

Pemodelan dan Analisis Pengaruh Panjang Gelombang Desain terhadap Efisiensi Transfer Daya pada Pembagi Daya Wilkinson Tiga-Arah 3 GHz Berbasis Saluran Mikrostrip Menggunakan MATLAB

Muhammad Anas Shobbarin Syakur¹, Rohim Aminatullah Firdaus², Dzulkifli³, Endah Rahmawati⁴

¹Jurusan Fisika, Fakultas Matematika dan Ilmu Pengetahuan Alam, Universitas Negeri Surabaya

muhammad.22004@mhs.unesa.ac.id

ABSTRAK

Penelitian ini memodelkan dan menganalisis sebuah pembagi daya Wilkinson tiga-arah (3-way) berbasis saluran mikrostrip yang beroperasi pada frekuensi 3 GHz, dikembangkan sepenuhnya pada lingkungan MATLAB tanpa perangkat lunak elektromagnetik komersial. Berbeda dari alur sintesis mikrostrip konvensional yang menetapkan impedansi karakteristik lebih dahulu untuk kemudian menurunkan lebar saluran, aplikasi yang dikaji menempatkan panjang gelombang desain (λ) sebagai variabel utama: lebar saluran masukan disintesis langsung dari λ yang dikehendaki melalui inversi persamaan permitivitas efektif Hammerstad–Jensen, sedangkan lebar dan panjang saluran transformator cabang seperempat-gelombang ditentukan menyusul agar impedansi cabang memenuhi syarat pembagian daya sama rata $Z_{\text{cabang}} = Z_0\sqrt{3}$. Karena geometri fisik saluran dan karenanya impedansi karakteristik serta panjang elektrik yang sesungguhnya terealisasi bergantung penuh pada λ yang dipilih, kesesuaian λ terhadap frekuensi kerja diduga berpengaruh langsung terhadap kualitas pencocokan impedansi dan efisiensi transfer daya ke setiap kanal keluaran. Makalah ini menyajikan kerangka teoretis yang meliputi teori saluran transmisi mikrostrip, prinsip transformator seperempat-gelombang pada pembagi daya Wilkinson N-arah, metode sintesis lebar saluran berbasis panjang gelombang yang menjadi ciri khas aplikasi ini, metode evaluasi parameter-S gelombang penuh (Method of Moments) yang dipadukan dengan visualisasi medan domain-waktu (FDTD), serta definisi metrik efisiensi transfer daya yang digunakan. Hasil simulasi parametrik dan pembahasan pengaruh λ terhadap efisiensi transfer akan disajikan pada tahap penelitian berikutnya.

Keyword : Pembagi Daya Wilkinson; Saluran Mikrostrip; Panjang Gelombang Desain; Efisiensi Transfer Daya; Metode FDTD.

A. Pendahuluan

Kebutuhan sistem komunikasi nirkabel dan radar generasi terbaru terus mendorong pengembangan jaringan distribusi sinyal frekuensi radio (RF) yang mampu membagi daya ke banyak kanal secara seimbang dan berugi rendah, terutama pada jaringan catu daya antena larik (antenna array feed network), penggabung keluaran penguat daya, dan front-end radio frekuensi [1]. Salah satu komponen pasif kunci untuk keperluan tersebut adalah pembagi daya (power divider). Di antara berbagai topologi yang ada (mulai dari pencabangan-T sederhana, pembagi resistif, hingga pembagi branch-line) pembagi daya Wilkinson menonjol karena mampu menyediakan pencocokan impedansi pada seluruh port sekaligus, isolasi yang baik antar port keluaran, dan kehilangan sisipan (insertion loss) yang mendekati ideal untuk pembagian daya sama rata [2],[3].

Prinsip kerja pembagi Wilkinson didasarkan pada transformator seperempat-gelombang: agar N port keluaran yang masing-masing berimpedansi Z_0 dapat digabungkan kembali menjadi satu port masukan berimpedansi Z_0 tanpa pantulan, setiap saluran cabang harus memiliki impedansi karakteristik sebesar $Z_0\sqrt{N}$. Realisasi fisik impedansi tersebut pada saluran mikrostrip sepenuhnya ditentukan oleh geometri penampang saluran (lebar konduktor W , tinggi substrat h , dan permitivitas relatif substrat ϵ_r) melalui persamaan kuasi-statis Hammerstad–Jensen [3],[4].

Pada aplikasi MATLAB App Designer yang dikaji dalam penelitian ini, alur sintesis geometri yang digunakan berbeda dari pendekatan konvensional tersebut. Bukan impedansi yang ditetapkan lebih dahulu untuk kemudian menurunkan lebar saluran, melainkan panjang gelombang desain λ pada saluran masukan yang ditetapkan langsung sebagai variabel utama perancangan. Lebar saluran masukan W kemudian diperoleh dengan menginversi persamaan permitivitas efektif kuasi-TEM Hammerstad agar guided wavelength saluran tersebut tepat sama dengan λ yang dikehendaki pada frekuensi kerja $f_0 = 3$ GHz, sedangkan lebar saluran cabang dicari menyusul agar impedansinya memenuhi syarat $Z_0\sqrt{3}$ untuk pembagian tiga-arah.

