

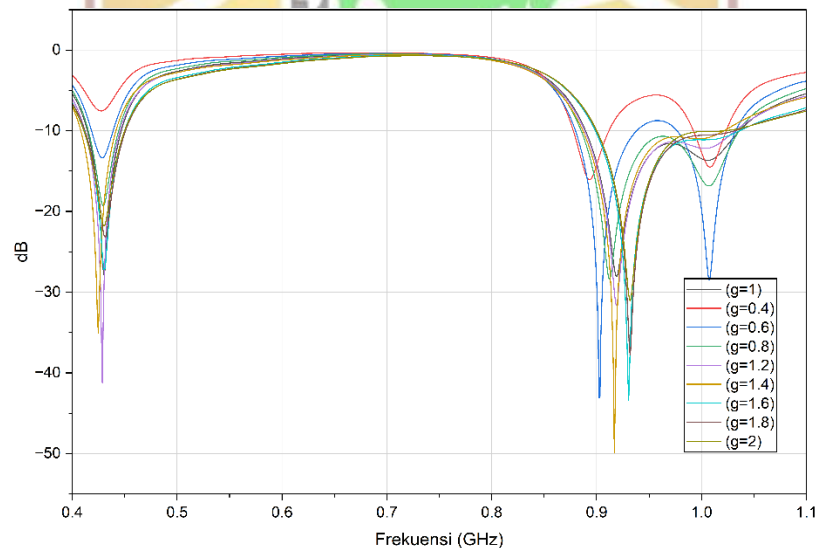
BAB IV HASIL DAN PEMBAHASAN

4.1 Optimasi Parameter Desain (*Parametric Sweep*)

Tahap komputasi pada perancangan antenna Asymmetric Dual-Branch GCPW diawali dengan proses optimasi geometri. Objektif utama dari tahap ini adalah mendapatkan nilai S_{11} yang memenuhi standar kelayakan transmisi antenna yaitu kecil dari -10 dB, serta menala pergeseran frekuensi agar beresonansi pada pita operasional stasiun bumi, yakni 433 MHz dan 920 MHz. Optimasi dilakukan melalui fitur *Parameter Sweep* pada perangkat lunak CST Studio Suite dengan memvariasikan empat dimensi parameter penting satu per satu.

4.1.1 Pengaruh Variasi Lebar Celah Koplanar (g)

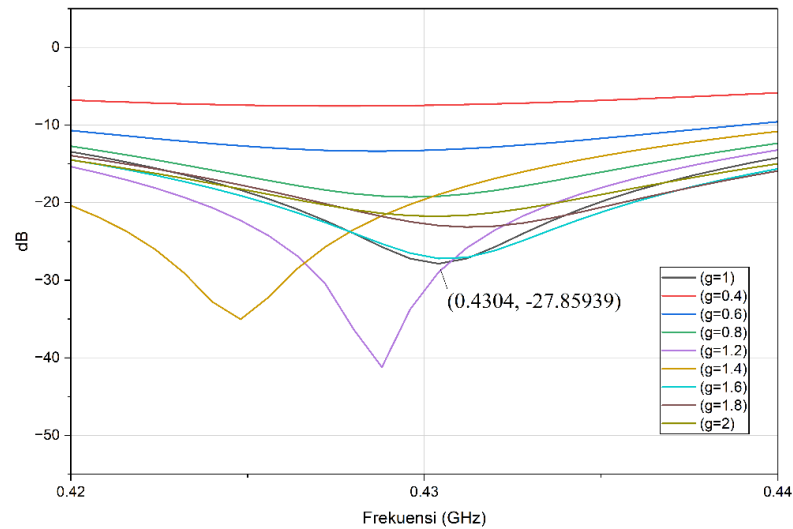
Variabel geometri pertama yang dievaluasi adalah lebar celah udara (*gap*) pada saluran GCPW (g). Parameter g merupakan penentu utama besaran kapasitansi koplanar yang terbentuk antara konduktor *feedline* dan bidang *ground* di sekitarnya. Penyapuan nilai dilakukan pada rentang 0,4 mm hingga 2,0 mm dengan interval 0,2 mm.



Gambar 4.1 Kurva S_{11} Terhadap Variasi Lebar Celah Koplanar (g).

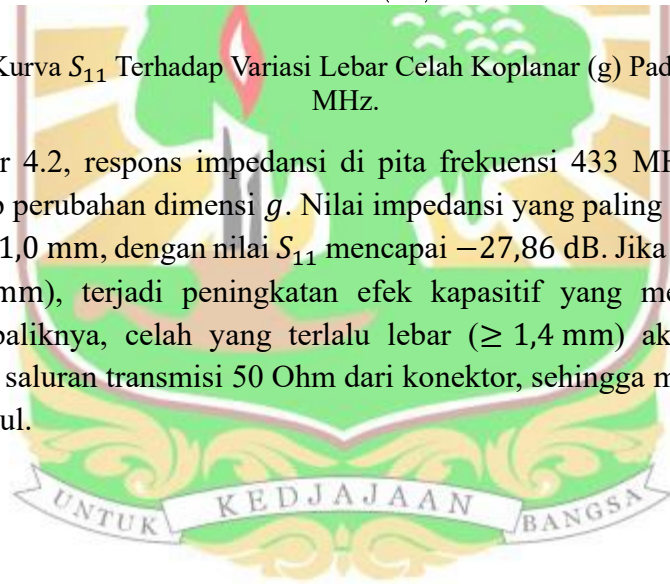
Berdasarkan Gambar 4.1, kurva S_{11} menunjukkan tinjauan umum efek perubahan lebar celah koplanar (g) dalam rentang *broadband*. Variasi lebar celah dari 0,4 mm hingga 2,0 mm secara langsung memengaruhi nilai kapasitansi antara *feedline* dan *ground* koplanar. Parameter g ini berperan penting dalam penyesuaian impedansi

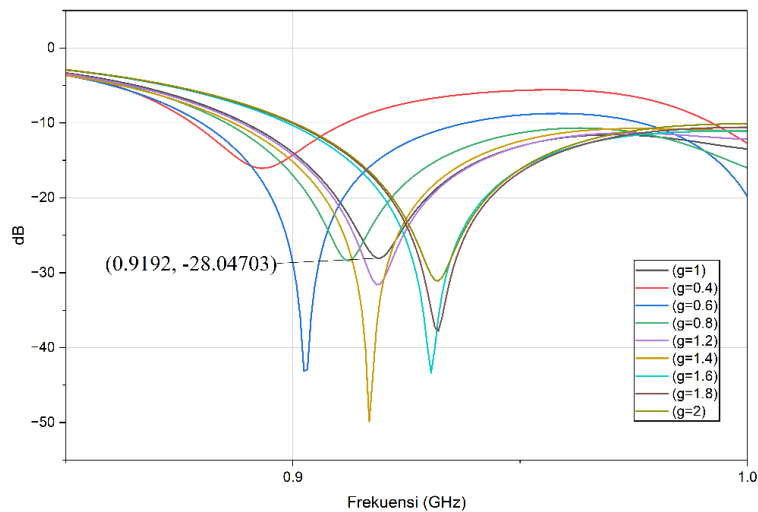
saluran, yang berdampak pada transfer daya di kedua pita frekuensi target (433 MHz dan 920 MHz).



Gambar 4.2 Kurva S_{11} Terhadap Variasi Lebar Celah Koplanar (g) Pada Frekuensi 433 MHz.

Pada Gambar 4.2, respons impedansi di pita frekuensi 433 MHz terlihat sangat sensitif terhadap perubahan dimensi g . Nilai impedansi yang paling sesuai didapatkan pada celah $g = 1,0$ mm, dengan nilai S_{11} mencapai $-27,86$ dB. Jika celah dibuat lebih sempit ($\leq 0,8$ mm), terjadi peningkatan efek kapasitif yang membuat nilai S_{11} memburuk. Sebaliknya, celah yang terlalu lebar ($\geq 1,4$ mm) akan menyebabkan ketidaksesuaian saluran transmisi 50 Ohm dari konektor, sehingga memperbesar rasio gelombang pantul.





Gambar 4.3 Kurva S_{11} Terhadap Variasi Lebar Celah Koplanar (g) Pada Frekuensi 920 MHz.

Sejalan dengan analisis sebelumnya, Gambar 4.3 menunjukkan bahwa celah $g = 1,0$ mm juga merupakan ukuran optimal untuk penalaan pita atas (920 MHz), menghasilkan nilai S_{11} sebesar $-28,05$ dB. Perubahan dimensi sebesar $0,2$ mm dari titik ini mengakibatkan pergeseran frekuensi resonansi dan pelebaran *bandwidth*. Hal ini mengonfirmasi bahwa penentuan dimensi celah GCPW membutuhkan akurasi tinggi agar saluran penerimaan data pada frekuensi tersebut dapat beroperasi mendekati target.

Tabel 4.1 Hasil Studi Parametrik Terhadap Variasi Celah Koplanar (g).

