penetrating Radar* (GPR)

Peningkatan celah udara harus dihindari karena celah udara besar akan menyebabkan sebagian besar energi radar akan terpantul dari beton permukaan daripada menembus medium. Sinyal biasanya bergerak tegak lurus ke permukaan, dari posisi antenna. Walau sudut arah ketika antenna melakukan penetrasi kurang lurus ke arah medium, tetapi energi masih akan tetap masuk tegak lurus ke permukaan[21]. Bentuk arah dan sudut radiasi pada penempatan posisi antenna didalam blok tersebut, dapat di lihat pada Gambar 2.9[24].



Gambar 2.9 Arah sudut radiasi pada antena *Ground Penetrating Radar* (GPR)[24]

Kemudian untuk pola radiasi yang dihasilkan terhadap jarak antara antena dengan permukaan medium, harus tetap dalam $1/10$ panjang gelombang dari permukaan kira-kira satu setengah inci untuk jarak terbaik dari permukaan ke sisi antena *Ground Penetrating Radar* (GPR). Dan untuk pola radiasi yang dihasilkan dapat digambarkan pada Gambar 2.10, sebagai bentuk pola radiasi pada antena *Ground Penetrating Radar* (GPR), dengan $h=0.1\lambda$ [24].



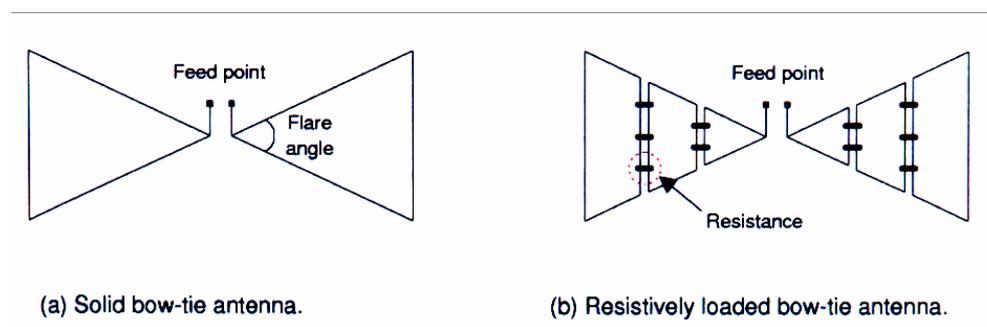
Gambar 2.10 Model pola radiasi pada bidang E dan bidang H pada antena *Ground Penetrating Radar* (GPR) dengan $h=0.1\lambda$ [24]

2.6 Antena Mikrostrip *Bow-tie* pada sistem *Ground Penetrating Radar* (GPR)

Antena untuk *Ground Penetrating Radar* (GPR) memiliki spesifikasi yang sangat berbeda dari antena radar konvensional lainnya. Sistem *Ground Penetrating Radar* (GPR) biasanya mengkonsumsi daya listrik yang rendah untuk menunjang sifat portabilitasnya. Sebagai akibatnya, antena memiliki *gain* yang relatif rendah. Namun, antena *Ground Penetrating Radar* (GPR) memiliki *bandwidth* yang besar, dan biasanya, memiliki rentang operasi mulai dari beberapa ratus MHz sampai 4,5 GHz atau lebih[3].

Untuk penggunaan antena pada *Ground Penetrating Radar* (GPR) tergantung pada jarak dan obyek akan di deteksi. Dan seiring perkembangan zaman penggunaan antena *bow-tie* menjadi sebuah antena pada *Ground Penetrating Radar* (GPR) yang sangat populer, dikarenakan sifat kesederhanaan dan karakteristik yang dimilikinya.

Seperti yang terlihat pada Gambar 2.11 menggambarkan antena *bow-tie*. Pola radiasi dan impedansi input dari antena *bow-tie* dipengaruhi oleh sudut *flare* pada antena. Dengan meningkatkan sudut *flare* dari *bow-tie* ternyata memiliki efek mengurangi puncak nilai resistansi input dan masukan reaktansi antena. Sudut *flare* dapat disesuaikan untuk mengontrol pola radiasi antena dan mendapatkan radiasi maksimum. Hal ini menunjukkan bahwa sifat pada antena *bow-tie* ini, memiliki pergerakan medan elektromagnetik sebagian yang besar mengalir di sepanjang tepi *bow-tie*[3].

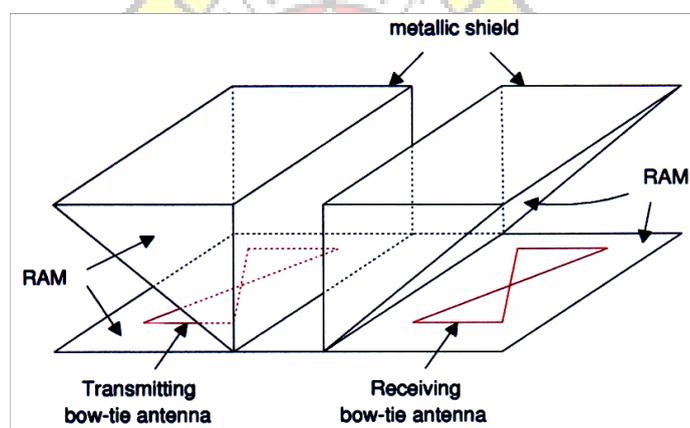


Gambar 2.11 Beberapa model dari bentuk Antena *bow-tie*

Untuk meningkatkan sifat dan karakteristik pada antena *bow-tie*, maka desain yang berbeda varian dapat digunakan didalamnya. Gambar 2.12

menunjukkan kemungkinan konfigurasi dari antenna *resistively loaded bow-tie*. Pembebanan resistif dianggap oleh *Shlager* dapat mengoptimalkan radiasi pulsa dari antenna *bow-tie*.

Antena *bow-tie* memiliki polarisasi *omnidirectional* pada bidang simetri. Oleh karena itu, antenna *bow-tie* sangat sensitif terhadap gangguan elektromagnetik dari luar. Untuk mencegah atau setidaknya mengurangi kemungkinan gangguan tersebut, biasanya ditempatkan pelindung di sekitar antenna. Selain dari melindungi antenna dari gangguan, pelindung juga berguna dalam melindungi antenna dari kerusakan selama operasi deteksi. Hal ini menunjukkan bahwa pelindung memberikan efek *cavity* di impedansi input antenna dan resonansinya, hal ini mungkin menjadi masalah yang mempengaruhi kinerja sistem *Ground Penetrating Radar* (GPR) keseluruhan. Namun, dengan penggunaan pelindung (RAM) antara antenna dan pelindung seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.12, beberapa resonansi dapat dikurangi sementara, ketika membuat antenna menjadi *omnidirectional*[3].



Gambar 2.12 Penyusunan dari antenna *bow-tie* pada sistem *transmit/receive*

2.7 Konsep Antena

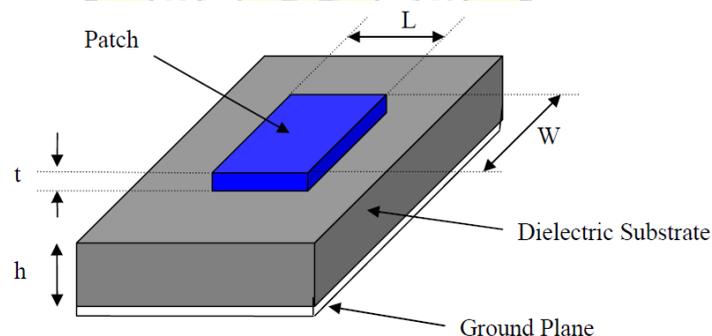
Berdasarkan *Antenna Research from Miller & Beasley, 2002*, Antena dapat didefinisikan sebagai sebuah atau sekelompok konduktor yang digunakan untuk memancarkan atau meneruskan gelombang elektromagnetik menuju ruang bebas (Tx) atau menangkap gelombang elektromagnetik dari ruang bebas (Rx) itu

sendiri[6]. Antena juga dapat di artikan sebuah perangkat yang berfungsi untuk memancarkan atau menerima energi gelombang *elektromagnetik* (EM) dari media kabel ke udara atau sebaliknya dan merupakan transisi untuk saluran transmisi ke gelombang udara bebas “*free space*” atau sebaliknya.