Konsekuensi dari pendekatan ini penting untuk dicermati: karena W diturunkan dari λ dan bukan dari target impedansi sistem Z_0 , impedansi karakteristik saluran masukan yang sesungguhnya terbentuk berpotensi berbeda dari impedansi rujukan sistem yang dipakai pada port simulasi, sehingga dapat memunculkan pantulan masukan (S_{11}) yang bergantung pada λ . Pada saat yang sama, panjang fisik transformator cabang seperempat-gelombang dan segmen keluaran juga ditentukan langsung dari λ , sehingga turut memengaruhi kecocokan fasa pada frekuensi kerja. Dengan demikian λ memegang peran ganda (menentukan geometri sekaligus panjang elektrik saluran) yang

menjadikannya parameter yang berpotensi paling menentukan efisiensi transfer daya pada pembagi ini, dibandingkan parameter desain lain seperti ϵ_r , h , atau $\tan\delta$ yang lebih umum dibahas dalam literatur pembagi daya konvensional [5]. Meskipun berbagai kajian pembagi daya Wilkinson telah banyak difokuskan pada peningkatan lebar pita, penekanan harmonisa, dan miniaturisasi ukuran fisik, kajian yang secara khusus menelusuri bagaimana pemilihan panjang gelombang desain memengaruhi efisiensi transfer daya pada implementasi tiga-arah yang mengaitkan langsung λ dengan sintesis lebar saluran seperti pada aplikasi ini masih terbatas. Evaluasi kinerja pembagi dilakukan melalui simulasi parameter-S gelombang penuh berbasis Method of Moments [6] yang dipadukan dengan visualisasi medan domain-waktu menggunakan skema Finite Difference Time Domain (FDTD) dua-dimensi [7], mengikuti kerangka numerik yang sejak diperkenalkan oleh Yee telah banyak dikembangkan untuk pemodelan struktur gelombang mikro [8], seluruhnya diimplementasikan dalam MATLAB tanpa perangkat lunak elektromagnetik komersial.

Penelitian ini menganalisis pengaruh panjang gelombang desain (λ) terhadap efisiensi transfer daya pada pembagi daya Wilkinson tiga-arah 3 GHz yang disintesis mengikuti pendekatan di atas, dengan ϵ_r , h , $\tan\delta$, jarak pisah cabang (sep), dan impedansi sistem Z_0 dijaga tetap sementara λ divariasikan sebagai

parameter bebas utama. Evaluasi dilakukan melalui parameter-S gelombang penuh untuk memperoleh S_{21} , S_{31} , S_{41} (transmisi ke tiap kanal keluaran) dan S_{11} (pantulan masukan) pada rentang frekuensi di sekitar 3 GHz, dilengkapi visualisasi medan domain-waktu sebagai pemeriksaan kualitatif terhadap pola rambatan daya. Kajian ini dibatasi pada simulasi berbasis MATLAB tanpa perangkat lunak elektromagnetik komersial dan tidak mencakup realisasi fabrikasi fisik.

B. Metode Penelitian

Sebagaimana pembagi daya berbasis saluran mikrostrip pada umumnya, seluruh perhitungan geometri pada aplikasi ini bertumpu pada teori saluran transmisi (transmission line theory). Gelombang tegangan (V) dan arus (I) sepanjang sumbu saluran z memenuhi persamaan Telegrapher untuk saluran tanpa rugi

$$\frac{\partial V(z, t)}{\partial z} = -L \frac{\partial I(z, t)}{\partial t} \quad (1)$$

$$\frac{\partial I(z, t)}{\partial z} = -C \frac{\partial V(z, t)}{\partial t} \quad (2)$$

dengan L adalah induktansi dan C kapasitansi per satuan panjang. Dengan mengasumsikan solusi harmonik-waktu $e^{j\omega t}$, persamaan (1)–(2) digabungkan menjadi persamaan gelombang untuk V dan I yang menghasilkan konstanta propagasi β dan impedansi karakteristik Z_0 :

$$\beta = \omega\sqrt{LC} = \frac{2\pi f}{v_p} \quad (3)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (4)$$

Persamaan (3) menunjukkan bahwa β berbanding lurus dengan frekuensi f dan berbanding terbalik dengan kecepatan fasa v_p , sedangkan persamaan (4) menunjukkan Z_0 hanya bergantung pada nisbah L/C . Untuk saluran mikrostrip, L dan C diturunkan dari geometri penampang (lebar W , tinggi substrat h) dan permitivitas relatif substrat ϵ_r , bukan dari pengukuran langsung. Mengikuti pendekatan kuasi-statis Hammerstad–Jensen [4], permitivitas efektif ϵ_{reff} dan impedansi karakteristik Z_0 dirumuskan sebagai:

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \times \left[1 + \frac{12h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (5)$$

dengan syarat $W/h \geq 1$, dan

$$Z_0 = 120\pi / \left\{ \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}} \times \left[\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{W}{h}\right) + 1.444 \right] \right\} \quad (6)$$

, for $W/h \geq 1$

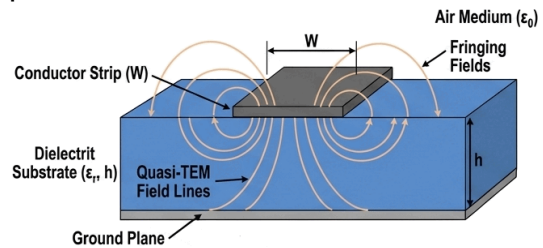
sedangkan untuk $W/h < 1$,

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \times \ln \left[\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right] \quad (7)$$

, for $W/h < 1$

Kedua bentuk persamaan (6)–(7) diimplementasikan sekaligus pada aplikasi yang dikaji, sehingga perhitungan impedansi karakteristik tetap valid baik untuk saluran masukan yang relatif lebar maupun saluran cabang yang mungkin lebih sempit. Struktur penampang saluran mikrostrip yang menjadi dasar seluruh perhitungan geometri tersebut ditunjukkan pada Gambar 1: sebuah jalur konduktor tembaga selebar W di atas substrat dielektrik setebal h dan

permitivitas ϵ_r , dengan bidang tanah (ground plane) menutupi seluruh permukaan bawah substrat.



Gambar 1. Struktur penampang saluran transmisi microstrip

Prinsip pembagian daya N-arah sama rata pada pembagi Wilkinson mensyaratkan agar setiap saluran cabang yang menghubungkan port masukan berimpedansi Z_0 dengan N port keluaran yang masing-masing juga berimpedansi Z_0 bertindak sebagai transformator seperempat-gelombang dengan impedansi karakteristik [2]:

$$Z_{\text{cabang}} = Z_0 \sqrt{N} \quad (8)$$

Untuk pembagi tiga-arah ($N = 3$) yang dikaji di sini, persamaan (8) memberikan $Z_{\text{cabang}} = Z_0 \sqrt{3}$, sebagaimana diimplementasikan langsung pada kode aplikasi ($p.Z_{\text{branch}} = p.Z_0 \times \sqrt{3}$). Pada kondisi ideal, setiap kanal keluaran menerima daya sebesar:

$$P_{\text{keluaran},i} = \frac{P_{\text{masuk}}}{N} \quad (9)$$

atau dalam desibel, untuk pembagian tiga-arah:

$$Efisiensi\ ideal\ (dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{N} \right) \quad (10)$$

yakni sekitar $-4,77$ dB pada setiap kanal keluaran bila seluruh daya masukan terdistribusi sama rata tanpa rugi maupun pantulan nilai acuan inilah yang digunakan sebagai target

dalam pemeriksaan keseimbangan (balance) hasil simulasi.

Ciri khas aplikasi yang dikaji terletak pada cara lebar saluran masukan disintesis. Alih-alih menetapkan Z₀ lebih dahulu untuk menurunkan W melalui persamaan (6)–(7), aplikasi ini menetapkan panjang gelombang tersalur (guided wavelength) λ_g pada saluran masukan sebagai variabel bebas utama. Hubungan λ_g dengan permitivitas efektif dan frekuensi kerja mengikuti:

$$\lambda_g = \frac{v_p}{f_0} = \frac{c}{f_0 \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (11)$$

Dengan menetapkan λ_g sama dengan panjang gelombang desain λ yang dipilih pengguna pada $f_0 = 3$ GHz, persamaan (11) dapat disusun ulang untuk memperoleh permitivitas efektif yang disyaratkan pada saluran masukan:

$$\epsilon_{reff,masukan} = \left(\frac{c}{f_0 \lambda_g} \right)^2 \quad (12)$$

Nilai $\epsilon_{reff,masukan}$ pada persamaan (12) selanjutnya disubstitusikan ke persamaan (5) yang diinversi secara aljabar untuk memperoleh nisbah lebar-terhadap-tinggi W/h saluran masukan:

$$A = \frac{\epsilon_r - 1}{2(\epsilon_{reff,masukan} - \frac{\epsilon_r + 1}{2})} \quad (13)$$

$$u = \frac{12}{A^2 - 1}, \quad W = u \cdot h \quad (14)$$

Agar solusi di atas bermakna secara fisis, aplikasi menerapkan dua syarat validitas yang mengikuti langsung batasan aljabar dan batasan praktis fabrikasi: permitivitas efektif yang disyaratkan harus memenuhi $1 < \epsilon_{reff,masukan} < \epsilon_r$, dan lebar saluran yang dihasilkan harus berada pada

rentang $0,1 \text{ mm} \leq W \leq 10 \text{ mm}$; di luar rentang tersebut, panjang gelombang λ yang dipilih tidak memiliki realisasi fisik yang valid pada substrat dan frekuensi kerja yang ditetapkan sebuah batasan yang menjadi relevan ketika λ divariasikan pada rentang lebar dalam penelitian tahap berikutnya.

Setelah lebar saluran masukan W diperoleh, lebar saluran cabang W_{branch} dicari secara numerik agar impedansinya memenuhi Z_{cabang} pada persamaan (8). Pencarian dimulai dari nisbah W/h saluran masukan sebagai tebakan awal, kemudian diperbarui secara iteratif berdasarkan selisih antara impedansi yang dihitung ulang melalui persamaan (6)–(7) dan target Z_{cabang}, hingga konvergen dalam toleransi 0,01 Ω :

$$\left(\frac{W}{h} \right)_{k+1} = \left(\frac{W}{h} \right)_k \times [1 + 0.01 \cdot \text{sgn}(Z_k - Z_{cabang})] \quad (15)$$

dengan $\text{sgn}(\cdot)$ menyatakan fungsi tanda yang menentukan arah penyesuaian lebar pada setiap iterasi. Setelah W dan W_{branch} diperoleh, permitivitas efektif masing-masing segmen dihitung ulang melalui persamaan (5) dengan nisbah W/h yang bersesuaian, sehingga panjang gelombang tersalur tiap segmen menjadi:

$$\lambda_{g,x} = \frac{c}{f_0 \sqrt{\epsilon_{reff,x}}} \quad (16)$$

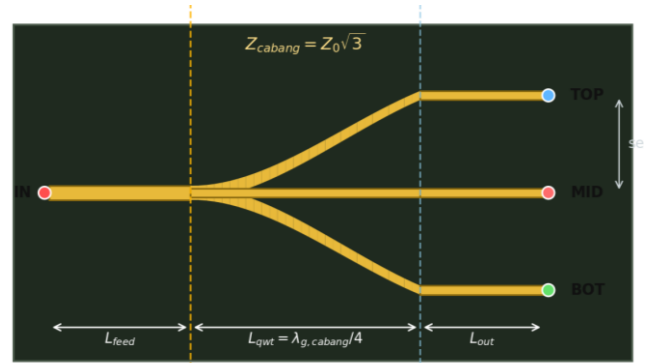
dengan x menyatakan segmen masukan atau cabang. Panjang fisik setiap bagian saluran kemudian ditentukan sebagai:

$$L_{feed} = \frac{\lambda_{g,masukan}}{8}$$

$$L_{qwt} = \frac{\lambda_{g,cabang}}{4}$$

$$L_{out} = \frac{\lambda_{g,cabang}}{8} \quad (17)$$

L_{qwt} pada persamaan (17) merupakan panjang transformator seperempat-gelombang inti yang bertanggung jawab langsung atas transformasi impedansi dari Z_0 ke Z_{cabang} , sehingga secara langsung berbanding lurus dengan λ dan menjadikannya dimensi yang paling sensitif terhadap kecocokan fasa pada frekuensi kerja 3 GHz. Susunan geometris pembagi daya yang dihasilkan dari keseluruhan proses sintesis di atas diilustrasikan pada Gambar 2: saluran masukan sepanjang L_{feed} dengan lebar W terhubung pada satu titik pencabangan menuju tiga transformator seperempat-gelombang selebar W_{branch} yang mengarah ke kanal atas (TOP), tengah (MID), dan bawah (BOT); masing-masing diakhiri segmen penyesuai sepanjang L_{out} sebelum mencapai port keluaran, dengan kanal atas dan bawah dipisahkan secara vertikal sejauh s_0 dari saluran tengah yang lurus.



Gambar 2. Skema tata letak pembagi daya Wilkinson tiga-arah hasil sintesis simulasi

Geometri yang telah disintesis selanjutnya diterjemahkan menjadi lapisan konduktor papan sirkuit (lapisan atas berupa pola pembagi daya dan lapisan bawah berupa bidang tanah penuh) di atas substrat FR4 dengan permitivitas ϵ_r , tebal h , dan rugi tangen $\tan\delta$ yang ditetapkan pengguna, serta ketebalan konduktor tembaga tetap sebesar 35 μm . Struktur ini disimulasikan menggunakan metode gelombang penuh berbasis Method of Moments [6] pada rentang frekuensi di sekitar f_0 ($\pm 50\%$), menghasilkan matriks parameter-S empat-port yang memuat S_{11} (pantulan masukan) serta S_{21} , S_{31} , S_{41} (transmisi ke kanal TOP, MID, dan BOT).

Efisiensi transfer daya ke setiap kanal keluaran i dinyatakan sebagai persentase daya relatif terhadap total daya yang teramati pada port simulasi, yaitu jumlah daya transmisi ke ketiga kanal keluaran ditambah daya yang terpantul kembali ke port masukan:

$$P_i(\%) = \frac{(|S_{i1}|^2)}{(|S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 + |S_{41}|^2 + |S_{11}|^2)} \times 100\% \quad (18)$$

Definisi pada persamaan (18) memungkinkan efisiensi transfer setiap kanal dibandingkan langsung terhadap target ideal 33,3% (persamaan (10)) tanpa terpengaruh oleh normalisasi daya masukan absolut.

Sebagai pelengkap kualitatif terhadap simulasi parameter-S gelombang penuh, aplikasi ini juga menyediakan visualisasi rambatan medan pada domain waktu melalui skema FDTD dua-dimensi [7] yang mengikuti kerangka numerik Yee [8]. Peta permitivitas efektif ditetapkan pada wilayah yang bersesuaian dengan jejak konduktor hasil sintesis geometri, sedangkan eksitasi berupa pulsa sinusoidal termodulasi Gaussian disuntikkan pada saluran masukan:

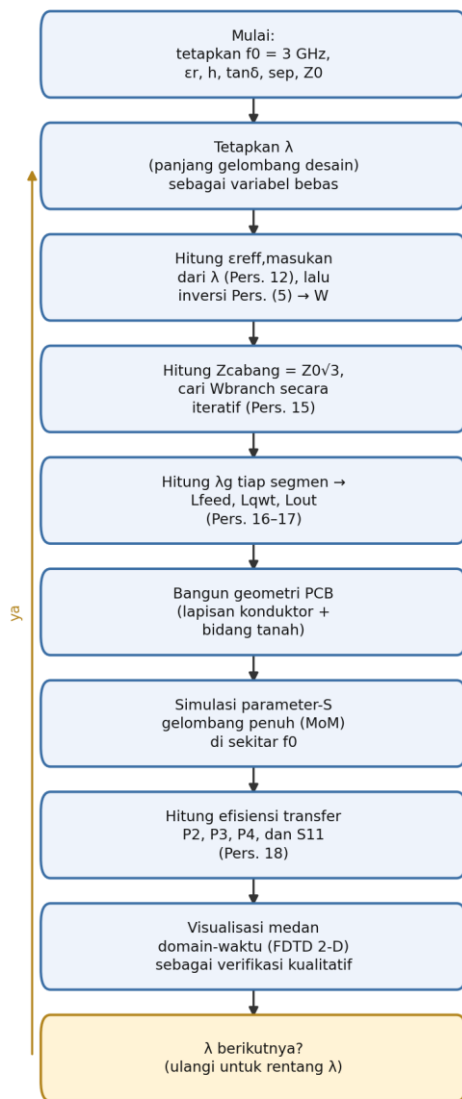
$$S(t) = \sin(2\pi f_0 t) \cdot \exp\left[-\frac{(t - t_c)^2}{2\sigma^2}\right] \quad (19)$$

dengan f_0 frekuensi kerja, t_c waktu puncak pulsa, dan σ lebar temporal pulsa. Agar simulasi tetap stabil secara numerik, langkah waktu Δt dipilih memenuhi syarat kestabilan Courant–Friedrichs–Lewy (CFL) [8] terhadap ukuran sel spasial Δx :

$$\Delta t \leq 0.95 \cdot \frac{\Delta x}{c\sqrt{2\varepsilon_{\text{reff},\text{cabang}}}} \quad (20)$$

dengan c kecepatan cahaya di ruang hampa dan faktor 0,95 sebagai margin keamanan numerik. Visualisasi ini tidak menggantikan hasil parameter-S gelombang penuh, tetapi memberikan pemeriksaan kualitatif terhadap pola rambatan daya di sepanjang struktur yang disintesis.

Prosedur lengkap desain dan simulasi yang diuraikan di atas dirangkum pada Gambar 3. Pada tahap penelitian berikutnya, prosedur ini akan dijalankan secara parametrik: panjang gelombang desain λ divariasikan pada rentang 40–80 mm, sementara $\varepsilon_r = 4,4$ (FR4), $h = 1,6$ mm, $\tan\delta = 0,02$, $\text{sep} = 5$ mm, dan $Z_0 = 50 \Omega$ dijaga tetap. Untuk setiap nilai λ , lebar dan panjang saluran yang bersesuaian dihitung ulang, disimulasikan secara gelombang penuh, dan efisiensi transfer P2, P3, P4 beserta S11 dicatat sebagai fungsi dari λ guna mengidentifikasi rentang panjang gelombang yang memberikan efisiensi transfer maksimum dan paling seimbang di antara ketiga kanal keluaran.



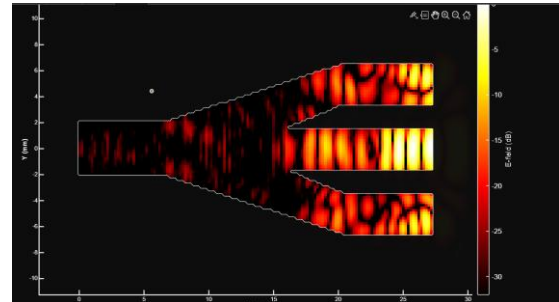
Gambar 3. Diagram alir prosedur desain dan simulasi

C. Hasil Penelitian dan Diskusi Penelitian

Tabel 1. Hasil Variasi Lambda terhadap transfer efisiensi pada simulasi di MATLAB

No	Lambda (mm)	W (mm)	Transfer Efisiensi (%) (Top – Bottom)
1	52	9.947	32,1
2	53	6.502	28,9

3	54	4.263	24,5
4	55	2.745	20,0
5	56	1.696	15,9
6	57	0.974	13,1
7	58	0.491	10,1
8	59	0.191	7,4



Gambar 4. Hasil FDTD Wikilson 3-kanal dari simulasi

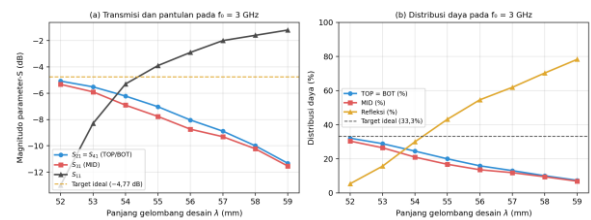
Tabel 1 di atas merangkum lebar saluran masukan W hasil sintesis serta efisiensi transfer daya ke kanal TOP dan BOT (yang bernilai sama karena simetri geometris rancangan) pada $f_0 = 3$ GHz untuk kedelapan nilai λ yang diuji, dibaca dari hasil simulasi parameter-S dan distribusi daya gelombang penuh sebagaimana diuraikan pada Bagian 2. Terlihat bahwa W menyusut tajam seiring bertambahnya λ (dari 9,947 mm pada $\lambda = 52$ mm menjadi hanya 0,191 mm pada $\lambda = 59$ mm) sebagai konsekuensi langsung dari inversi Persamaan (5) dan (12)–(14), sementara efisiensi transfer ke TOP/BOT menurun secara monoton dari 32,1% menjadi hanya 7,4% pada rentang yang sama. Untuk melengkapi gambaran ini, Tabel 2 menyajikan besaran pendukung yang tidak tercakup pada Tabel 1, yaitu magnitudo parameter-S ($S_{21} = S_{41}$, S_{31} , dan S_{11}) serta rincian distribusi daya ke kanal MID dan fraksi daya

yang terpantul, untuk kedelapan nilai λ yang sama.

Tabel 2. Parameter-S dan rincian distribusi daya (MID dan refleksi) pada $f_0 = 3$ GHz untuk $\lambda = 52\text{--}59$ mm

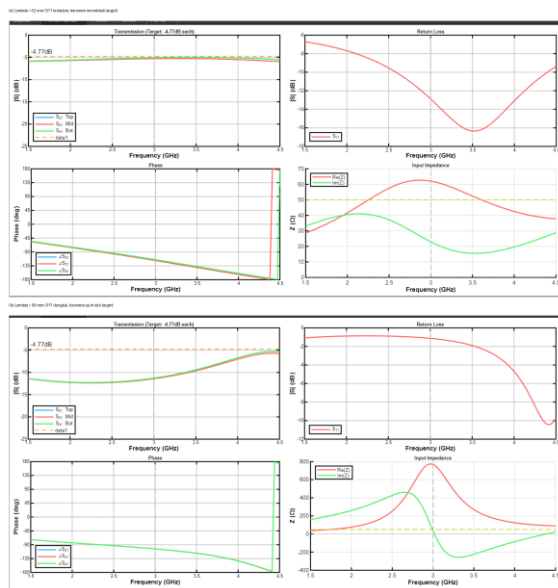
λ (m m)	S21 =S4 1 (dB)	S31 (dB)	S11 (dB)	MID (%)	Refle ksi (%)
52	-5,1	-5,3	-13,0	30,4	5,4
53	-5,5	-5,9	-8,3	26,5	15,7
54	-6,2	-6,9	-5,3	21,0	30,0
55	-7,0	-7,8	-3,9	16,8	43,2
56	-8,0	-8,7	-2,9	13,6	54,6
57	-8,9	-9,3	-2,0	11,9	61,9
58	-10,0	-10,2	-1,6	9,5	70,3
59	-11,3	-11,5	-1,2	6,9	78,3

Tabel 2 memperlihatkan tren yang sangat konsisten dan monoton di seluruh rentang λ yang diuji: baik transmisi ke kanal MID (S31) maupun ke kanal TOP dan BOT yang simetris ($S_{21} = S_{41}$) semakin menjauh dari target ideal $-4,77$ dB seiring bertambahnya λ , dari sekitar -5 dB pada $\lambda = 52$ mm menjadi sekitar $-11,5$ dB pada $\lambda = 59$ mm. Pola yang sama juga terlihat pada pantulan masukan S11, yang memburuk secara tajam dari $-13,0$ dB pada $\lambda = 52$ mm menjadi hanya $-1,2$ dB pada $\lambda = 59$ mm mendekati pantulan total. Sejalan dengan itu, fraksi daya yang terpantul kembali ke port masukan melonjak dari hanya 5,4% pada $\lambda = 52$ mm menjadi 78,3% pada $\lambda = 59$ mm. Kedua tren ini divisualisasikan pada Gambar 5.



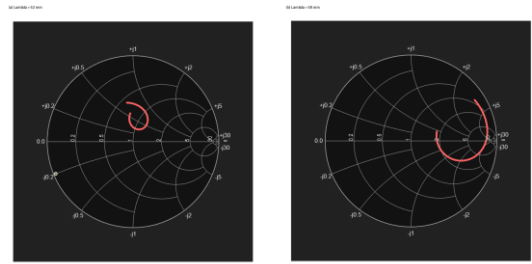
Gambar 5. Pengaruh panjang gelombang desain λ terhadap (a) magnitudo parameter-S dan (b) distribusi daya pada $f_0 = 3$ GHz

Temuan ini konsisten dengan kerangka teoretis pada Bagian 2: karena lebar saluran masukan W disintesis langsung dari λ melalui inversi Persamaan (5) dan (12)–(14) bukan dari target impedansi sistem Z_0 impedansi karakteristik yang sesungguhnya terbentuk pada saluran masukan hanya akan mendekati 50Ω untuk nilai λ tertentu. Semakin λ menjauh dari nilai tersebut, semakin besar pula penyimpangan impedansi masukan dari 50Ω , yang secara langsung termanifestasi sebagai pantulan S11 yang lebih dalam. Perbandingan langsung antara kasus terbaik ($\lambda = 52$ mm) dan kasus terburuk ($\lambda = 59$ mm) yang diuji ditunjukkan pada Gambar 6.