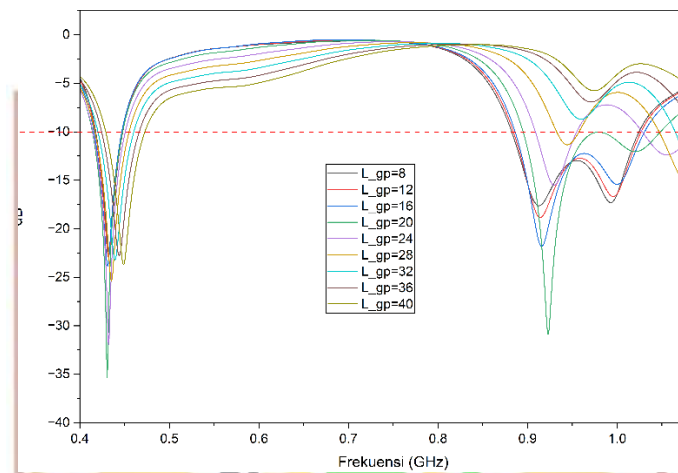
Nilai g (mm)	Resonansi 433 MHz	S_{11} 433 MHz (dB)	Resonansi 920 MHz	S_{11} Pita Atas (dB)
0,4	427,2	-7,54	893,6	-16,04
0,6	428,8	-13,35	902,4	-43,11
0,8	429,6	-19,27	912,0	-28,41
1,0	430,4	-27,86	919,2	-28,05
1,2	428,8	-41,21	918,4	-31,59
1,4	424,8	-35,03	916,8	-49,87
1,6	430,4	-27,20	930,4	-43,36
1,8	431,2	-23,15	932,0	-37,80
2,0	430,4	-21,76	932,0	-31,10

Berdasarkan Tabel 4.1 dan Gambar 4.1, perubahan dimensi g terbukti memodifikasi nilai S_{11} . Nilai $g=1,0$ mm ditetapkan sebagai dimensi optimal karena

berhasil mendapatkan nilai S_{11} hingga -27,86 dB dan -28,05 dB, sehingga transfer daya dari sirkuit ke antenna dapat beroperasi maksimal pada kedua pita.

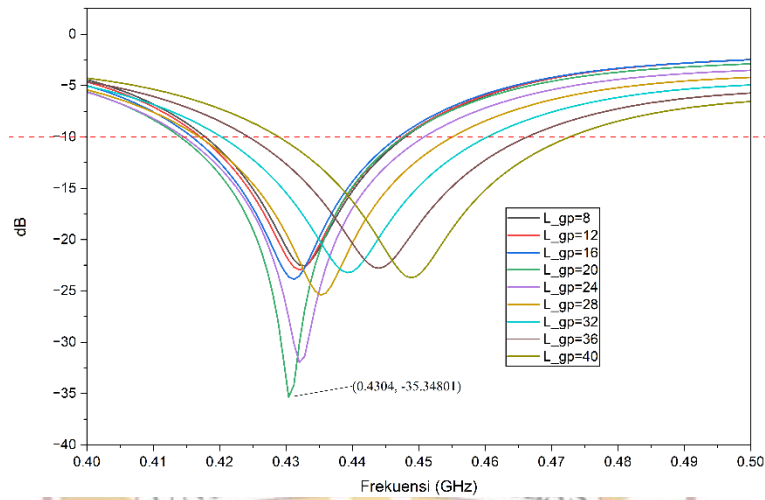
4.1.2 Pengaruh Variasi Panjang *Partial Ground Plane* (L_{gp})

Variabel kedua yang dioptimasi adalah panjang *Partial Ground Plane* (L_{gp}) dengan rentang *sweep* 8 mm hingga 40 mm (interval 4 mm). Modifikasi pada L_{gp} bertujuan untuk mengendalikan luasan bidang referensi di sekitar titik percabangan antenna.



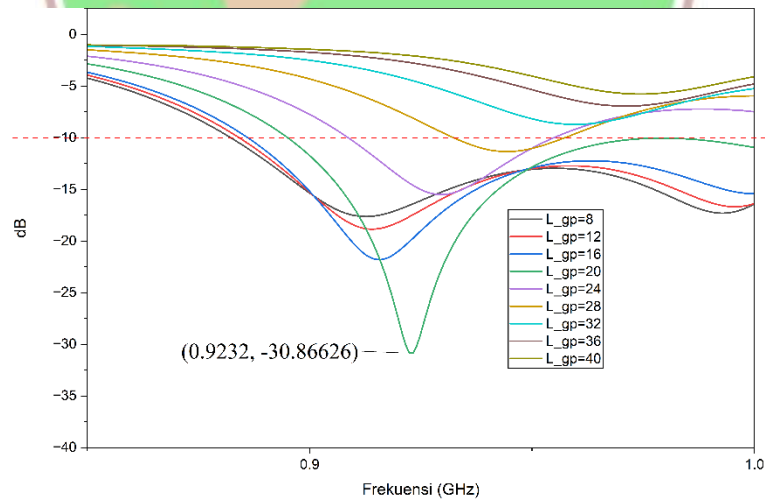
Gambar 4.4 Kurva S_{11} Terhadap Variasi Panjang *Partial Ground Plane* (L_{gp}).

Berdasarkan Gambar 4.4, grafik *broadband* ini menunjukkan pengaruh variasi panjang *Partial Ground Plane* (L_{gp}) di lapisan bawah substrat. Variasi ukuran dari 8 mm hingga 40 mm memperlihatkan bagaimana dimensi L_{gp} mengubah luas area kopling medan antar-lapisan pada material FR-4. Grafik ini mengindikasikan bahwa luasan *ground* bawah harus dibatasi agar antenna dapat bekerja optimal pada dua frekuensi.



Gambar 4.5 Kurva S_{11} Terhadap Variasi Panjang *Partial Ground Plane* (L_{gp}) Pada Frekuensi 433 MHz.

Pada analisis Gambar 4.5 (target 433 MHz), dimensi L_{gp} berfungsi sebagai penyeimbang reaktansi. Geometri tekukan (*L-shaped*) pada lengan kiri memunculkan reaktansi induktif yang mempengaruhi impedansi. Dengan mengatur panjang L_{gp} pada 20,0 mm, *ground* bawah memberikan efek kapasitif yang mampu menetralkan nilai induktif tersebut, sehingga menghasilkan nilai S_{11} yang optimal sebesar $-35,35$ dB pada rentang frekuensi fundamental.



Gambar 4.6 Kurva S_{11} Terhadap Variasi Panjang *Partial Ground Plane* (L_{gp}) Pada Frekuensi 920 MHz.

Gambar 4.6 menunjukkan batas maksimal toleransi panjang *ground plane*. Ketika dimensi L_{gp} dipanjangkan melebihi 24 mm, peningkatan nilai kapasitansi

parasitik dari penampang *ground* secara langsung mengubah struktur impedansi pada lengan 920 MHz. Akibatnya, titik resonansi bergeser cukup jauh melewati 1 GHz. Data ini menjadi alasan fisis mengapa bagian bawah substrat menggunakan arsitektur *partial ground* dan tidak ditutup penuh oleh tembaga.

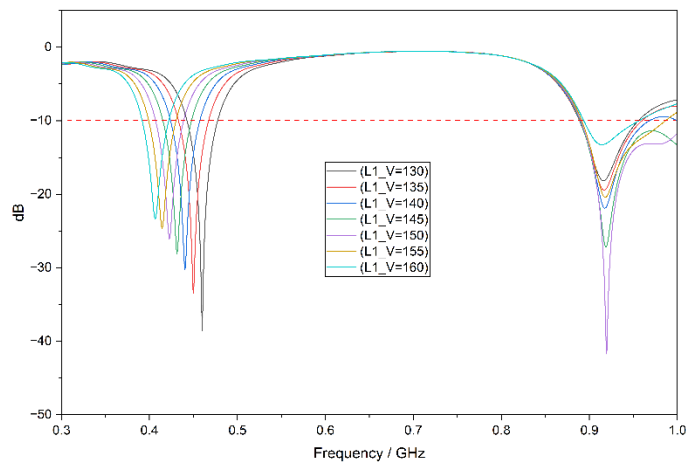
Tabel 4.2 Hasil Studi Parametrik Variasi Panjang Partial Ground (L_{gp})

Nilai L_{gp} (mm)	Resonansi Pita Bawah (MHz)	S11 Pita Bawah (dB)	Resonansi Pita Atas (MHz)	S11 Pita Atas (dB)
8,0	432,8	-22,54	912,8	-17,62
12,0	432,0	-22,96	914,4	-18,84
16,0	431,2	-23,88	916,0	-21,79
20,0	430,4	-35,35	923,2	-30,87
24,0	432,0	-31,97	929,6	-15,50
28,0	435,2	-25,40	1079,2	-15,33
32,0	439,2	-23,23	1099,2	-20,52
36,0	444,0	-22,79	1100,0	-14,48
40,0	448,8	-23,72	1100,0	-8,38

Berdasarkan Gambar 4.2 dan Tabel 4.2, dimensi L_{gp} sangat berpengaruh terhadap pembentukan kapasitansi *fringing* dan pergeseran resonansi pita atas. Penyesuaian panjang L_{gp} pada titik optimal 20,0 mm terbukti menghasilkan nilai S_{11} pita bawah hingga -35,35 dB dan pita atas hingga -30,87 dB. Sebaliknya, saat bidang *ground* diperpanjang hingga 28,0 mm, pita atas (920 MHz) justru rusak dan melenceng ke frekuensi 1 GHz (1079,2 MHz). Hal ini mengindikasikan bahwa luasan *ground* harus dibatasi untuk mencegah penumpukan reaktansi parasitik yang merusak hasil S_{11} .