2.7.1 Antena Mikrostrip

Antena mikrostrip adalah suatu konduktor metal yang menempel diatas *ground plane* yang diantaranya terdapat bahan dielektrik yang dapat digunakan untuk menghantarkan dan mempropagasikan gelombang elektromagnetik. Selain itu juga antena mikrostrip merupakan antena yang memiliki massa ringan dan mudah dipabrikasi, dengan ukurannya yang kecil maka antena mikrostrip dapat dengan mudah ditempatkan disegala jenis permukaan.

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 : merancang model saluran transmisi dan merancang ukuran dan model peradiasi atau *radiator*[7].

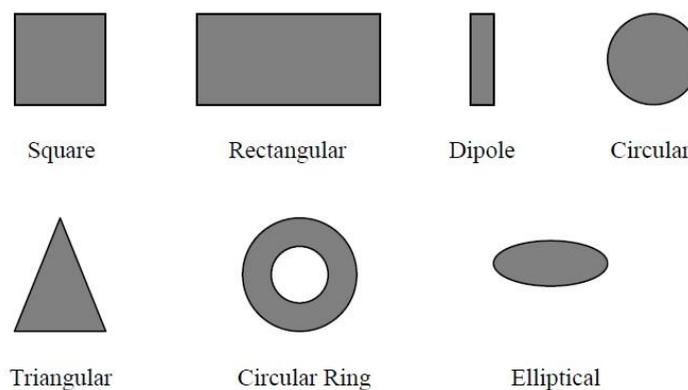


Gambar 2.13 Struktur Antena Mikrostrip

Seperti yang terlihat pada gambar 2.13, merupakan bentuk yang paling dasar, pada sebuah antena mikrostrip yang terdiri dari sebuah *patch* sebagai elemen peradiasi, saluran pentransmisi, *substrate* dielektrik dan *ground plane*.

Elemen peradiasi (*radiator*) berfungsi untuk meradiasikan gelombang listrik dan magnet. Elemen ini biasa disebut dengan *radiator patch* dan terbentuk dari lapisan logam metal yang memiliki ketebalan tertentu. Jenis logam yang

biasanya digunakan adalah tembaga (*cooper*) dengan konduktivitas 5.8×10^7 S/m. Ada beberapa jenis radiator berdasarkan bentuknya, diantaranya *rectangular* (segiempat), *triangular* (segitiga), lingkaran dan lain-lain. Lalu untuk bentuk konfigurasi *patch* yang umum digunakan di dalam merancang suatu antenna mikrostrip dapat dilihat pada gambar 2.14[7].



Gambar 2.14 Macam-macam Bentuk Peradiasi pada Antena Mikrostrip[7]

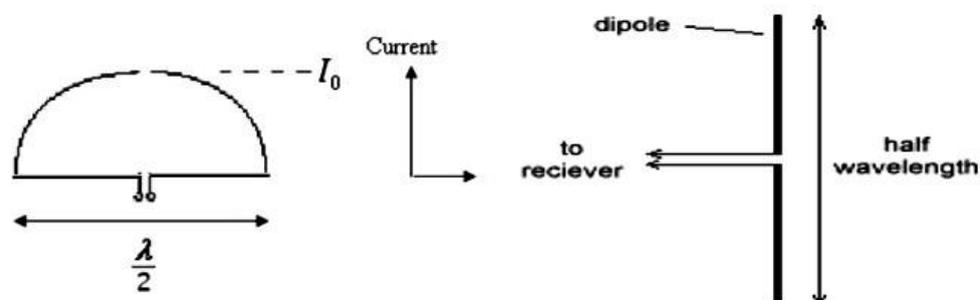
Substrate merupakan dielektrik yang membatasi elemen peradiasi dengan elemen *ground plane*. Bagian ini memiliki nilai konstanta dielektrik (ϵ_r), faktor dispasi, dan ketebalan (h) tertentu. Ketiga nilai tersebut mempengaruhi frekuensi kerja, *bandwidth* dan juga efisiensi dari antenna yang akan dibuat 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*). Untuk *substrate* komersial yang tersedia umumnya memiliki dua data ukuran properti fisik, yaitu : konstanta dielektrik atau *permittivity* (ϵ_r) dan *loss tangent* ($\tan\delta$)[10].

Antena mikrostrip ditandai dengan parameter fisik yang lebih banyak jika dibandingkan dengan antenna *microwave* konvensional pada umumnya. Di dalam sebuah antenna mikrostrip pada dasarnya terdiri dari sebuah *patch* dengan planar atau non geometri planar pada satu sisi *substrate* dielektrik dengan *ground plane* di sisi lain. *Ground plane* ini berfungsi sebagai pembumian bagi sistem di antenna mikrostrip. Elemen pentanahan ini umumnya memiliki jenis bahan yang sama dengan elemen peradiasi yaitu berupa logam tembaga[10].

2.8 Konsep Antena *Dipole*

Antena *Dipole* adalah salah satu jenis antena yang paling penting dan umum digunakan. Hal ini dalam artian banyak untuk digunakan sendiri, dan juga dapat diaplikasikan ke dalam banyak bentuk desain antena RF lainnya, dimana nantinya akan membentuk elemen yang memancar atau elemen pembawa untuk antena[19].

Sebuah *dipole* merupakan antena yang terbuat dari kawat logam atau batang linear dengan titik *feed line* di pusat *receiver* seperti pada gambar 2.15. Untuk antena *dipole* sendiri umumnya memiliki dua batang kawat yang tersusun memancar secara simetris[8].

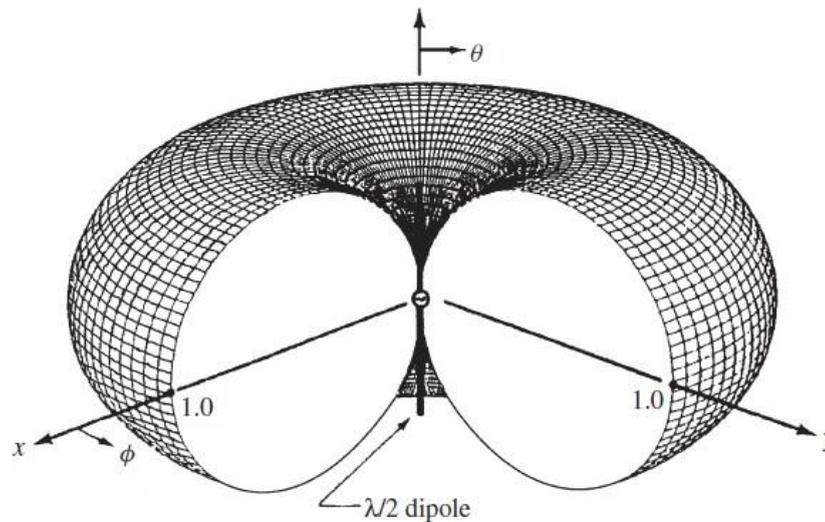


Gambar 2.15 Konsep dasar Antena *dipole* setengah gelombang [19]

Sebatang kawat yang panjangnya $1/4$ Lambda (λ) akan beresonansi dengan baik bila ada gelombang elektromagnetik yang meradiasikan permukaannya. Jadi bila pada ujung *coax* bagian dalamnya disambung dengan logam sepanjang $1/4 \lambda$ dan *outer*-nya di *ground*, ia akan menjadi sebuah antena. Antena semacam ini hanya mempunyai satu *pole* dan disebut *monopole* (mono artinya satu).

