

FILTER *BANDPASS* JEPIT RAMBUT DILIPAT BERSTRUKTUR PENTANAHAN TERUSAK *ARROWHEAD* PADA FREKUENSI 3,1 GHZ – 3,5 GHZ

Ahmad Ikhyari

Jurusan Teknik Elektro, Politeknik Negeri Bandung
Email: ahmad.ikhyari@polban.ac.id

Corresponding Author : Ahmad Ikhyari

Jurusan Teknik Elektro, Politeknik Negeri Bandung
Email: ahmad.ikhyari@polban.ac.id

Abstrak – Sistem komunikasi nirkabel membutuhkan filter *bandpass* yang padu dan efisien untuk memilah sinyal pada frekuensi tertentu. Penelitian ini bertujuan merancang dan merealisasikan filter *folded hairpin bandpass* dengan struktur pentanahan terusak (DGS) berbentuk mata panah (*arrowhead*) yang berfungsi pada frekuensi 3,1–3,5 GHz untuk aplikasi radar pita S-band. Filter dirancang menggunakan substrat FR4 dengan konstanta dielektrik 4,3 dan dikembangkan melalui simulasi perangkat lunak. Rugi-rugi sisipan, rugi-rugi balik, dan lebar pita frekuensi hasil simulasi, secara berturut-turut adalah 4,081 dB, 35,742 dB, dan 459 MHz. Namun, filter yang direalisasikan mengalami pergeseran frekuensi tengah dari hasil simulasi menjadi 3,470 GHz, dengan rugi-rugi sisipan 6,894 dB dan rugi-rugi balik 6,894 dB, yang disebabkan oleh toleransi fabrikasi dan variasi karakteristik substrat. Penambahan *arrowhead-DGS*, pada ranah simulasi, meningkatkan nilai rugi-rugi sisipan dan rugi-rugi balik, meskipun pengaruhnya kurang signifikan dalam realisasi. Temuan ini menunjukkan potensi penggunaan substrat FR4 untuk filter frekuensi tinggi dengan optimasi lebih lanjut pada desain dan proses produksi.

Kata-kata kunci: DGS; FR4; *folded hairpin*; filter *bandpass*.

Abstract – Wireless communication systems require a compact and efficient bandpass filter to filter signals at specific frequencies. This study aims to design and realize a folded hairpin bandpass filter with an arrowhead-shaped broken ground structure (DGS) that functions at a frequency of 3.1–3.5 GHz for S-band radar applications. The filter was designed using an FR4 substrate with a dielectric constant of 4.3 and developed through software simulation. The insertion loss, return loss, and frequency bandwidth of the simulated results were 4.081 dB, 35.742 dB, and 459 MHz, respectively. However, the realized filter experienced a shift in center frequency from the simulation results to 3.470 GHz, with an insertion loss of 6.894 dB and a return loss of 6.894 dB, which was caused by fabrication tolerances and variations in substrate characteristics. The addition of arrowhead-DGS, in the simulation domain, increases the insertion and return losses, although the effect is less significant in the realization. These findings demonstrate the potential use of FR4 substrates for high-frequency filters with further optimization of the design and production process.

Keywords: DGS; FR4; *folded hairpin*; bandpass filter.

I. PENDAHULUAN

Udara, relung yang seringkali dianggap sebagai ruang hampa, pun merupakan kanal informasi yang meruah, sehingga pengembangan sistem komunikasi nirkabel beserta komponen-komponennya masih dibutuhkan. Perkembangan teknologi hingga saat ini menghasilkan berbagai macam teknik penyaluran informasi, termasuk transmisi sinyal, dalam bentuk yang semakin beragam.

Filter atau penapis gelombang adalah salah satu komponen penting pada sistem telekomunikasi,

disamping antenna, kabel tembaga, dan kabel serat optik. Filter berfungsi untuk meloloskan sebagian gelombang terbimbing saluran transmisi dan menapiskan bagian yang lain dari gelombang tersebut, sesuai dengan rancangan yang dituju [1]. Secara umum, filter dan komponen filter dapat dimodelkan sebagai rangkaian kutub empat atau *two-port network* [2].

Penggunaan struktur mikrostrip untuk komponen frekuensi radio dan gelombang mikro dikembangkan [3], sejak Descahmps dan Sichak mengembangkan struktur mikrostrip peradiasi [4]. Munson lalu mengembangkan struktur mikrostrip dengan susunan berulang (*array*)

yang dipasang pada struktur melingkar beraturan (konformal), seperti misil, roket, dan pesawat terbang, sebagai antena yang dioperasikan pada pita X-band [5]. Sejumlah analisis medan elektromagnetik dan efisiensi-direktivitas pada struktur mikrostrip dilakukan untuk optimasi kinerja rancangan mikrostrip [6]-[9]. Optimasi tersebut di antaranya meliputi pengaruh struktur bidang pentanahan (*ground plane*) terhadap keselarasan (*matching*) antara impedansi jalur pencatutan (*feedline*) struktur mikrostrip dengan impedansi kabel pencatutan, juga terhadap frekuensi resonansi atau frekuensi kerja [10]. Pada struktur mikrostrip berbahan fleksibel, sebagaimana yang dikaji oleh Vauzia dan Kirana terkait penerapan antena, tekukan mempengaruhi parameter-parameter penting seperti pita frekuensi kerja (*bandwidth*) antena dan rugi-rugi balik (*return loss*) [11].

Penelitian Aristarkhov et. al. fokus pada desain dan analisis filter *bandpass* yang menggunakan teknologi mikrostrip dengan struktur jepit rambut (*hairpin*) yang dilipat (*folded*). Teknologi mikrostrip dengan struktur *folded hairpin* memungkinkan realisasi filter dengan ukuran padu-padat dan selektivitas frekuensi memadai [12]. Penelitian oleh Sahar et. al. mengkaji desain filter *bandpass* berbasis struktur *hairpin* untuk aplikasi 5G, dengan menekankan pada keunggulan kepadatan desain dan efisiensi kinerja. Meski difokuskan untuk aplikasi 5G, rancangan tersebut memberikan wawasan yang berharga tentang bagaimana teknik tersebut dapat diterapkan untuk aplikasi radar cuaca yang memerlukan filter yang ringkas dengan performa baik [13].

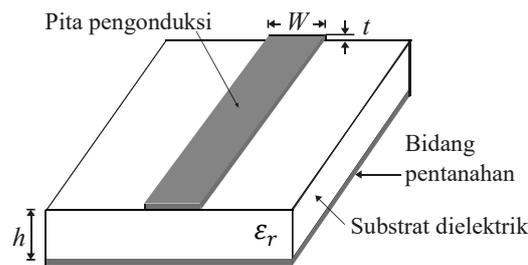
Di sisi lain, penggunaan struktur bidang pentanahan terusak (DGS) pada struktur mikrostrip secara umum masih dikaji lebih lanjut, baik dalam konteks pemodelan susunan elemen tergabung (*lumped element*) ekuivalen [14], optimasi sensitivitas [15], maupun pengukuran kinerja antena DGS MIMO [16]. Secara komparatif, studi yang dilakukan Khade et. al. menunjukkan perbedaan titik/rentang frekuensi kerja antena mikrostrip slot antara dengan struktur DGS dan tanpa DGS [17].

II. TINJAUAN PUSTAKA

Sejumlah bahasan terkait penelitian filter mikrostrip *hairpin* dengan DGS akan diuraikan.

A. Filter Mikrostrip

Dalam pemrosesan sinyal, filter dan pemfilteran, berturut-turut, adalah perangkat dan proses yang menghilangkan beberapa komponen atau fitur yang tidak diinginkan dari sinyal [1]. Pada implementasi yang sederhana, respon filter terhadap frekuensi diperoleh dari tegangan ujung-ujung salah satu komponen pada rangkaian susunan, baik seri, paralel, maupun kombinasi keduanya, dari sejumlah resistor dan induktor dan/atau kapasitor, dengan sumber arus bolak-balik (AC), sehingga analisis dilakukan terhadap persamaan diferensial yang disarikan dari model rangkaian [18].