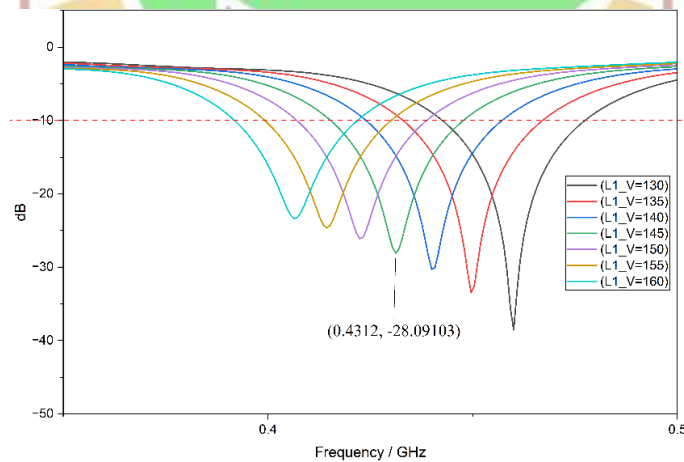
4.1.3 Pengaruh Variasi Panjang Lengan Kiri (L_1)

Untuk frekuensi fundamental pita bawah (433 MHz), parameter yang diubah adalah panjang vertikal lengan kiri (L_{1v}). Dimensi fisik lengan ini berbanding lurus dengan panjang gelombang elektrik. Sweep nilai L_{1v} dilakukan pada rentang 130 mm hingga 160 mm dengan interval 5 mm.



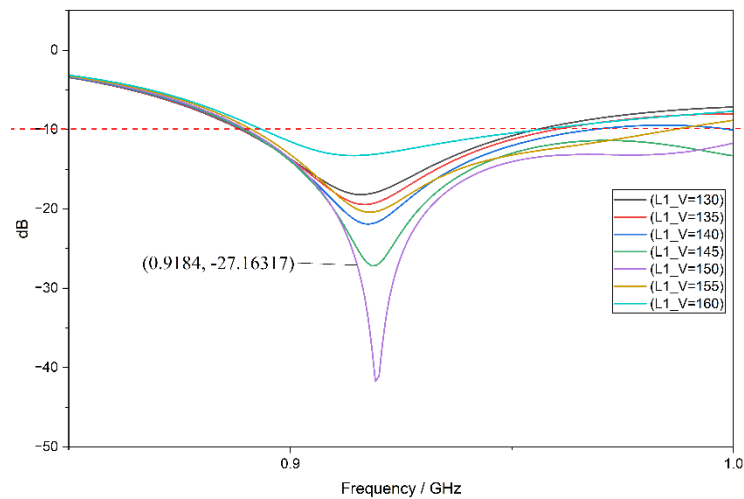
Gambar 4.7 Kurva S_{11} Terhadap Variasi Panjang Lengan Kiri (L_{1v}).

Merujuk pada tinjauan parameter di Gambar 4.7, perubahan dimensi vertikal lengan asimetris sebelah kiri (L_{1v}) bekerja sesuai dengan prinsip antena kuartal-gelombang ($\lambda_g/4$). Penambahan panjang lintasan konduktor ini menggeser resonansi frekuensi secara linear yang secara spesifik terfokus pada target frekuensi pita bawah.



Gambar 4.8 Kurva S_{11} Terhadap Variasi Panjang Lengan Kiri (L_{1v}) Pada Frekuensi 433 MHz.

Pada Gambar 4.8, penambahan dimensi panjang L_{1v} meningkatkan nilai induktansi pada lengan kiri antena. Efek penambahan nilai induktif ini memperlambat perambatan gelombang, sehingga frekuensi resonansi bergeser ke kiri dari 460 MHz ke kisaran 406 MHz. Melalui analisis kurva ini, dimensi panjang 145,5 mm dipilih sebagai ukuran yang paling tepat untuk menempatkan frekuensi operasi di 433 MHz.



Gambar 4.9 Kurva S_{11} Terhadap Variasi Panjang Lengan Kiri (L_{1v}) Pada Frekuensi 920 MHz.

Gambar 4.9 menunjukkan terjadinya mekanisme *current steering* pada desain percabangan asimetris antenna. Meskipun dimensi lengan kiri (L_{1v}) diubah dalam rentang 130–160 mm, kurva resonansi untuk pita atas (920 MHz) di lengan kanan tidak mengalami pergeseran yang berarti. Karakteristik ini menunjukkan tidak adanya efek *mutual coupling*, sehingga modifikasi perancangan lengan 433 MHz tidak akan merusak parameter impedansi saluran 920 MHz.

Tabel 4.3 Pergeseran Frekuensi Pita Bawah Akibat Variasi Panjang Lengan Kiri (L_{1v}).

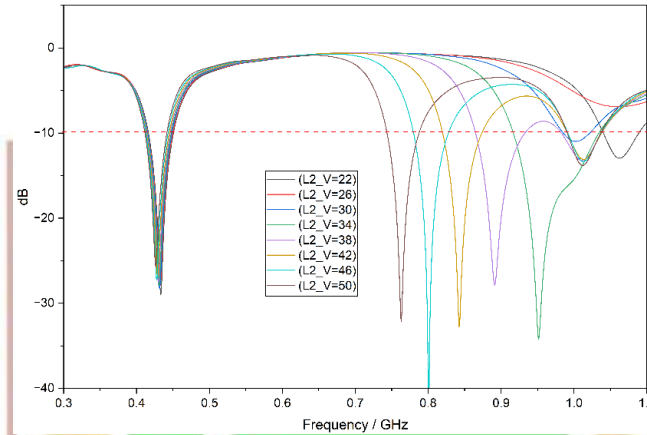
Nilai L_1 (mm)	Resonansi 433 MHz	S_{11} 433 MHz (dB)	Resonansi 920 MHz	S_{11} 920 MHz(dB)
130,0	460,0	-38,56	916,0	-18,18
135,0	449,6	-33,46	916,8	-19,44
140,0	440,0	-30,28	917,6	-21,89
145,0	431,2	-28,09	918,4	-27,16
150,0	422,4	-26,08	919,2	-41,71
155,0	414,4	-24,64	917,6	-20,40
160,0	406,4	-23,36	914,4	-13,27

Berdasarkan Gambar 4.3 dan Tabel 4.3, penambahan panjang L_1 memperbesar nilai induktansi struktur antenna, yang berdampak pada pergeseran titik potong frekuensi ke arah yang lebih rendah (*lower-shift*). Pada panjang 135 mm, frekuensi masih berada di 449,6 MHz. Dengan memanjangkannya menjadi 145,0 mm, resonansi berhasil ke area target operasional 433 MHz. Di sisi lain, terlihat bahwa frekuensi pita atas (920 MHz) relatif stabil pada kisaran 916–918 MHz, yang menandakan bahwa

perubahan dimensi pada lengan pita bawah tidak akan merusak kinerja operasional pada pita atas.

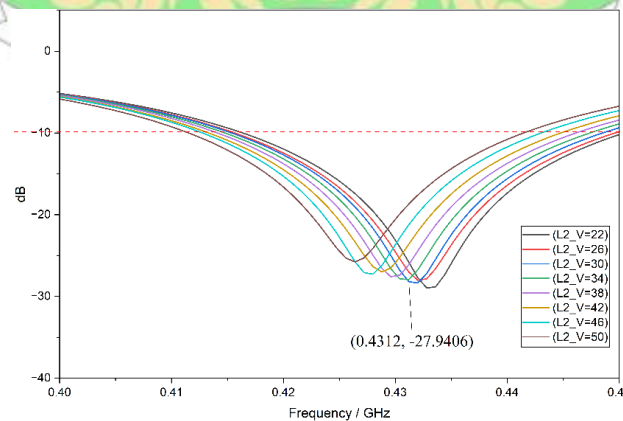
4.1.4 Pengaruh Variasi Panjang Lengan Kanan (L_2)

Mekanisme penalaan yang sama diaplikasikan pada target resonansi pita atas (920 MHz) melalui modifikasi panjang vertikal lengan kanan (L_{2v}). Rentang *sweep* ditetapkan antara 22 mm hingga 50 mm dengan interval 4 mm.



