

Rancang Bangun *Band Pass Filter* Frekuensi 1.27 GHz untuk Teknologi *Synthetic Aperture Radar*

RIFAN FITRIANTO¹, YUYUN SITI ROHMAH², EFA MAYDHONA SAPUTRA³

^{1,2}.Universitas Telkom

³. Institut Teknologi Sumatera

Email: Rivand2503@gmail.com

ABSTRAK

Synthetic Apertur Radar (SAR) adalah teknologi radar yang digunakan untuk pengambilan gambar suatu objek dalam bentuk 2 atau 3 dimensi (penginderaan jarak jauh). Sistem tersebut bekerja pada rentang frekuensi 1.265 sampai dengan 1.275 GHZ dengan frekuensi tengahnya 1.27 GHz. Agar sistem SAR ini dapat bekerja dengan optimal, dibutuhkan suatu perangkat filter yang dapat meloloskan frekuensi yang diinginkan. Sebelumnya sudah ada penelitian yang membuat perangkat ini di band frekuensi yang sama namun menggunakan bahan duroid 5880 dan resonator berbentuk kotak. Bandpass filter Pada penelitian ini dirancang dengan menggunakan metode Hairpin line dan bahan epoxy FR4. Hasil pengukuran menunjukkan nilai Return Loss masih cukup besar yaitu -9.33 dB dan nilai Insertion Loss minimal sebesar -13.51 dB.

Kata kunci: *Syntethic Aperture Radar, Band Pass Filter, Hairpin-line*

ABSTRACT

Synthetic Aperture Radar (SAR) is a radar technology that used for taking an object in the form of 2 or 3 dimensions (remote sensing). It works in the frequency range 1.265 to 1.275 GHZ with a middle frequency of 1.27 GHz. SAR system can work optimally if it support a filter device that can pass the desired frequency. Previously there has been research that makes this device in the same frequency band but using 5885 duroid material and square resonator. Bandpass filter In this study designed using Hairpin line method and FR4 epoxy material. The measurement results of Return Loss values are still quite large arround -9.33 dB and Insertion Loss minimum at -13.51 dB.

Keywords: *Syntethic Aperture Radar, Band Pass Filter, Hairpin line*

1. PENDAHULUAN

Synthetic Aperture Radar (SAR) merupakan suatu teknologi sistem radar yang aplikasinya digunakan untuk penginderaan permukaan bumi (*remote sensing*). Sistem SAR ini bekerja pada frekuensi 1265-1275 MHz dengan frekuensi tengah 1270 MHz. Perangkat sistem ini tidak lepas dari pengaruh *noise* dan interferensi. Oleh karena itu agar sistem SAR dapat bekerja dengan baik maka dibutuhkan *band pass filter* (BPF) untuk bisa meloloskan frekuensi yang diinginkan. Filter yang baik harus memiliki tingkat akurasi *slope* yang tajam untuk mengurangi derau pada frekuensi tersebut yang bisa mengganggu kinerja sensor SAR. Beberapa penelitian sebelumnya (**T.Jayanthi, 2011**) merancang suatu BPF Haipin menggunakan Struktur *Defected Ground* dan metode stub terbuka. (**Jiejun Wu, 2008**) mendesain transisi *Band Pass Filter* pada frekuensi *Ka Band* dari bentuk *waveguide* menjadi mikrostrip, (**Zalabsky, 2013**) membuat suatu *microwave filter* pada *range S band* untuk aplikasi Radar, (**Edwar, 2016**) merancang suatu *band pass filter* mikrostrip yang terbuat dari *square loop resonator* untuk radar cuaca pada frekuensi *x-band*. (**Budi Syihabuddin, 2017**) merancang BPF untuk aplikasi radar frekuensi *L-band* dengan menggunakan bahan duroid 5880 dan resonator kotak. Selain itu penelitian lain tentang simulasi pada perancangan filter analog dengan respon *chebychev* (**Rustamaji, 2013**).

Pada penelitian ini merancang dan merealisasikan suatu *Band Pass Filter* pada *Synthetic Aperture Radar* (SAR) dengan Frekuensi 1.27 GHz dengan menggunakan metode *Hairpin* dan substrat *epoxy FR4*. Pada bagian *transmitter*, *Band pass filter* digunakan untuk mengurangi *noise* dan menghilangkan sinyal harmonik yang dihasilkan oleh *mixer* dan juga untuk meloloskan sinyal frekuensi RF yang dihasilkan oleh *up-converter* pada range frekuensi 1265-1275 MHz dan 1.27 GHz sebagai frekuensi tengahnya. Kemudian di *receiver*, filter ini berfungsi untuk memperkuat sinyal yang diterima dan meloloskan sinyal tersebut dengan memberikan perbedaan maksimum antara *echo* yang diinginkan dan interferensi yang tidak diinginkan. Tujuan dari penelitian ini adalah menghasilkan *prototype bandpass filter* sederhana yang dapat bekerja pada frekuensi 1.27 GHz dengan nilai *return loss* dan *insertion loss* yang kecil sehingga filter tersebut dapat diaplikasikan di sistem SAR.

Filter

Filter merupakan rangkaian yang meloloskan suatu *band* frekuensi tertentu yang diinginkan dan meredam *band* frekuensi lainnya (**Sulaeman, Darlis, & Dewi, 2013**). Filter dapat dibagi berdasarkan daerah *passband* dan *stopband* nya. Berdasarkan daerah *passband* dan *stopband* nya filter dapat dibagi menjadi 4, yaitu: LPF, HPF, BPF dan BSF.

Respon Frekuensi pada Filter (Pojar, 1998)

Ada dua spesifikasi perbandingan rugi-rugi daya (*Power Loss Ratio*/ P_{LR}) yang sangat berguna pada perancangan filter frekuensi tinggi, yaitu P_{LR} yang memiliki respon frekuensi yang rata pada daerah *passband* nya yang dikenal dengan *Maximally Flat* atau respon *Butterworth* dan yang kedua adalah respon *passband* mempunyai *ripple* yang sama (*equal ripple*) yang terdiri dari respon *Chebyshev* dan *Elliptic*.

Prototipe Lowpass Filter Chebyshev (Lancaster, 2001)

Pada respon *Chebyshev*, bentuk respon frekuensi tergantung dari jumlah elemen atau orde filter. Semakin banyak jumlah elemen filter, maka bentuk respon antara daerah *passband* dan *stopband* semakin curam dan sebaliknya apabila jumlah elemen sedikit, bentuk respon menjadi landai.

Kemudian untuk mencari nilai setiap elemen yang digunakan pada *prototype Chebyshev* dapat menggunakan persamaan berikut:

$$g_0 = 1.0 \tag{1}$$

$$g_1 = \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right) \tag{2}$$

$$g_i = \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \sin\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right] \sin\left[\frac{2i-3}{2n}\right]}{\gamma^2 + \sin^2\left[\frac{i-1}{n}\right]} \tag{3}$$

untuk $i = 2, 3, \dots, n$

dengan :

$$\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right) \tag{4}$$

$$\beta = \ln\left[\coth\left(\frac{L_{Ar}}{17.73}\right)\right] \tag{5}$$

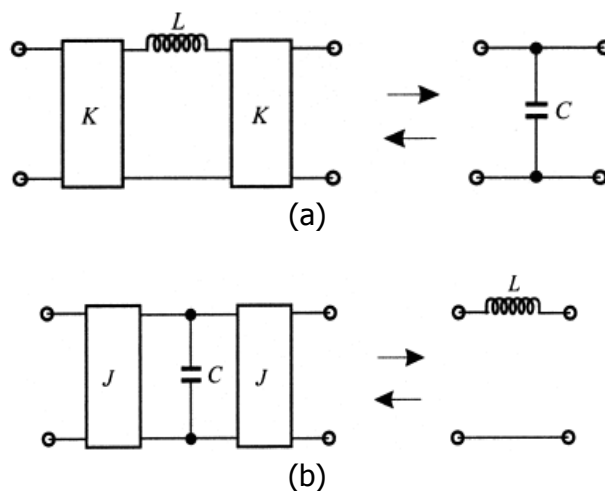
Keterangan :