Sedangkan apabila *outer* dari *coax* tidak di-*ground* dan disambung dengan seutas logam sepanjang $1/4 \lambda$ lagi, menjadi antena dengan dua *pole* dan disebut *dipole* $1/2 \lambda$ (*di*- artinya dua).

Karena sifat simetri antena *dipole* relatif sama terhadap bidang x-y yang berisi titik *feed line*, maka untuk bentuk radiasi yang dihasilkan dapat ditunjukkan pada Gambar 2.16. Bentuk *lobe*(s) tergantung pada panjang antena, disamping itu antena *dipole* merupakan antena yang dapat digunakan untuk aplikasi yang disesuaikan dengan radiasi yang diinginkan dalam bidang x-y dari antena[8].



Gambar 2.16 Pola Radiasi dari Antena *dipole*[8]

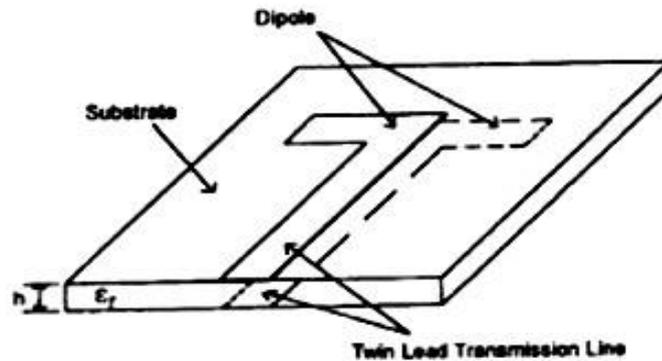
2.9 Konsep Antena *Dipole* pada Mikrostrip

Mikrostrip *Dipole* Antena dicetak berbeda dari antena berbentuk *patch* persegi panjang, yaitu perbedaan dalam hal rasio panjang dan lebar. Lebar *dipole* biasanya $\frac{1}{2}$ lambda (λ) panjang gelombang. Lalu untuk pola radiasi untuk jenis *dipole* dan model *patch* hampir mirip karena distribusinya sama-sama menggunakan gelombang longitudinal, tetapi sebaliknya sangat berbeda dalam hal *bandwidth* dan radiasi lintas kutub antara dua antena yang sejenis. Mikrostrip *dipole* antena adalah elemen menarik karena sifat yang ada, seperti ukuran yang kecil dan polarisasi linear. Antena ini cocok untuk frekuensi yang lebih tinggi dengan model *substrate* lebih tebal, dan akan menghasilkan *bandwidth* yang besar[20].

2.9.1 *Patch* Mikrostrip *Printed Dipole* Antena

Perancangan sebuah *patch* peradiasi dari sebuah antena mikrostrip dibuat pada sisi permukaan lapisan atas dari dielektrik *substrate*. Salah satu bentuk dari *patch* peradiasi konsep antena *dipole* adalah model *patch bow-tie*, pada awalnya memiliki konsep dari prinsip antena *dipole*. Gambar 2.5 memperlihatkan struktur sebuah antena mikrostrip dengan memakai konsep antena *dipole*, yaitu menggunakan $\frac{1}{4}$ λ (lambda) untuk satu buah *pole*-nya dan $\frac{1}{2}$ λ (lambda) untuk

panjang dua buah *pole*-nya (*dipole*). Bentuk struktur mikrostrip *dipole* antenna dapat dilihat pada gambar 2.17.



Gambar 2.17 Bentuk Peradiasi pada struktur mikrostrip *dipole* antenna[20]

Dua sisi yang berbentuk persegi panjang pada seperti Gambar 2.17 adalah tembaga yang berada di atas material *substrate*. Setiap sisi persegi panjang (*pole*) tersebut terhubung dengan tikungan pada mikrostrip *feed line*. Salah satu bagian dari *feed line* akan terkoneksi dengan konektor 50 Ω dan satu lagi terhubung ke *ground*.

Pembentukan awal model ini khususnya model peradiasi *bow-tie* berdasar kepada pemodelan awal yang berbentuk *patch* persegi panjang. Untuk dapat membuat dimensi peradiasi *bow-tie* seperti ini bisa menggunakan persamaan, melalui analisa dari lebar dan panjang *patch* persegi panjang. Dan adapun persamaan untuk menghitung dimensi *patch* persegi panjang, untuk nilai *W* dapat ditentukan dengan persamaan sebagai berikut :

$$W = \frac{c}{2 f_o \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (2.1)$$

Dimana : f_o adalah frekuensi osilasi dalam *Hertz*, ϵ_r adalah konstanta dielektrik dan c adalah kecepatan cahaya (3×10^8 m/s). Untuk menghitung konstanta dielektrik efektif, dimana konstanta dielektrik efektif (ϵ_{reff}) untuk $W/h \geq 1$ dengan W adalah lebar *patch* dan h adalah ketebalan *substrate* dielektrik, maka dapat dituliskan melalui persamaan sebagai berikut :

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1 + 12h}{W} \right)^{-1/2} \quad (2.2)$$

Dimana :

ϵ_{reff} = Konstanta dielektrik efektif

d = Ketebalan *substrate* (mm)

W = Lebar saluran pencatu/*microstrip feed line* (mm)

Untuk sisi panjang efektif pada *patch* dengan pertimbangan terhadap efek *fringing* pada sisi tepi peradiasi diperluas dengan menambahkan ΔL seperti yang terlihat pada persamaan 2.3. Besarnya ΔL dapat diperhitungkan dengan persamaan berikut :

$$\Delta L = 0.412h \left[\frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \right] \quad (2.3)$$

Sehingga panjang efektif untuk *patch* persegi panjang ini dapat diperoleh melalui persamaan :

$$L = L_{\text{eff}} - 2\Delta L \quad (2.4)$$

Karena L_{eff} adalah panjang efektif *patch* persegi panjang, maka dapat diperoleh melalui persamaan :

$$L_{\text{eff}} = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad (2.5)$$

L_{eff} adalah panjang efektif, sedangkan untuk L adalah panjang sebenarnya

untuk sisi panjang pada *patch* persegi panjang. Karena ini merupakan antena berjenis *dipole*, yang menggunakan jarak antar tepi peradiasi sebagai jarak ketetapan dalam desain umum pada antena mikrostrip *dipole* yang dinyatakan dalam panjang gelombang (λ), maka untuk menentukan lambda tersebut dapat menggunakan persamaan sebagai berikut :

$$\lambda = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.6)$$



Dimana :

c = Kecepatan cahaya (3×10^8 m/s)

λ = Panjang gelombang (lambda)

f = Frekuensi resonansi (*Hertz*)

Untuk prinsip penggunaan *dipole* ini merupakan panjang ukuran gelombang atau panjang lambda yang menjadi acuan untuk digunakan pada pembuatan rancang bangun antena, dengan syarat tidak boleh melebihi panjang yang sudah ditetapkan oleh persamaan yang telah dihitung sebelumnya.