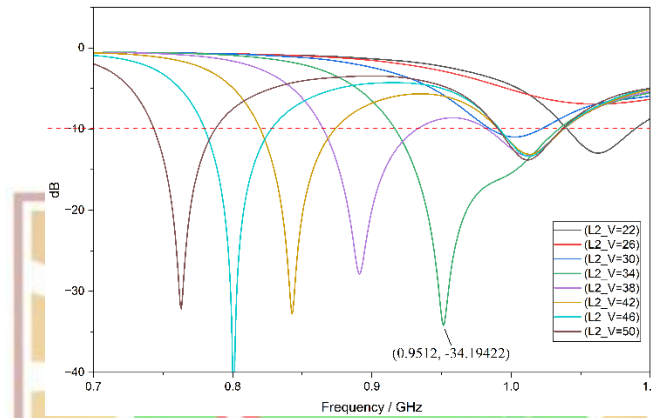
Gambar 4.10 Kurva S_{11} Terhadap Variasi Panjang Lengan Kanan (L_{2v}).

Berbeda dengan simulasi pada lengan kiri, analisis parameter pada Gambar 4.10 difokuskan untuk melihat efek modifikasi dimensi pada segmen vertikal lengan kanan (L_{2v}). Perubahan dimensi pada jalur radiator sekunder ini secara eksklusif digunakan untuk melakukan penalaan dan penyesuaian titik resonansi pada pita frekuensi atas secara independen.



Gambar 4.11 Kurva S_{11} Terhadap Variasi Panjang Lengan Kanan (L_{2v}) Pada Frekuensi 433 MHz.

Sejalan dengan prinsip isolasi arus sebelumnya, Gambar 4.11 menunjukkan kestabilan impedansi dari arsitektur *Asymmetric Dual-Branch*. Saat panjang lengan kanan (L_{2v}) divariasikan dari 22 mm hingga 50 mm, kurva resonansi untuk pita bawah (433 MHz) tetap tidak bergeser dari posisinya. Kondisi ini mengindikasikan bahwa antenna dapat disesuaikan dimensinya untuk frekuensi 920 MHz tanpa mengganggu nilai S_{11} yang sudah tercapai pada frekuensi 433 MHz.



Gambar 4.12 Kurva S_{11} Terhadap Variasi Panjang Lengan Kanan (L_{2v}) Pada Frekuensi 920 MHz.

Pada grafik respons frekuensi 920 MHz pada gambar 4.12, terlihat bahwa variasi dimensi lengan kanan (L_{2v}) secara spesifik memengaruhi posisi resonansi pita atas. Penambahan panjang L_{2v} memperbesar dimensi lintasan arus antenna, yang berdampak pada pergeseran titik resonansi ke arah kiri. Berdasarkan hasil simulasi, perubahan ukuran dari 22 mm hingga 50 mm menggeser frekuensi secara bertahap dari 1062,4 MHz bergeser ke 763,2 MHz. Melalui pengamatan pergeseran ini, panjang lengan L_{2v} dapat ditentukan secara spesifik untuk mendapatkan nilai impedansi yang paling sesuai dengan target operasional 920 MHz.

Tabel 4.4 Pergeseran Frekuensi Pita Atas Akibat Variasi Panjang Lengan Kanan (L_{2v}).

Nilai L2 (mm)	Resonansi 433 MHz	S11 433 MHz (dB)	Resonansi 920 MHz	S11 920 MHz (dB)
22,0	432,8	-28,97	1062,4	-12,96
26,0	432,0	-28,02	1060,8	-6,91
30,0	432,0	-28,36	1002,4	-10,98
34,0	431,2	-27,94	951,2	-34,19
38,0	429,6	-27,59	891,2	-27,88
42,0	428,8	-27,01	842,4	-32,77
46,0	428,0	-27,29	800,8	-56,80
50,0	426,4	-25,79	763,2	-32,15

Karena arsitektur percabangan asimetris memisahkan jalur distribusi medan, variasi dimensi pada lengan L_2 yang ditunjukkan pada Gambar 4.12 dan Tabel 4.4 memengaruhi penalaan resonansi pita atas secara spesifik. Perubahan panjang dari 30 mm ke 42 mm menggeser resonansi pita atas secara linear dari 1002,4 MHz turun ke 842,4 MHz. Titik optimal yang mendekati 920 MHz dicapai pada panjang 34,0 mm. Pada saat yang sama, kestabilan frekuensi pita bawah stabil di 431 MHz.

4.2 Analisis *S-Parameter* dan VSWR

Berdasarkan hasil *sweep* parameter secara analitik pada Subbab 4.1, diperoleh konfigurasi geometri di mana seluruh variabel mencapai target yang ditentukan. Titik ini dikunci sebagai dimensi final antenna *Asymmetric Dual-Branch* GCPW.

Seluruh perhitungan dimensi pada tahap ini digunakan sebagai *blueprint* fisik sebelum desain diekspor ke dalam format fabrikasi untuk dilakukan fabrikasi. Rincian spesifikasi geometri final hasil optimasi dijabarkan secara lengkap pada Tabel 4.5.

Tabel 4.5 Dimensi Final Antena Hasil Optimasi.

Komponen	Variabel	Nilai (mm)
Substrat	L_{sub}	220
	W_{sub}	100
	h	1,6
	t	0,035
Feedline GCPW	W_{feed}	3
	L_{feed}	20
Celah GCPW	g	1
Partial Ground	L_{gp}	18
Percabangan	W_{branch}	3
	Gap	5
Lengan kiri (target 433 MHz)	W_1	2
	L_{1v}	145,5
	L_{1h}	36
Lengan kanan (target 920 MHz)	W_2	3
	L_{2v}	36
	L_{2h}	33

Dimensi pada Tabel 4.5 menampilkan bahwa antenna mampu memuat dua lintasan arus independen yang beroperasi pada rasio frekuensi yang jauh (433 MHz dan 920 MHz) dengan tetap pada ketentuan batasan luas substrat 220×100 mm. Setelah

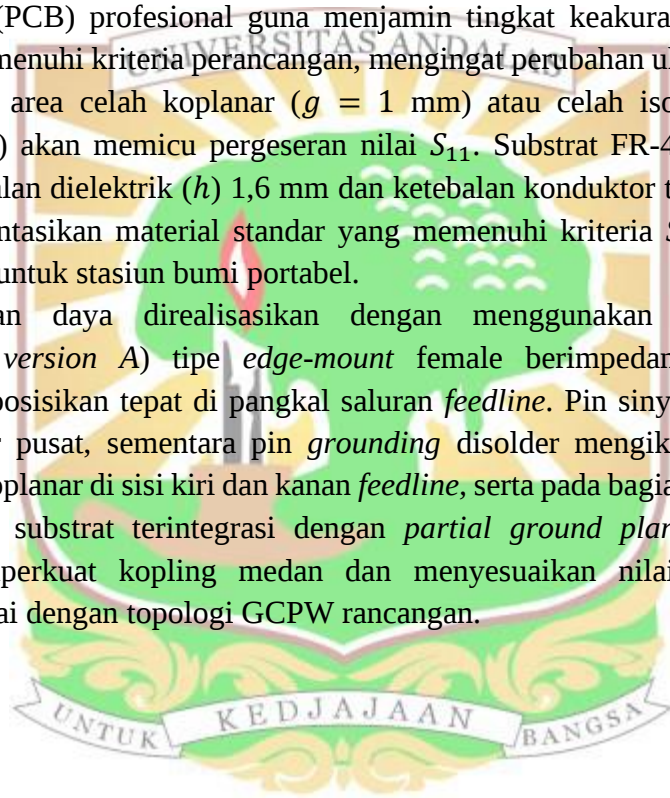
dimensi optimal yang memenuhi kriteria impedansi dan radiasi didapatkan melalui komputasi CST Studio Suite, tahapan selanjutnya adalah tahap fabrikasi antenna. Antena ini kemudian akan melalui serangkaian pengujian fisik untuk mengetahui perbandingan antara teori dan hasil fabrikasi.

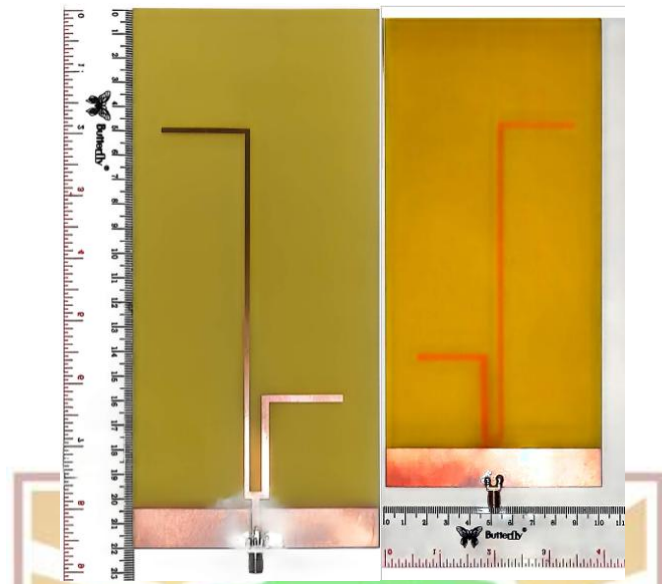
4.3 Realisasi Fabrikasi Antena

Validasi rancangan komputasi dieksekusi melalui tahap fabrikasi fisik berdasarkan dimensi final pada Tabel 4.1. Manufaktur perangkat keras dilakukan menggunakan substrat *FR-4 Epoxy*.

