

Perancangan *Bandpass Filter* untuk Radar Cuaca dengan Metode *Hairpin Meander Fractal Resonator* pada Frekuensi 9 GHz

Slameta, Sarah Muslimawati

Jurusan Teknik Elektro, Politeknik Negeri Bandung
Jl. Gegerkalong Hilir, Ds. Ciwaruga, Bandung 40012, Indonesia
slameta@polban.ac.id

Abstrak

Radar atau *Radio Detection and Ranging* merupakan salah satu produk telekomunikasi yang berperan sangat penting pada masa kini. Kegunaan radar sangat beragam, contohnya radar dapat digunakan dalam memperkirakan cuaca. Radar cuaca memiliki kemampuan untuk mendeteksi intensitas curah hujan dan cuaca buruk, misalnya badai. Berdasarkan perkembangan teknologi, sistem radar dapat menggunakan frekuensi yang lebih tinggi dan membuat pengukuran yang lebih baik dari arah target dan lokasi. Untuk memisahkan *clutter* dan *object*, pada sebuah radar diperlukan sebuah *bandpass filter*. *Bandpass filter* ini berfungsi untuk meloloskan frekuensi yang diinginkan dan memblokir frekuensi yang tidak diinginkan. Pada penelitian ini dirancang dan direalisasikan sebuah *bandpass filter* dengan metode Hairpin berbasis *resonator fractal*. *Resonator fractal* yang digunakan adalah saluran *meander $\lambda/2$* . Hal ini dimaksudkan untuk memperkecil ukuran fisik *bandpass filter*. Respon filter dipilih jenis Chebyshev. Hasil pengukuran diperoleh *returnloss* sebesar -27,530 dB dan *insertionloss* sebesar -4,589 dB pada frekuensi tengah 9118 MHz.

Kata kunci: radar cuaca, Hairpin, *fractal resonator*, saluran *meander*, *bandpass filter*, Chebyshev

Abstract

Radar or *Radio Detection and Ranging* is one of the telecommunication products that plays a very important role today. The use of radar is very diverse, for example radar can be used in weather forecasting. Weather radar has the ability to detect the intensity of rainfall and bad weather, such as storms. Based on technological developments, radar systems can use higher frequencies, and make better measurements of the target direction and location. To separate clutter and object, radar filter needs a bandpass filter. This bandpass filter functions to pass the desired frequency and block unwanted frequencies. In this research, a bandpass filter is designed and realized using a Hairpin based fractal resonator method. The fractal resonator used is the meander channel $\lambda/2$. This is intended to reduce the physical size of the bandpass filter. Filter response selected Chebyshev type. The measurement results obtained *returnloss* of -27.530 dB and *insertion loss* of -4.589 dB at the centre frequency of 9118 MHz.

Keywords: weather radar, hairpin, fractal resonator, meander channel, bandpass filter, Chebyshev

I. PENDAHULUAN

Radar atau *Radio Detection and Ranging* [1] merupakan salah satu produk telekomunikasi yang berperan sangat penting pada masa kini. Kegunaan radar sangatlah beragam, antara lain untuk membantu aktivitas manusia sehari-hari seperti transportasi, pengamatan fenomena cuaca dan alam, pengamatan wilayah negara, mendukung operasi militer, serta navigasi kapal laut dan pesawat udara. Sebagai contoh, wilayah Negara Kesatuan Republik

Indonesia yang sangat luas dan tidak dapat dipungkiri memiliki cuaca yang beragam. Salah satu sistem yang penting untuk mendukung pengamatan meteorologi tersebut adalah pemanfaatan data hasil pengamatan meteorologi di permukaan, pengamatan Synoptik udara atas dengan Radiosonde/Radiowind dan Pilot Balon, serta pengamatan khusus dengan penggunaan satelit cuaca dan radar cuaca (*weather radars*) [2]. Radar cuaca memiliki kemampuan untuk mendeteksi intensitas curah hujan dan cuaca buruk, misalnya

badai. Saat teknologi radar berkembang, sistem radar bisa mendeteksi lebih rinci lagi. Berdasarkan perkembangan teknologi, sistem radar dapat menggunakan frekuensi yang lebih tinggi, dan membuat pengukuran yang lebih baik dari arah target dan lokasi. Radar canggih dapat mendeteksi setiap fitur dari target dan menunjukkan gambaran rinci. Radar harus dapat membedakan antara objek dengan *clutter*.

Radar terdiri dari pemancar dan penerima. Keduanya dipisahkan oleh sebuah *switch* sehingga daya sinyal dari pemancar tidak merusak bagian penerima. Dalam setiap bagian tersebut dibutuhkan sebuah *bandpass filter* (BPF) untuk membatasi frekuensi sinyal yang masuk dan untuk mencegah interferensi dari sinyal-sinyal lain yang tidak diinginkan. Dengan demikian *bandpass filter* tersebut harus memiliki selektivitas yang baik untuk menekan frekuensi yang tidak diinginkan. Bedanya, pada pemancar filter ini harus mampu menangani daya yang besar, sedangkan pada penerima redamannya harus sekecil mungkin, karena daya yang diterimanya sangat kecil. Untuk meminimalisir redaman, salah satu caranya adalah dengan memperkecil bentuk fisik filter.