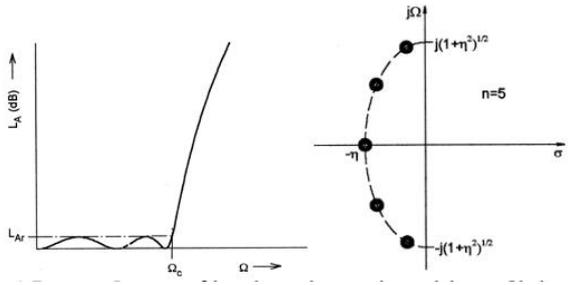
Gbr. 1 Struktur mikrostrip secara umum [2]

Mikrostrip, sebagaimana yang diilustrasikan pada Gambar 1, terdiri atas tampalan (*patch*) logam yang sangat tipis bila dibandingkan dengan panjang gelombang yang bekerja pada ruang hampa. *Patch* tersebut diletakkan, dari bidang pentanahan, sejauh jarak h yang jauh lebih kecil dari panjang gelombang operasional utama λ_0 , biasanya $0,003\lambda_0 \leq h \leq 0,05\lambda_0$. *Patch* dan bidang pentanahan dipisahkan oleh substrat dielektrik. Sejumlah bahan/material yang biasa dan dapat dipakai sebagai substrat dalam perancangan struktur mikrostrip memiliki konstanta dielektrik dalam rentang $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$. Substrat dengan ϵ_r rendah digunakan dengan pertimbangan efisiensi yang tinggi, pita frekuensi yang lebar, meski dengan ukuran elemen yang relatif besar. Substrat dengan ϵ_r tinggi mampu mengikat medan-medan yang bekerja, sehingga meminimalisasi radiasi dan transfer daya yang tidak diinginkan, dan berimplikasi pada ukuran elemen yang cenderung kecil, namun efisiensi kinerja rendah dan pita frekuensi kerja sempit [19].

Seringkali filter mikrostrip diistilahkan dengan filter *patch*. Pada satu sisi substrat dielektrik, dicetak elemen peradiasi dan pita pencatu daya. Bentuk-bentuk sederhana, sebagai dasar analisis struktur *patch* yang lebih rumit, lumrah digunakan karena mudahnya analisis dan fabrikasi, serta rendahnya radiasi polarisasi-silang (*cross-polarization*) [19]. Pemodelan rangkaian komponen diskret terhadap struktur-struktur mikrostrip telah dilakukan dan diulas [20].

B. Respon Chebyshev

Pendekatan Chebyshev mempertimbangkan fleksibilitas dalam spesifikasi, di mana pada daerah lolos (*passband*), redaman tidak harus mencapai nol, melainkan dapat memiliki nilai tertentu, seperti 0,01 dB, 0,1 dB, atau nilai lainnya. Hal ini menyebabkan karakteristik filter Chebyshev menimbulkan riak (*ripple*) di daerah lolos dan meningkat secara monoton di daerah tolak (*stopband*). Gambar 2 mengilustrasikan respon redaman untuk filter dengan fungsi respon Chebyshev, yang sepenuhnya memiliki penyelesaian *poles* atau *all-pole* [2].



Gbr. 2 Respon filter *lowpass* dan lokasi *poles* pada bidang $(\sigma, j\Omega)$ untuk pendekatan Chebyshev [2]

Kuadrat amplitudo fungsi transfer filter Chebyshev berbentuk

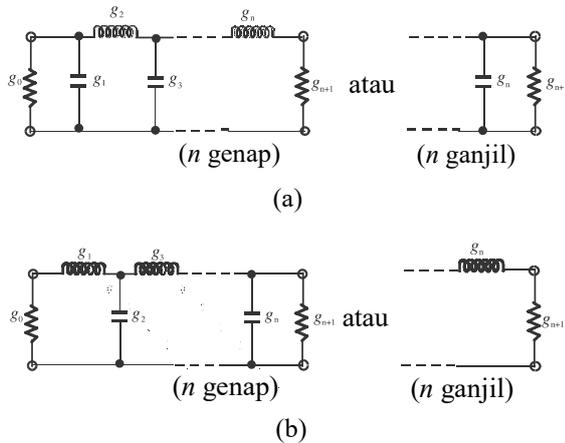
$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 T_n^2(\Omega)} \quad (1)$$

dengan konstanta riak ϵ sebagai fungsi riak *passband* L_{Ar} dalam desibel yang berelasi

$$\epsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1} \quad (2)$$

dengan $T_n(\Omega)$ sebagai fungsi Chebyshev jenis pertama orde n yang didefinisikan sebagai

$$T_n(\Omega) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1} \Omega), & |\Omega| \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1} \Omega), & |\Omega| \geq 1 \end{cases} \quad (3)$$



Gbr. 3 Filter purwarupa *lowpass* untuk filter *all-pole* dengan (a) struktur rangkaian tangga (*ladder*) dan (b) versi *dual*-nya [2], [21]

Pada tataran implementasi filter *all-poles*, Gambar 3 menunjukkan dua bentuk, salah satu rangkaian adalah substitusi (*dual*) dari rangkaian yang lain, mungkin/dapat disusun dari prototipe filter *lowpass* tersebut. Patut diperhatikan, bahwa nilai g_i untuk $i = 1$ sampai n merepresentasikan induktansi induktor seri atau kapasitansi kapasitor parallel (*shunt*); maka, n sendiri juga menunjukkan jumlah elemen reaktif. Jika g_1 adalah kapasitansi *shunt* atau induktansi seri, maka g_0 ditetapkan sebagai resistansi sumber atau konduktansi sumber. Begitu pun, jika g_n adalah kapasitansi *shunt* atau induktansi seri, maka g_{n+1} menjadi resistansi beban atau konduktansi beban.

Untuk lowpass Chebyshev dengan fungsi transfer Persamaan 1, dengan riak passband L_{Ar} dB dan frekuensi *cuttoff* $\Omega_c = 1$ rad/s, nilai-nilai elemen untuk rangkaian kutub empat yang ditunjukkan pada Gambar 4 dapat dihitung [2] dengan rumus:

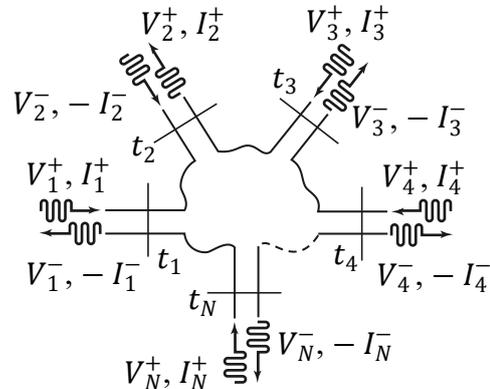
$$g_i = \begin{cases} 1,0, & i=0 \\ \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right), & i=1 \\ \frac{4 \sin\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right] \sin\left[\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right]}{g_{i-1}(\gamma^2 + \sin^2\left[\frac{(i-1)\pi}{n}\right])}, & i=2,3,\dots,n \\ 1,0, & i=n+1, n \text{ ganjil} \\ \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right), & i=n+1, n \text{ genap} \end{cases} \quad (4)$$

dengan

$$\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right) \\ \beta = \ln\left[\coth\left(\frac{L_{Ar}}{17,37}\right)\right]$$

C. Parameter Hamburan

Parameter hamburan memberikan deskripsi lengkap dari jaringan dari sudut pandang *port*-nya, tepatnya hubungan antara gelombang tegangan datang pada *port* terdefinisi dengan yang dipantulkan dari *port* terdefinisi. Untuk beberapa komponen dan rangkaian, parameter hamburan dapat dihitung menggunakan teknik analisis rangkaian. Selain itu, parameter hamburan dapat juga diukur secara langsung dengan penganalisis rangkaian vektor atau *vector network analyzer*. Setelah parameter hamburan rangkaian diketahui, konversi ke parameter matriks lain dapat dilakukan, jika dibutuhkan [22].