Proses pencetakan jalur konduktor dilakukan melalui jasa manufaktur *Printed Circuit Board* (PCB) profesional guna menjamin tingkat keakuratan. Akurasi dari manufaktur memenuhi kriteria perancangan, mengingat perubahan ukuran sepersekian milimeter pada area celah koplanar ($g = 1 \text{ mm}$) atau celah isolasi antar-lengan ($Gap = 5 \text{ mm}$) akan memicu pergeseran nilai S_{11} . Substrat FR-4 yang digunakan memiliki ketebalan dielektrik (h) 1,6 mm dan ketebalan konduktor tembaga (t) 0,035 mm, merepresentasikan material standar yang memenuhi kriteria *Size, Weight, and Power* (SWaP) untuk stasiun bumi portabel.

Pencatutan daya direalisasikan dengan menggunakan konektor SMA (*SubMiniature version A*) tipe *edge-mount* female berimpedansi 50Ω . Proses penyolderan diposisikan tepat di pangkal saluran *feedline*. Pin sinyal utama disolder pada konduktor pusat, sementara pin *grounding* disolder mengikat bidang *partial ground plane* koplanar di sisi kiri dan kanan *feedline*, serta pada bagian bawah substrat. Lapisan bawah substrat terintegrasi dengan *partial ground plane* tembaga yang berfungsi memperkuat kopling medan dan menyesuaikan nilai S_{11} pada area pencatutan, sesuai dengan topologi GCPW rancangan.





Gambar 4.13 Realisasi Fisik Antena *Asymmetric Dual-Branch* GCPW

4.4 Setup dan Metode Pengujian

Tahap pengujian purwarupa antenna dilakukan untuk menguji performa perangkat keras fisik dan membandingkannya dengan hasil komputasi perangkat lunak. Mengingat antenna *Asymmetric Dual-Branch* GCPW ini dirancang khusus untuk aplikasi *Ground Station* (Stasiun Bumi) pada ekosistem komunikasi *Direct-to-Satellite* LEO berbasis LoRaWAN, parameter evaluasi dibagi ke dalam pengujian fisik berbasis vektor impedansi dan ekstraksi simulasi untuk parameter gelombang jauh.

4.4.1 Pengukuran Impedansi dan Parameter Hamburan (S-Parameter)

Proses ekstraksi data S_{11} dan VSWR diuji menggunakan instrumen *Vector Network Analyzer* (VNA) MegiQ 0440. Untuk menunjukkan integritas data dan mereduksi rugi-rugi redaman (*attenuation losses*) serta pergeseran fasa yang dihasilkan oleh kabel koaksial alat ukur, prosedur kalibrasi standar OSL (*Open, Short, Load*) diterapkan pada *port* VNA sebelum antenna dihubungkan. Setelah bidang referensi dikalibrasi ke titik nol, *port* antenna yang telah terpasang konektor SMA 50 Ohm dihubungkan langsung ke terminal ukur VNA. Pengukuran ini difokuskan untuk mengevaluasi nilai S_{11} dari arsitektur *Grounded Coplanar Waveguide* (GCPW) pada pita frekuensi kerja 433 MHz dan 920 MHz.



Gambar 4.14 Setup Pengujian Parameter S Menggunakan *Vector Network Analyzer* (VNA) Megiq 0440.

4.4.2 Kondisi Lingkungan Pengujian Fisik

Pengukuran parameter S antena dilakukan pada kondisi lingkungan dalam ruang (*indoor*) di Laboratorium Telekomunikasi Universitas Andalas. Mengingat pengukuran dieksekusi di luar *Anechoic Chamber*, langkah isolasi diterapkan untuk mereduksi efek parasitik dan distorsi pantulan sinyal (*multipath fading*) dari objek konduktif di sekitar area pengujian. Antena diposisikan menggunakan penyangga non-konduktif agar terbebas dari interferensi bidang tanah. *Setup* ini secara teknis merepresentasikan kondisi operasional *ground station* portabel di lapangan dengan memperhitungkan toleransi gangguan lingkungan.



Gambar 4.15 Kondisi Isolasi Antena Dari Interferensi Konduktif Lingkungan Sekitar Pada Saat Pengukuran.

4.4.3 Ekstraksi Parameter Gelombang Jauh (*Far-Field*)

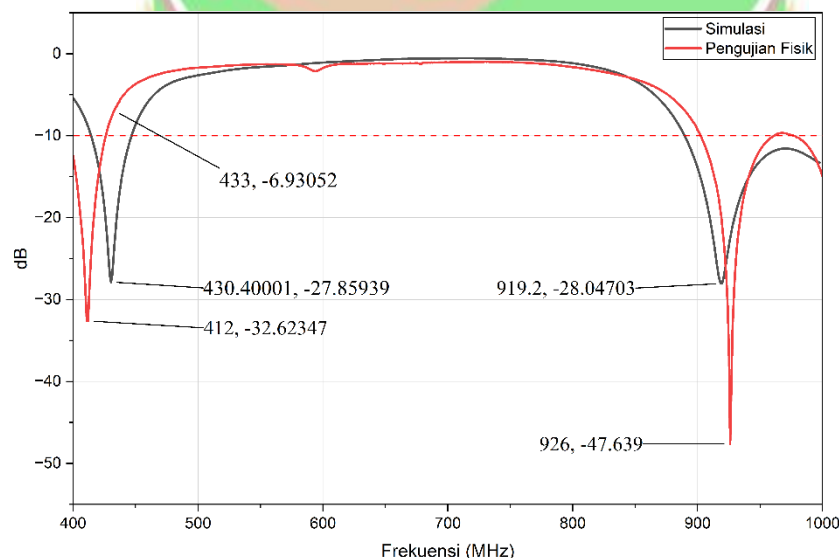
Sesuai dengan batasan masalah penelitian yang telah ditetapkan pada Bab I, evaluasi metrik gelombang jauh yang mencakup Pola Radiasi (*Radiation Pattern*) dan *Realized Gain* tidak dilakukan melalui pengukuran fisik. Hal ini didasarkan pada keterbatasan alat pengujian dan juga ketiadaan *Anechoic Chamber*. Oleh karena itu, analisis performa gelombang jauh dieksekusi secara eksklusif melalui perhitungan matematis perangkat lunak CST Studio Suite. Hasil komputasi gelombang jauh digunakan sebagai estimasi karakteristik pola radiasi dan *realized gain* berdasarkan model elektromagnetik pada CST Studio Suite.

4.5 Hasil Pengukuran dan Analisis

Tahap ini memaparkan evaluasi kinerja antenna purwarupa yang telah difabrikasi. Data hasil pengukuran menggunakan *Vector Network Analyzer* (VNA) dikomparasikan secara langsung dengan data hasil ekstraksi perangkat lunak CST Studio Suite. Analisis difokuskan pada parameter impedansi berupa S_{11} dan VSWR, serta evaluasi medan jauh (pola radiasi dan *gain*),serta *current steering* berdasarkan komputasi numerik.

4.5.1 Analisis S_{11}

Pengujian S_{11} dilakukan untuk mengetahui seberapa besar daya yang dipantulkan kembali ke sumber akibat ketidaksesuaian impedansi saluran. Batas toleransi yang digunakan pada perancangan ini adalah $S_{11} \leq -10$ dB. Perbandingan antara kurva simulasi dan hasil pengukuran fabrikasi disajikan pada Gambar 4.16.



Gambar 4.16 Grafik Perbandingan S_{11} Simulasi Dan Pengukuran Fisik.

Berdasarkan Gambar 4.16, terlihat adanya pergeseran frekuensi resonansi antara hasil komputasi dan pengujian fisik. Pada target pita frekuensi bawah (433 MHz), simulasi menghasilkan lembah resonansi di 430 MHz. Namun pada hasil pengukuran fabrikasi, titik resonansi tersebut bergeser ke kiri menuju 411 MHz dengan nilai S_{11} mencapai -32,5 dB.

Meskipun terjadi pergeseran frekuensi resonansi, lengan kiri antenna secara empiris tetap berhasil membentuk lembah impedansi ($S_{11} \leq -10$ dB). Berdasarkan hasil pengukuran, frekuensi potong atas (f_H) tercatat pada 426 MHz. Sementara itu, frekuensi potong bawah (f_L) tidak teridentifikasi secara spesifik karena batas ambang ukur frekuensi terendah (*lower limit*) dari instrumen MegiQ VNA 0440, yaitu 400 MHz. Dengan demikian, antenna memiliki kisaran *bandwidth* minimal sebesar 26 MHz. Pergeseran keseluruhan *bandwidth* ke area 400–426 MHz inilah yang menempatkan target operasi 433 MHz berada di luar rentang target, sehingga terukur pada nilai -6 dB.

Pergeseran frekuensi pita bawah ini secara teknis disebabkan oleh akumulasi efek parasitik yang tidak terprediksi secara optimal dalam ruang simulasi. Pertama, ketidakstabilan nilai konstanta dielektrik (ϵ_r) pada material substrat FR-4 pabrikan lokal yang umumnya memiliki nilai aktual lebih tinggi dari 4,3 [19], [29]. Peningkatan nilai ϵ_r ini memperlambat perambatan gelombang sehingga menurunkan frekuensi resonansi. Kedua, adanya tambahan kapasitansi parasitik yang bersumber dari volume timah penyolderan konektor SMA pada celah *Grounded Coplanar Waveguide* (GCPW) [18], [29]. Lengan resonator 433 MHz memiliki dimensi fisik vertikal yang panjang sehingga sangat sensitif terhadap pembebanan reaktif tersebut.