Banyak cara untuk meminiaturisasi filter. Cara terbaru untuk memperkecil ukuran fisik filter adalah dengan metode *resonator fractal*. Pierre, *et al* [3] merancang dan merealisasikan *bandpass filter* berbasis *resonator fractal*. Penelitiannya membahas perancangan berbagai jenis respons *bandpass filter* berbasis *resonator fractal* dan juga berbagai jenis *resonator fractal*. Hongshu, *et al* [4] merancang *bandpass filter* berbasis *resonator fractal* berbentuk salib Yunani (*Greek-cross*). Resonator awal berupa *resonator loop* membentuk palang, kemudian di dalam palang tersebut dibuat slot-slot yang berbentuk salib sehingga membentuk salib Yunani. Gunanya adalah untuk miniaturisasi dan bentuk yang kompak. Hasilnya adalah bentuk resonator yang rumit. Baral, *et al* [5] merancang bentuk Koch *fractal* dari *resonator patch* yang dibentuk dengan sayatan-sayatan yang membentuk *fractal* Koch tersebut. Selain untuk miniaturisasi, bentuk resonator ini dapat menekan *band-band* harmonisa yang muncul jika digunakan *resonator patch* konvensional. Babu, *et al* [6] merancang sebuah BPF dengan bentuk *fractal* dimana pada bagian *ground* digabung dengan saluran mikrostrip *stepped impedance* di atasnya. Ali dan Ziboon [7] juga merancang bentuk *fractal* pada bagian *ground* PCB berupa *defected ground structure*. Bentuk *fractal* adalah Minkowski yang dimodifikasi. Parsamyan, *et al* [8] merancang *bandpass filter fractal* berbasis kurva Hilbert yang dimodifikasi untuk orde satu dan orde dua. Karimi dan Sabaghi [9] merancang

bandpass filter fractal berbentuk Y untuk penerima pada *band-C*. Pada beberapa penelitian tersebut, metode yang digunakan adalah metode impedansi bayangan yaitu bentuk resonatornya terlebih dulu dirancang, sedangkan responnya tidak diketahui dan diketahui setelah dilakukan simulasi.

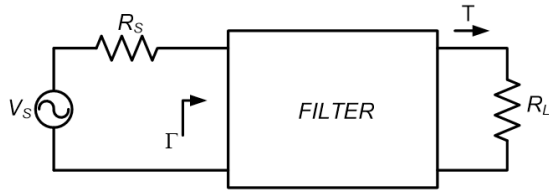
Tujuan penelitian ini adalah merancang dan merealisasikan sebuah *bandpass filter* untuk radar cuaca bagian penerima pada frekuensi 9 GHz menggunakan metode *meander fractal resonator* dengan konfigurasi Hairpin *bandpass filter*. Perancangan menggunakan metoda rugi-rugi sisipan, yaitu fungsi dari respon ditentukan terlebih dulu, kemudian dicari bentuk rangkaiannya. Bentuk saluran *meander* digunakan supaya dapat mengakomodasi metode ini. Respon Chebyshev dengan *ripple* 0,1 dB dipilih untuk realisasinya.

II. METODE PENELITIAN

A. Metoda Rugi-Rugi Sisipan

Filter yang ideal yaitu yang memiliki rugi-rugi sisipan nol pada *passband*, redaman tak berhingga pada *stopband*, dan respon fasa linier (untuk menghindari distorsi sinyal) pada *passband*. Tetapi pada kenyataannya filter ideal tidak dapat dicapai, maka akan ada toleransi.

Metode rugi-rugi sisipan memungkinkan untuk mengontrol amplitudo *passband*, redaman pada *stopband*, dan karakteristik fasa. Pada metode rugi-rugi sisipan, filter pandang sebagai kutub-4 dengan *port* masukan dan *port* keluaran seperti diperlihatkan pada Gambar 1. Secara sederhana, metoda ini dapat dijelaskan sebagai berikut: misalkan sebuah sumber dengan impedansi sumber Z_s dan daya yang tersedia dari sumber adalah daya. Jika sumber ini dihubungkan secara langsung dengan beban yang sesuai, maka daya ini diserap seluruhnya oleh beban (terjadi transfer daya maksimum). Kemudian jika di antara sumber dengan beban kita sisipkan sebuah blok antara (sebagai contoh adalah filter), maka tidak lagi terjadi transfer daya maksimum dari sumber ke beban. Sebagian daya yang datang dipantulkan kembali sehingga sebagian daya diserap dan sebagian lagi dipantulkan. Jadi ada rugi-rugi daya yang disebabkan oleh sisipan blok antara tersebut. Rugi-rugi daya ini disebut rugi-rugi sisipan. Perbandingan daya yang datang terhadap daya yang diserap disebut *power loss ratio* (PLR) [10].



Gambar 1. Blok diagram filter sebagai kutub-4

Pada perancangan filter, impedansi masukan dan keluaran filter pada *passband* harus sesuai dengan impedansi sumber dan impedansi beban sehingga rugi-rugi sisipan pada *passband* adalah 0 dB (terjadi transfer daya maksimum). Pada frekuensi lain, impedansi masukan dan keluaran dirancang tidak lagi sesuai dengan impedansi sumber dan beban sehingga rugi-rugi sisipannya membesar. Rugi-rugi sisipan paling besar dialami oleh frekuensi-frekuensi pada *stopband*.