n : urutan elemen ke-

L_{Ar} : nilai *ripple* yang ditentukan

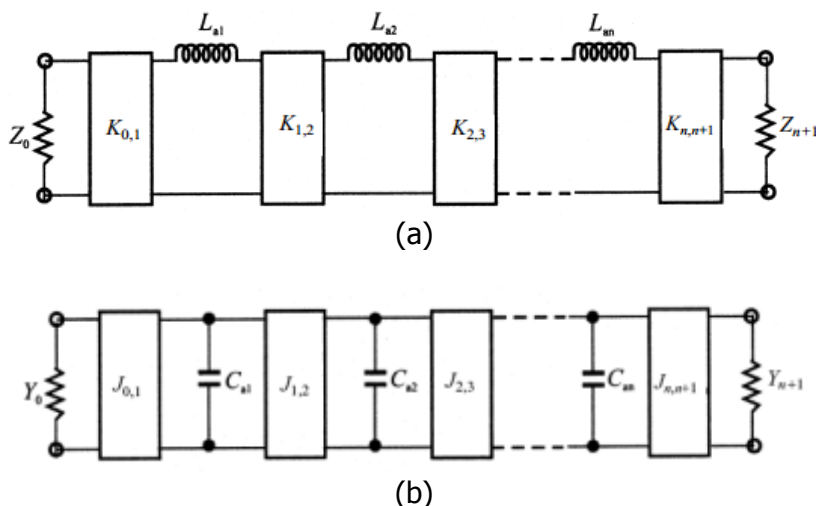
Inverter (Lancaster, 2001)

Untuk merealisasikan sebuah rangkaian filter pada saluran mikrostrip dibutuhkan suatu *inverter* untuk mengubah rangkaian menjadi jalur mikrostrip. Terdapat dua jenis *inverter* yang biasa digunakan pada rangkaian filter mikrostrip, yaitu *K-Inverter* dan *J-Inverter*. *K-Inverter* digunakan untuk mengubah rangkaian filter menjadi rangkaian yang terdiri dari rangkaian induktor seri. Sedangkan *J-Inverter* digunakan untuk mengubah rangkaian filter menjadi rangkaian yang terdiri dari kapasitor paralel.



Gambar 1. (a) Rangkaian K-Inverter (b) Rangkaian J-Inverter

Inverter ideal adalah transformator seperempat panjang gelombang. Impedansi dan admitansi pada satu ujung transformator akan diubah ke impedansi dan admitansi ujung yang lain, sebanding dengan kuadrat impedansi dan admitansi karakteristik transformator. Bila impedansi beban berupa kapasitor, maka akan diubah menjadi induktor dan sebaliknya.



Gambar 2. Lowpass Filter Prototype dengan Inverter. (a) Rangkaian induktor seri (b) Rangkaian kapasitor paralel

$$\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} = \frac{\pi FBW}{2} \frac{1}{\sqrt{g_j g_{j+1}}} \quad \text{untuk } j = 1 \text{ to } n - 1 \quad (6)$$

dimana :

$g_0, g_1 \dots g_n$: elemen *lowpass prototype* dengan normalisasi *cut-off* $\Omega_c = 1$

$J_{j,j+1}$: admintansi karakteristik dari *J-Inverter*

Y_0 : admitansi karakteristik dari saluran terminasi

Dan untuk merealisasikan *J-Inverter* diatas terdapat impedansi karakteristik mode genap dan mode ganjil, dengan persamaan sebagai berikut:

$$(Z_{0e})_{j,j+1} = \frac{1}{Y_0} \left[1 + \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} + \left(\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} \right)^2 \right] \quad j = 0 \text{ to } n \quad (7)$$

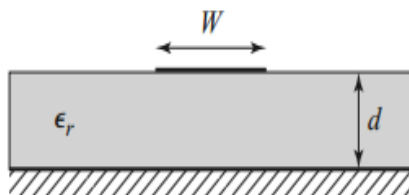
$$(Z_{0o})_{j,j+1} = \frac{1}{Y_0} \left[1 - \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} + \left(\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} \right)^2 \right] \quad j = 0 \text{ to } n \quad (8)$$

Saluran Transmisi Mikrostrip (Poazar, 1998)

Mikrostrip merupakan media transmisi yang digunakan di dalam rangkaian *microwave*. Mikrostrip terdiri dari saluran strip (konduktor) dan sebuah konduktor *ground plane* yang dipisahkan oleh medium dielektrik dengan konstanta dielektrik (ϵ_r). Sebagian medan elektromagnetik yang berada di udara ($\epsilon_r = 1$), akan meradiasi rangkaian apabila tidak ada *shielding* diatas medium dielektrik. Jadi, saluran mikrostrip merupakan sebuah saluran dengan dielektrik *homogen* yang lebih besar dari satu, tapi lebih kecil dari konstanta dielektrik bahan (ϵ_r). Konstanta dielektrik ini disebut konstanta dielektrik efektif (ϵ_{reff}). Ini merupakan saluran transmisi sederhana dengan kecepatan fase ($v_p = c$) dan konstanta propagasi ($\beta = k_0$).

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \tag{9}$$

$$\beta = k_o \sqrt{\epsilon_e} \tag{10}$$



Gambar 3. Saluran Mikrostrip

Hubungan antara konstanta dielektrik efektif (ϵ_e), impedansi karakteristik (Z_0) dengan (W/h) dapat diperoleh dari konstanta dielektrik efektif dengan persamaan:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 d/W}} \tag{11}$$

Dengan nilai dimensi W/d yang diketahui, kita dapat menghitung impedansi karakteristik dengan persamaan berikut:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right) & W/d \leq 1 \tag{12a} \\ \frac{120 \pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left[\frac{W}{d} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{d} + 1.444 \right) \right]} & W/d \geq 1 \tag{12b} \end{cases}$$

Dan untuk nilai Z_0 dan ϵ_e yang sudah diketahui, rasio W/d dapat dicari menggunakan persamaan berikut:

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & W/d < 2 \tag{13a} \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & W/d > 2 \tag{13b} \end{cases}$$

dengan:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)} \tag{14}$$

$$B = \frac{377 \pi}{2 Z_0 \sqrt{\epsilon_e}} \tag{15}$$

Sementara itu untuk mengetahui nilai panjang saluran mikrostrip (L) apabila telah diketahui nilai W/d , maka panjang mikrostrip dapat diitung menggunakan persamaan:

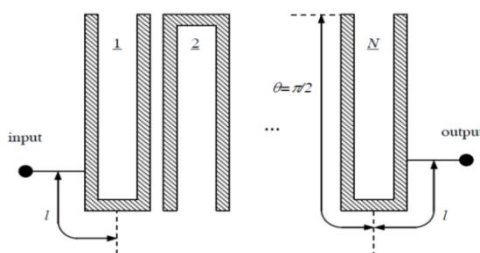
$$L = \frac{\left(\frac{\pi}{180^\circ} \right)}{\sqrt{\epsilon_e} k_o} \tag{16}$$

dengan :

$$k_o = \frac{2\pi f}{c} \tag{17}$$

Hairpin-Line (Lancaster, 2001)

Hairpin-line bandpass filters adalah filter yang mempunyai struktur tersusun rapi. Filter tersebut mempunyai konsep yang didapat dengan lipatan resonator dari *parallel-coupled, half-wavelength resonator filters*, dan mempunyai bentuk "U".