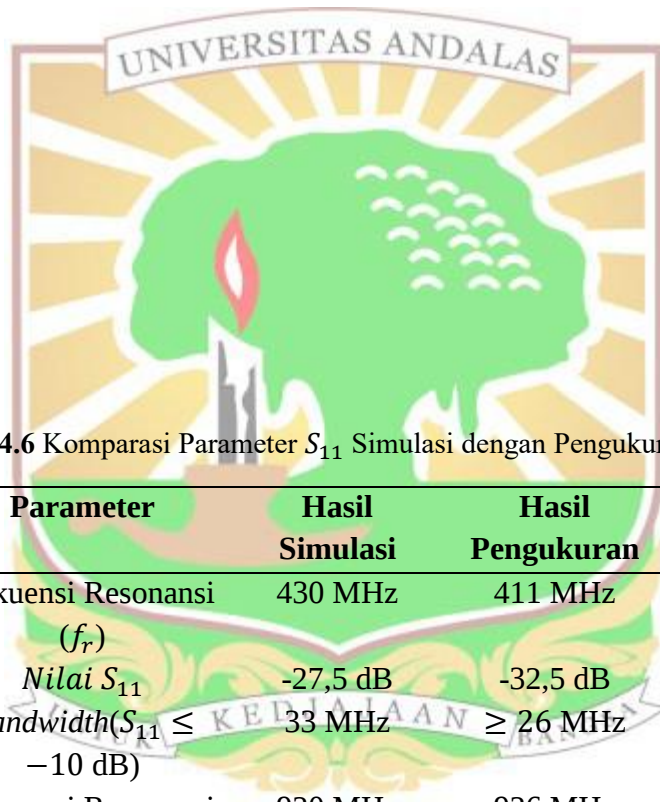
Di sisi lain, pada target pita frekuensi atas (920 MHz), hasil komputasi menunjukkan resonansi di titik 920 MHz. Hasil pengukuran fisik menunjukkan titik resonansi bergeser sedikit ke arah kanan menjadi 926 MHz dengan kedalaman mencapai -47,6 dB. Pergeseran ke frekuensi yang lebih tinggi ini umumnya disebabkan oleh efek *over-etching* larutan kimia saat proses fabrikasi *Printed Circuit Board* (PCB), yang menyebabkan dimensi fisik lengan konduktor 920 MHz tergerus sehingga menyusut dari ukuran desain aslinya.

Berbeda dengan lengan pita bawah, titik operasi pita atas masih berada dalam rentang impedansi yang memenuhi standar operasional. Titik perpotongan batas $S_{11} \leq -10$ dB pada kurva pengukuran terukur pada $f_L = 902$ MHz dan $f_H = 960$ MHz, menghasilkan *bandwidth* sebesar 58 MHz. Mengingat profil LoRaWAN AS923-2 beroperasi pada spektrum 920–923 MHz, lebar pita antenna hasil fabrikasi terbukti mampu mengakomodasi seluruh saluran operasional dengan margin yang sangat lebar. Margin *bandwidth* yang tebal ini menjadi faktor krusial pada aplikasi *ground station* satelit LEO untuk mengompensasi potensi pelebaran atau pergeseran frekuensi akibat efek Doppler.

Untuk memvalidasi tingkat akurasi manufaktur perangkat keras terhadap desain ideal, dilakukan perhitungan deviasi pergeseran frekuensi resonansi. Persentase deviasi (*error*) ini dihitung secara matematis menggunakan persamaan absolut berikut:

$$\text{Error (\%)} = \frac{|f_{\text{simulasi}} - f_{\text{pengukuran}}|}{f_{\text{simulasi}}} \times 100\% \quad (4.1)$$

Berdasarkan formulasi tersebut, komparasi komprehensif metrik impedansi S_{11} antara hasil simulasi komputasi dan pengukuran fisik dirangkum secara detail pada Tabel 4.2.

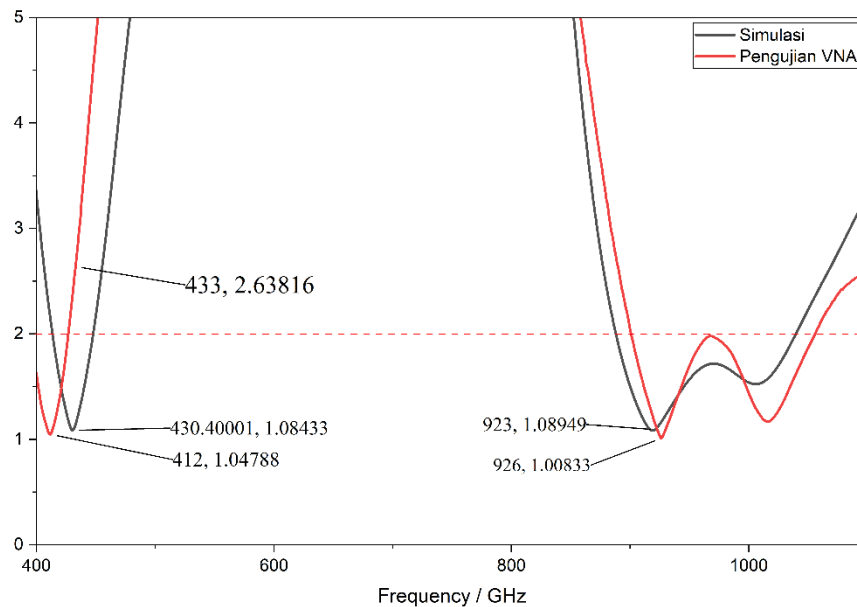


Tabel 4.6 Komparasi Parameter S_{11} Simulasi dengan Pengukuran Fisik

Pita Target	Parameter	Hasil Simulasi	Hasil Pengukuran	Deviasi (Error)
433 MHz	Frekuensi Resonansi (f_r)	430 MHz	411 MHz	4,41%
	Nilai S_{11}	-27,5 dB	-32,5 dB	-
	Bandwidth($S_{11} \leq -10$ dB)	33 MHz	≥ 26 MHz	-
920 MHz	Frekuensi Resonansi (f_r)	920 MHz	926 MHz	0,65%
	Nilai S_{11}	-28,0 dB	-47,6 dB	-
	Bandwidth ($S_{11} \leq -10$ dB)	114 MHz	58 MHz	-

4.5.2 Analisis *Voltage Standing Wave Ratio* (VSWR)

Parameter VSWR dievaluasi untuk mengukur rasio gelombang berdiri akibat daya pantul. Batas maksimum kelayakan operasi VSWR yang diizinkan untuk antenna *ground station* adalah $\leq 2,0$.



Gambar 4.17 Grafik Perbandingan VSWR Simulasi Dan Pengukuran Fisik.

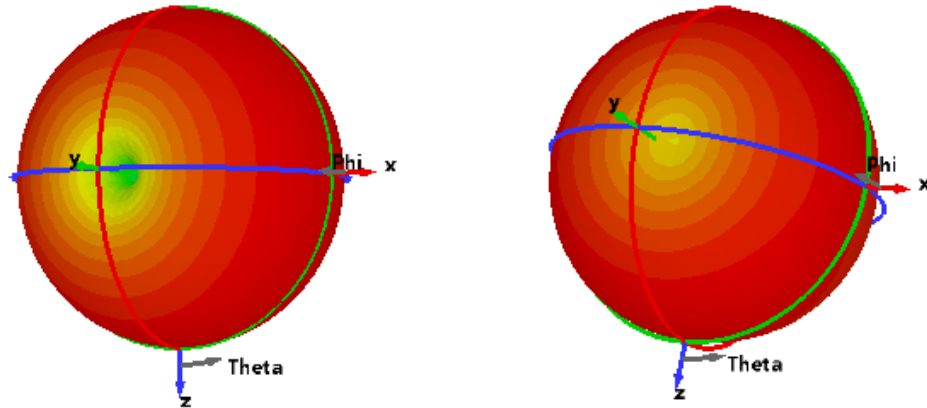
Grafik pada Gambar 4.17 menunjukkan hasil yang berbanding lurus dengan parameter S_{11} . Pada target frekuensi pita atas (920 MHz), nilai VSWR hasil fabrikasi terukur berada pada angka 1,18. Sementara itu, pada titik resonansi aktualnya di 926 MHz, instrumen mencatat nilai VSWR sebesar 1,008. Ini mengindikasikan bahwa struktur pada lengan kanan beroperasi dan menunjukkan tingkat mismatch yang rendah.