2.10 Metode *Cavity* untuk Analisa Antena Mikrostrip

Ada beberapa macam metode yang dapat digunakan untuk menganalisa antena mikrostrip. Beberapa diantaranya yaitu Model Saluran Transmisi, Model *Cavity*, Model Momen dan Persamaan Integral, serta Model Persamaan Differensial. Masing-masing metode tersebut memiliki kelebihan dan kekurangan dalam melakukan analisa antena mikrostrip[10].

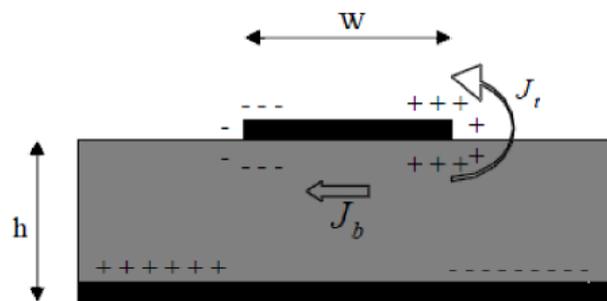
Pada Model Saluran Transmisi, gambaran secara fisik terlihat bagus dan tidak membutuhkan perhitungan yang rumit, hanya saja hasil perhitungannya tidak akurat sebagai bentuk representasi dari antena mikrostrip. Selain itu metode ini hanya cocok digunakan untuk jenis *patch* berbentuk segi empat (*rectangular*). Sedangkan pada Model *Cavity*, perhitungannya lebih rumit dibandingkan dengan Model Saluran Transmisi, akan tetapi hasil yang didapatkan lebih akurat dan gambaran secara fisik terlihat lebih baik.

Lain halnya dengan Model Momen dan Persamaan Integral, yang memiliki gambaran fisik yang tidak terlalu baik serta perhitungan yang rumit, akan tetapi hasilnya menunjukkan tingkat keakuratan yang cukup tinggi. Metode yang lebih dikenal pada Model Persamaan Differensial yaitu FDTD dan FEM. Jenis metode ini menuntut kepada perhitungan yang rumit, akan tetapi lebih baik daripada

metode yang lain karena hasilnya sudah dalam bentuk representasi lingkungan luar yang sebenarnya.

Analisa yang digunakan pada skripsi ini menggunakan metode *Cavity*. Karena metode ini merepresentasikan ruang antara *patch* dengan bidang pentanahan sebagai *Cavity* yang dibatasi oleh *electric conductors* (pada bidang atas dan bawah) dan dindingnya magnetik (pada sisi-sisinya)[10].

Ketika *patch* mikrostrip diberi energi gelombang elektromagnetik, akan timbul distribusi muatan pada bagian permukaan atas dan bawah *patch*, serta bagian permukaan atas bidang pentanahan. Distribusi muatannya dikendalikan oleh dua mekanisme, yaitu *attractive* dan *repulsive*. Mekanisme *attractive* mengendalikan distribusi muatan pada bagian diantara *patch* dengan bidang pentanahan, atau dengan kata lain mengatur konsentrasi distribusi muatan di bagian bawah *patch*. Sedangkan Mekanisme *repulsive* mengendalikan distribusi muatan dibagian bawah *patch*, yang memberikan aksi untuk menekan sebagian muatan dari bagian bawah *patch* menuju ke sekeliling pinggiran *patch* dan terakhir sampai pada bagian atas *patch* peradiasi. Proses berpindah-pindahnya muatan ini menimbulkan kerapatan arus (*current densities*) dibagian atas (J_t) dan bawah (J_b) *patch*, seperti pada Gambar 2.18.



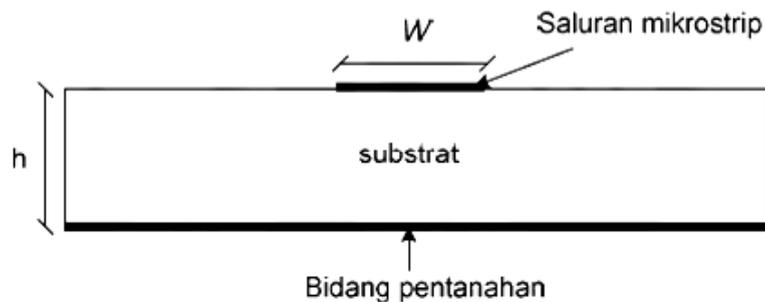
Gambar 2.18 *Charge distribution* dan *current density* pada *patch* mikrostrip

Seiring dengan semakin kecilnya nilai *height-to-weight ratio* (h/W), maka mekanisme *attractive* menjadi yang dominan, sehingga mengakibatkan jumlah arus yang mengalir dari bawah *patch* lalu ke pinggir dan berakhir pada bagian atas *patch* semakin berkurang. Jika arus tersebut semakin berkurang dan bernilai nol, maka tidak akan timbul medan magnet tangensial pada sisi-sisi *patch*, sehingga tidak ada gelombang elektromagnetik yang diradiasikan, atau dengan kata lain sisi-sisi *patch* menjadi dinding antenna sempurna. Kejadian ini tentunya tidak diharapkan, karenanya sekecil apapun *height-to-weight ratio*, dengan metode *Cavity* diharapkan masih ada arus yang mengalir ke permukaan atas *patch*. Ketika timbul arus ini, maka pada bagian sisi *patch* akan timbul medan tambahan yang dapat dianalisa sebagai perluasan *patch* peradiasi[10].

2.11 Saluran transmisi

Saluran transmisi merupakan bagian penting dari antenna mikrostrip. Pemilihan saluran pencatu dengan saluran mikrostrip adalah karena kemudahan

dalam hal pabrikan dan penentuan *matching* dari saluran mikrostrip dapat dengan mudah dilakukan. Saluran mikrostrip dapat mempengaruhi *matching* pada antena mikrostrip. Untuk me-*matching*-kan antena, hal yang perlu dilakukan cukup dengan mengubah-ubah panjang dari elemen pencatu atau dengan memberikan *stub* dan mengubah-ubah posisinya terhadap *patch*[10].



Gambar 2.19 Penampang Saluran Mikrostrip[10]

2.11.1 Konstanta Dielektrik Efektif

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

Konstanta dielektrik efektif (ϵ_{eff}) untuk $W/h < 1$

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

Konstanta dielektrik efektif (ϵ_{eff}) untuk $W/h > 1$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} \right] \quad (2.8)$$

Dimana :

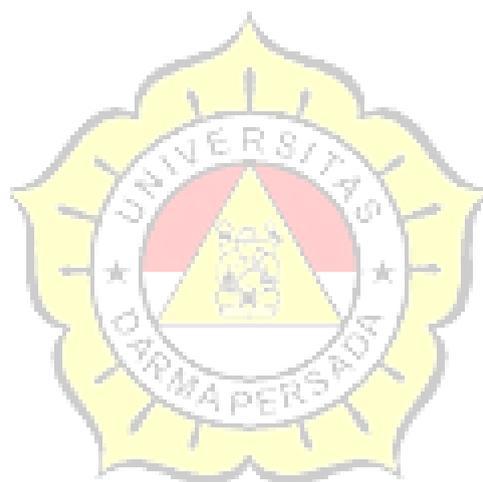
- ϵ_{eff} = Konstanta Dielektrik Efektif
- ϵ_r = Konstanta Dielektrik
- h = Ketebalan *Substrate* (mm)
- W = Lebar Konduktor (mm)