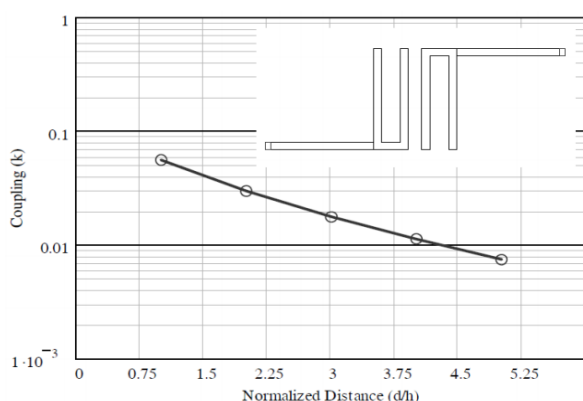
Gambar 4. Konfigurasi Hairpin-Line Band Pass Filters

Saluran dilipat berbentuk "U" dan disusun dalam model sehingga seluruh filter dapat lebih ringkas. Untuk mendisain filter Hairpin dapat dengan teknik kopling dimana koefisien kopling dapat ditentukan oleh persamaan:

$$M_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad \text{for } i = 1 \text{ to } n - 1 \tag{18}$$

dimana: FBW = *fractional bandwidth*
 g_n = parameter *lowpass chebyshev*

Kemudian dari nilai koefisien kopling digunakan untuk menentukan jarak antar resonator (s) dari koping resonator. Hubungan koefisien kopling dengan s dapat dilihat pada gambar di bawah ini.



Gambar 5. Hubungan koefisien kopling dengan separation

Faktor kualitas eksternal resonator pada input Q_{e1} dan pada output Q_{en} diberikan oleh persamaan di bawah ini:

$$Q_{en} = \frac{g_n g_{n+1}}{FBW} \tag{19}$$

Pada filter *Hairpin* terdapat saluran terkopel dan tidak terkopel. Untuk menentukan saluran yang terkopel terpengaruh dari impedansi mode genap dan mode ganjil, yang diberikan oleh persamaan berikut:

$$l_j = \frac{\lambda_g}{4(\sqrt{(\epsilon_{re}^e)_j} x (\epsilon_{re}^o)_j})^{1/2}} \quad (20)$$

Sedangkan untuk saluran tidak terkopel atau sering disebut dengan *slide factor*, panjang *slide factor* yang berlebih akan mengakibatkan redaman filter menjadi bertambah, namun jika terlalu pendek akan mengakibatkan adanya *self-coupling* yaitu kopling diantara saluran yang sama. Untuk panjang *slide factor* pada umumnya 1 sampai 3 kali lebar resonator atau 2-2.5 kali dari jarak antar resonator itu sendiri. Persamaan untuk mencari panjang *slide factor* dapat dilihat pada persamaan berikut:

$$b = \frac{\lambda_g}{4} - (\theta_c + W) \quad (21)$$

dengan: $\theta_c = \text{electrical length} = 90^\circ$

Untuk menentukan posisi *tapping* (t) dengan menggunakan persamaan berikut:

$$t = \frac{2L}{\pi} \sin^{-1} \left(\sqrt{\frac{2}{\pi} \frac{Z_0/Z_r}{Q_e}} \right) \quad (22)$$

dengan : L = panjang resonator $\lambda/4$
 Z_0 = impedansi terminasi
 Z_r = impedansi karakteristik saluran

2. MODEL SISTEM

2.1 Spesifikasi Alat

Perancangan dimulai dengan menentukan spesifikasi *bandpass* filter kemudian data spesifikasi dihitung menggunakan persamaan sesuai dengan teori, dari perhitungan didapatkan hasil perancangan. Setelah itu tahap selanjutnya adalah simulasi menggunakan *software CST Microwave Studio Suite* untuk mengevaluasi dari hasil perancangan. Jika dari hasil simulasi belum didapatkan hasil yang sesuai dengan spesifikasi maka dilakukan *tunning* atau optimasi sampai didapatkan hasil yang diharapkan. Spesifikasi alat yang akan dirancang harus sesuai dengan penerapan fungsi filter tersebut. Adapun spesifikasi *bandpass* filter yang dirancang sesuai dengan *Synthetic Aperture Radar (SAR)* pada penelitian ini adalah sebagai berikut (**J. T. Sri Sumantyo, 2009**).

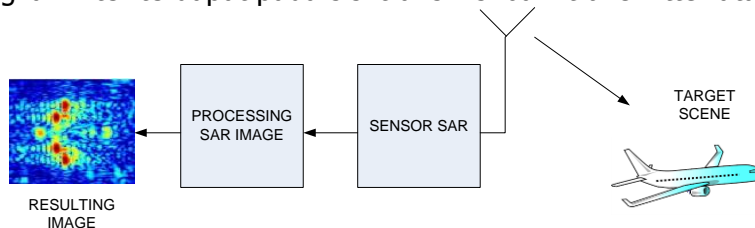
1. Frekuensi : 1.265-1.275 MHz
2. *Bandwidth* : 10 MHz
3. Frekuensi tengah : 1.270 MHz
4. *Return Loss* : < -14 dB
5. Respon Frekuensi : *Chebyshev* dengan *ripple* 0.1 dB
6. Impedansi *output* : 50 Ω
7. Ketajaman *slope* : -120 dB/ decade (-36 dB/oktaf)
8. Tipe Mikrostrip : *Hairpin-Line*

Bahan dielektrik yang digunakan pada perancangan *bandpass* filter ini adalah *epoxy* FR4, dengan karakteristik substrat sebagai berikut :

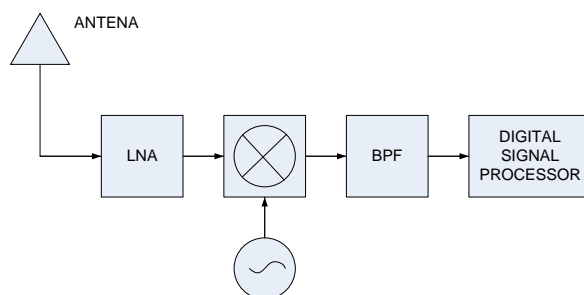
1. Permittivitas dielektrik bahan (ϵ_r) : 4.4
2. Tebal dielektrik (d) : 1.6 mm
3. Tebal konduktor (t) : 0.035 mm

2.2 Tahap Perancangan

Blok Sistem secara umum dari *Syntyetic Aperture radar* (SAR) terdiri dari bagian antena, blok transmisi yang di dalamnya termasuk bagian sensor, blok *digital signal processor* dan *data recording*. Sedangkan filter terdapat pada sisi transmisi baik *transmitter* ataupun *receiver*.



Gambar 6. Synthetic Aperture Radar (SAR)



Gambar 7. Blok Transmisi (Penerima) untuk aplikasi Synthetic Aperture Radar (SAR)



Gambar 8. Diagram Alir Perancangan

Perancangan BPF pada penelitian ini dilakukan dengan menggunakan teknik kopling. Desain filter dimulai dengan beberapa tahap yaitu menentukan nilai prototype *lowpass filter chebyshev*, menentukan parameter saluran terkopel, dan transformasi ke bentuk *Hairpin*. Alur perancangan filter diperlihatkan pada gambar 8.

2.2.1 Prototype Lowpass Filter Chebyshev

Tahapan ini untuk menentukan nilai *fractional bandwidth* (FBW) dan jumlah elemen filter (orde) minimal $f_0 = 1.27$ GHz. Didapatkan *Fractional Bandwidth* (FBW) :

$$FBW = \frac{BW}{f_0} = \frac{10 \times 10^6}{1.27 \times 10^9} = 0.0079 \quad (23)$$

$$\left| \frac{\omega}{\omega_c} \right| = \frac{2}{FBW} \times \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right) = \frac{2}{0.0079} \times \left(\frac{1.27 - 1.255}{1.255} \right) = 3.0339 \quad (24)$$

$$\Omega = \Omega_s$$

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0.1 L_{Ar}} - 1}{10^{0.1 L_{As}} - 1}}}{\cosh^{-1} \Omega_s} \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0.1 \times 70} - 1}{10^{0.1 \times 0.1} - 1}}}{\cosh^{-1} 3.0339} \geq 5.9911 \approx 6 \quad (25)$$

Dari perhitungan diatas didapatkan jumlah elemen filter dengan frekuensi *stopband* 1.255 GHz dengan redaman minimum > 70 dB adalah orde 6 ($n = 6$).