Gbr. 4 Rangkaian gelombang mikro dengan N port [22]

Rangkaian N -port diilustrasikan di Gambar 4, dengan V_n^+ sebagai amplitudo tegangan gelombang yang datang pada *port* n dan V_n^- amplitudo tegangan gelombang yang dipantulkan dari *port* n . Matriks hamburan $[S]$ ditetapkan sebagai relasi matematis, sebagaimana yang dinyatakan pada Persamaan (5), antara gelombang datang dengan gelombang pantul [22].

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2N} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ S_{M1} & S_{M2} & \dots & S_{MN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix}$$

$$[V^-] = [S][V^+] \quad (5)$$

Elemen tunggal pada matriks hamburan tersebut ditentukan sebagai

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0 \text{ untuk } k \neq j} \quad (6)$$

D. Rugi-rugi Balik

Return loss atau rugi-rugi balik adalah ukuran seberapa banyak sinyal yang dipantulkan kembali akibat ketidakcocokan antara impedansi beban dan sumber. Secara umum, *return loss* diukur dalam desibel [2] dan dinyatakan sebagai

$$L_R = 20 \log_{10} |S_{nn}|, \quad n = 1, 2$$

$$L_R = 20 \log_{10} |\Gamma| \quad (7)$$

dengan Γ sebagai koefisien pantul, yakni perbandingan tegangan pantul terhadap yang datang, dengan rumusan terkait impedansi karakteristik saluran (Z_0) dan beban (Z_L) sebagai

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (8)$$

Berdasarkan persamaan tersebut, kondisi ideal terjadi saat *return loss* bernilai minus tak berhingga (infinitif).

E. Rugi-rugi Sisipan

Insertion loss atau rugi-rugi sisipan adalah ukuran hilangnya daya yang terjadi saat sinyal melewati suatu rangkaian atau filter. Ini terjadi karena adanya komponen atau sambungan antara sumber sinyal dan beban yang menyebabkan sebagian daya sinyal hilang dalam proses transmisi. Dalam praktiknya, bahan dielektrik tidak pernah sempurna, sehingga akan selalu ada sebagian energi yang hilang. Secara umum, *insertion loss* diukur dalam desibel dan dinyatakan [2] sebagai

$$L_A = -20 \log_{10} |S_{mn}|, \quad m, n = 1, 2 \quad (m \neq n)$$

Untuk rangkaian yang simetris ($S_{12} = S_{21}$ dan $S_{11} = S_{22}$) dan tanpa rugi-rugi atau *lossless* ($|S_{21}|^2 + |S_{11}|^2 = 1$ dan $|S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 = 1$), persamaan *insertion loss* dapat diolah menjadi Persamaan 9.

$$L_A = -20 \log_{10} \left(\sqrt{1 - |S_{11}|^2} \right)$$

$$L_A = 20 \log_{10} \left(\frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \right)^{\frac{1}{2}}$$

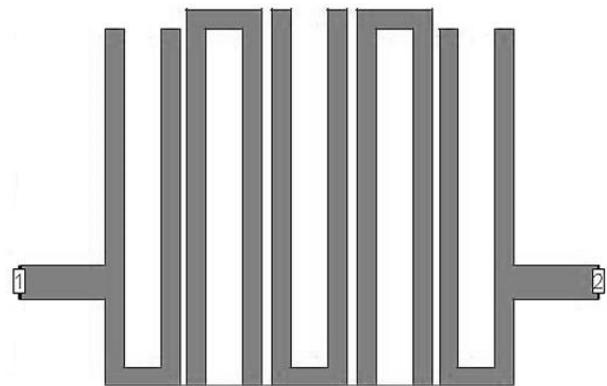
$$L_A = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{1 - |\Gamma|^2} \right) \quad (9)$$

Nilai rugi-rugi sisipan yang lebih rendah menunjukkan rangkaian yang lebih efisien karena lebih sedikit sinyal yang hilang. Sebaliknya, nilai rugi-rugi sisipan yang besar biasanya disebabkan oleh ketidakcocokan impedansi (*mismatch*) atau karakteristik bahan yang menyerap banyak energi.

F. Resonator

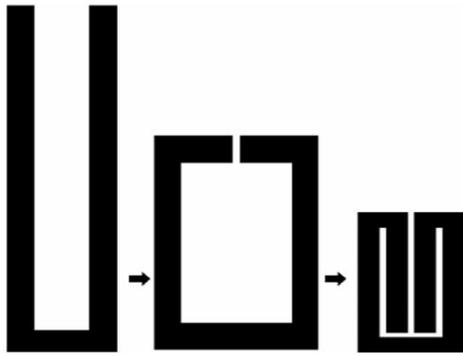
Pada frekuensi rendah, resonator dapat dirancang menggunakan induktor dan kapasitor (L dan C), yang dipasang dalam satu rangkaian, sebagai elemen diskret atau *lumped* yang beresonansi pada frekuensi $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$. Namun, pada frekuensi menengah hingga tinggi, elemen *lumped* menjadi tidak akurat karena ukuran fisik komponen mendekati panjang gelombang sinyal. Oleh karena itu, digunakan resonator terdistribusi seperti resonator $\lambda/4$ dan $\lambda/2$, menyesuaikan dengan panjang gelombang pandu λ/g dari sinyal yang ingin disaring [2].

Salah satu bentuk resonator terdistribusi yang umum digunakan adalah resonator berbentuk jepit rambut atau *hairpin*, yaitu resonator $\lambda/2$ yang dilipat, sehingga lebih padat, ringkas secara ukuran, sebagaimana yang divisualisasikan pada Gambar 5. Resonator pada filter beresonansi berdasarkan prinsip resonansi $\lambda/2$ (setengah panjang gelombang). Saat sinyal masuk ke struktur resonator (yang bentuknya seperti U pada *hairpin*), sinyal akan membangkitkan medan listrik dan medan magnet di sepanjang konduktor. Pada frekuensi tertentu, panjang resonator akan sebanding dengan setengah panjang gelombang sinyal tersebut, dan pada saat itu, akan terjadi kondisi resonansi, yaitu sinyal akan beresilasi di dalam resonator dengan kuat. Akibatnya, hanya sinyal pada frekuensi itu yang bisa lewat dengan efisien, sementara sinyal lain akan dilemahkan.



Gbr. 5 Struktur *hairpin* pada filter mikrostrip [23]

Selanjutnya, publikasi oleh Das dan Chatterjee mencakup bahasan perancangan struktur jepit rambut yang dilipat (*folded hairpin-line*) dua kali ke arah dalam untuk mencapai ukuran yang lebih kecil [24], seperti yang diilustrasikan pada Gambar 6. Kajian tersebut menunjukkan geseran harmonisa ke frekuensi yang lebih tinggi, dibandingkan dengan struktur yang tidak ditekuk.



Gbr. 6 Mekanisme pelipatan jalur *hairpin* konvensional [24]

III. METODOLOGI

Rentang *passband* pada filter dirancang pada frekuensi 3100 MHz sebagai batas bawah dan 3500 MHz sebagai batas atas, sehingga didapatkan *bandwidth* sebesar 400 MHz. Riak daerah pita lolos (*passband*) maksimum dirancang sebesar $L_{Ar} = 0,1$ dB dan atenuasi daerah *stopband* minimum dirancang sebesar $L_{As} = 30$ dB. Substrat FR4 dengan ketebalan 1,6 mm dan konektor *SubMiniature version A* (SMA) digunakan untuk realisasi rancangan filter tersebut. Rampung fabrikasi, diberikan *casing* aluminium pejal pada filter, lalu dilakukan analisis sebagai bahan untuk hasil dan pembahasan.

Simulasi dilakukan menggunakan perangkat lunak sebagai desain awal. Sejumlah variabel ukuran pada desain awal dihitung.