Namun pada target pita frekuensi bawah (433 MHz), akibat terjadinya pergeseran resonansi ke 411 MHz (dengan nilai VSWR aktual 1,04), nilai VSWR di frekuensi operasional 433 MHz terdegradasi hingga mencapai angka 2,64. Kondisi yang melampaui batas toleransi operasional $\leq 2,0$ ini mengindikasikan tingginya rasio *standing wave* pada saluran pencatu. Oleh karena itu, antenna kurang direkomendasikan untuk melakukan transmisi berkelanjutan di frekuensi 433 MHz, karena tingginya gelombang berdiri dapat menyebabkan akumulasi beban termal pada perangkat modul LoRa. Meskipun nilai VSWR terdegradasi menjadi 2,64, Pada 433 MHz, nilai VSWR sebesar 2,64 menghasilkan mismatch loss sekitar 0,98 dB. Nilai ini menunjukkan adanya tambahan rugi akibat ketidaksesuaian impedansi. Namun, kelayakan antenna untuk mode penerimaan belum dapat disimpulkan hanya berdasarkan mismatch loss dan sensitivitas penerima, karena diperlukan analisis link budget secara menyeluruh.

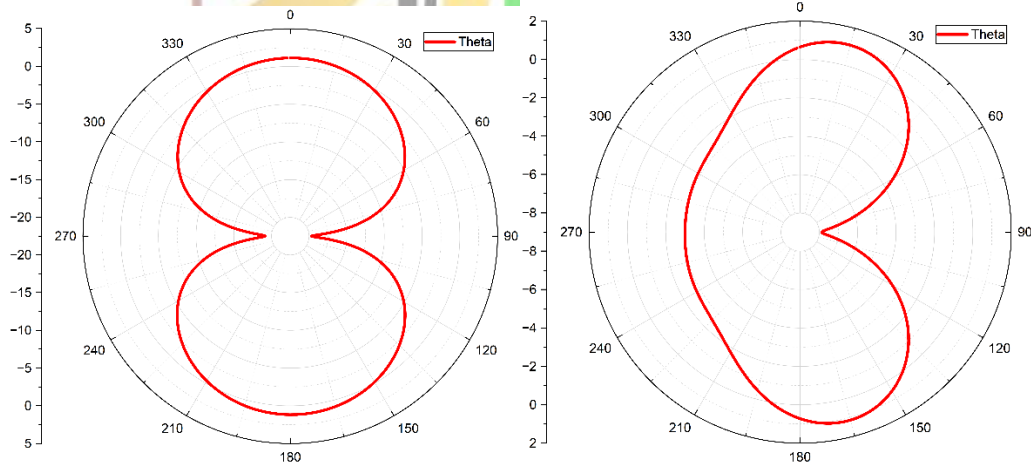
4.5.3 Analisis Medan Jauh (*Far-Field: Radiation Pattern & Gain*)

Sesuai dengan batasan masalah yang telah ditetapkan, parameter *far-field* yang mencakup pola radiasi (*radiation pattern*) dan penguatan (*gain*) didapatkan secara

murni berdasarkan hasil komputasi *Transient Solver* pada perangkat lunak CST Studio Suite. Pendekatan analitik ini digunakan untuk menghindari kesalahan pengukuran akibat keterbatasan alat pengujian berupa *Anechoic Chamber*. Visualisasi pola radiasi dalam bentuk tiga dimensi (3D) dan irisan dua dimensi (2D *Polar Plot*) untuk kedua pita frekuensi operasional disajikan pada Gambar 4.18 dan Gambar 4.19.



Gambar 4.18 Visualisasi 3D Pola Radiasi Antena pada (a) 433 MHz dan (b) 920 MHz.

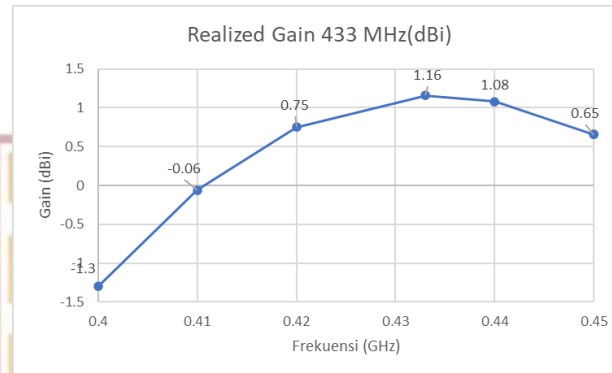


Gambar 4.19 Grafik 2D *Polar Plot* (Irisan *E-plane* dan *H-plane*) pada (a) 433 MHz dan (b) 920 MHz.

Berdasarkan hasil ekstrapolasi medan jauh pada Gambar 4.18 dan Gambar 4.19, antena memancarkan karakteristik pola radiasi yang bersifat *omnidirectional* (menyebar ke segala arah) pada irisan *H-plane* (azimuth) dan membentuk pola angka delapan (*figure-of-eight*) pada irisan *E-plane* (elevasi). Karakteristik pancaran yang

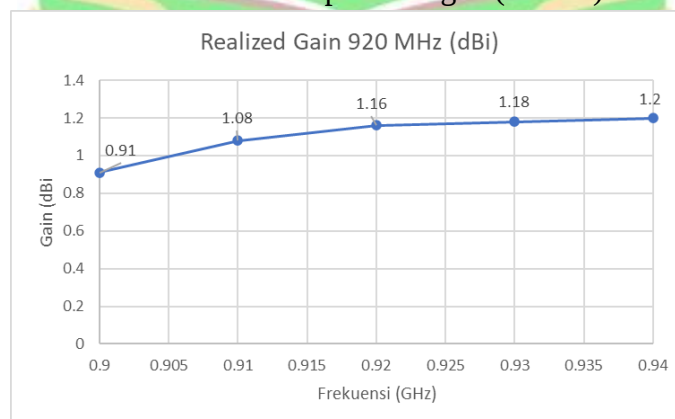
sangat lebar ini merupakan spesifikasi ideal untuk memenuhi kriteria utama aplikasi *ground station* portabel. Dengan nilai *Half-Power Beamwidth* (HPBW) yang lebar, yaitu mencapai $85,9^\circ$ pada 433 MHz dan $82,1^\circ$ pada 920 MHz, perangkat stasiun bumi berpotensi mendukung penerimaan sinyal telemetri satelit LEO dari berbagai sudut. Hal ini secara mekanis tidak membutuhkan integrasi sistem motor pelacak otomatis (*auto-tracker*) yang kompleks dan membebani daya.

Sebagai bagian dari karakterisasi medan jauh berbasis simulasi, realized gain dievaluasi pada frekuensi target 433 MHz dan 920 MHz.



Gambar 4.20 Grafik *Gain* Frekuensi 433 MHz

Berdasarkan grafik *far-field* diskrit pada Gambar 4.20, nilai *realized gain* pada pita bawah menunjukkan hasil resonansi yang baik. Hasil simulasi mencatatkan nilai penguatan maksimum di titik target operasional 433 MHz dengan nilai 1,16 dBi. Meskipun dimensi listrik lengan kiri (L1) diminiaturisasi melalui teknik *meandering* di atas substrat FR-4 yang memiliki *loss tangent* tinggi, antenna ini berhasil mendapatkan *gain* di atas batas minimal perancangan (>1 dBi).



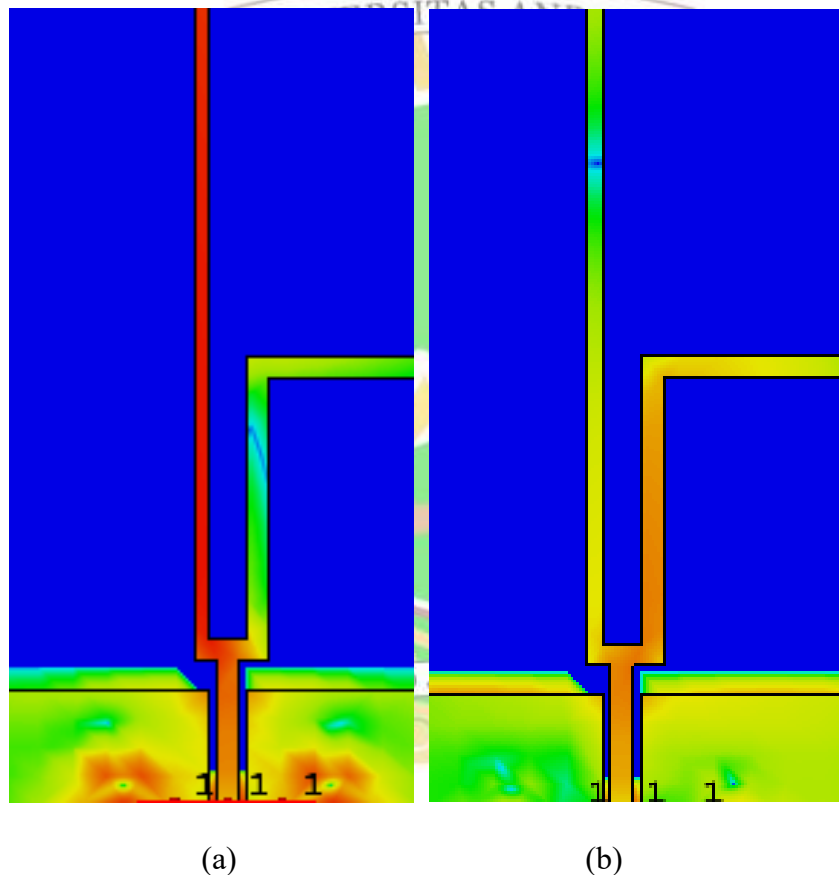
Gambar 4.21 Grafik *Gain* Frekuensi 920 MHz

Pada evaluasi pita atas yang ditunjukkan oleh Gambar 4.21, antenna memancarkan *Realized Gain* sebesar 1,16 dBi tepat di frekuensi 920 MHz. Grafik

memperlihatkan tren pergeseran nilai *peak gain* ke arah frekuensi yang lebih tinggi, di mana nilai terus merambat naik hingga mencapai 1,20 dBi pada 940 MHz. Pergeseran linier ini merupakan akibat dari sensitivitas lengan pendek (L_2) terhadap parameter *parasitic capacitance*, di mana panjang gelombang milimeter sangat reaktif terhadap celah isolasi ruang.