Tabel 1. Nilai prototype lowpass chebyshev orde 6 dengan ripple 0.1 dB (Chris Bowick, 1997)

n	g ₁	g ₂	g ₃	g ₄	g ₅	g ₆	g ₇
6	1.1681	1.4039	2.0562	1.5170	1.9029	0.8618	1.3554

2.2.2 Menentukan Parameter Saluran Terkopel (Lancaster, 2001)

Tabel 2. Nilai J-Inverter

Kode J-Inverter	Nilai J-Inverter
J_01	0.1029
J_45	0.0073
J_12	0.0097
J_56	0.0097
J_23	0.0073
J_67	0.1029
J_34	0.0070

Setelah mendapatkan nilai elemen untuk *prototype lowpass filter*, tahap selanjutnya adalah menentukan nilai *J-Inverter* untuk mengkonversi menjadi elemen mikrostrip. Kemudian untuk perhitungannya dapat menggunakan persamaan (6). Hasil perhitungan nilai *J-Inverter* diperlihatkan pada tabel 2.

2.2.3 Impedansi Karakteristik (Z_0)

Nilai impedansi karakteristik mode genap dan mode ganjil pada setiap resonator dengan menggunakan persamaan (2.4a).

Tabel 3. Nilai impedansi karakteristik mode genap dan mode ganjil pada setiap resonator

Mode Genap (Ω)	Mode Ganjil (Ω)
$(Z_{0e})_{01}=55.6729$	$(Z_{0o})_{01}= 45.3854$
$(Z_{0e})_{12}=50.4873$	$(Z_{0o})_{12}=49.5220$
$(Z_{0e})_{23}=50.3664$	$(Z_{0o})_{23}=49.6388$
$(Z_{0e})_{34}=50.3524$	$(Z_{0o})_{34}=49.6525$
$(Z_{0e})_{45}=50.3664$	$(Z_{0o})_{45}=49.6388$
$(Z_{0e})_{56}=50.4873$	$(Z_{0o})_{56}=49.5220$
$(Z_{0e})_{67}=55.6729$	$(Z_{0o})_{67}=45.3854$

2.2.4 Dimensi Resonator Mikrostrip (Pozar, 1998)

Setelah mendapatkan nilai elemen-elemen mikrostrip dan impedansi karakteristik tiap resonator, selanjutnya dengan menggunakan persamaan (7) dan (8) nilai konstanta dielektrik efektif (ϵ_e) dan impedansi karakteristik saluran (Z_r) dapat dihitung sebagai berikut ($\epsilon_r = 4.3$; $w = 2\text{ mm}$; $d = 1.6\text{ mm}$) :

$$\epsilon_e = \frac{4.3 + 1}{2} + \frac{4.3 - 1}{2} \left(1 + \frac{12 \times 1.6}{2} \right)^{-0.5} = 3.0914$$

$$Z_r = \frac{120\pi}{\sqrt{3.1567} \left[\frac{2}{1.6} + 1.393 + 0.677 \ln \left(\frac{2}{1.6} + 1.444 \right) \right]} = 67.3653 \Omega$$

$$A = \frac{50}{60} \sqrt{\frac{4.3 + 1}{2} + \frac{4.3 - 1}{4.3 + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{4.3} \right)} = 1.5157$$

$$\frac{W}{d} = \frac{8e^{1.5157}}{e^{2(1.5157)} - 2} = 1.5014$$

$$W_c = 1.9449 \times 1.6 = 3.1666 \text{ mm}$$

Nilai W_c merupakan lebar dari saluran *coupled input* dan *output* yaitu 3.1666 mm. Panjang saluran transmisi (*transmission line*) didapat dari :

$$\epsilon_e = \frac{4.3 + 1}{2} + \frac{4.3 - 1}{2} \left(1 + \frac{12 \times 1.6}{3.1118} \right)^{-0.5} = 3.2662$$

$$k_o = \frac{2 \pi \times 1.27 \times 10^9}{3 \times 10^8} = 26.5853 \text{ m}^{-1}$$

Panjang resonator *transmission line* dapat ditentukan berdasarkan persamaan diatas, sehingga:

$$L = \frac{\left(\frac{\pi}{180^\circ} \right)}{\sqrt{3.2662 \times 26.5853 \text{ m}^{-1}}} \times 3.1666 = 1.1238 \text{ mm}$$

$$M_{0,1} = \frac{\text{Koefisien Kopling}}{\sqrt{1 \times 1.1681}} = \frac{0.0079}{\sqrt{1 \times 1.1681}} = 0.0073$$

$$Q_{0,1} = \frac{\text{Faktor Kualitas}}{0.0079} = \frac{1 \times 1.1681}{0.0079} = 148.3487$$

Tabel 4. Nilai Koefisien Kopling dan Faktor Kualitas

Koefisien Kopling	Faktor Kualitas
$M_{0,1}=0.0073$	$Q_{0,1}=148.3487$
$M_{1,2}=0.0061$	$Q_{1,2}=208.2667$
$M_{2,3}= 0.0046$	$Q_{2,3}=366.6108$
$M_{3,4}= 0.0045$	$Q_{3,4}=396.1454$
$M_{4,5}= 0.0046$	$Q_{4,5}=366.6108$
$M_{5,6}= 0.0061$	$Q_{5,6}=208.2667$
$M_{6,7}= 0.0073$	$Q_{6,7}=148.3487$

Tabel 5. Nilai Resonator

Resonator	Jarak Resonator (mm)
s_{01}	0.1500
s_{12}	0.8000
s_{23}	2.0000
s_{34}	3.0000
s_{45}	2.0000
s_{56}	0.8000
s_{67}	0.1500

2.2.5 Panjang saluran tiap resonator

Untuk menentukan panjang gelombang terbimbing (λ_g) setiap resonator terlebih dahulu mencari nilai konstanta dielektrik mode genap dan mode ganjil pada masing-masing resonator.

Tabel 6. Konstanta Dielektrik Efektif tiap Resonator

Resonator	ϵ_e	ϵ_{re}^e	ϵ_{re}^o
01	3.2294	3.0941	2.7275
12	3.3122	3.1421	2.7407
23	3.3936	3.1925	2.7572
34	3.5285	3.2802	2.7952
45	3.4241	3.2120	2.7644
56	3.5039	3.2640	2.7870
67	3.1302	3.0402	2.7155

Tabel 7. Panjang gelombang terbimbing tiap resonator

$(\lambda_g)_{01}$	$(\lambda_g/4)_{01}$
$(\lambda_g)_{01} = 81.3141$	$(\lambda_g/4)_{01} = 20.3285$
$(\lambda_g)_{12} = 80.4964$	$(\lambda_g/4)_{12} = 20.1241$
$(\lambda_g)_{23} = 79.6195$	$(\lambda_g/4)_{23} = 19.9049$
$(\lambda_g)_{34} = 78.0120$	$(\lambda_g/4)_{34} = 19.5030$
$(\lambda_g)_{45} = 79.2733$	$(\lambda_g/4)_{45} = 19.8183$
$(\lambda_g)_{56} = 78.3203$	$(\lambda_g/4)_{56} = 19.5801$
$(\lambda_g)_{67} = 82.2133$	$(\lambda_g/4)_{67} = 20.5533$

2.2.6 Transformasi ke bentuk Hairpin *Slide factor* dan panjang saluran terkopel

Untuk menentukan panjang *slide factor*, terlebih dahulu harus menentukan panjang saluran dengan menggunakan persamaan (22). Didapatkan hasil perhitungan sebagai berikut:

$$l_{01} = \frac{81.3147}{(\sqrt{3.0941 \times 2.7275})^{1/2}} = 47.7078 \text{ mm}$$

Dari perhitungan diatas didapatkan nilai panjang saluran terkopel tiap resonator seperti berikut:

Tabel 8. Panjang gelombang terbimbing tiap resonator

Panjang Saluran terkopel resonator ke-	Panjang Saluran terkopel resonator
l_{01}	47.7078 mm
l_{12}	46.9901 mm
l_{23}	46.2243 mm
l_{34}	44.8315 mm
l_{45}	45.9232 mm
l_{56}	45.0975 mm
l_{67}	48.5014 mm

Setelah panjang saluran terkopel diketahui kita dapat menentukan panjang *slide factor* dengan persamaan (23). Berikut perhitungan untuk mencari nilai *slide factor* :

$$b_{01} = 20.3285 - (90^\circ + 2) = 17.5435 \text{ mm}$$

Hasil perhitungan dari persamaan diatas, didapatkan panjang *slide factor* tiap resonator adalah sebagai berikut:

Tabel 9. Nilai *Slide Factor* tiap resonator

<i>Slide factor</i> resonator ke-	<i>Slide factor</i> resonator
b_{01}	17.5435 mm
b_{12}	17.3391 mm
b_{23}	17.1199 mm
b_{34}	16.7180 mm
b_{45}	17.0333 mm
b_{56}	16.7951 mm
b_{67}	17.7683 mm

Pada perancangan filter *Hairpin* ini menggunakan teknik pencatuan *Tap-line*. Untuk menentukan jarak *tapping* pada resonator dapat dihitung menggunakan persamaan (24).