A. Perhitungan Dimensi Filter

Nilai aproksimal untuk nisbah $\frac{W}{h}$ pada struktur yang diilustrikan pada Gambar 1, sebagai fungsi terhadap impedansi karakteristik tembaga pada titik ujung substrat Z_0 dan terhadap permitivitas relatif ϵ_r disintesis oleh Hammerstad [25]. Untuk $\frac{W}{h} \geq 2$, maka lebar resonator yang dirancang (W) adalah.

$$W = \frac{2}{\pi} h \left\{ (B - 1) - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} [\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r}] \right\} \tag{10}$$

dengan

$$B = \frac{\pi \eta_0}{2Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{\pi(120\pi)}{2Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{60\pi^2}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}}$$

Perancangan dimensi panjang resonator mempertimbangkan kinerja mode TEM semu (kuasi-TEM), dengan, pada kondisi, permitivitas relatif efektif [26]

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{w}}} \right) \tag{11}$$

dengan panjang gelombang terbimbing (*guided wavelength*) yang diberikan [2] sebagai

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} = \frac{3 \times 10^8}{f \sqrt{\epsilon_{re}}} \tag{12a}$$

dengan penyesuaian satuan panjang gelombang terbimbing dalam milimeter dan frekuensi dalam gigahertz menjadi [2]

$$\lambda_g \text{ (mm)} = \frac{3 \times 10^8 \times 10^3}{f \text{ (GHz)} \times 10^9 \times \sqrt{\epsilon_{re}}}$$

$$\lambda_g \text{ (mm)} = \frac{300}{f \text{ (GHz)} \sqrt{\epsilon_{re}}} \tag{12b}$$

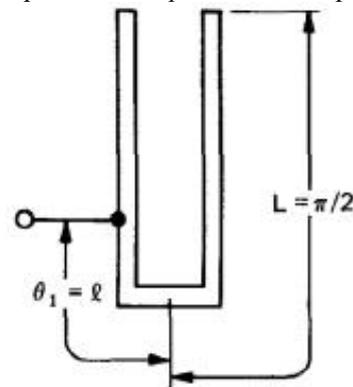
Karena struktur jepit rambut memiliki panjang resonator $\lambda/2$ yang terkopel secara paralel, serta bentuk resonatornya seperti huruf "U", di mana saluran $\lambda/4$ dilipat, maka panjang saluran resonator diberikan [27] sebagai

$$L1 = \frac{1}{2} \lambda_g \tag{13}$$

Selanjutnya, pada struktur terlipat sebanyak 2 lipatan, akan ditentukan panjang resonator kedua [26] sebagai

$$L2 = \frac{L1}{n}, n = 2 \tag{14}$$

Jarak penyadapan pencatuan (*tapping*), sebagaimana yang dinyatakan pada Gambar 7, terkait erat dengan impedansi titik pada jalur pencatuan pada struktur *patch* konduktor. Maka, penentuan jarak *tapping* penting dilakukan dalam mencapai kesesuaian impedansi di setiap titik pada struktur *patch* mikrostrip.



Gbr. 7 Resonator *hairpin* tersadap (*tapped*), dengan variabel l sebagai jarak *tapping* [28]

Jarak *tapping* ditentukan berdasarkan riset oleh Wong [2], [27] dengan penghitungan

$$Q = \left(\frac{Z_r}{Z_0} \right) \frac{\pi}{2 \sin^2 \frac{\pi l}{2L}}$$

$$l = \frac{L}{2\pi} \sin^{-1} \sqrt{\frac{\pi}{2Q} \left(\frac{Z_r}{Z_0} \right)} \tag{15}$$

dengan impedansi karakteristik Z_r yang diformulasikan oleh Hammerstad [2], [25], pada kondisi $\frac{W}{h} \leq 1$, sebagai

$$Z_r = \frac{\eta_0}{2\pi \sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{0,25W}{h} \right) \tag{16}$$

dengan $\eta_0 = 120\pi$ sebagai impedansi gelombang di ruang hampa, serta

$$Q = \frac{f_{center}}{bandwidth} \quad (17)$$

Setelah menentukan panjang dan lebar dari resonator, selanjutnya penentuan orde filter yang akan menentukan banyaknya jumlah resonator *hairpin* yang akan dibuat. Untuk persyaratan riak daerah *passband* L_{Ar} dB, redaman daerah *stopband* minimum L_{As} dB pada $\Omega = \Omega_s$, derajat/orde *lowpass* Chebyshev, yang memenuhi persyaratan tersebut, dihitung dengan [2] [29]

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0,1L_{As}-1}}{10^{0,1L_{Ar}-1}}}}{\cosh^{-1} \Omega_s} \quad (18)$$

dan dengan

$$\Omega_s = \frac{1}{FBW} \left(\frac{\omega_s - \omega_o}{\omega_s} \right) = \frac{bandwidth}{f_{center}} \left(\frac{\omega_s - \omega_o}{\omega_s} \right) \quad (19)$$

TABEL I

Nilai-nilai Komponen untuk Filter Purwarupa *Lowpass* Chebyshev ($g_0 = 1,0$, $\Omega_c = 1$, dan $L_{Ar} = 0,1$ dB)

n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7
1	0,31	1,00					
2	0,84	0,62	1,36				
3	1,03	1,15	1,03	1,00			
4	1,11	1,31	1,77	0,82	1,36		
5	1,15	1,37	1,98	1,37	1,15	1,00	
6	1,17	1,40	2,06	1,52	1,90	0,86	1,36

Untuk riak *passband* sebesar $L_{Ar} = 0,1$ desibel, penghitungan nilai-nilai komponen rangkaian filter menggunakan Persamaan 4 akan menghasilkan nilai-nilai yang ditabulasikan pada Tabel 1.

Untuk penetapan redaman daerah *stopband* minimum 30 dB, orde filter dihitung berdasarkan Persamaan 18, dan ditentukan bilangan bulat teratas yang memenuhi

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0,1 \times 30} - 1}{10^{0,1 \times 0,1} - 1}}}{\cosh^{-1} (2,01)} = n \geq 4,55$$

$n \geq 5$

Nilai-nilai komponen untuk filter prototipe ditentukan berdasarkan orde filter $n \geq 5$, sebagaimana yang tersaji pada baris $n = 5$ pada Tabel 1, yakni sebagai berikut:

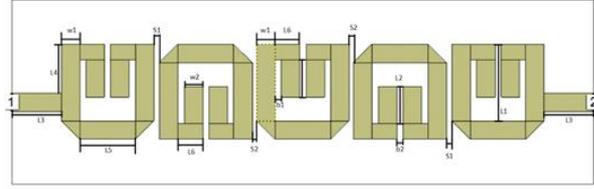
- $g_1 = g_5 = 1,1468$
- $g_2 = g_4 = 1,3712$
- $g_3 = 1,9750$

Jarak antar resonator dapat dihitung dengan persamaan 20 [2].

$$K_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i \cdot g_{i+1}}} \quad (20)$$

B. Perancangan Filter *Bandpass* dengan *Folded Hairpin*

Filter yang dirancang mengikuti hasil perhitungan panjang dan lebar resonator, jarak antar resonator, dan orde filter sebanyak 5 buah, sebagaimana yang dinyatakan pada Gambar 8.