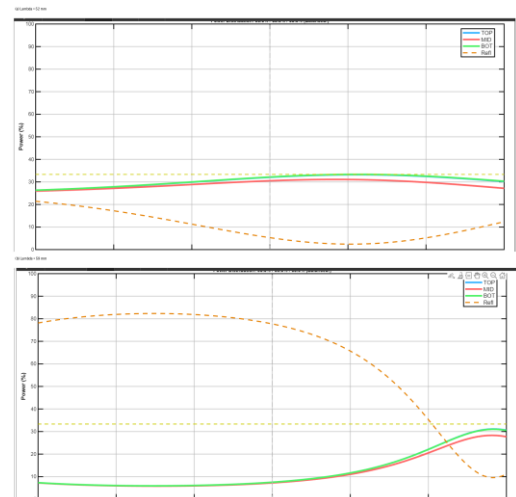
Gambar 6. Perbandingan parameter-S dan impedansi masukan pada (a) $\lambda = 52$ mm dan (b) $\lambda = 59$ mm

Panel impedansi masukan pada Gambar 6 memperjelas mekanisme di atas: pada $\lambda = 52$ mm, $\text{Re}(Z)$ di sekitar f_0 berada pada rentang yang moderat (sekitar 30–63 Ω) di sekitar garis acuan 50 Ω , sedangkan pada $\lambda = 59$ mm, $\text{Re}(Z)$ melonjak hingga mendekati 750 Ω dengan $\text{Im}(Z)$ berayun dari sekitar +450 Ω hingga -350 Ω penyimpangan impedansi yang jauh lebih ekstrem. Perbedaan ini juga tervisualisasi pada diagram Smith kedua kasus (Gambar 7): lintasan S11 pada $\lambda = 52$ mm membentuk lingkaran kecil yang tetap berada di dekat pusat diagram (dekat 50 Ω), sedangkan pada $\lambda = 59$ mm lintasannya membesar dan bergeser jauh ke arah tepi diagram, menandakan mismatch yang jauh lebih besar di sepanjang pita frekuensi yang disimulasikan.



Gambar 7. Perbandingan lintasan S11 pada diagram Smith untuk (a) $\lambda = 52$ mm dan (b) $\lambda = 59$ mm

Perbandingan distribusi daya kedua kasus tersebut pada Gambar 8 juga menegaskan pola yang sama: pada $\lambda = 52$ mm, kurva TOP/BOT dan MID berada tepat di sekitar garis target 33,3% dengan kurva refleksi yang rendah di seluruh pita, sedangkan pada $\lambda = 59$ mm kurva refleksi mendominasi hampir di seluruh pita frekuensi yang disimulasikan dan kurva daya keluaran baru mendekati target di ujung atas pita jauh dari frekuensi kerja $f_0 = 3$ GHz yang dituju.



Gambar 8. Perbandingan distribusi daya pada (a) $\lambda = 52$ mm dan (b) $\lambda = 59$ mm

Menariknya, jika ditinjau dari sisi keseimbangan (balance) relatif antar ketiga kanal keluaran (yaitu selisih dB

antara S31 (MID) dan S21/S41 (TOP/BOT)) nilainya tetap berada di bawah 0,75 dB di seluruh rentang λ yang diuji, dengan selisih terkecil justru pada kedua ujung rentang (0,25 dB pada $\lambda = 52$ mm dan 0,21 dB pada $\lambda = 59$ mm) dan selisih terbesar di sekitar $\lambda = 55$ mm (0,74 dB). Hal ini mengindikasikan bahwa λ terutama memengaruhi seberapa besar total daya yang berhasil disalurkan keluar dari port masukan (melalui pencocokan impedansi), bukan proporsi pembagian daya di antara ketiga kanal ketika daya tersebut memang tersalurkan ketiga cabang tetap terbagi hampir sama rata berkat simetri geometris rancangan, terlepas dari seberapa baik pencocokan impedansi masukan tercapai. Visualisasi medan domain-waktu pada Gambar 4 melengkapi pengamatan kuantitatif di atas secara kualitatif: pola pita terang-gelap yang tampak di sepanjang saluran mengindikasikan keberadaan gelombang berdiri (standing wave) akibat pantulan yang tidak nol pada saluran masukan, sebagaimana diperkirakan oleh mekanisme S11 yang dibahas di atas, dan konsisten dengan skema FDTD dua-dimensi yang diuraikan pada Persamaan (19)–(20).

Sensitivitas efisiensi transfer terhadap parameter geometris hasil sintesis semacam ini sejalan dengan sejumlah kajian terkini mengenai pembagi daya Wilkinson berbasis mikrostrip, yang secara umum juga melaporkan adanya trade-off antara dimensi fisik saluran, lebar pita operasi, dan

kedalaman pencocokan impedansi yang dapat dicapai baik pada varian dua-arah dengan penekanan harmonisa maupun miniaturisasi ukuran [9]–[12],[15],[16],[19],[24], pada varian filtering power divider dengan selektivitas frekuensi tinggi [10],[13], maupun pada varian tiga-arah dan multi-arah yang menghadapi trade-off serupa antara ukuran, isolasi antar-port, dan lebar pita [17],[20],[21]. Optimasi berbasis algoritma metaheuristik juga mulai diterapkan untuk menavigasi trade-off tersebut secara sistematis [23],[24]. Hal ini memperkuat argumen bahwa panjang gelombang desain yang pada aplikasi ini secara langsung menentukan geometri saluran merupakan parameter yang wajar untuk mendapat perhatian eksplisit dalam alur desain, sebanding dengan perhatian yang biasa diberikan pada pemilihan substrat maupun teknik miniaturisasi pada literatur pembagi daya untuk aplikasi jaringan catu antenna larik dan sistem front-end nirkabel generasi terbaru [14],[22].