Hasil perhitungan *tapping* adalah sebagai berikut:

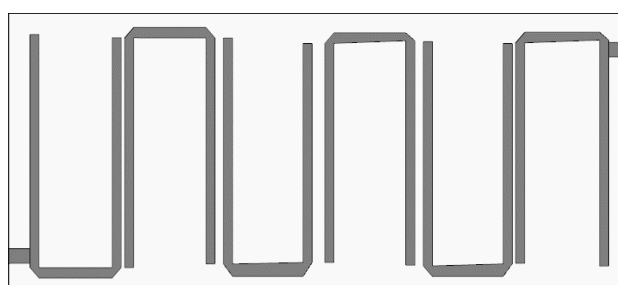
$$t_{input} = 0.8790 \text{ mm}$$

$$t_{output} = 0.8943 \text{ mm}$$

Tabel 10. Parameter-Parameter pada Resonator

Resonator ke-	Lebar Resonator (W)	Jarak Resonator (s)	Panjang Resonator (l)	Slide Factor (b)
1	2 mm	0.1394 mm	47.7078 mm	17.5435 mm
2	2 mm	0.8000 mm	46.9901 mm	17.3391 mm
3	2 mm	2.0000 mm	46.2243 mm	17.1199 mm
4	2 mm	3.0000 mm	44.8315 mm	16.7180 mm
5	2 mm	2.0000 mm	45.9232 mm	17.0333 mm
6	2 mm	0.8000 mm	45.0975 mm	16.7951 mm
7	2 mm	0.1271 mm	48.5014 mm	17.7683 mm

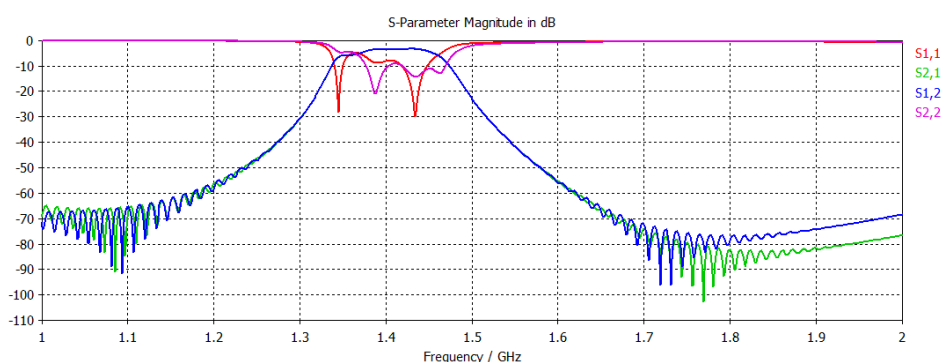
Dari perancangan *hairpin band pass filter* diatas didapatkan *layout* gambar rangkaian sebagai berikut:



Gambar 9. Layout Hairpin Band Pass Filter

2.3 Tahap Simulasi

Sebelum ke tahap pabrikan, langkah selanjutnya yang dilakukan adalah melakukan simulasi menggunakan bantuan simulator. Pada tahap simulasi ini menggunakan simulator *CST Studio Suite*. Untuk langkah-langkah simulasi bisa dilihat pada bagian lampiran. Gambar di bawah ini menunjukkan respon frekuensi dari hasil simulasi.

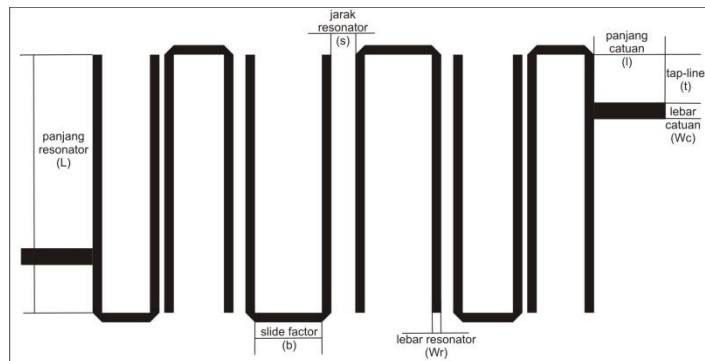


Gambar 10. Respon Frekuensi Hasil simulasi

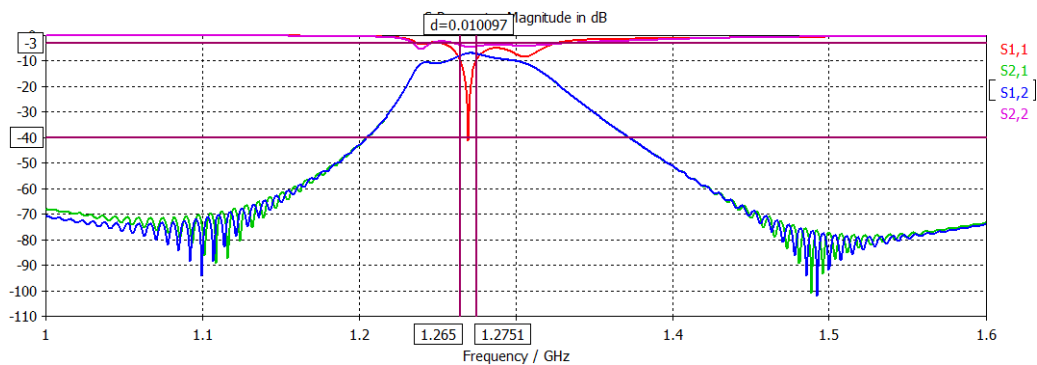
Dari gambar 10 diatas dapat dilihat bahwa respon frekuensi berada pada rentang 1.34 GHz – 1.46 GHz, sehingga perlu dilakukan *tunning* atau optimasi agar didapatkan respon frekuensi yang diharapkan yaitu pada rentang 1.265 GHz – 1.275 GHz.

2.4 Tahap Optimasi

Karena pada hasil perhitungan dengan hasil simulasi akan ada perbedaan maka dilakukan optimasi yang menghasilkan ukuran *layout* yang berbeda dengan hasil perhitungan. *Layout* PCB yang sudah dioptimasi sebagai berikut:



Gambar 11. *Layout* Hairpin Band Pass filter Setelah Optimasi



Gambar 12. Hasil Optimasi menggunakan CST Suite Studio

Nilai parameter-parameter resonator *Hairpin* menjadi berubah setelah melakukan optimasi, berikut adalah nilai parameter-parameternya:

Tabel 11. Parameter-parameter pada resonator *Hairpin* setelah optimasi

Resonator ke-	Lebar Resonator (W)	Jarak Resonator (s)	Panjang Resonator (l)	Slide Factor (b)
1	2 mm	0.1394 mm	54 mm	5 mm
2	2 mm	1 mm	54 mm	5 mm
3	2 mm	2.5 mm	54 mm	5.5 mm
4	2 mm	5 mm	54 mm	8.5 mm
5	2 mm	2.5 mm	54 mm	5.5 mm
6	2 mm	1 mm	54 mm	5 mm
7	2 mm	0.1271 mm	54 mm	5 mm