Gbr. 8 Filter *Bandpass* dengan bentuk *Folded Hairpin*

Penghitungan dimensi filter secara terperinci menggunakan rumus-rumus yang termuat pada bagian Perhitungan Dimensi Filter, sebagai berikut:

- $Z_0 = 50\Omega$
- $\epsilon_r = 4,3$
- $h = 1,6$
- $c = 3 \times 10^8$
- $g_0 = 1$
- $g_2 = g_4 = 1,3712$
- $f_{start} = 3,1$ GHz
- $f_{stop} = 3,5$ GHz
- $f_{center} = 3,3$ GHz
- $BW = 400$ MHz
- $g_1 = g_5 = 1,1468$
- $g_3 = 1,9750$

- $B = \frac{60\pi^2}{50\sqrt{4,3}} = 5,71$
- $u = \frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \{ (4,71) - (2,24) + (0,51) \} = 1,9$ mm
- $W = (1,9) \cdot 1,6 = 3,04$ mm
- $\epsilon_{eff} = \frac{4,3+1}{2} + \frac{4,3-1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1+12 \cdot \frac{1,6}{1,9}}} \right) = 3,15$
- $\lambda g = \frac{3 \times 10^8}{3,4 \times 10^9 \sqrt{3,15}} = 0,0497$ m = 49,7 mm
- $L1 = \frac{49,7}{2} = 24,9$ mm
- $L2 = \frac{24,9}{2} = 12,45$ mm
- $Z_r = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \frac{8h}{W} - \frac{w}{4h} = \frac{60}{\sqrt{3,15}} \ln \frac{8(1,6)}{1,9} - \frac{1,9}{4(1,6)} = 62,9\Omega$
- $Q = \frac{fc}{BW} = \frac{3300}{400} = 8,25$
- $l = \frac{2 \times 24,9}{180^\circ} \sin^{-1} \left(\sqrt{\frac{3,14 \times 62,9}{2 \times 8,25 \times 50}} \right) = 8,1$ mm \cong 8 mm
- $FBW = \frac{BW}{f_{center}} = \frac{400}{3300} = 0,121$
- $\Omega_s = \frac{1}{0,121} \left(\frac{3,5}{3,1} - \frac{3,1}{3,5} \right) = 2,01$
- $K_{1,2} \& K_{4,5} = \frac{0,121}{\sqrt{1,1468 \cdot 1,3712}} = 0,096$
- $K_{2,3} \& K_{3,4} = \frac{0,121}{\sqrt{1,9750 \cdot 1,3712}} = 0,073$

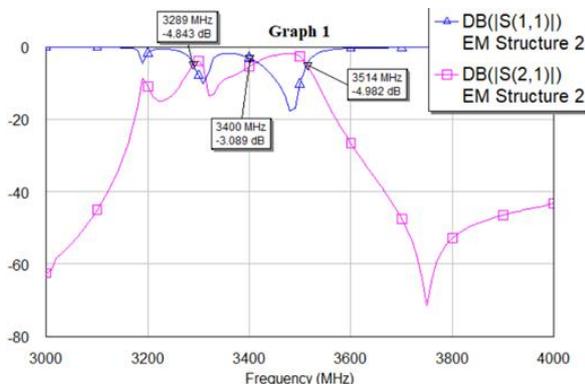
IV. HASIL DAN PEMBAHASAN

Simulasi dengan *AWR Design Enviroment* dilakukan pada desain awal, sebagaimana struktur *patch* yang ditunjukkan pada Gambar 8, dengan rincian dimensi *patch* A tanpa DGS, tanpa *casing*, yang tersaji pada Tabel 2.

TABEL II
Dimensi Patch A pada Rancangan Filter

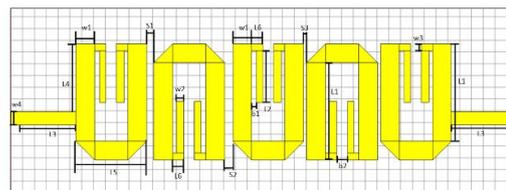
Besaran	Nilai (mm)
L1 (Panjang Resonator luar)	12,5
L2 (Panjang Resonator dalam)	6
L3 (Panjang Feeder)	8
L4 (Jarak Feeder dan Resonator)	8
L5 (panjang koneksi resonator luar)	9
L6 (panjang koneksi resonator dalam)	3
W1 (Lebar Resonator luar)	3
W2 (Lebar Resonator dalam)	3
b1 (Gap Resonator luar dan dalam)	1
b2 (Gap resonator dalam)	1
S1 (Jarak antar resonator 1-2 & 4-5)	0,9
S2 (Jarak antar resonator 2-3 & 3-4)	0,7

Gambar 9 menunjukkan hasil dari simulasi desain awal filter dengan patch A tanpa DGS dan tanpa casing, menggunakan software simulasi AWR Design Enviroment. Didapatkan batas bawah rentang frekuensi kerja filter desain awal, berdasarkan titik pertemuan nilai parameter hamburan S₁₁ dan S₁₂, berada pada frekuensi 3289 MHz, batas atas pada 3514 MHz, dan frekuensi tengah pada 3401,5 MHz atau dapat dibulatkan menjadi 3400 MHz, dengan rentang frekuensi kerja (bandwidth) sebesar 225 MHz.

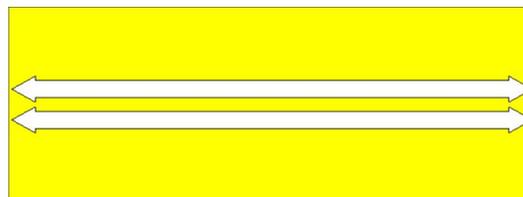


Gbr. 9 Grafik hasil simulasi AWR terhadap desain awal, dngan patch A, tanpa DGS, tanpa casing

Pada batas-batas frekuensi kerja, nilai-nilai parameter hamburan S₁₁ dan S₂₁ berpotongan pada level sekitar -5 dB atau, dalam besaran linear, dalam kisaran $10^{-5/10}$ atau 0,32. Nilai tersebut menunjukkan bahwa nisbah sinyal yang keluar dari port 2 desain awal filter, pada batas-batas frekuensi kerja, adalah sebesar 0,32 kali sinyal yang masuk menuju ke port 1. Nisbah sinyal yang dipantulkan balik pada port 1 juga 0,32 kali sinyal yang masuk menuju ke port 1. Besaran tersebut menandakan, rancangan filter tersebut, pada batas-batas frekuensi kerja, menyerap sekitar (1 - 0,32 - 0,32) atau 0,36 kali sinyal masukan.



(a)



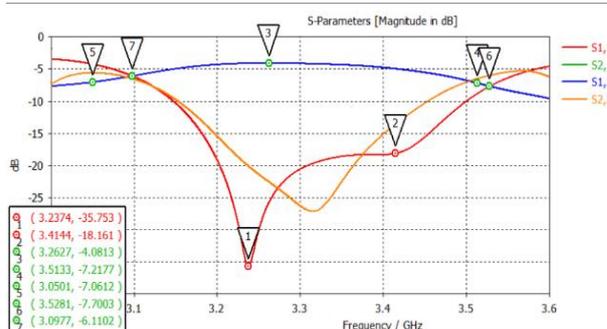
(b)

Gbr. 10 Struktur filter dengan DGS: (a) pola patch, tampak atas; (b) pola bidang pentanahan, tampak bawah

Berikutnya, sebagaimana yang divisualisasikan pada Gambar 10, dengan menyertakan struktur pentanahan (bawah) terusak (DGS) berbentuk dua mata panah (arrowhead) dua arah, dilakukan optimasi filter pada peranti CST Studio Suite dengan menggunakan struktur jepit rambut (hairpin) orde 5 di sisi patch (atas). Simulasi dilakukan menggunakan rincian nilai dimensi patch B, sebagaimana yang tersenarai pada Tabel 3, dengan struktur arrowhead-DGS.