2.11.2 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), ketebalan material *substrate* (h), dan konstanta dielektrik relatif (ϵ_r). Nilai impedansi karakteristik merupakan hambatan yang terjadi sepanjang saluran yang secara perhitungan dapat dicari melalui persamaan berikut :

Persamaan Karakteristik Impedansi untuk $W/h < 1$







$$| - \ln \binom{8h}{w}$$



$$\left. \begin{matrix} W \\ + \\ 4h \end{matrix} \right\}$$

—



(2.9)

Persamaan Karakteristik Impedansi untuk $W/h > 1$

$$Z_0 = \frac{120\pi \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}{W/h + 1.393 + 2/3 \ln(W/h + 1.44)}$$



(2.10)

Dimana :

- ϵ_{eff} = Konstanta Dielektrik Efektif
 Z_0 = Impedansi Karakteristik (Ω)
 h = Ketebalan *Substrate* (mm)
 W = Lebar Konduktor (mm)

2.11.3 Rugi-rugi Saluran Transmisi

Mikrostrip sebagai media saluran transmisi yang bekerja pada frekuensi tinggi akan menghasilkan rugi-rugi yang bersifat meredam terutama yang ditimbulkan oleh faktor dielektrikum bahan dan konduktor. Terdapat dua rugi-rugi pada saluran transmisi, yaitu rugi konduktor dan rugi dielektrikum.

Besarnya rugi konduktor pada mikrostrip menurut *Hammerstad* dan *Bekkadal* dapat dinyatakan dalam persamaan berikut :

$$\alpha_c \equiv \frac{d\Gamma}{0.072} \frac{f}{wZ_0} \lambda_g \left(\frac{dB}{\lambda_g} \right) \quad (2.11)$$

Untuk panjang gelombang *guide* (λ_g) dapat dicari dengan persamaan :

$$\lambda_o = \frac{c}{f_o} \quad (2.12)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad (2.13)$$

Dimana :

- α_c = Rugi Konduktor
 f_o = Frekuensi saat osilasi (*Hertz*)
 λ_o = Panjang gelombang di udara saat osilasi (cm)
 λ_g = Panjang gelombang *guide* pada saluran (cm)

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

$$\alpha_d = 27.3 \cdot \frac{\epsilon_{eff} - 1}{\epsilon_{reff} - 1} \tan \delta \left(\frac{dB}{\lambda} \right) \quad (2.14)$$

Dimana :

α_d = Rugi Dielektrikum

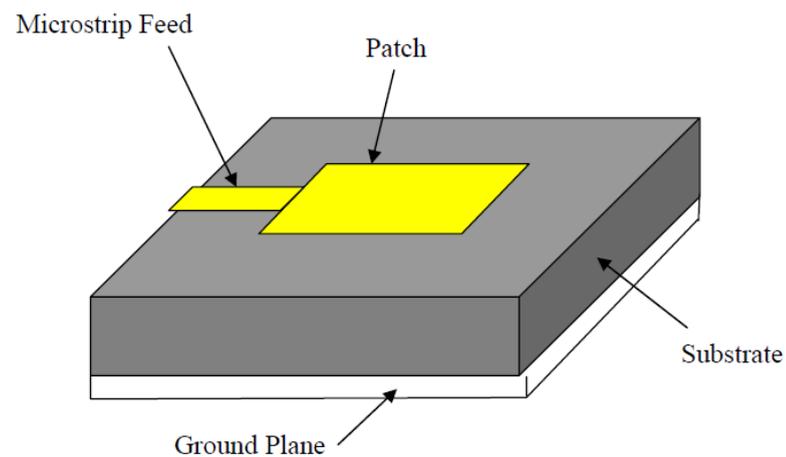
$\tan \delta$ = Dielektrik *loss tangent*

2.11.4 Teknik Pencatuan

Pemakaian *patch* pada antena mikrostrip dapat diberikan saluran dengan berbagai metode. Metode ini dapat diklasifikasikan ke dalam dua kategori yaitu kontak langsung dan tidak kontak langsung. Dalam kategori kontak langsung, daya *RF* disalurkan langsung ke *patch* menggunakan elemen penyambung seperti mikrostrip *line*. Dalam skema saluran yang tidak kontak langsung yaitu pengkoplingan medan elektromagnetik dilakukan untuk mentransfer daya antara mikrostrip *feed line* dan *patch* yang diradiasi. Empat teknik yang paling populer digunakan adalah mikrostrip *line*, *probe* koaksial (untuk dua kategori metode saluran), *coupling aperture* dan *coupling proximity* (untuk dua kategori yang tidak kontak langsung)[7].

2.11.4.1 Mikrostrip *Line Feed*

Pada jenis teknik saluran ini, sebuah garis langsung terhubung ke tepi dari *patch* mikrostrip seperti yang di tunjukkan pada Gambar 2.10. Saluran *strip* tersebut lebih kecil dibandingkan dengan ukuran *patch* dan dalam *substrate* yang sama, yang disebut dengan struktur *planar*[7].

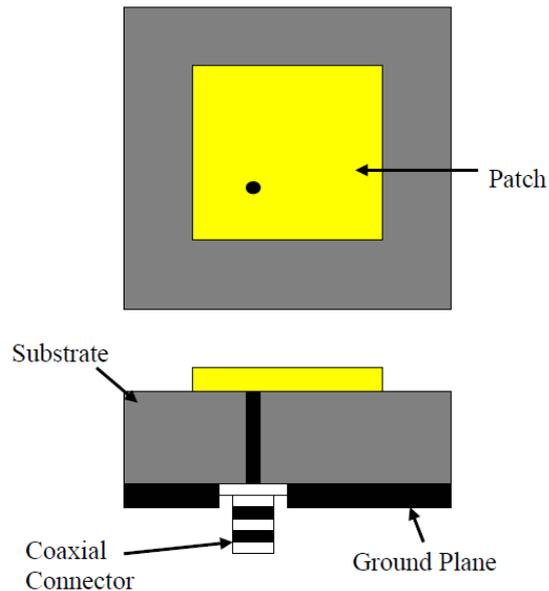


Gambar 2.20 *Microstrip Line Feed*

Tujuan dari penyisipan *cut-in* dalam *patch* ini adalah untuk mencocokkan impedansi dari saluran terhadap *patch* tanpa memerlukan penambahan elemen *matching* lainnya. Hal ini bisa dicapai dengan mengendalikan posisi *in-set*. Oleh karena itu, untuk jenis saluran ini adalah skema saluran yang mudah, karena memberikan kemudahan dalam hal pabrikan dan pemodelan dalam membuat antenna mikrostrip[7].

2.11.4.2 *Coaxial Probe*

Coaxial Probe atau saluran *probe* adalah teknik yang sangat umum digunakan untuk saluran mikrostrip *patch* antenna. Seperti yang terlihat pada Gambar 2.21, bagian dalam konduktor dari suatu konektor *coaxial* melewati bagian dielektrik *substrate* dan disolder ke *patch* radiasi, sedangkan bagian luar konduktor terhubung ke *ground plane*.