Jika daya yang datang dinyatakan dengan P_i , maka daya yang dipantulkan adalah $P_i |\Gamma|^2$ dengan Γ adalah koefisien pantul). Dengan demikian daya yang diserap beban adalah $(1 - |\Gamma|^2)P_i$ dan *power loss ratio* yaitu

$$P_{LR} = \frac{P_i}{(1 - |\Gamma|^2)P_i} = \frac{1}{(1 - |\Gamma|^2)} \quad (1)$$

Rugi-rugi sisipan (*insertion-loss*) adalah:

$$IL = 10 \log(P_{LR}) = -10 \log(1 - |\Gamma|^2) \quad (2)$$

B. Respon Chebyshev

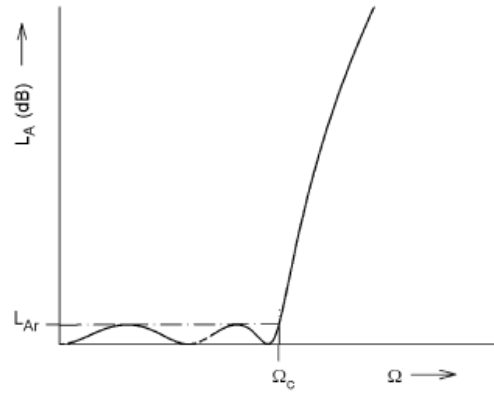
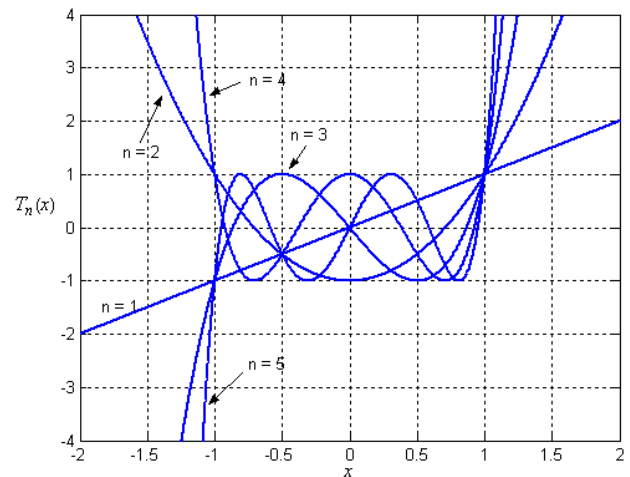
Respon filter yang banyak digunakan pada frekuensi radio dan gelombang mikro adalah respon Chebyshev. Respons filter berupa koefisien transmisi dan koefisien pantul dalam satuan dB yang masing masing dinamakan rugi-rugi sisipan (*insertion loss*) dan *return loss*. Pada respon ini terdapat *ripple* pada *passband*. Oleh sebab itu, filter ini disebut sebagai filter *equal-ripple*, seperti diperlihatkan pada Gambar 2. Koefisien transmisi adalah

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\Omega)} \quad (3)$$

Konstanta *ripple* (ε) berhubungan dengan *ripple passband* (L) dalam dB yaitu

$$\varepsilon = \sqrt{10^{L/10} - 1} \quad (4)$$

$T_n(\Omega)$ adalah fungsi Chebyshev dari jenis pertama orde ke- n yang didefinisikan sebagai berikut

Gambar 2. Respon *lowpass* Chebyshev

Gambar 3. Polinomial Chebyshev

$$T_n(\Omega) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1}(\Omega)) & |\Omega| \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1}(\Omega)) & |\Omega| \geq 1 \end{cases} \quad (5)$$

Adapun polinomial Chebyshev jenis pertama dinyatakan pada pada Gambar 3.

C. LPF Prototipe

LPF prototipe adalah LPF dasar yang darinya semua jenis filter dibuat dan dirancang. LPF ini merupakan rangkaian L dan C dengan nilai-nilai yang ternormalisasi pada $Z_s = 1$ dan $\omega_c = 1$. Dengan Z_s adalah impedansi sumber dan ω_c adalah frekuensi *cut-off*. Semua perancangan filter dengan metode rugi-rugi sisipan menggunakan LPF prototipe tersebut. Nilai elemen-elemen LPF prototipe untuk filter Chebyshev dapat dihitung menggunakan persamaan-persamaan berikut

$$g_0 = 1$$

$$g_1 = \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right) \quad (6)$$

Tabel 1. Harga elemen-elemen prototipe Chebyshev untuk $n = 1$ sampai 9

Ripple = 0,1 dB						
n	g1	g2	g3	g4	g5	g6
1	0,305	1,000				
2	0,843	0,622	1,355			
3	1,031	1,147	1,031	1,000		
4	1,108	1,306	1,770	0,818	1,355	
5	1,146	1,371	1,970	1,371	1,146	1,000

**Gambar 4. Skema bandpass filter Hairpin line orde 5**

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

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

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1 & n \text{ ganjil} \\ \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & n \text{ genap} \end{cases}$$

dengan

$$\beta = \sinh\left(\coth\left(\frac{r}{17,37}\right)\right)$$

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

Untuk $n = 1$ hingga 9 dan nilai ripple 0,1 dB, nilai-nilai elemen prototipe filter Chebyshev diperlihatkan pada Tabel 1. Orde filter dapat ditentukan dengan rumus:

$$n \geq \frac{\cosh^{-1}\left(\sqrt{\frac{10^{0,1L_s} - 1}{10^{0,1r} - 1}}\right)}{\cosh^{-1}(\Omega_s)} \quad (7)$$

D. Hairpin Bandpass Filter

Bandpass Hairpin line adalah struktur yang ringkas. Secara konseptual dapat diperoleh dengan

melipat resonator dari filter resonator paralel-kopel setengah-panjang gelombang menjadi bentuk "U". Jenis resonator bentuk "U" inilah yang disebut resonator Hairpin. Dengan demikian, persamaan desain yang sama untuk filter resonator paralel-kopel setengah panjang gelombang dapat digunakan. Namun demikian, untuk melipat resonator, perlu diperhitungkan pengurangan panjang jalur kopel, yang mengurangi kopling antara resonator. Jika dua lengan dari masing-masing resonator Hairpin juga berjarak dekat, mereka berfungsi sebagai sepasang saluran terkopel, yang juga dapat memiliki efek pada kopling. Untuk mendesain jenis filter ini lebih akurat, diperlukan pendekatan desain menggunakan simulasi elektromagnetik (EM). *Bandpass filter* jenis Hairpin diperlihatkan pada Gambar 4.