4.5.4 Analisis Distribusi Arus Permukaan (*Surface Current Distribution*)

Evaluasi ini dilakukan untuk menganalisis kecenderungan pemisahan distribusi arus pada masing-masing cabang pada frekuensi yang berbeda. Hasil simulasi kepadatan arus pada frekuensi resonansi 433 MHz dan 920 MHz disajikan pada Gambar 4.22.



Gambar 4.22 Distribusi Arus Permukaan Antena Pada (a) 433 MHz Dan (b) 920 MHz.

Berdasarkan visualisasi pada Gambar 4.22 (a), ketika antena diberikan sinyal pada frekuensi 433 MHz, aliran arus terpusat pada jalur *feedline* dan merambat penuh ke sepanjang lengan kiri (L_1). Pada kondisi ini, lengan kanan (L_2) yang dirancang lebih pendek tidak memenuhi syarat resonansi $\lambda_g/4$ untuk 433 MHz, sehingga menghasilkan

hambatan reaktif yang sangat tinggi dan bertindak layaknya *open circuit*. Akibatnya, arus frekuensi rendah secara alamiah terblokir dari lengan kanan.

Sebaliknya, pada Gambar 4.22 (b), ketika frekuensi eksitasi dinaikkan menjadi 920 MHz, terjadi perpindahan jalur distribusi arus. Kerapatan arus tertinggi kini berpusat murni pada lengan kanan (L_2). Pada frekuensi tinggi ini, lengan kiri (L_1) yang berdimensi panjang menghasilkan reaktansi induktif yang dominan, sehingga memblokir perambatan gelombang 920 MHz.

Fenomena *current steering* ini menjadi indikasi bahwa teknik *Asymmetric Dual-Branch* berhasil memotong jalur distribusi medan elektromagnetik secara terpisah. Mekanisme ini secara efektif mereduksi efek *mutual coupling* antar-frekuensi. Dengan demikian, rekayasa reaktansi maupun kapasitansi parasitik pada satu lengan misalnya modifikasi celah atau tekukan pada lengan 433 MHz dapat dieksekusi tanpa merusak nilai S_{11} dan VSWR pada lengan 920 MHz, menjadikan arsitektur antenna ini cocok untuk dioperasikan pada sistem *transceiver dual-band* stasiun bumi LoRaWAN.

4.6 Analisa Perbandingan Antena Rancangan dengan Penelitian Sebelumnya

Data perbandingan antara antenna rancangan pada tugas akhir ini dengan penelitian sebelumnya yang mengembangkan antenna mikrostrip untuk aplikasi *Internet of Things* (IoT) dan stasiun bumi (*ground station*) disajikan pada Tabel 4.7. Parameter data yang dibandingkan meliputi arsitektur desain antenna, frekuensi kerja, dimensi fisik total, teknik pemisahan frekuensi, serta nilai *gain* antenna. Keseluruhan data dari tugas akhir ini yang dipaparkan pada Tabel 4.7 bersumber dari hasil pengukuran antenna fabrikasi menggunakan *Vector Network Analyzer* (VNA), kecuali untuk nilai *gain* antenna yang menggunakan nilai hasil komputasi simulasi perangkat lunak. Penggunaan data simulasi untuk parameter *gain* ini dilakukan murni karena keterbatasan fasilitas instrumen alat ukur (ketiadaan *anechoic chamber*), sehingga ekstraksi nilai *gain* dari radiasi antenna secara fisis tidak memungkinkan untuk dilakukan.

Tabel 4.7 Data Perbandingan Hasil Antena Rancangan Dengan Penelitian Sebelumnya

Referensi	Aplikasi & Arsitektur	Frekuensi Kerja	Dimensi Total	Teknik Pemisahan Frekuensi	Gain
[15]	LoRa IoT (<i>Slotted Microstrip Patch</i>)	433 MHz & 868 MHz	65 mm × 60 mm	Inseri 4 Celah (<i>Slots</i>) pada <i>Patch</i>	1,7 dBi & 2,56 dBi
[27]	<i>Microwave Sensor</i>	1,61 GHz & 2,52 GHz	12,7 mm × 25 mm	<i>Asymmetric Branch Feedline</i>	-10,38 dBi & -

	(<i>Interdigital Capacitor</i>)				17,02 dBi
[32]	<i>LP-WAN IoT Terminal (Meandered Inverted-F)</i>	433 MHz & 868 MHz	117 mm × 35 mm	<i>Meandering & Komponen Lumped</i>	-3,0 dBi & -0,5 dBi
[14]	<i>LEO IoT Ground Station (Inset-feed Patch)</i>	921 MHz	≈ 100 mm × 100 mm	Tidak Ada (<i>Single-Band</i>)	4,0 dBi
Tugas Akhir Ini	<i>LEO IoT Ground Station (Asymmetric Dual-Branch GCPW)</i>	433 MHz & 920 MHz	220 mm × 100 mm	<i>Current Steering</i>	1,16 dBi & 1,165 dBi

Dari Tabel 4.7, terlihat bahwa antenna *Asymmetric Dual-Branch GCPW* yang dirancang pada tugas akhir ini memiliki parameter performa dan rekayasa dimensi yang mampu bersaing dengan penelitian-penelitian antenna IoT dan stasiun bumi sebelumnya.

Kelebihan utama tugas akhir ini terletak pada fungsionalitas *dual-band* yang bekerja pada dua frekuensi operasional stasiun bumi sekaligus (433 MHz dan 920 MHz) hanya dengan menggunakan satu *port* pencatu daya. Jika dibandingkan dengan penelitian [14] yang dirancang untuk *LEO satellite IoT ground station*, desain antenna membutuhkan dimensi *patch* konvensional yang lebih besar yaitu 97,8 mm × 76,4 mm dan hanya mampu beroperasi pada pita tunggal (*single-band*) 921 MHz. Melalui implementasi teknik percabangan asimetris dan *meandering*, tugas akhir ini mampu memangkas luasan fisik sekaligus mengunci dua frekuensi target.

Jika ditinjau dari arsitektur penalaan, penelitian pada [15] memanfaatkan insersi 4 celah (*slots*) untuk menghasilkan sifat *dual-band*, sedangkan penelitian [32] membutuhkan integrasi komponen pasif tambahan (*lumped components*) untuk menala frekuensi 433 MHz. Tugas akhir ini menawarkan solusi yang lebih sederhana namun kokoh, di mana pemisahan frekuensi dilakukan secara fisik dan spasial melalui mekanisme *current steering*. Berdasarkan Gambar 4.22, distribusi arus pada frekuensi 433 MHz lebih dominan pada lengan kiri, sedangkan pada frekuensi 920 MHz distribusi arus lebih dominan pada lengan kanan. Pola tersebut mengindikasikan kecenderungan pemisahan respons elektromagnetik pada kedua cabang. Hasil ini, bersama dengan analisis parametrik, menunjukkan bahwa perubahan dimensi salah

satu cabang memberikan pengaruh yang lebih dominan terhadap pita frekuensi yang bersesuaian, sehingga interaksi antar-pita relatif kecil [27].

Ditinjau dari parameter penguatan, nilai *realized gain* hasil simulasi pada 433 MHz dan 920 MHz masing-masing sebesar 1,16 dBi dan 1,165 dBi, sehingga keduanya menunjukkan nilai yang berdekatan. Pencapaian nilai *gain* yang bernilai positif pada pita rendah 433 MHz ini tergolong baik untuk arsitektur antenna yang telah mengalami miniaturisasi fisik lewat teknik *meandering* di atas substrat FR-4 *lossy*. Meskipun faktor disipasi substrat memberikan kontribusi kerugian daya yaitu efisiensi radiasi berkisar antara -5,7 dB hingga -6,5 dB, nilai *gain* total dapat dipertahankan. Dalam implementasi praktis jaringan LoRaWAN stasiun bumi satelit LEO, nilai *realized gain* hasil simulasi menunjukkan bahwa antenna masih memberikan penguatan positif pada kedua frekuensi. Namun, implikasinya terhadap keandalan link komunikasi Direct-to-Satellite memerlukan evaluasi link budget yang mencakup seluruh komponen rugi dan gain sistem.