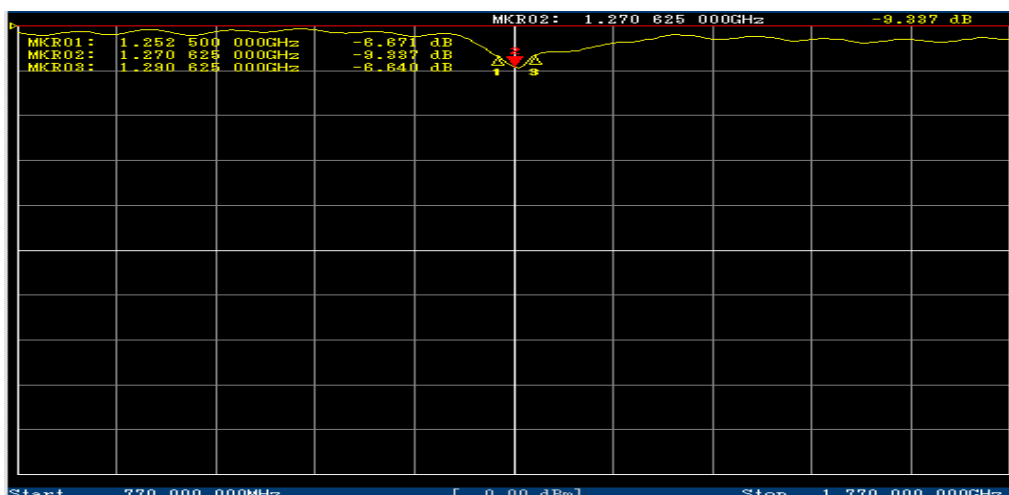
3. HASIL PENGUKURAN DAN ANALISIS

3.1 Hasil Pengukuran

3.1.1 Hasil Pengukuran Return Loss

Pengukuran *Return Loss* (S11) menunjukkan karakteristik sinyal yang dipantulkan kembali ke sumber. Semakin kecil nilai *Return Loss* maka semakin kecil pula daya yang dikembalikan menuju sumber, sehingga daya bisa tersalurkan secara maksimal atau terjadi transfer daya maksimum. Hasil pengukuran dapat dilihat pada Gambar 13. Pada Gambar 13 marker 1

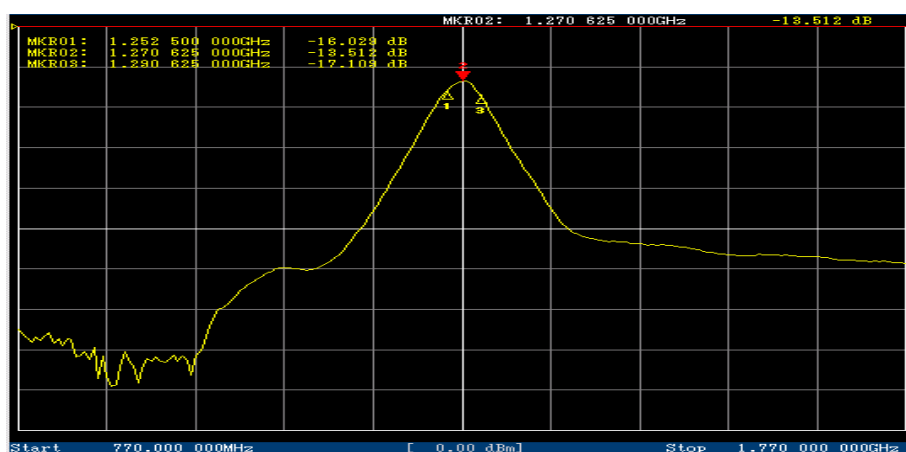
berada di frekuensi 1252 MHz dengan nilai *Return Loss* sebesar -6.671 dB, marker 2 berada di frekuensi 1270 MHz dengan nilai *Return Loss* sebesar -9.337 dB, dan marker 3 berada di frekuensi 1290 MHz dengan nilai *Return Loss* s -6.640 dB. Marker 1 dan marker 3 menunjukkan nilai *Return Loss* untuk nilai *bandwidth* pada daerah *passband* dan marker 2 menunjukkan nilai *Return Loss* untuk frekuensi tengahnya.



Gambar 13. Hasil Pengukuran *Return Loss*

3.1.2 Hasil Pengukuran *Insertion Loss*

Insertion Loss menunjukkan karakteristik sinyal yang ditransmisikan dari port *input* ke port *output*. *Insertion Loss* ini disebut juga dengan *Scattering Coefficient* (S_{21}). Idealnya nilai *Insertion Loss* adalah 0 dB, namun karena banyak terdapat rugi-rugi dalam filter maka nilai tersebut sulit untuk dicapai. Kemudian untuk hasil pengukuran *Insertion Loss* dapat dilihat pada Gambar 14.

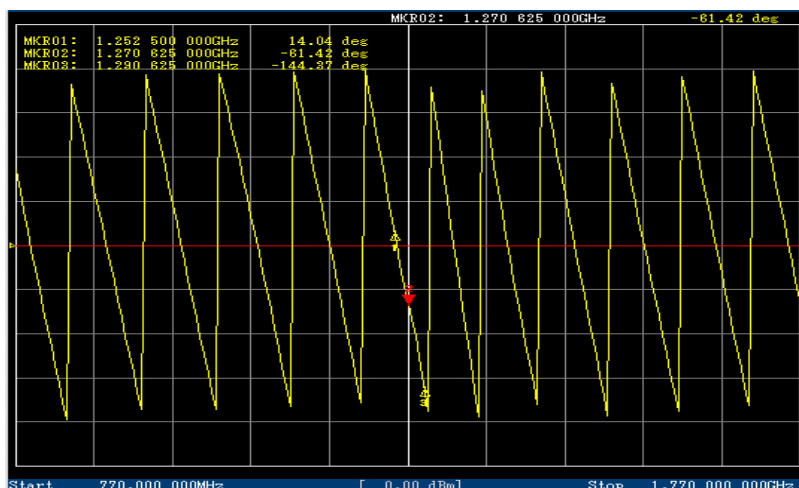


Gambar 14. Hasil Pengukuran *Insertion Loss*

Pada hasil pengukuran dapat dilihat bahwa nilai *Insertion Loss* pada marker 2 atau ketika pada frekuensi tengah 1270 MHz adalah -13.512 dB, artinya saat frekuensi 1270 MHz daya pancar yang keluar dari filter adalah sebesar 1/20 kali dari daya yang masuk ke filter. Sedangkan pada marker 1 dengan frekuensi 1252 MHz nilai *Insertion Loss* nya adalah -18.022 dB dan pada marker 3 dengan frekuensi 1290 MHz nilai *Insertion Loss* nya adalah -17.103 dB.

3.1.3 Hasil Pengukuran Respon Fasa

Respon fasa menunjukkan tingkat linieritas filter yang akan mempengaruhi besar kecilnya *delay* pada sistem. Berdasarkan hasil pengukuran, tingkat ke linieritas filter dapat dilihat pada gambar berikut ini.



Gambar 15. Hasil Pengukuran Respon Fasa

Pada hasil pengukuran fasa di atas didapatkan hasil pada marker 1 dengan frekuensi 1252 MHz didapatkan nilai 14.14° , kemudian pada marker 2 dengan frekuensi 1270 MHz didapatkan nilai -61.43° , dan pada marker 3 dengan frekuensi 1290 MHz didapatkan nilai fasa -144.87° .

3.2 Analisis Hasil Pengukuran

3.2.1 Analisis Hasil Pengukuran *Return Loss*

Berdasarkan hasil pengukuran *Return Loss*, nilai VSWR pada filter *Hairpin* dengan frekuensi 1270 MHz adalah 2.044 atau dengan kata lain lebih besar dibandingkan dengan VSWR ideal Persamaan untuk menghitung nilai VSWR dapat dilihat pada persamaan (26) dan (27).

$$RL = -20 \log |\Gamma| \tag{26}$$

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \tag{27}$$



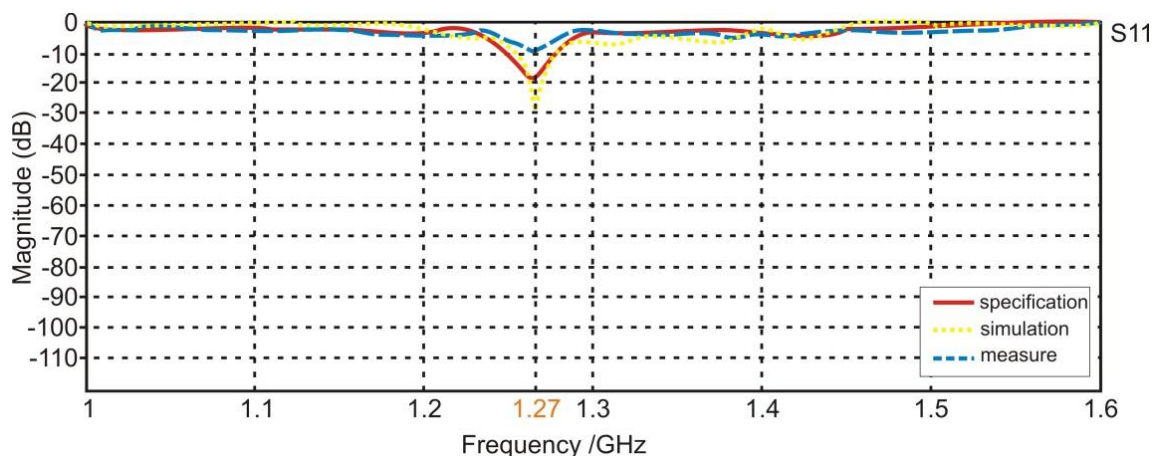
Gambar 16. Hasil Pengukuran VSWR

VSWR menunjukkan tingkat kesesuaian impedansi (*matching impedance*) antara saluran filter dengan saluran sumber. Semakin besar nilai VSWR, maka kualitas filter akan semakin jelek karena banyak daya yang dipantulkan kembali menuju sumber.

VSWR ideal mempunyai nilai 1, namun sangat sulit untuk mendapatkan nilai VSWR = 1 dalam realisasinya karena terdapat banyak faktor-faktor yang dapat mengakibatkan ketidaksesuaian impedansi antara saluran filter dengan sumber. Beberapa faktornya antara lain:

1. Impedansi *Tap-Line* tidak tepat 50 Ω dan tidak *match* dengan impedansi konektor yang digunakan.
2. Proses penyolderan konektor ke saluran akan berpengaruh terhadap nilai impedansi pada *Tap-Line*.

Dari hasil pengukuran filter menunjukkan banyak daya yang dipantulkan kembali ke sumber, sehingga dalam penerapan filter *Hairpin* dalam *Synthetic Aperture Radar* akan mengakibatkan kerugian karena akan banyak daya yang ke sumber.



Gambar 17. Grafik Perbandingan pada spesifikasi, Simulasi dan Pengukuran

3.2.2 Analisis Hasil Pengukuran Insertion Loss

Berdasarkan hasil pengukuran *Insertion Loss* (S21), daerah *passband* mempunyai frekuensi 1252 MHz sampai 1290 MHz. Kemudian nilai *Insertion Loss* pada frekuensi tengah 1270 MHz berada pada level -13.512 dB. Karena nilai *Insertion Loss* sangat kecil maka daya *output* yang dihasilkan oleh filter *Hairpin* juga kecil, sehingga penggunaan daya pada filter ini tidak efisien. Padahal dalam kebutuhan *Synthetic Aperture Radar* kebutuhan penggunaan daya harus seefisien mungkin. Idealnya nilai *Insertion Loss* adalah sebesar 0 dB namun pada realisasinya sulit untuk dapat tercapai karena beberapa faktor yang mempengaruhi besarnya nilai *Insertion Loss*, diantaranya adalah Loss Dielektrik (rugi-rugi bahan), dan Loss Pabrikasi (proses *etching* dan penyolderan konektor).

1. Loss Dielektrik

Setiap bahan dielektrik memiliki rugi-rugi bahan ($\tan \delta$) yang terakumulasi di setiap luas bahan. Nilai rugi-rugi bahan dielektrik dapat dihitung dengan persamaan (28) (**Lancaster, 2001**):

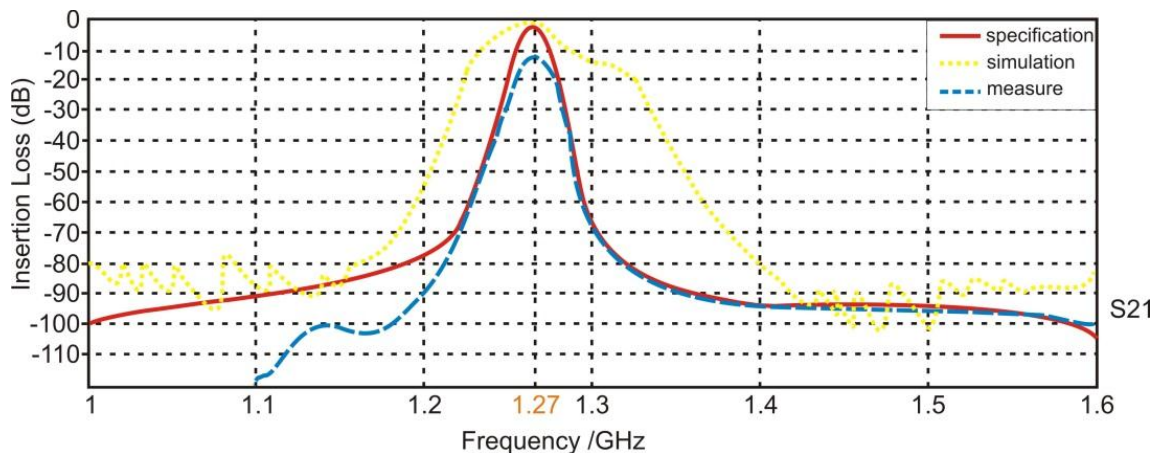
$$\alpha_d = 8.686 \pi \left(\frac{\epsilon_{re} - 1}{\epsilon_r - 1} \right) \frac{\epsilon_r \tan \delta}{\epsilon_{re} \lambda_g} \quad (28)$$

Dengan $\tan \delta = 0.02$ didapatkan redaman dielektrik sebesar $0.006078 \sim 0.0061$ dB/cm. Dan untuk dimensi dielektrik dengan ukuran panjang x lebar = 13.5 x 7.5 cm maka redaman

dielektrik total dapat dihitung dengan mengkalikan nilai luas bahan dengan nilai redaman dielektrik/satuan panjang. Kemudian didapatkan persamaan $13.5 \times 7.5 \times 0.02$ sehingga nilai redaman dielektrik total sebesar 0.62 dB. Nilai redaman dielektrik total ini akan mengurangi fungsionalitas kerja filter *Hairpin* dengan menambah redaman sebesar 0.62 dB.

2. Loss Pabrikasi

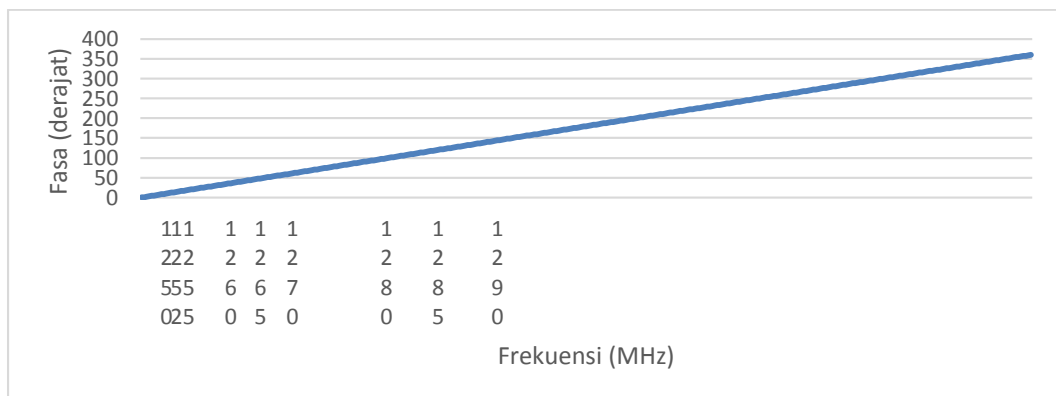
Loss pabrikasi diantaranya adalah ketidakpastian pada saat pencetakan jalur *patch* ke dalam papan PCB karena dalam pabrikasi filter mikrostrip selisih nilai sedikit saja sangat mempengaruhi hasil pengukuran. *Loss* pabrikasi juga timbul akibat penyolderan konektor yang kurang baik. Jika penyolderan konektor kurang baik akan mengakibatkan redaman filter semakin besar. Sehingga kedua hal tersebut harus sangat diperhatikan agar hasil pengukuran mendekati dengan nilai perancangan.



Gambar 18. Grafik Perbandingan Insertion Loss pada Spesifikasi, Simulasi dan Pengukuran

3.2.3 Analisis Hasil Pengukuran Respon Fasa

Respon fasa menunjukkan tingkat linieritas dari rangkaian yang memiliki daerah *passband*. Pada proses komunikasi, sinyal yang tidak linier akan mengakibatkan terjadinya *delay*. Berdasarkan hasil pengukuran, respon fasa filter *Hairpin* memiliki linieritas yang baik namun masih kurang akurat karena hasilnya dipengaruhi oleh nilai *ripple* yang dipakai dalam perancangan. Pada filter *Hairpin* ini karena dalam metode pembuatannya menggunakan respon *chevyshev* yang memiliki selektivitas yang baik namun memiliki linieritas fasa yang kurang baik dengan nilai *ripple* 0.1 dB.



Gambar 19. Grafik Pengukuran Respon Fasa *Passband*

3.3 Analisis Kerja Sistem

Analisis kerja sistem menunjukkan fungsional filter *Hairpin* hasil dari perancangan dengan membandingkan hasil pengukuran dengan spesifikasi awal yang direncanakan dan dari hasil simulasi. Berikut perbandingan spesifikasi awal, simulasi dan hasil pengukuran. Fungsionalitas filter *Hairpin* dalam melewatkan frekuensi yang aplikasinya terdapat dalam sistem *Synthetic Aperture Radar* dan meredam frekuensi lain yang tidak dibutuhkan oleh sistem karena dapat mengganggu kerja sistem.

Tabel 12. Perbandingan Spesifikasi, Hasil simulasi dan Hasil Pengukuran

Parameter	Daerah <i>Passband</i>		
	Spesifikasi	Simulasi	Pengukuran
Range Frekuensi	1265-1275 MHz	1265-1275 MHz	1252-1290 MHz
<i>Bandwidth</i>	10 MHz	10 MHz	38 MHz
Frekuensi Tengah	1270 MHz	1270 MHz	1270.625 MHz
<i>Return Loss</i>	< -14 dB	-40 dB	-9.337 dB
<i>Insertion Loss</i>	-3 dB	-7 dB	-13.512 dB

Dari perbandingan hasil spesifikasi, simulasi dan hasil pengukuran di atas terdapat pergeseran range frekuensi dan *bandwidth*, pada hasil pengukuran menunjukkan lebih besar dibandingkan dengan spesifikasi dan hasil simulasi. Hal ini akan mempengaruhi kerja sistem *Synthetic Aperture Radar* yang seharusnya hanya mempunyai *bandwidth* sebesar 10 MHz. Pada hasil pengukuran menunjukkan hasil 38 MHz, hal ini disebabkan karena ketidakakuratan *software* yang digunakan saat simulasi terhadap hasil pengukuran. Kemudian pada hasil pengukuran juga terlihat nilai *Return Loss* masih lebih besar jika dibandingkan dengan hasil perancangan, artinya masih banyak daya yang dipantulkan kembali ke sumber. Sehingga dalam penggunaan daya kurang efisien. Dan untuk *Insertion Loss* hasil pengukuran nilainya masih terlalu kecil jika dibandingkan dengan hasil perancangan, akibatnya di *port output* juga daya yang keluar akan kecil karena filter *Hairpin* ini bekerja saat nilai -13.512 dB yang seharusnya nilai idealnya adalah 0 dB.

Kemudian pada respon fasa, hasil ini akan berpengaruh terhadap nilai *delay* yang dapat mengganggu kerja sistem *Synthetic Aperture Radar*. Respon *Chebyshev* ini memiliki selektifitas yang baik, namun tingkat linieritas fasa tergantung pada nilai *ripple* yang dipakai pada perancangan yaitu sebesar 0.1 dB.

4. KESIMPULAN

Setelah dilakukan pengukuran terhadap filter yang sudah dirancang, dapat diambil kesimpulan sebagai berikut:

1. *Bandpass Filter* berhasil direalisasikan menggunakan metode *Hairpin-Line* dengan elemen mikrostrip.
2. Proses perancangan *Bandpass Filter* menggunakan metode *Hairpin-Line* berhasil disimulasikan menggunakan *software CST Studio Suite 2010*.
3. *Bandpass Filter* dapat melewatkan frekuensi yang dibutuhkan oleh sistem *Synthetic Aperture Radar* namun belum sesuai dengan spesifikasi awal pada perancangan. Nilai *bandwidth* yang dihasilkan masih terlalu lebar yaitu 38 MHz.
4. *Bandpass Filter* dapat meredam sumber interferensi di luar range frekuensi namun belum sesuai dengan spesifikasi awal pada perancangan.

5. *Return Loss* yang dihasilkan oleh *Bandpass Filter* dengan metode *Hairpin-Line* pada daerah *passband* adalah -9.337 dB.
6. *Insertion Loss* yang dihasilkan oleh *Bandpass Filter* dengan metode *Hairpin-Line* pada daerah *passband* adalah -13.512 dB.
7. Respon fasa *Bandpass Filter* pada daerah *passband* menunjukkan respon yang linier.

DAFTAR RUJUKAN

- Budi Syihabuddin, D. A. (2017). *Perancangan Bandpass Filter Pita Sempit pada Frekuensi L-Band untuk Aplikasi Synthetic Aperture Radar (SAR)*. JURNAL INFOTEL.
- Edwar, M. A. (2016). *Microstrip BPF made of square loop resonator for X-band weather radar. 2nd International Conference on Wireless and Telematics (ICWT)* (pp. 10 - 13). IEEE.
- J. T. Sri Sumantyo, H. W. (2009). *Development of Circularly Polarized Synthetic Aperture Radar Onboard Microsatellite (μ SAT CP-SAR)*. PIERS Proceedings. Beijing China.
- Jiejun Wu, W. C. (2008). *Design of band-pass Filters at Ka-band with waveguide to microstrip transition. 8th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory*. Kunming, China: IEEE.
- Lancaster, J.-S. H. (2001). *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications* : John Wiley & Sons, Inc.
- Pozar, D. M. (1998). *Microwave Engineering Second Edition* : John Wiley & Sons ,Inc.
- Rustamaji, A. R. (2013). *Simulasi Perancangan Filter Analog dengan Respon Chebyshev*. Jurnal Elkomika, 1(2): 106–116.
- Sulaeman, E., Darlis, A.R. & Dewi, R.H.A. (2013). *Perancangan dan Implementasi Duplexer Mikrostrip untuk Frekuensi LTE pada band ke-7*. Jurnal Elkomika, 1(2): 68–78.
- T.Jayanthi, K. a. (2011). *Design of Microstrip Hairpin Band Pass Filter Using Ground Structure and Open Stubs. International Conference on Information and Electronics Engineering*.
- Zalabsky, T. (2013). *Design and Modeling of an Output Microwave Filter for S Band Primary Radar Transmitter. 13th Conference on Microwave Techniques COMITE 2013*. Pardubice, Czech Republic: IEEE.