Berdasarkan nilai elemen-elemen prototipe, persamaan-persamaan untuk perancangan bandpass filter hairpin line diberikan oleh [11].

$$Q_{e1} = \frac{g_0 g_1}{FBW}, \quad Q_{en} = \frac{g_n g_{n+1}}{FBW}$$

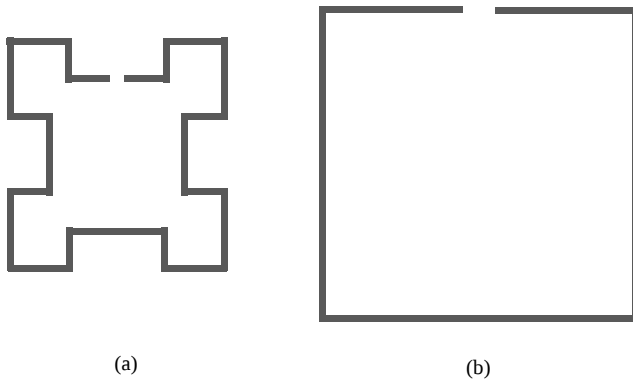
$$M_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad (8)$$

for $i = 1$ to $n - 1$

dengan, g_i adalah elemen prototipe, Q_{ei} adalah faktor kualitas masukan dan keluaran, FBW fractional bandwidth, dan $M_{i,i+1}$ adalah kopling antar resonator.

E. Resonator Fractal Meander

Resonator fractal dengan bentuk saluran meander diperlihatkan pada Gambar 5(a). Bentuk ini berasal dari resonator open loop pada Gambar 5(b) yang dibengkokkan untuk memperoleh ukuran yang lebih kecil. Panjang kedua resonator tersebut adalah setengah panjang gelombang. Dengan membentuknya menjadi bentuk *fractal meander*, maka ukuran resonator dapat direduksi sehingga akan menghasilkan ukuran fisik filter yang lebih kecil. Jadi *resonator fractal* dapat digunakan untuk meminiatursasi ukuran fisik filter. Tetapi dengan memperkecil ukuran resonator, maka kopling antar resonator juga menjadi mengecil. Karenanya resonator ini lebih cocok untuk filter dengan *bandwidth* yang tidak terlalu lebar. Jika *bandwidth* terlalu lebar yang memerlukan kopling yang besar, maka jarak antar resonator harus sangat berdekatan, dan tidak dapat direalisasikan dengan teknologi *etching* yang ada.



Gambar 5. Resonator $\lambda/2$: (a) *fractal meander* (b) *open loop*

Frekuensi resonansi dari *resonator fractal* ini sama dengan frekuensi resonansi saluran setengah panjang gelombang ujung terbuka, yaitu:

$$f_0 = \frac{c}{\lambda_g \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (9)$$

F. Spesifikasi Filter dan Frekuensi Tengah

Spesifikasi *bandpass filter* yang dirancang diperlihatkan pada Tabel 2. Berdasarkan spesifikasi pada Tabel 2, frekuensi tengah dari *bandpass filter* (f_0) adalah

$$\begin{aligned} f_0 &= \sqrt{f_a \times f_b} \\ f_0 &= \sqrt{8750 \times 9250} \\ &= 8996,53 \text{ MHz} \end{aligned} \quad (10)$$

G. Perhitungan Komponen-Komponen Filter

Untuk menghitung faktor kualitas masukan dan keluaran, serta menghitung faktor kopling antar resonator, maka digunakan persamaan (8). Dalam hal ini orde filter ditentukan 5. Jika orde filter terlalu besar, maka redaman akan naik, tapi jika terlalu kecil selektivitas akan berkurang. Dari Tabel 2 diperoleh nilai elemen-elemen prototipe untuk filter orde 5 adalah $g_0 = g_6 = 1$, $g_1 = g_5 = 1,1468$, $g_2 = g_4 = 1,3712$, dan $g_3 = 1,975$. Dengan menggunakan persamaan (8), faktor kualitas masukan dan keluaran, serta koefisien kopling diperoleh

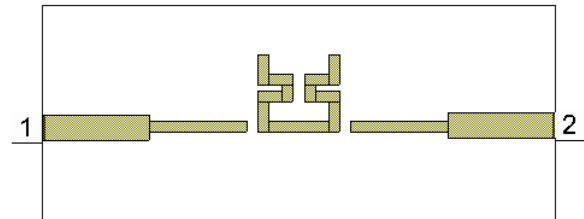
$$Q_{ei} = Q_{eo} = \frac{1 \times 1,1468}{0,0556} = 20,63$$

$$M_{1,2} = \frac{0,0556}{\sqrt{1,1468 \times 1,3712}} = 0,044$$

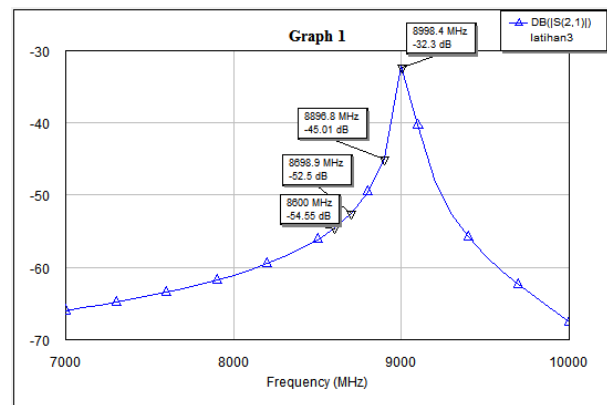
$$M_{2,3} = \frac{0,0556}{\sqrt{1,3712 \times 1,9750}} = 0,034$$