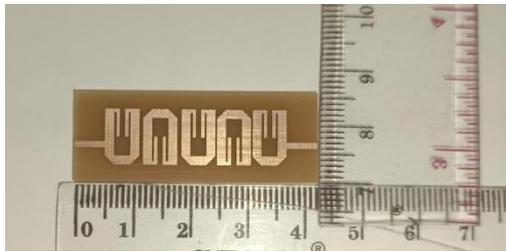
TABEL III
Dimensi Patch B pada Rancangan Filter

Besaran	Nilai (mm)
L1 (Panjang Resonator luar)	8,3
L2 (Panjang Resonator dalam)	4,4
L3 (Panjang Feeder)	5,5
L4 (Jarak Feeder dan Resonator)	5,8
L5 (panjang koneksi resonator luar)	6
L6 (panjang koneksi resonator dalam)	0,95
W1 (Lebar Resonator luar)	1,6
W2 (Lebar Resonator dalam)	0,55
W3 (lebar koneksi resonator dalam)	0,6
b1 (Gap Resonator luar dan dalam)	0,4
b2 (Gap resonator dalam)	0,9
S1 (Jarak antar resonator 1-2)	0,6
S2 (Jarak antar resonator 2-3)	0,7
S3 (Jarak antar resonator 3-4 & 4-5)	0,255

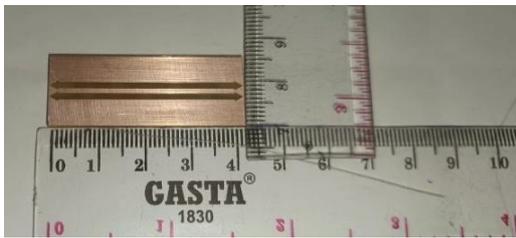


Gbr. 11 Hasil simulasi CST terhadap desain dengan patch B dengan DGS, tanpa casing

Gambar 11 menunjukkan hasil dari simulasi desain filter *patch* B dengan DGS. Hasil tersebut, berdasarkan pertemuan atau perpotongan nilai-nilai parameter hamburan S_{11} dan S_{12} , adalah batas bawah pada 3097 MHz, batas atas pada 3528 MHz, dan frekuensi resonansi 3237 MHz, dengan *bandwidth* sebesar 431 MHz, memenuhi target *bandwidth* yang dirancang. Nilai S_{11} terendah, dalam rentang tersebut, teramati pada 3,24 GHz, bernilai -35,75 dB, memenuhi redaman *stopband* minimum L_{As} yang dirancang. Namun, nilai S_{12} maksimum bernilai -4,08 dB pada 3,26 GHz, tidak memenuhi riak daerah *passband* L_{Ar} yang dirancang. Maknanya, besaran gelombang yang diteruskan ke *port* 2 adalah $10^{-4,08}$ atau sekitar 0,4 kali gelombang dari *port* 1. Dengan kurangnya signifikansi besaran gelombang yang dipantulkan kembali ke *port* 1 sebesar $10^{-35,75}$ atau $2,67 \times 10^{-4}$ kali gelombang asal, ditaksir besaran rugi-rugi adalah sekitar 0,6 kali gelombang masukan *port* 1.



Gbr. 12 Tampilan depan fabrikasi filter

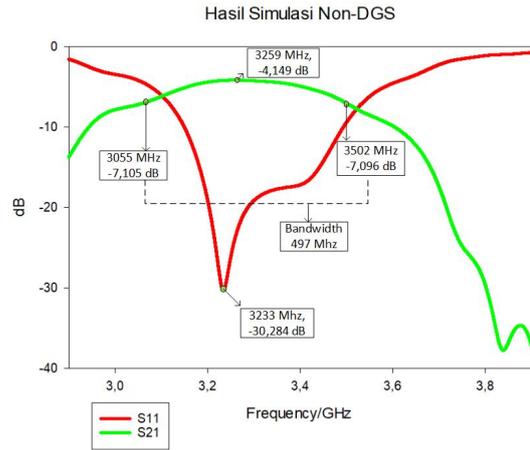


Gbr. 13 Tampilan belakang fabrikasi DGS



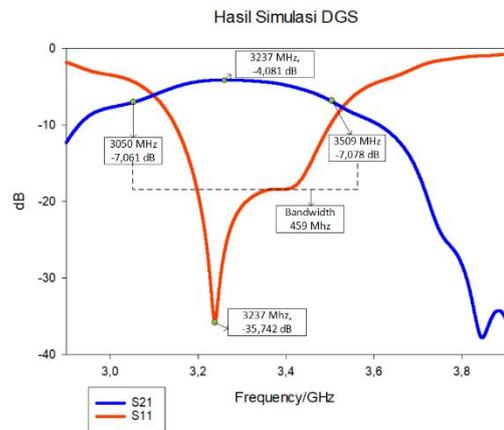
Gbr. 14 Tampilan penggunaan casing penutup filter

Proses realisasi diawali dengan *export* desain filter dengan *patch* B tanpa DGS dan filter *patch* B dengan DGS pada berkas simulasi CST. Diperhatikan, bahwa berkas-berkas simulasi tidak menyertakan struktur casing atau penutup struktur filter. Seusai pencetakan, PCB dipasangkan konektor *SubMiniature version A* (SMA) *female* pada kedua sisi jalur pencatuan (*feedline*). Pada tahap akhir, dilakukan pengujian pada desain filter dengan DGS yang dipasangi casing atau penutup berbahan aluminium pejal.



Gbr. 15 Grafik hasil simulasi tanpa DGS tanpa casing

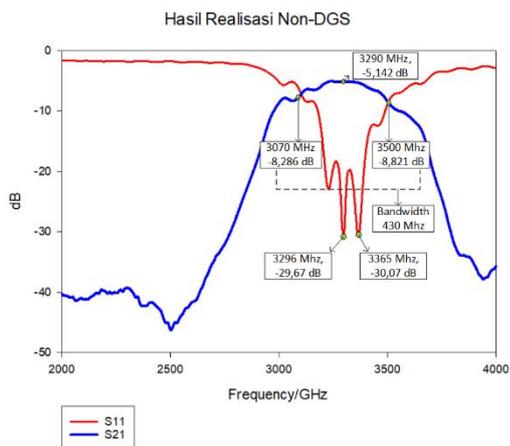
Gambar 15 menunjukkan hasil simulasi pada struktur filter *patch* B tanpa DGS, tanpa casing. Nilai rugi-rugi sisipan (*insertion loss*) sebesar 4,149 dB, memenuhi spesifikasi yang diinginkan, yaitu *insertion loss* kurang dari 5 dB. Nilai rugi-rugi balik (*return loss*) didapatkan sebesar 30,284 dB, memenuhi spesifikasi *return loss* lebih dari 20 dB. Lebar pita atau rentang frekuensi kerja (*bandwidth*), jika dihitung dari 3 dB di bawah level tertinggi daerah *passband*, diperoleh sebesar 497 MHz, melebihi target *bandwidth* 97 MHz. Frekuensi kerja (tengah) hasil simulasi adalah 3233 MHz.



Gbr. 16 Grafik hasil simulasi dengan DGS tanpa casing

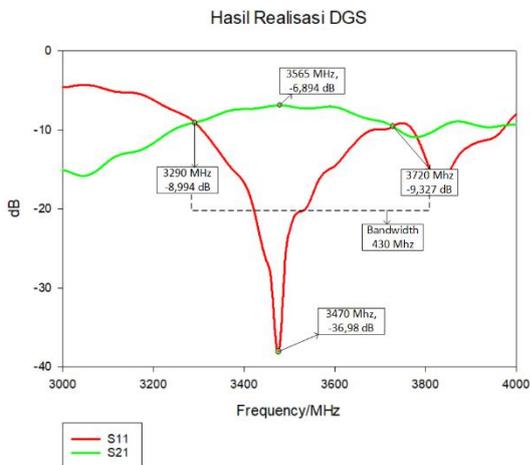
Hasil simulasi struktur filter *patch* B dengan DGS, tanpa casing, dimuat dalam Gambar 16. Di antara hasil simulasi yang didapatkan, *insertion loss* adalah sebesar 4,081 dB. Rugi-rugi balik (*return loss*) diperoleh dari pengukuran sebesar 35,742 dB, lebih baik bilamana dibandingkan dengan hasil simulasi tanpa DGS. Pada frekuensi kerja (tengah) hasil simulasi 3237 MHz, lebar pita frekuensi kerja (*bandwidth*), yang dipertimbangkan dari titik-titik pengapit frekuensi tengah tersebut, yang berlevel 3 dB di bawah level tertinggi pada daerah tersebut, adalah sebesar 459 MHz.

Pengukuran struktur hasil fabrikasi dilakukan sepenuhnya menggunakan alat *Network Analyzer*. Kalibrasi mutlak dilakukan pada setiap pengubahan rentang frekuensi pengamatan.