D. Kesimpulan

Penelitian ini memodelkan dan menganalisis pengaruh panjang gelombang desain (λ) terhadap efisiensi transfer daya pada pembagi daya Wilkinson tiga-arah 3 GHz berbasis saluran mikrostrip, dengan λ sebagai variabel sintesis utama yang secara langsung menentukan lebar dan panjang saluran melalui inversi persamaan Hammerstad–Jensen, sementara ϵ_r , h , $\tan\delta$, sep , dan Z_0 dijaga tetap.

Hasil simulasi parametrik pada delapan nilai λ antara 52–59 mm menunjukkan bahwa λ berpengaruh besar dan monoton terhadap efisiensi transfer maupun pencocokan impedansi masukan. Kinerja terbaik pada rentang yang diuji diperoleh pada $\lambda = 52$ mm, dengan $S_{11} \approx -13,0$ dB dan efisiensi transfer 32,1% (TOP/BOT) serta 30,4% (MID) mendekati target ideal 33,3%. Sebaliknya, kinerja terburuk diperoleh pada $\lambda = 59$ mm, dengan S_{11} memburuk menjadi $\approx -1,2$ dB dan efisiensi transfer merosot menjadi hanya 7,4% (TOP/BOT) dan 6,9% (MID), sementara 78,3% daya masukan terpantul kembali.

Keseimbangan relatif antara ketiga kanal keluaran tetap terjaga baik (selisih $< 0,75$ dB) di seluruh rentang λ yang diuji, menunjukkan bahwa λ terutama memengaruhi total daya yang berhasil disalurkan keluar dari port masukan melalui mekanisme pencocokan impedansi, bukan proporsi pembagian daya di antara ketiga kanal keluaran itu sendiri.

Karena tren monoton yang teramati belum menunjukkan titik balik hingga batas bawah rentang pengujian, penelitian lanjutan disarankan untuk memperluas sapuan parametrik λ ke nilai di bawah 52 mm dan di atas 59 mm (mencakup rentang penuh 40–80 mm yang didukung aplikasi) dengan resolusi yang lebih halus di sekitar kandidat titik optimum, guna memastikan nilai λ yang benar-benar meminimalkan pantulan masukan pada kombinasi substrat dan frekuensi kerja ini. Validasi lebih lanjut melalui pengukuran prototipe fisik

atau solver elektromagnetik independen, serta penambahan resistor isolasi antar-port (topologi Wilkinson konvensional) yang belum diimplementasikan pada versi aplikasi saat ini, juga disarankan sebagai kelanjutan penelitian ini.

DAFTAR PUSTAKA

- [[1] C A Balanis 2016 *Antenna Theory: Analysis and Design* 4th ed (Hoboken, NJ: Wiley)
- [[2] E J Wilkinson 1960 IRE *Trans. Microwave Theory Tech.* MTT-8(1) 116-118
- [[3] D M Pozar 2011 *Microwave Engineering* 4th ed (Hoboken, NJ: Wiley)
- [[4] E Hammerstad and O Jensen 1980 in 1980 IEEE MTT-S *Int. Microwave Symp. Dig.* 407-409
- [[5] K C Gupta, R Garg and I Bahl 2013 *Microstrip Lines and Slotlines* 3rd ed (Boston: Artech House)
- [[6] R F Harrington 1968 *Field Computation by Moment Methods* (New York: Macmillan)
- [[7] A Taflov and S C Hagness 2005 *Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method* 3rd ed (Boston: Artech House)
- [[8] K S Yee 1966 IEEE *Trans. Antennas Propag.* 14(3) 302-307
- [[9] Y Wang, X Y Zhang, F X Liu and J C Lee 2017 IEEE *Microwave and Wireless Components Letters* 27(10) 888-890
- [[10] K Song, S Hu, F Zhang, Y Zhu and Y Fan 2017 *Microelectronics Journal* 69 73-76
- [[11] M Kumar, S N Islam, S K Parui and S Das 2018 *Progress In*

- Electromagnetics Research C* 85 25-34
- [12] M T Chen and C W Tang 2018 *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 28(7) 570-572
- [13] C Zhu and J Zhang 2019 *IEEE Access* 7 55329-55335
- [14] E Balti and B K Johnson 2019 arXiv:1901.05254
- [15] S Lotfi, S Roshani and S Roshani 2020 *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences* 28(6) 3126-3136
- [16] Ö Kasar 2020 *Journal of Electrical Engineering* 71(6) 419-422
- [17] S Saleh et al 2020 *Jordanian Journal of Computers and Information Technology* 6(3) 291-302
- [18] M B Jamshidi, S Roshani, J Talla, S Roshani and Z Peroutka 2021 *Scientific Reports* 11 7773
- [19] F Khajeh-Khalili, M A Honarvar and B S Virdee 2021 *IETE Journal of Research* 67(2) 227-234
- [20] G Chaturvedi and G Anand 2021 *Proc. 2021 Int. Conf. Communication Information and Computing Technology (ICCICT)* 1-4
- [21] A O Nwajana, G K Ijamaru, K L-M Ang, J K P Seng and K S K Yeo 2021 *Electronics* 10 617
- [22] G Moloudian, S Soltani, S Bahrani, J L Buckley, B O'Flynn and A Lalbakhsh 2023 *Scientific Reports* 13 4246
- [23] M A Saeed and A O Nwajana 2024 arXiv:2405.17616
- [24] M Mohammadi, G Karimi and H Ghitasy Sarabi 2024 *Scientific Reports* 14 17637