Tabel 2. Spesifikasi filter

Parameter	Spesifikasi
Frekuensi Kerja	8750-9250 MHz
<i>Bandwidth</i>	500 MHz
Rugi-rugi sisipan	≤ 2 dB
<i>Return loss</i>	≥ 16 dB



(a)



(b)

Gambar 3. Simulasi resonator pada simulasi *Applied Wave Research (AWR)* (a) skema simulasi; (b) hasil

$$M_{3,4} = \frac{0,0556}{\sqrt{1,9750 \times 1,3712}} = 0,034$$

$$M_{4,5} = \frac{0,0556}{\sqrt{1,3712 \times 1,1468}} = 0,044$$

H. Simulasi 1 Resonator

Simulasi *bandpass filter* digunakan untuk menentukan frekuensi resonansi resonator yang sesuai dengan perhitungan. Jika tidak sesuai, maka dilakukan pengaturan sehingga resonator beresonansi pada frekuensi yang diinginkan, yaitu 8996,53 MHz. Skema untuk mensimulasikan resonator diperlihatkan pada Gambar 3 (a) dan hasilnya diperlihatkan pada Gambar 3 (b).

Hasil yang diperoleh seperti diperlihatkan pada Gambar 3 (b), resonator beresonansi pada frekuensi 8998,4 MHz. Hasil ini belum sesuai dengan yang seharusnya yaitu 8996,53 MHz. Untuk menghasilkan frekuensi resonansi yang seharusnya, panjang resonator harus diubah, tetapi perubahan sedikit saja dari panjang resonator, akan mengubah frekuensi resonansi cukup jauh. Dengan demikian

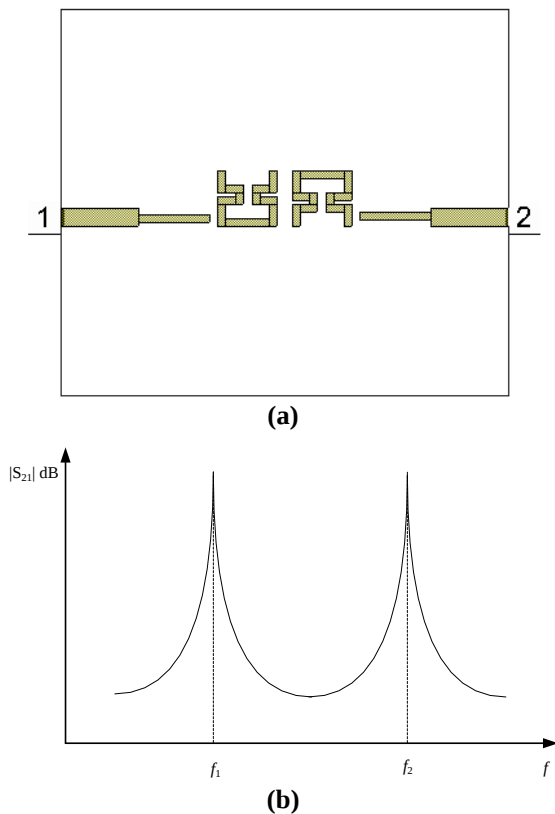
supaya diperoleh frekuensi tersebut, perubahan panjang resonator harus sangat halus, tetapi ukuran yang sangat teliti tidak mungkin direalisasikan dengan teknologi *photo etching* yang ada sehingga hasil tersebut dirasa cukup memuaskan.

I. Ekstraksi Koefisien Kopling

Koefisien kopling yang telah diperoleh melalui perhitungan diubah ke dalam jarak antar resonator. Melalui proses simulasi dua resonator seperti terlihat pada Gambar 4 (a), diperoleh dua frekuensi resonansi sebesar f_1 dan f_2 , seperti terlihat pada Gambar 4 (b). Dari Gambar 4 (b) dapat dihitung koefisien kopling dengan menggunakan persamaan (11).

$$k = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \quad (11)$$

Dengan mengubah-ubah jarak antar resonator akan diperoleh berbagai f_2 dan f_1 sehingga dapat dibuat tabel atau grafik koefisien kopling sebagai fungsi dari jarak antar resonator (s). Gambar 5 memperlihatkan grafik koefisien kopling (k) sebagai fungsi dari jarak antar resonator (s). Terlihat bahwa makin jauh jarak antara kedua resonator, koefisien kopling akan mengecil.



Gambar 4. Ekstraksi koefisien kopling (a) Skema simulasi; (b) hasil

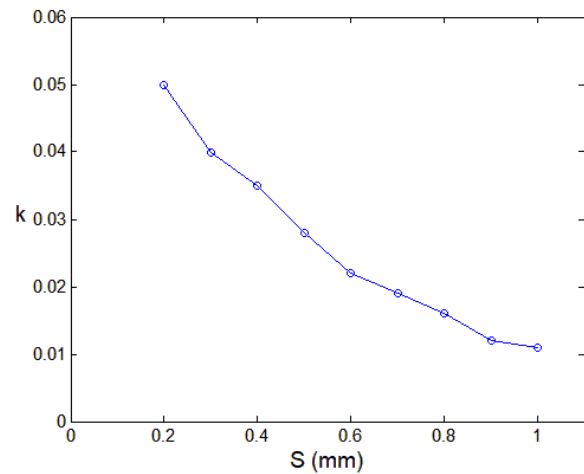
J. Ekstraksi Faktor Kualitas

Dalam perancangan filter ini resonator dianggap ideal dengan faktor kualitas tak berhingga. Jadi faktor kualitas hanya dicari untuk menentukan kopling langsung dari *feeder* masukan ke resonator pertama dan dari resonator terakhir ke *feeder* keluaran. Pada perancangan ini digunakan *tapped-line coupling* seperti diperlihatkan pada Gambar 6.

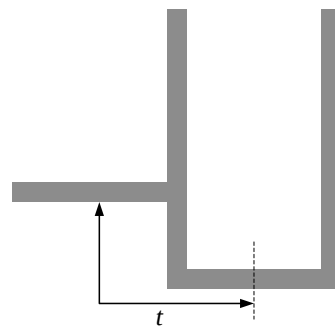
Gambar 7 (a) memperlihatkan skema untuk mendapatkan nilai t yang sesuai. Jarak *feeder* diubah-ubah dari yang terdekat dengan pusat resonator sampai yang terjauh hingga nilai faktor kualitas yang diinginkan telah tercapai. Dengan skema ini akan diperoleh grafik seperti pada Gambar 7 (b) dan faktor kualitas ditentukan dengan persamaan berikut:

$$Q = \frac{f_0}{B_{3dB}} = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \quad (12)$$

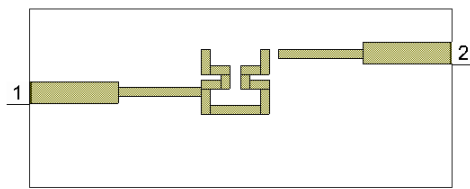
dengan Q adalah faktor kualitas, f_0 adalah frekuensi tengah dari respons frekuensi yang diperoleh, dan B_{3dB} adalah *bandwidth* -3 dB dari respon tersebut.



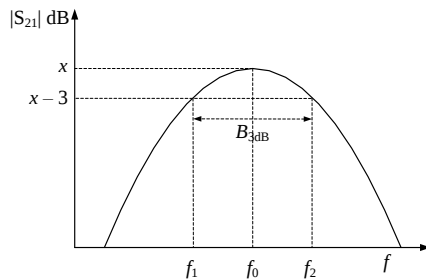
Gambar 5. Grafik nilai koefisien kopling terhadap jarak



Gambar 6. *Tapped line coupling* untuk menentukan faktor kualitas masukan dan keluaran

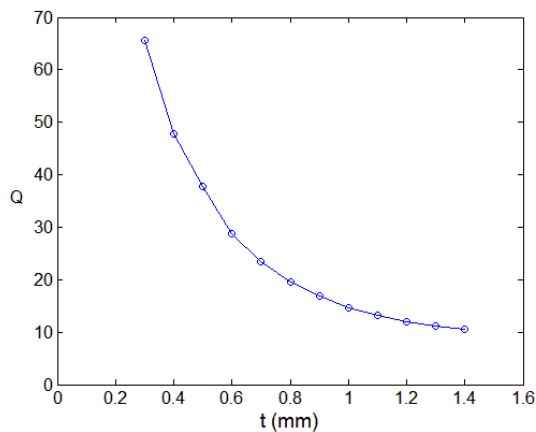


(a)



(b)

Gambar 7. Simulasi factor kualitas (a) skema simulasi; (b) respons yang dihasilkan



Gambar 8. Faktor kualitas terhadap jarak

Hasilnya dapat direpresentasikan dalam bentuk tabel atau grafik seperti pada Gambar 8. Dari grafik terlihat untuk mendapatkan hasil faktor kualitas mendekati dengan hasil perhitungan yaitu 20,63, maka jarak t dari pusat resonator adalah antara 0,7 dan 0,8 mm. Gambar 8 memperlihatkan grafik faktor kualitas sebagai fungsi dari jarak dari pusat resonator (t).

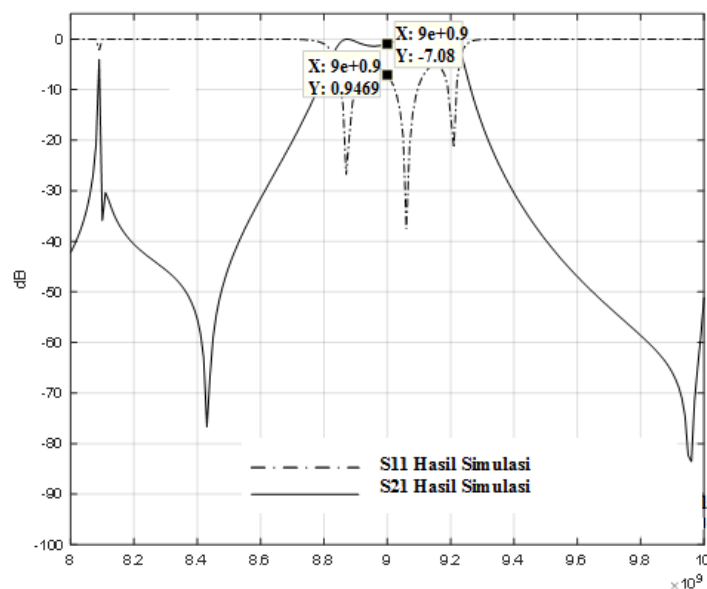
III. HASIL DAN PEMBAHASAN

A. Simulasi dan Implementasi

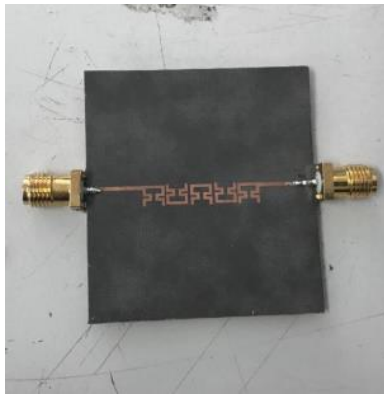
Tahap selanjutnya adalah simulasi untuk filter dengan orde 5 berdasarkan besaran-besaran yang sudah diekstraksi, yaitu jarak antar resonator dan jarak *feeder* terhadap pusat resonator pertama dan terakhir. Setelah melalui tahapan ini dan hasil yang diinginkan sudah tercapai, maka dimulailah tahap realisasi, yaitu merealisasikan hasil simulasi pada PCB dengan jenis yang telah ditentukan. Hasil simulasi yang diperoleh diperlihatkan pada Gambar 9. Respon frekuensi pada Gambar 9 adalah respon terbaik yang diperoleh. Dengan hasil ini *bandpass filter* direalisasikan pada PCB dengan hasil realisasi diperlihatkan pada Gambar 10.

B. Pengukuran Return Loss

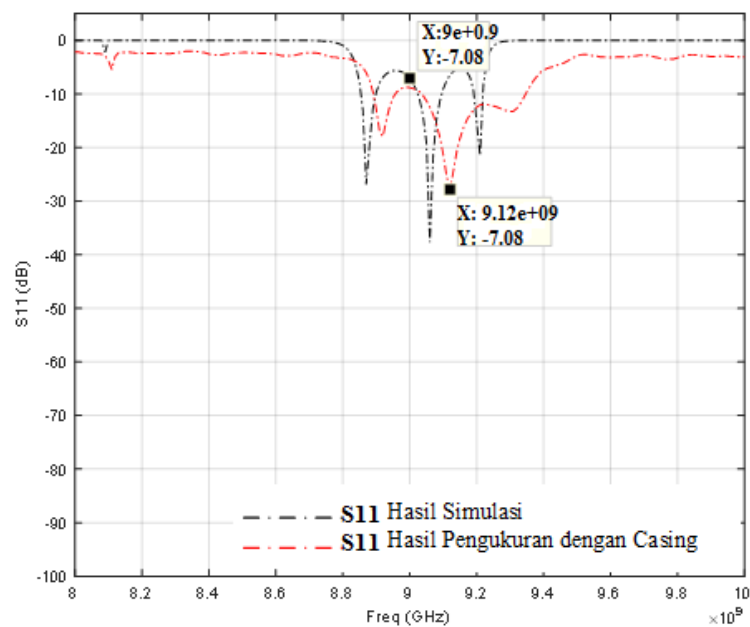
Gambar 11 merupakan hasil pengukuran terbaik dengan nilai *return loss* yang didapat sebesar 27,530 dB pada frekuensi 9118 MHz. Pergeseran terjadi sebesar 118 MHz dari nilai yang diharapkan. Data tersebut dibandingkan dengan hasil simulasi dan diolah menggunakan *software* MATLAB 2017. Garis putus-putus hitam merupakan hasil simulasi. Garis putus-putus merah merupakan hasil pengukuran dengan *casing*.



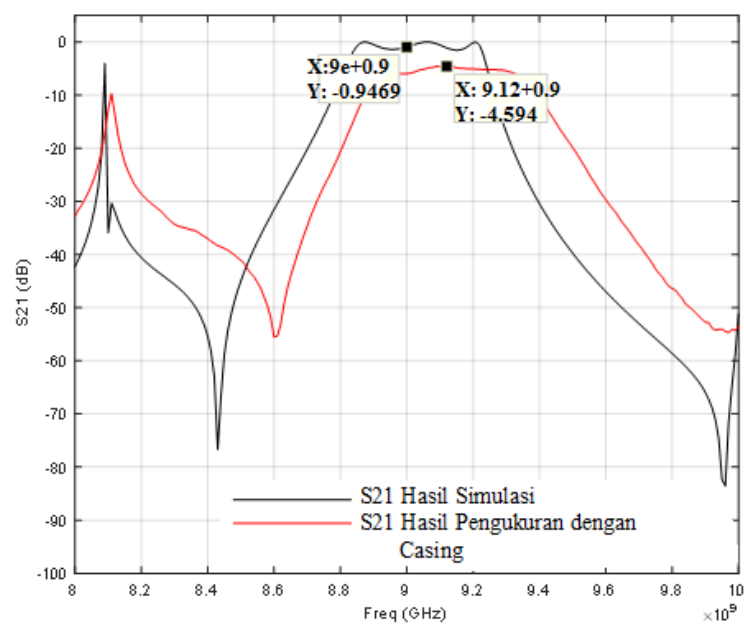
Gambar 9. Respons frekuensi S_{11} dan S_{21} hasil simulasi



Gambar 10. Realisasi *bandpass filter* pada PCB



Gambar 11. Respon S_{11} hasil simulasi dan hasil pengukuran



Gambar 12. Respon S_{21} hasil simulasi dan hasil pengukuran dengan casing

C. Pengukuran Rugi-Rugi Sisipan

Gambar 12 merupakan hasil pengukuran terbaik dengan nilai rugi-rugi sisipan yang didapat sebesar 4,589 dB pada frekuensi 9118 MHz. Lalu hasil pengukuran S_{21} dibandingkan dengan hasil simulasi yang digambarkan pada *software* MATLAB 2017 agar respon rugi-rugi sisipan dapat diamati dalam satu grafik.