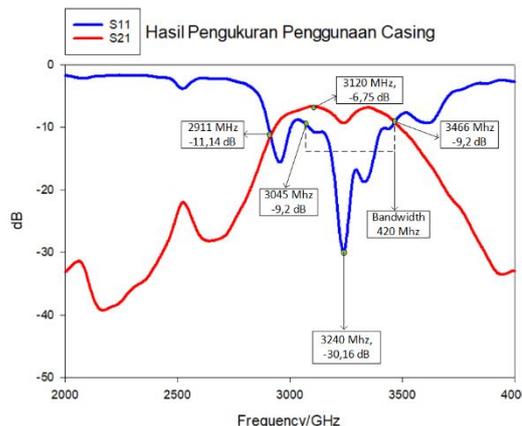
Gbr. 17 Grafik hasil realisasi tanpa DGS tanpa casing

Pengukuran struktur filter *patch* B tanpa DGS dan tanpa casing, menghasilkan nilai *insertion loss* sebesar 5,142 dB, sedikit lebih buruk dari spesifikasi rugi-rugi sisipan yang diharapkan kurang dari 5 dB. *Return loss* terdalam terukur sebesar 30,07 dB. *Bandwidth*, yang ditetapkan dari titik-titik level 3 dB di bawah nilai tertinggi daerah *passband*, didapat sebesar 430 MHz. Frekuensi kerja (tengah) yang terukur adalah 3303,5 MHz, yang meski nilai S_{11} pada daerah tersebut melonjak signifikan sejauh sekitar 10 dB, masih memenuhi spesifikasi yang diinginkan, yakni sekitar 3,3 GHz. Hasil pengukuran filter *patch* B tanpa DGS dan tanpa casing dimuat dalam Gambar 17.



Gbr. 18 Grafik hasil realisasi dengan DGS tanpa casing

Untuk struktur filter *patch* B dengan DGS, tanpa casing, nilai *insertion loss* terukur sebesar 6,894 dB, tidak memenuhi spesifikasi *insertion loss* kurang dari 5 dB. Untuk frekuensi kerja sekitar 3,5 GHz hasil pengukuran, nilai *bandwidth* 430 MHz disarikan berdasarkan level 3 dB di bawah level tertinggi wilayah *passband* tersebut. Namun, secara umum, daerah sekitar 3,5 GHz tersebut mengalami fluktuasi untuk nilai parameter S_{21} dan cenderung tidak stabil selama berlangsungnya pengamatan. Secara grafis, Gambar 18 memuat hasil pengukuran filter *patch* B dengan DGS dan tanpa casing.



Gbr. 19 Grafik hasil realisasi dengan DGS serta dengan casing

Pada pengukuran peranti filter dengan DGS dan dengan casing aluminium pejal, diperoleh pita frekuensi kerja berpusat di 3240 MHz, dengan nilai S_{11} minimum pada frekuensi tersebut, sebesar -30,2 dB. Pada pita tersebut, teramati variasi nilai S_{21} antara -6,75 dB dan -9 dB, yang bermakna bahwa simpangan atau riak nilai S_{21} pada pita frekuensi kerja lebih besar dari 2 dB. Frekuensi tengah yang teramati tersebut bergeser dari yang dirancang pada 3,3 GHz, dan berlebar (*bandwidth*) 420 MHz berdasarkan dua titik frekuensi pengapit frekuensi tengah tersebut di derajat/level 3 dB di bawah level tertinggi dalam pita tersebut. Namun, pada sekitar 3,03 GHz, teramati lonjakan nilai S_{11} , atau lonjakan besaran gelombang terpantul balik di *port* 1 terhadap gelombang yang dipasok ke *port* 1, berbanding rendahnya S_{11} pada sekitar 3,00 GHz dan pada frekuensi tengah. Secara lebih lengkap, Gambar 19 menyajikan hasil pengukuran filter dengan DGS dan dengan casing, dalam parameter S_{11} dan S_{21} .

Hasil simulasi menunjukkan bahwa frekuensi kerja mendekati target, yaitu 3,237 GHz dengan DGS tanpa casing; 3,233 GHz tanpa DGS tanpa casing. Namun, pada realisasi, terjadi pergeseran frekuensi menjadi 3,240 GHz dengan DGS, 3,305 GHz tanpa DGS, dan 3,470 MHz menggunakan DGS dan casing berbahan aluminium pejal. Penggunaan casing menyebabkan terjadinya pergeseran ke arah berlawanan, dari hasil tanpa penggunaan casing. Pergeseran ini menunjukkan adanya pergeseran antara hasil simulasi dan hasil realisasi, yang kemungkinan disebabkan oleh toleransi fabrikasi secara keseluruhan dan karakteristik material substrat FR4. Dibutuhkan analisis yang lebih mendalam atas pengaruh variasi bahan dan struktur casing, juga variasi nilai permitivitas substrat, terhadap performansi keseluruhan struktur filter.

Nilai *insertion loss* pada simulasi tanpa casing (4,081 dB dengan DGS dan 4,149 dB tanpa DGS) memenuhi spesifikasi (kurang dari 5 dB). Namun, pada realisasi, nilai ini meningkat menjadi 6,894 dB dengan DGS dan 5,142 dB tanpa DGS, kedua-duanya tanpa casing, serta 6,75 dB dengan DGS dan casing, menunjukkan adanya rugi-rugi tambahan akibat proses fabrikasi.

Nilai parameter S_{11} pada simulasi tanpa *casing* (bernilai -35,742 dB dengan DGS dan -30,284 dB tanpa DGS) sangat baik dan melebihi spesifikasi (S_{11} di bawah -20 dB). Namun, pada realisasi, nilai ini naik pada pengukuran DGS tanpa *casing* sebesar -36,98, dB dan sebesar -30,07 dB tanpa DGS, namun terjadi penurunan pada pengukuran dengan DGS dan *casing* dengan S_{11} bernilai -30,16 dB. Hal ini menunjukkan adanya ketidakcocokan impedansi atau refleksi sinyal yang lebih tinggi.

Penggunaan substrat FR4 yang lebih ekonomis menghasilkan performa yang cukup baik, meskipun tidak sebaik substrat Rogers seperti pada penelitian terdahulu [30, 31] dan tidak tersedianya informasi teknis, yang akurat, dari substrat FR4 yang digunakan. Hal ini disebabkan oleh konstanta dielektrik dan rugi-rugi material yang lebih tinggi pada FR4.

Penambahan *arrowhead-DGS* meningkatkan selektivitas frekuensi dalam simulasi, tetapi pengaruhnya kurang signifikan dalam realisasi. Hal ini sesuai dengan penelitian Das dan Chatterjee [24] yang menunjukkan bahwa DGS dapat meningkatkan performa filter, namun dengan desain dan fabrikasi yang presisi.

Pergeseran frekuensi pada realisasi menunjukkan, bahwa simulasi dimungkinkan akurat dalam kondisi yang terkendali dan memadainya informasi teknis bahan. Faktor- faktor teknis seperti ketebalan substrat, presisi *etching*, dan kualitas *soldering* menentukan kesesuaian hasil simulasi dan hasil pengukuran implementasi. Peningkatan *insertion loss* dan penurunan *return loss* pada filter hasil realisasi, berbanding hasil simulasi, erat terkait dengan adanya rugi-rugi tambahan dan ketidakcocokan impedansi yang tidak terprediksi dalam simulasi.

Meski filter yang dirancang memenuhi spesifikasi dasar dengan *bandwidth* lebar dan ukuran ringkas, ketidakpresisian dalam pembuatan PCB dan pemasangan komponen (seperti konektor SMA) dapat menyebabkan ketidaksesuaian antara desain dan realisasi. Optimalisasi yang dilakukan, berdasarkan nilai permitivitas relatif bahan FR4, semisal, masih terbatas pada satu nilai permitivitas relatif yang umum digunakan.