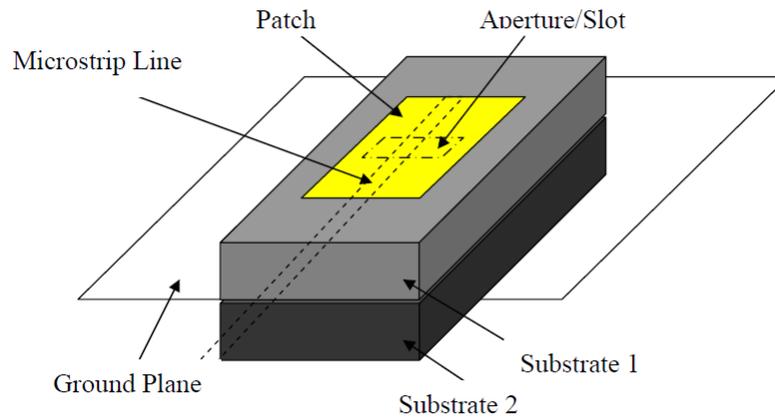


Gambar 2.21 *Coaxial Feed Line* pada antenna mikrostrip

Untuk jenis skema saluran ini adalah bahwa posisi saluran dapat ditempatkan pada setiap lokasi yang diinginkan di dalam *patch* agar sesuai dengan impedansi masukan. Metode saluran ini cukup mudah untuk dibuat dan memiliki radiasi semu yang rendah. Namun, kelemahan utama adalah bahwa pada desain ini hanya mendapatkan *bandwidth* yang sempit dan sulit untuk membuat desain seperti ini karena lubang harus dibor di *substrate* dan konektor menjorok keluar *ground plane*, sehingga tidak membuat sepenuhnya planar untuk ketebalan *substrate*[7].

2.11.4.3 Saluran *Aperture Coupling*

Dalam jenis teknik saluran ini, radiasi *patch* dan saluran mikrostrip dipisahkan oleh bidang *ground plane*, seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.22. Penghubung antara *patch* dan saluran dilakukan melalui *slot* atau *aperture* pada bidang *ground plane*. Jenis saluran ini biasanya berpusat di bawah *patch*, yang mengarah ke lebih rendah *cross polarization* karena simetri konfigurasi. Jumlah kopling dari saluran untuk *patch* ditentukan oleh bentuk, ukuran dan lokasi *aperture*.



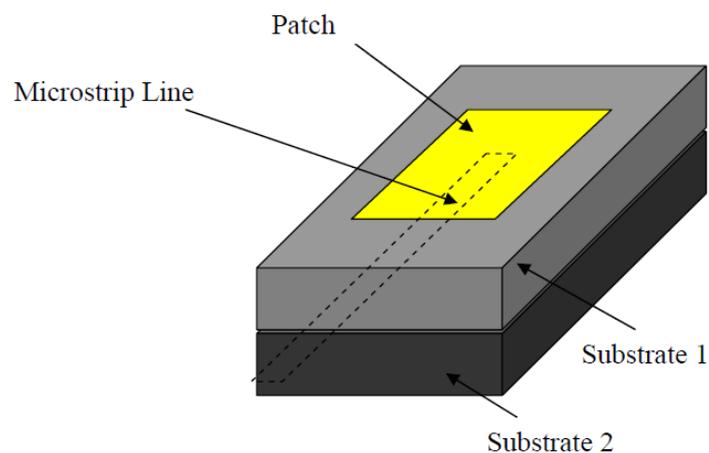
Gambar 2.22 *Apertured Coupling*

Karena bidang *ground plane* dipisahkan antara *patch* dan *feed line*, maka untuk terjadinya radiasi semu akan diminimalkan. Umumnya, bahan dengan konstanta dielektrik tinggi digunakan untuk *substrate* bagian bawah dan berukuran tebal, sedangkan bahan dengan konstanta dielektrik rendah digunakan untuk *substrate* bagian atas untuk mengoptimalkan radiasi dari *patch*. Kerugian utama pada teknik ini yaitu cukup sulit karena diperlukan untuk mencocokkan posisi beberapa lapisan ini, yang juga meningkatkan ketebalan pada antenna. Skema jenis saluran ini juga hanya mendapatkan *bandwidth* yang sempit[7].

2.11.4.4 Saluran *Proximity Coupling*

Jenis teknik saluran ini juga disebut sebagai skema kopleng elektromagnetik. Seperti yang ditunjukkan pada gambar 2.23, digunakan dua *substrate* dielektrik dan garis saluran diantara kedua *substrate* tersebut dan radiasi *patch* pada bagian atas pada *substrate* teratas.

Pada teknik ini bahwa saluran dapat menghilangkan radiasi semu dan dapat menghasilkan *bandwidth* yang tinggi, dikarenakan oleh kenaikan keseluruhan ketebalan *patch* pada antenna mikrostrip. Skema ini juga menyediakan pilihan antara dua bahan media dielektrik yang berbeda, satu untuk *patch* dan satu untuk saluran yang berfungsi untuk mengoptimalkan hasil yang di dapat. Selain itu teknik ini juga tidak diperlukan pengeboran untuk menuju *patch*-nya. Teknik ini juga sangat mendukung untuk penggunaan frekuensi tinggi.



Gambar 2.23 *Proximity Coupling*

Adapun kerugian utama dari skema saluran ini adalah sulit untuk difabrikasi, karena penggabungan dua lapisan *substate* yang berbeda dielektrik dan perlu penggabungan yang akurat. *Matching* dapat dicapai dengan mengontrol panjang garis saluran dan lebar ke garis rasio *patch*, dan juga ada peningkatan ketebalan dari keseluruhan antenna. Teknik *Proximity Coupling* terdiri dari dua lapisan, yaitu lapisan *feeding* yang hanya 50Ω saluran transmisi mikrostrip dengan dukungan *ground plane* dan lapisan atas sebagai *patch* pemancar utama. Dalam *Proximity Coupling* (juga dikenal *electromagnetic coupled*) mikrostrip antenna konfigurasi, *patch* pemancar, dibuat pada *subbtrate* dielektrik, yang dilekatkan dengan saluran mikrostrip pada *substrate* lainnya. Tapi karena titik pencatu tetap di sudut umum dari geometri *patch*, maka untuk *Matching Impedance* sulit untuk jenis saluran ini[7].

2.12 Parameter Antena Mikrostrip

Untuk dapat menjelaskan *performance* dari suatu antenna, dibutuhkan penjelasan dari beberapa parameter yang umum digunakan dalam perancangan antenna mikrostrip, yaitu *bandwidth* (lebar pita frekuensi), *return loss* (RL), *Voltage Standing Wave Ratio* (VSWR), *Input Impedance* (impedansi masukan), *radiation pattern* (pola radiasi), dan *Gain* (penguatan antenna).

2.12.1 Return Loss (RL)

Return Loss (RL) adalah perbandingan antara amplitudo dari gelombang yang direfleksikan terhadap amplitudo gelombang yang dikirimkan. *Return Loss* (RL) digambarkan sebagai peningkatan dua komponen gelombang tegangan, yaitu dari tegangan yang refleksikan (V_0^-) dan tegangan yang dikirimkan (V_0^+). Dan perbandingan tersebut dinamakan koefisien refleksi tegangan dan dilambangkan dengan Γ_L . Untuk koefisien refleksi dapat dinyatakan dalam persamaan berikut :

$$\Gamma_L = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.15)$$

Dimana :

- Γ_L = Koefisien refleksi tegangan
- V_0^- = Tegangan yang direfleksikan (*Volt*)
- V_0^+ = Tegangan yang dikirimkan (*Volt*)
- Z_L = Impedansi beban atau *load* (*Ohm*)
- Z_0 = Impedansi karakteristik (*Ohm*)

Return Loss (RL) dapat terjadi akibat adanya diskontinuitas diantara saluran transmisi dengan impedansi masukan (antena). Pada rangkaian rangkaian gelombang mikro yang memiliki diskontinuitas (*mismatched*), besarnya *Return Loss* (RL) bervariasi tergantung pada frekuensi. Untuk *Return Loss* (RL) dapat diperoleh dengan cara memasukkan nilai koefisiensi tegangan kedalam persamaan berikut ini :

$$RL (dB) = 20 \text{ Log } |\Gamma| \quad (2.16)$$

Nilai *Return Loss* (RL) yang sering digunakan adalah dibawah -9.84 dB atau untuk simulasi nilai *Return Loss* (RL) itu dibawah -10 dB, untuk menentukan lebar *bandwidth* sehingga dapat dikatakan nilai gelombang yang direfleksikan tidak terlalu besar jika dibandingkan dengan gelombang yang dikirimkan 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.

2.12.2 Voltage Standing Wave Ratio (VSWR)

Voltage Standing Wave Ratio (VSWR) adalah perbandingan antara amplitudo gelombang berdiri (*standing wave*) untuk tegangan maksimum ($|V|_{\max}$) dengan tegangan minimum ($|V|_{\min}$), untuk *Voltage Standing Wave Ratio* (VSWR) ini dapat dinyatakan dalam persamaan berikut :

$$VSWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.17)$$

Koefisien refleksi tegangan (Γ) memiliki nilai kompleks, yang merepresentasikan besarnya magnitudo dan *phase* dari refleksi. Untuk beberapa kasus dapat didefinisikan :

$\Gamma_L = -1$ berarti refleksi negatif maksimum yaitu ketika saluran terhubung singkat.

$\Gamma_L = 0$ berarti tidak ada refleksi yaitu ketika saluran dalam keadaan *matched* sempurna.

$\Gamma_L = +1$ berarti refleksi positif maksimum yaitu ketika saluran terhubung dalam rangkaian terbuka.

Kondisi yang paling baik adalah ketika *Voltage Standing Wave Ratio* (VSWR) bernilai sama dengan Γ_L atau bernilai 1 (SWR=1) yang berarti tidak ada refleksi ketika saluran dalam keadaan *matching* sempurna. Namun kondisi seperti ini pada praktiknya sulit untuk didapatkan. Oleh karena itu pada umumnya nilai standar *Voltage Standing Wave Ratio* (VSWR) yang sering digunakan untuk antenna adalah $VSWR \leq 2$.

2.12.3 Bandwidth

Daerah frekuensi kerja dimana antenna masih dapat bekerja dengan baik dinamakan *bandwidth antenna*. Suatu misal sebuah antenna bekerja pada frekuensi tengah sebesar f_c , namun ia juga masih dapat bekerja dengan baik pada frekuensi f_1 (di bawah f_c) sampai dengan f_2 (di atas f_c), maka lebar *bandwidth* dari antenna tersebut adalah $(f_1 - f_2)$ dengan batas kenaikan nilai $VSWR \leq 2$. Tetapi apabila dinyatakan dalam persen, maka *bandwidth* antenna tersebut adalah :

$$\%BW = \frac{f_H - f_L}{f_C} \times 100 \% \quad (2.18)$$

Dan untuk *bandwidth* dapat dinyatakan dalam persamaan:

$$BW = f_H - f_L \quad (2.19)$$

Dengan f_C dapat dinyatakan dalam persamaan sebagai berikut :

$$f_C = \frac{f_H - f_L}{2} \quad (2.20)$$

Dimana :

f_C = Frekuensi tengah (*Hertz*)

f_H = Frekuensi maksimum (*Hertz*)

f_L = Frekuensi minimum (*Hertz*)

BW = Lebar pita atau *Bandwidth* (*Hertz*)

2.12.4 Impedansi Masukan

Impedansi masukan suatu antenna adalah impedansi pada terminalnya. Impedansi masukan akan dipengaruhi oleh antenna-antenna lain atau obyek-obyek yang dekat dengannya. Untuk impedansi input dapat dinyatakan dalam persamaan berikut :

$$Z_{in} = Z_o \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} \quad (2.21)$$

Dimana :

Z_{in} = Impedansi masukan (*Ohm*)

Z_o = Impedansi karakteristik (*Ohm*)

Γ_L = Koefisien refleksi tegangan

Impedansi antenna terdiri dari bagian riil dan imajiner, yang dapat dinyatakan dengan :

$$Z_{in} = Z_o \{ R_{in} + j X_{in} \} \quad (2.22)$$

Resistansi input (R_{in}) menyatakan tahanan disipasi. Daya dapat terdisipasi melalui dua cara, yaitu karena panas pada struktur antena yang berkaitan dengan perangkat keras dan daya yang meninggalkan antena dan tidak kembali (teradiasi).

Sehingga daya real merupakan komponen yang diharapkan, yakni menggambarkan banyaknya daya yang hilang melalui radiasi, sementara komponen imajiner menunjukkan reaktansi dari antena dan daya yang tersimpan pada medan dekat antena.

2.12.5 Gain

Ketika antena digunakan pada suatu sistem, biasanya lebih tertarik pada bagaimana efisien suatu antena untuk memindahkan daya yang terdapat pada terminal input menjadi daya radiasi. Untuk menyatakan ini, *power gain* (atau *gain* saja) didefinisikan sebagai 4π kali rasio dari intensitas pada suatu arah dengan daya yang diterima antena, dan dinyatakan dengan :

$$G = 10 \log \frac{I_0}{I} \quad (2.23)$$

Dimana :

I_0 = Intensitas radiasi maksimum antena

I = Intensitas radiasi maksimum dari antena referensi

Terdapat dua jenis parameter *gain*, yaitu *absolute gain* dan *relative gain*. *Absolute gain* pada sebuah antena didefinisikan sebagai perbandingan antara intensitas pada arah tertentu dengan radiasi yang diperoleh jika daya yang diterima oleh antena teradiasi secara isotropik. Nilai *gain absolute* dapat dihitung dengan menggunakan persamaan :

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_m} \quad (2.24)$$

Sedangkan *relative gain* didefinisikan sebagai perbandingan antara perolehan daya pada sebuah arah dengan perolehan daya pada antena referensi pada arah tertentu, dengan daya masukan sama pada kedua antena, namun antena referensi merupakan sumber *isotropic* yang *loseless*. *Gain relative* dapat dihitung dengan persamaan :

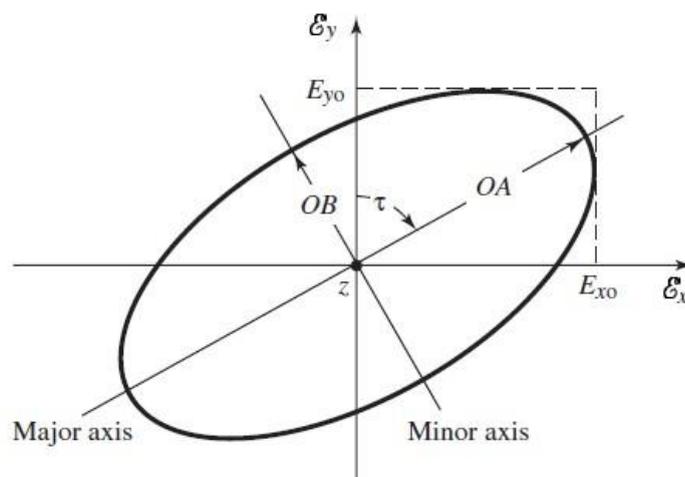
$$G = 4\pi \frac{U_m}{P_m} \quad (2.25)$$

2.12.6 Polarisasi

Polarisasi antenna didefinisikan sebagai arah vektor medan listrik yang diradiasikan oleh antenna pada arah propagasi. Jika jalur dari vektor medan listrik maju dan kembali pada suatu garis lurus dikatakan berpolarisasi *linier*. sebagai contoh medan listrik dari *dipole* ideal.

Jika vektor medan listrik konstan dalam panjang tetapi berputar disekitar jalur lingkaran, dikatakan berpolarisasi *lingkaran*. Frekuensi putaran radian adalah ω dan terjadi satu dari dua arah perputaran. Jika vektornya berputar berlawanan arah jarum jam dinamakan polarisasi tangan kanan (*right handed circular polarize*) dan yang searah jarum jam dinamakan polarisasi tangan kiri (*left handed circular polarize*). Suatu gelombang yang berpolarisasi *ellips* untuk tangan kanan dan tangan kiri.

Secara umum polarisasi berupa polarisasi ellips dapat digambarkan seperti pada Gambar 2.24 dengan suatu sistem sumbu referensi. Gelombang yang menghasilkan polarisasi ellips adalah gelombang berjalan sepanjang sumbu z yang perputarannya dapat ke kiri dan ke kanan, dan vektor medan listrik sesaatnya e mempunyai arah komponen e_x dan e_y sepanjang sumbu x dan sumbu y. Harga puncak dari komponen-komponen tersebut adalah E_1 dan E_2 .



Gambar 2.24 Polarisasi *ellips* secara umum

Sudut τ menyatakan harga relatif dari E_1 dan E_2 , dapat dinyatakan sebagai berikut :

$$\tau = \arctan \left| \frac{E_1}{E_2} \right| \quad (2.26)$$

Sudut kemiringan ellips τ adalah sudut antara sumbu x dengan sudut utama ellips. δ adalah fase, dimana komponen y mendahului komponen x. Jika komponennya sefase ($\delta = 0$), maka vektor akan *berpolarisasi linier*.

Orientasi dari polarisasi linier tergantung tergantung harga relatif dari E_1 dan E_2 , jika :

$E_1 = 0$ maka terjadi polarisasi linier vertikal

$E_2 = 0$ maka terjadi polarisasi linier horisontal

$E_1 = E_2$ maka terjadi polarisasi linier membentuk sudut 45°

Untuk memaksimumkan sinyal yang diterima, maka polarisasi antenna penerima haruslah sama dengan polarisasi antenna pemancar. Dan kadang terjadi antara antenna penerima dan pemancar berpolarisasi berbeda. Hal ini akan mengurangi intensitas sinyal yang diterima.

Sebuah antenna dapat memancarkan energi dengan polarisasi yang tidak diinginkan, yang disebut polarisasi silang (*cross polarized*). Polarisasi silang ini menimbulkan *side lobe* yang mengurangi *gain*. Untuk antenna polarisasi linier, polarisasi silang tegak lurus dengan polarisasi yang diinginkan dan untuk antenna polarisasi lingkaran, polarisasi silang berlawanan dengan arah perputarannya yang diinginkan. Ini biasa yang disebut dengan deviasi dari polarisasi lingkaran sempurna, yang mengakibatkan polarisasinya berubah menjadi polarisasi ellips. Pada umumnya karakteristik polarisasi sebuah antenna relatif konstan pada *main lobe*. Tetapi polarisasi beberapa *minor lobe* berbeda jauh dengan polarisasi *main lobe*.

2.12.7 Pola Radiasi

Pola radiasi (radiation pattern) suatu antenna adalah pernyataan grafis yang menggambarkan sifat radiasi suatu antenna pada medan jauh sebagai fungsi

arah. Pola radiasi dapat disebut sebagai pola medan (*field pattern*) apabila yang digambarkan adalah kuat medan dan disebut pola daya (*power pattern*) apabila yang digambarkan *poyniting vektor*. Untuk dapat menggambarkan pola radiasi ini, terlebih dahulu harus ditemukan potensial. Dalam koordinat bola, medan listrik E dan medan magnet H telah diketahui, keduanya memiliki komponen vektor θ dan ϕ . Sedangkan *poyniting vektornya* dalam koordiant ini hanya mempunyai komponen radial saja. Besarnya komponen radial dari *poyniting* vektor ini adalah :

$$P_r = \frac{1}{2} \frac{|E|^2}{\eta} \quad (2.27)$$

Dengan :

$$|E| = \sqrt{E_\theta^2 + E_\phi^2} \quad (2.28)$$

Dimana :

$|E|$ = Resultan dari *magnitude* medan listrik

E_θ = Komponen medan listrik θ

E_ϕ = Komponen medan listrik ϕ

η = Impedansi intrinsik ruang bebas (377Ω)

Untuk menyatakan pola radiasi secara grafis, pola tersebut dapat digambarkan dalam bentuk absolut atau dalam bentuk relatif. Maksud bentuk relatif adalah bentuk pola yang sudah dinormalisasikan, yaitu setiap harga dari pola radiasi tersebut telah dibandingkan dengan harga maksimumnya. Sehingga pola radiasi medan, apabila dinyatakan didalam pola yang ternormalisasi akan mempunyai bentuk :

$$F_{(\theta,\phi)} = \frac{P_{(\theta,\phi)}}{E_{(\theta,\phi)_{\max}}} \quad (2.29)$$

Dimana E_θ adalah Komponen medan listrik θ dan E_ϕ adalah Komponen medan listrik ϕ yang masing-masing bernilai maksimal sedangkan P_θ adalah *Poynting* vektor pada θ dan P_ϕ adalah *Poynting* vektor pada ϕ . Karena *poyniting*

vektor hanya mempunyai komponen radiasi yang sebenarnya berbanding lurus dengan kuadrat magnitudo kuat medannya, maka untuk pola daya apabila dinyatakan dalam pola ternormalisasi, tidak lain sama dengan kuadrat dari pola medan yang sudah dinormalisasikan itu.

$$P_{(\theta,\phi)} = |F_{(\theta,\phi)}|^2 \quad (2.30)$$

Seringkali juga pola radiasi suatu antenna digambarkan dengan satuan *decibel* (dB). Intensitas medan dalam *decibel* didefinisikan sebagai :

$$F_{(\theta,\phi) \text{ dB}} = 20 \log |F_{(\theta,\phi)}| / (\text{dB}) \quad (2.31)$$

Sedangkan untuk pola dayanya didalam *decibel* adalah :

$$\begin{aligned} P_{(\theta,\phi) \text{ dB}} &= 10 \log P_{(\theta,\phi)} \\ &= 20 \log |F_{(\theta,\phi)}| / (\text{dB}) \end{aligned} \quad (2.32)$$

Jadi didalam *decibel*, pola daya sama dengan pola medannya. Semua pola radiasi yang dibicarakan di atas adalah pola radiasi untuk kondisi medan jauh. Sedangkan pengukuran pola radiasi, faktor jarak adalah faktor yang amat penting guna memperoleh hasil pengukuran yang baik dan teliti. Semakin jauh jarak pengukuran pola radiasi yang digunakan tentu semakin baik hasil yang akan diperoleh. Namun untuk melakukan pengukuran pola radiasi pada jarak yang benar-benar tak terhingga adalah suatu hal yang tak mungkin. Untuk keperluan pengukuran ini, ada suatu daerah di mana medan yang diradiasikan oleh antenna sudah dapat dianggap sebagai tempat medan jauh apabila jarak antara sumber radiasi dengan antenna yang diukur memenuhi ketentuan berikut :

$$r > \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.33)$$

$$r \gg D \text{ dan } r \gg \lambda$$

Dimana :

R = Jarak pengukuran (m)

D = Dimensi antenna yang terpanjang (mm)

λ = Panjang gelombang yang dipancarkan sumber (lambda)