Hasil pengukuran menghasilkan cukup banyak perubahan. Frekuensi bawah dari hasil pengukuran yaitu 8881 MHz, frekuensi atas 9381 MHz dan frekuensi tengah 9118 MHz. Nilai tersebut mengalami pergeseran frekuensi sebesar 118 MHz dari nilai spesifikasi yang diinginkan. *Bandwidth* hasil pengukuran dengan *casing* pun sesuai dengan spesifikasi yaitu sebesar 500 MHz. Tetapi nilai rugi-rugi sisipan yang didapatkan saat pengukuran dengan *casing* belum sesuai dengan spesifikasi yang diinginkan yaitu sebesar 4,589 dB. Nilai *return loss* yang didapatkan saat pengukuran dengan *casing* yaitu sebesar 27,530 dB. Hal tersebut berarti telah sesuai dengan spesifikasi *return loss* yang diinginkan.

Pergeseran frekuensi terjadi disebabkan pada saat fabrikasi dengan teknik *photo etching*. Fabrikasi PCB dengan teknik ini mengakibatkan terkikisnya sisi-sisi PCB. Selain itu, pada proses fabrikasi *casing* pada *grounding* dan pada saat pemasangan konektor akan mempengaruhi pada hasil respon. Maka dari itu proses keakurasian saat fabrikasi sangat menentukan respon filter namun kadang tidak diperhatikan. Hal ini yang menyebabkan bergesernya frekuensi dimana terjadi ketidaksesuaiannya nilai konstanta dielektrik yang digunakan pada proses simulasi dan realisasi, karena nilai konstanta dielektrik PCB Roger Duroid 5880 memiliki toleransi $\pm 0,2$. Nilai konstanta yang dimasukkan pada saat simulasi mungkin bisa saja tidak sesuai dengan *datasheet* yang digunakan sebagai acuan.

IV. KESIMPULAN

Berdasarkan proses keseluruhan pembuatan filter, maka dapat disimpulkan bahwa pada pengukuran *bandpass filter* dengan *casing* mendapatkan hasil nilai rugi-rugi sisipan pada *passband* sebesar 4,589 dB dan *return loss* pada *passband* sekitar 27,530 dB. Hasil rugi-rugi sisipan tidak memenuhi spesifikasi yang diinginkan, yaitu nilai rugi-rugi sisipan ≤ 2 . Hasil *return loss*

memenuhi spesifikasi yang diinginkan yaitu nilai *return loss* ≥ 16 dB. Hasil pengukuran dengan *casing* mendapatkan frekuensi bawah 8881 MHz, frekuensi atas 9381 MHz dan frekuensi tengah 9118 MHz. Penelitian selanjutnya adalah merancang *bandpass filter* untuk aplikasi lainnya seperti *microwave link* dengan metode lain seperti *open loop square resonator*.

REFERENSI

- [1] A. Aliefien, (2012), Radar dan Telekomunikasi Harus Berperan Menyuplai Kebutuhan Lokal, Technology-Indonesia.com. [Online]. Available :<http://technology-indonesia.com/teknologi-a-z/astronomi/radar-dan-telekomunikasi-harus-berperan-menyuplai-kebutuhan-lokal/>.
- [2] K. Khairullah, (2009), Pentingnya Radar Cuaca.. [Online]. Available: <https://ustadzklmat.blogspot.com/2009/12/pentingnya-radar-cuaca.html>.
- [3] P. Pierre, and J. Jacques, *Design and realizations of Miniaturized fractal rf And microwave filters*, John Wiley & Sons, 2009.
- [4] L. U. Hongshu, "Compact Dual-Mode Microstrip Bandpass Filter Based on Greek-Cross Fractal Resonator," *Journal of Radio Engineering*, vol. 26, No. 1, pp. 275-284, 2017.
- [5] R. N. Baral and P. K. Shinghal, "Design of Microstrip Fractal Bandpass Filter for Suppression of Spurious Band," *Journal of Radio Engineering*, vol. 17, no. 4, pp. 34-38, 2014.
- [6] L. B. Shahu, "A Compact UWB Bandpass Filter using Hybrid Fractal Shaped DGS," *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 16, no. 1, 2017.
- [7] A. K. Jawad, "Design of Compact Bandpass Filters based on Fractal Defected Ground Structure (DGS) Resonators," *Indian Journal of Science and Technology*, vol. 9, no. 39, pp. 1-9, 2016.
- [8] P. Parsamyan, "Microwave Fractal Bandpass Filters Based on Modified Hilbert Curves of the First and the Second Orders," *Journal of Contemporary Physics (Armenian Academy of Sciences)*, vol. 53, no. 2, pp. 146-151, 2018.
- [9] K. Karimi, "Fractal Bandpass Filter Using Y-shaped Dual-Mode Resonator for C-Band Receiver," *IJE Transaction A Basic*, vol. 29, no. 1, pp. 49-52, 2016.
- [10] R. E. Collin, *Fundamental for Microwave Engineering*, 2nd edition, Mc Graw Hill, 1992.
- [11] J. S .Hong, *Microstrip Filter for RF/Microwave Applications*, 2nd edition, John Wiley & Sons, 2011.