V. KESIMPULAN

Filter *bandpass* yang dirancang dan diwujudkan pada penelitian ini, menggunakan *folded hairpin* dan *arrowhead-DGS*, memenuhi spesifikasi teknis yang ditargetkan untuk frekuensi kerja 3,1–3,5 GHz, meskipun terdapat pergeseran frekuensi dan peningkatan rugi-rugi pada realisasi, berbanding simulasi, sehingga, pada penelitian dan pengembangan selanjutnya, butuh analisis pengaruh variasi nilai-nilai karakteristik bahan secara rinci terhadap performansi rancangan filter, juga teknik lain untuk mengurangi rugi-rugi sisipan.

Penggunaan teknik DGS berbentuk mata panah (*arrowhead*) berpotensi meningkatkan selektivitas frekuensi, tetapi masih membutuhkan optimasi lebih lanjut, lebih terperinci dan antisipatif dan teknik fabrikasi

yang lebih presisi untuk aplikasi radar pada pita S-band sekaliber radar udara milik Amerika SPY-1(V) (AEGIS).

REFERENSI

- [1] Pozar, D. M. (2001). *Microwave and RF Design of Wireless Systems*. Wiley.
- [2] Hong, J. S., & Lancaster, M. J. (2001). *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. Wiley.
- [3] Peixeiro, C. (2011, October). Microstrip patch antennas: An historical perspective of the development. In *2011 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC 2011)* (p. 684-688). IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers).
- [4] Bernhard, J. T., Meyes, P. E., Schaubert, D., & Mailloux, R. J. (2003, September). A Commemoration of Deschamps' and Sichak's 'Microstrip Microwave Antennas:' 50 Years of Development, Divergence, and New Directions. In *27th Antenna Application Symposium* (p. 189-209). University of Massachusetts Amherst College of Engineering.
- [5] Munson, R. (1974, January). Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays. In *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* (Vol. 22, No. 1, pp. 74-78).
- [6] Richards, W., Yuen Lo, & Harrison, D. (1981, January). An improved theory for microstrip antennas and applications. In *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* (Vol. 29, No. 1, pp. 38-46).
- [7] Fonseca, S. D. A., & Giarola, A. (1984, June). Microstrip disk antennas, Part I: Efficiency of space wave launching. In *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* (Vol. 32, No. 6, pp. 561-567).
- [8] Fonseca, S. D. A., & Giarola, A. (1984, June). Microstrip disk antennas, Part II: The problem of surface wave radiation by dielectric truncation. In *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* (Vol. 32, No. 6, pp. 568-573).
- [9] Pozar, D. M. (1992, January). Microstrip Antennas. In *Proceedings of the IEEE* (Vol. 80, No. 1, pp. 79-91).
- [10] Prasojo, M. A., & Wildan, M. (2024, August). Studi Pengaruh Perubahan Dimensi Groundplane dan Panjang Line pada Antena Mikrostrip Meander Line Frekuensi 332 MHz. In *JITET* (Vol. 12, No. 3).
- [11] Vauzia, F., & Kirana, N. W. (2024, August). Pengaruh Bending pada Antena Mikrostrip Fleksibel untuk Aplikasi IoT. In *JITET* (Vol. 12, No. 3).
- [12] Aristarkhov, G. M., Kirillov, I. N., Markovsky, A. V., & Pustovalova, V. A. (2020, April). Compact Highly Selective Microstrip Filters with Folded

- Hairpin Resonators. In *2020 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications*. IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers).
- [13] Sahar, S., Widad, I., Intan, S. Z. A., Mohd, H. J., Mohammed, H. B., & Asem, S. A. (2021, March). 5G Hairpin Bandpass Filter. In *Jordanian Journal of Computers and Information Technology* (Vol. 7, No. 1).
- [14] Su, L., Muñoz-Enano, J., Vélez, P., Martel, J., Medina, F., & Martí, F. (2021, November). On the Modeling of Microstrip Lines Loaded With Dumbbell Defect-Ground-Structure (DB-DGS) and Folded DB-DGS Resonators. In *IEEE Access* (Vol. 9, pp. 150878-150888).
- [15] Kurniawati, N., Vélez, P., Casacuberta, P., Su, L., Canalias, X., & Martín, F. (2025, June). Microstrip Line Loaded With Series Gap and Dumbbell Defect-Ground-Structure (DB-DGS) Resonator for Highly Sensitive Sensing Based on Resonance/Anti-resonance: Application to Humidity Measurements. In *IEEE Sensors Letters* (Vol. 9, No. 6, seq. 3501804).
- [16] Abdullah, M., Kiani, S. H., Shoaib, N., Ali, T., Elmannai, H., Algarni, A. D., & Khattak, U. F. (2024, September). An Eight Element Wideband DGS MIMO Antenna System for 5G Handheld Devices. In *IEEE Access* (Vol 12, pp. 141476-141488).
- [17] Khade, S., Chinchole, A., Pandey, P., Umredkar, S., Magare, V., & Sonkusale, M. (2020, July). Circularly Polarized Cylindrical Slot Antenna with and Without DGS. In *2020 the Fourth International Conference on Trends in Electronics and Informatics*. IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers).
- [18] Alexander, C. K., & Sadiku, M. N. O. (2009). *Fundamentals of Electric Circuits*. McGraw-Hill.
- [19] Balanis, C. A. (1997). *Antenna Theory*. Wiley.
- [20] García-Alcaide, N., Fernández-Prieto, A., Boix, R. R., Losada, V., Martel, J., & Medina, F. (2022, July). Design of Broadband Aperture-Coupled Stacked Microstrip Antennas Using Second-Order Filter Theory. In *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* (Vol 70, No. 7, pp. 5345-5356)
- [21] Mattaei, G., Young, L., & Jones, E. M. T. (1980). *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*. Artech House.
- [22] Pozar, D. M. (1980). *Microwave Engineering*. Wiley.
- [23] Parikh, N., Katare, P., Kathal, K., Patel, N., & Chaitanya, G. (2015, May). Design and Analysis of Hairpin Micro-Strip Line Bandpass Filter. In *International Journal of Innovative Research in Electrical, Electronics, Instrumentation and Control Engineering* (Vol 3, No. 5, pp. 40-45).
- [24] Das, T. K., & Chatterjee, S. (2021, August). Multi-spurious harmonics suppression in folded hairpin line bandpass filter by meander spur-line. In *International Journal of RF Microwave Computer-Aided Engineering* (Vol 31, No. 11).
- [25] Hammerstad, E. O. (1975). Equations for Microstrip Circuit Design. In *1975 5th European Microwave Conference*. IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers).
- [26] Balanis, C. A. (2012). *Advanced Engineering Electromagnetics*. Wiley.
- [27] Zulhijjah, E. (2017). *DESAIN DAN IMPLEMENTASI BANDPASS FILTER MIKROSTRIP HAIRPIN UNTUK APLIKASI WIMAX PADA FREKUENSI 3.3 - 3.4 GHZ* (Bachelor thesis, Universitas Negeri Jakarta).
- [28] Wong, J. S. (1979, January). Microstrip tapped-line filter design. In *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* (Vol 27, No. 1, pp. 44-50).
- [29] Paarmann, L. D. (2001). *Design and Analysis of Analog Filters: A Signal Processing Perspective*. Kluwer.
- [30] Ismail, N., Gunawan, T. S., Praludi, T., & Hamidi, E. A. (2018, December). Design of Microstrip Hairpin Bandpass Filter for 2.9 GHz–3.1 GHz S-band Radar with Defected Ground Structure. In *Malaysian Journal of Fundamental and Applied Sciences*, (Vol. 14, No. 4, pp 448-455).
- [31] Ismail, N., Ulfah, S. M., Lindra, I., Awalluddin, A. S., Nuraida, I., & Ramdhani, M. A. (2019). Microstrip Hairpin Bandpass Filter for Radar S-Band with Dumbbell-DGS. In *IEEE 5th International Conference on Wireless and Telematics (ICWT)*. IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers).