

Perancangan *Wideband Band Pass Filter (Bpf)* Dengan *Metamaterial* Mikrostrip Frekuensi 1,78 Ghz – 3,38 Ghz

Triprijooetomo¹, Toto Supriyanto²
 Politeknik Negeri Jakarta, Depok 16425
 Telepon : 021-7270036, 021-7270044
¹triprijooetomo@gmail.com, ³totosupr@yahoo.com

Abstrak –Sifat metamaterial dapat diperoleh dengan membuat sebuah struktur material yang memiliki sifat tidak tersedia di alam. Struktur material adalah sebuah struktur yang memiliki nilai permitivity (ϵ) dan permeability (μ) negatif. Pada penelitian ini bahan metamaterial dipergunakan untuk aplikasi bandpass filter (BPF). Hasil perancangan memperlihatkan nilai bandwidth sebesar 1,6 GHz dengan return loss dibawah - 10 dB. Filter ini bekerja pada frekuensi 1,78 GHz sampai dengan 3,38 GHz dengan nilai retun loss minimal sebesar -42,2 dB serta nilai insertion loss lebih besar dari -3dB. Hasil perancangan ini dapat dipergunakan untuk perangkat komunikasi nirkabel pita lebar.

Kata kunci: *Band Pass Filter, Metamaetial, Nirkabel, Wideband .*

Abstract – *The nature of metamaterial can be obtained by making a material structure that has properties not available in nature. The structure of the material is a structure that has a value of permitivity (ϵ) and permeability (μ) is negative. In this study, the material used for the application of metamaterial bandpass filter (BPF). The results show the value of the design bandwidth of 1.6 GHz with a return loss of -10 dB below. This filter works at a frequency of 1.78 GHz up to 3.38 GHz with a minimum value of retun loss amounted to -42.2 dB and insertion loss value is greater than -3dB. The result of this design can be used for broadband wireless communication devices.*

Keywords: *Band Pass Filter, Metamaterial, Wireless, Wideband.*

I. PENDAHULUAN

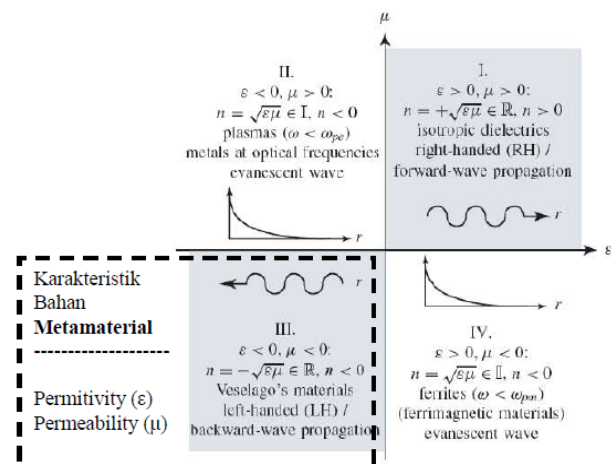
Filter memegang peranan penting pada banyak aplikasi RF/gelombang mikro. Alplikasi penting seperti komunikasi wireless memberikan tantangan untuk kemajuan filter RF/gelombang mikro sehingga lebih baik dari sebelumnya, performa tinggi, ukuran yang lebih kecil, lebih ringan dan harga yang lebih murah. Kemajuan yang baru pada bahan dan teknologi pembuatan termasuk superkonduktor suhu tinggi (HTS), keramik kofir suhu rendah (LTCC), rangkaian integrasi gelombang mikro monolitik (MMIC) , system mikroelektromekanik (MEMS) dan teknologi mikromesin telah merangsang kemajuan pesat pada aplikasi mikrostrip dan filter lain untuk RF/gelombangmikro. Dalam pada itu kemajuan desain alat pembantu computer (CAD), seperti simulator elektromagnetik gelombang penuh (EM) telah memberikan perubahan desain filter. Banyak filter mikrostrip baru dengan kemajuan karakteristik filtering telah ditemukan.

Filter mikrostrip untuk aplikasi RF/gelombang mikro menawarkan perawatan yang unik dan komprehensif.

Pada sistem komunikasi nirkabel, RF filter berguna untuk memisahkan sinyal informasi dan *noise*. Agar sinyal informasi dan *noise* dapat terpisah secara baik, maka diperlukan sebuah filter yang memiliki kinerja yang bagus. Penilaian kinerja sebuah filter dapat dilihat nilai parameter yang dihasilkannya. Nilai kinerja sebuah filter

sangat erat kaitannya dengan bahan yang dipergunakan untuk pabriaksi filter tersebut.

Pada penelitian ini akan dibuat simulasi sistem pengestimasi kecepatan dengan algoritma dari fase kerja Kalman *filter* yang memanfaatkan umpan balik untuk memprediksi dan mengkoreksi sistem keadaan dalam bentuk program menggunakan MATLAB. Sistem



pengestimasi yang dibuat mendapatkan *input* berupa runtunan citra.

Gambar 1. Permittivity-permeability diagram (ϵ - μ) dan indeks bias (n) [1]

Sebagai *state of the art*, pada penelitian ini diusulkan sebuah rancangan broadband filter menggunakan bahan

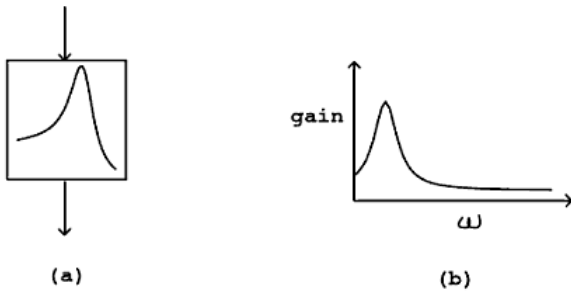
metamaterial yang bekerja pada teknologi WiMAX dan WiFi secara bersamaan (*simultaneous*). Sehingga dapat meningkatkan efisiensi perangkat dan menjadikan perangkat semakin compact. Bahan metamaterial dapat diperoleh dengan membuat sebuah struktur material yang memiliki sifat tidak tersedia di alam. Struktur material adalah sebuah struktur yang memiliki nilai permitivity (ϵ) dan permeability (μ) negatif, terlihat pada Kuadran III pada Gambar 1.1.

II. LANDASAN TEORI

Di dalam perancangan filter, spesifikasi yang penting untuk diperhatikan adalah cakupan frekuensi, *bandwidth*, rugi-rugi penyisipan (*insertion loss*), redaman dan frekuensi *bandstop*, level impedansi masukan dan keluaran, *voltage standing wave ratio* (VSWR), dan *group delay*.

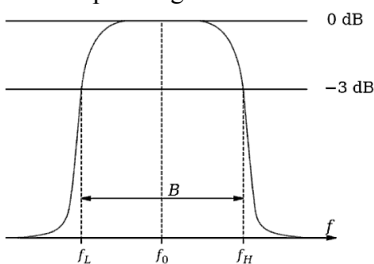
A. Filter Bandpass

Sebuah jaringan penunda yang dirancang khusus untuk respon frekuensi atau fasa dikenal dengan Filter, blok diagram filter dapat dilihat seperti pada gambar 2.1. (bagian a)



Gambar 2.1. (a) Blok diagram Filter (b) Grafik Respon Frekuensi [2]

Dalam aplikasinya filter harus sesuai menurut respon frekuensi yang telah ditentukan dan yang tidak kalah pentingnya adalah memperkecil waktu delay dan respon fasa dan prameternya mampu mengatasi perubahan secara cepat dengan waktu.



Gambar 2.2. Diagram magnitudo fungsi transfer vs Frekuensi [3]

Band Pass Filter adalah filter yang hanya melewatkan sinyal-sinyal yang frekuensinya tercantum dalam pita frekuensi atau pass band tertentu. Frekuensi dari sinyal yang berada dibawah pita frekuensi maupun diatas, tidak dapat dilewatkan atau diredam oleh rangkaian band pass filter. Gambar 2.2 memperlihatkan respon dari band pass filter.

B. Magnitude Response

Untuk magnitude response parameter-parameter yang dilakukan pengukuran adalah sebagai berikut :

1. VSWR (*Voltage Standing Wave Ratio*)

VSWR adalah perbandingan antara amplitudo gelombang berdiri (*standing wave*) maksimum ($|V|_{max}$) dengan minimum ($|V|_{min}$). Pada saluran transmisi ada dua komponen gelombang tegangan, yaitu tegangan yang dikirimkan (V_0^+) dan tegangan yang direfleksikan (V_0^-). Perbandingan antar tegangan yang direfleksikan dengan tegangan yang dikirimkan disebut sebagai koefisien refleksi tegangan (Γ) :

$$\Gamma = \frac{v_0^-}{v_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \tag{2.1}$$

Di mana Z_L adalah impedansi beban (*load*) dan Z_0 adalah impedansi saluran *lossless*.

Koefisien refleksi tegangan (Γ) memiliki nilai kompleks, yang merepresentasikan besarnya magnitude dan fasa dari refleksi. Untuk beberapa kasus yang sederhana, ketika bagian imajiner dari Γ adalah nol, maka :

- $\Gamma = -1$: refleksi negatif maksimum, ketika saluran terhubung singkat,
- $\Gamma = 0$: tidak ada refleksi, ketika saluran dalam keadaan *matched* sempurna,
- $\Gamma = +1$: refleksi positif maksimum, ketika saluran dalam rangkaian terbuka.

Rumus untuk mencari nilai VSWR adalah :

$$S = \frac{|V|_{max}}{|V|_{min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \tag{2.2}$$

Kondisi yang paling baik adalah ketika VSWR bernilai 1 ($S=1$) yang berarti tidak ada refleksi ketika saluran dalam keadaan *matching* sempurna. Namun kondisi ini pada praktiknya sulit untuk didapatkan. Oleh karena itu pada umumnya nilai standar VSWR yang sering digunakan untuk antena adalah $VSWR \leq 2$ [17].

2. Insertion Loss

Rugi-rugi sisipan adalah kehilangan daya akibat penyisipan alat/filter di antara sumber dan beban (alat ukur). Rugi-rugi ini diberikan dalam bentuk perbandingan daya rugi-rugi terhadap daya yang datang (*Power Loss Ratio/PLR*). PLR dinyatakan sebagai berikut, jika daya yang datang adalah P_i , maka daya yang dipantulkan adalah $P_i|\Gamma|^2$, dan daya yang diserap beban $P_i(1-|\Gamma|^2)$.

$$P_{LR} = \frac{P_i}{(1-|\Gamma|)P_i} = \frac{1}{(1-|\Gamma|^2)} \tag{2.3}$$

dengan Γ adalah koefisien pantul, yaitu perbandingan antara tegangan yang dipantulkan dengan yang datang. Jika impedansi karakteristik saluran adalah Z_0 sedangkan impedansi beban adalah Z_L , maka koefisien refeksi dapat dirumuskan sebagai berikut.

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \tag{2.4}$$

Rugi-rugi sisipan (*insertion loss*) dinyatakan dalam desibel adalah :

$$IL = 10 \text{ Log } P_{LR} \text{ (dB)} \tag{2.5}$$

Pada *passband*, PLR harus berharga 1, sedangkan pada daerah lain harus lebih dari 1. Dengan demikian pada *passband* tidak ada rugi-rugi daya, sedangkan pada frekuensi lain rugi-rugi daya harus ada dan besarnya sesuai dengan respon yang diinginkan. Pada rangkaian pasif, daya yang dipantulkan lebih kecil dari daya yang datang sehingga $\Gamma \leq 1$. Jika impedansi masukan pada rangkaian adalah Z_{in} , maka :

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - 1}{Z_{in} + 1} \quad (2.6)$$

Sementara itu, dari sisi *Power Loss Ratio* yang sering digunakan pada perancangan filter berdasarkan karakteristik respon *passband*-nya, yaitu filter yang memiliki respon frekuensi rata (tanpa *ripple*) yang dikenal dengan respon *butterworth* atau *maximally flat*, dan filter yang responnya mempunyai *ripple* sama (*equal-ripple*) yang disebut respon *Chebyshev*. Bentuk respon frekuensi tergantung dari jumlah elemen atau orde filter. Semakin banyak jumlah elemen filter, maka bentuk respon semakin curam dan sebaliknya apabila jumlah elemen sedikit, bentuk respon menjadi landai.

3. Return Loss

Low Pass Filter (LPF) adalah proses *filter* yang mengambil citra dengan gradiasi intensitas yang halus dan perbedaan intensitas yang tinggi akan dikurangi atau dibuang. *Low pass filter* digunakan untuk mengurangi detail dari gambar atau justru membuat gambar menjadi lebih kabur dari sebelumnya. *Filter* ini akan menghilangkan atau mengurangi *noise* berfrekuensi tinggi dari gambar menjadi frekuensi yang lebih rendah.[4] *Return Loss* adalah perbandingan antara amplitudo dari gelombang yang direfleksikan terhadap amplitudo gelombang yang dikirimkan. *Return Loss* digambarkan sebagai peningkatan amplitudo dari gelombang yang direfleksikan (V_0^-) dibanding dengan gelombang yang dikirim (V_0^+). *Return Loss* dapat terjadi akibat adanya diskontinuitas diantara saluran transmisi dengan impedansi masukan beban (antena). Pada rangkaian gelombang mikro yang memiliki diskontinuitas (*mismatched*), besarnya *return loss* bervariasi tergantung pada frekuensi.

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.7)$$

return loss = 20 $\text{Log}_{10} |\Gamma|$

Nilai *return loss* yang sering digunakan adalah di bawah -9,54 dB untuk menentukan lebar *bandwidth*, sehingga dapat dikatakan nilai gelombang yang direfleksikan tidak terlalu besar dibandingkan dengan gelombang yang dikirimkan atau dengan kata lain, saluran transmisi sudah *matching*[4].

4. Group Delay

Respon frekuensi atau umumnya dikenal dengan fungsi transfer dari filter dapat dirumuskan sebagai :

$$H(j\omega) = |H(j\omega)| e^{j\theta(\omega)}$$

Dimana $|H(j\omega)|$ dan $\theta(\omega)$ adalah respon magnitude dan fasa dari filter. Keduanya mendefinisikan seberapa besar fasa dari sinyal sinusoidal bergeser setelah melewati filter. Fungsi group delay adalah ukuran linieritas dari respon fasa. dan didefinisikan sebagai :

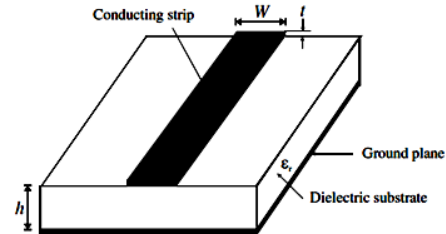
$$\tau(\omega) = -\frac{d\theta(\omega)}{d\omega}$$

pada persamaan diatas, group delay yang konstan ditunjukkan dengan linieritas respon fasa[19]

C. Saluran mikrostrip

1. Struktur saluran mikrostrip

Struktur mikrostrip secara umum seperti pada gambar 2.3.sebuah konduktor strip dengan lebar W dan ketebalan t di atas substrat dielektrik yang memiliki konstanta dielektrik relatif ϵ_r dan ketebalan h , dan bagian bawah substrat, adalah ground plane



Gambar 2.1. Struktur Mikrostrip secara umum [5].

2. Konstanta dielektrik efektif dan Impedansi karakteristik

Dalam pendekatan kuasi-TEM, bahan dielektrik homogen dengan permitivitas dielektrik efektif menggantikan media dielektrik udara yang homogen dari mikrostrip.

Karakteristik transmisi dari mikrostrip dipengaruhi oleh dua parameter, yaitu konstanta dielektrik efektif ϵ_{re} dan impedansi karakteristik Z_c , yang diperoleh dengan analisis quasistatic. Dalam analisis quasistatic, modus dasar dari propagasi gelombang dalam mikrostrip diasumsikan TEM murni. Dua parameter mikrostrip diatas ditentukan dari nilai-nilai dua kapasitansi sebagai berikut :

$$\epsilon_{re} = \frac{C_a}{C_{a1}} \quad (2.8)$$

$$Z_c = \frac{1}{c\sqrt{C_a C_a}} \quad (2.9)$$

di mana C_a adalah kapasitansi per satuan panjang dengan dielektrik substrat saat ini, C_{a1} adalah kapasitansi per satuan panjang dengan substrat dielektrik digantikan oleh udara, dan c adalah kecepatan gelombang elektromagnetik di ruang bebas ($c \approx 3.0 \times 10^8$ m/s). Untuk konduktor yang sangat tipis (yaitu, $t \rightarrow 0$).

Untuk $W/h \leq 1$:

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left\{ \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right\} \quad (2.10)$$

$$Z_c = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left(\frac{8h}{W} + 0.25 \frac{W}{h} \right) \quad (2.11)$$

mana $\eta = 120\pi$ ohm adalah impedansi gelombang dalam ruang bebas.

Untuk $W/h \geq 1$:

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0.5} \quad (2.12)$$

$$Z_c = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left\{ \frac{W}{h} + 1.393 + 0.677 \ln \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right) \right\}^{-1} \quad (2.13)$$

pernyataan yang tepat untuk konstanta dielektrik yang efektif adalah

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{u} \right)^{-ab} \quad (2.14)$$

dimana $u=W/h$, dan

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left(\frac{u^4 + \left(\frac{u}{52}\right)^2}{u^4 + 0.432} \right) + \frac{1}{18.7} \ln \left[1 + \left(\frac{u}{18.1}\right)^3 \right] \tag{2.15}$$

$$b = 0.564 \left(\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0.053} \tag{2.16}$$

Keakuratan model ini adalah lebih baik dari 0,2% untuk $\epsilon_r \leq 128$ dan $0,01 \leq u \leq 100$.Eksprei yang lebih akurat untuk impedansi karakteristik

$$Z_c = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left[\frac{F}{u} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{u}\right)^2} \right] \tag{2.17}$$

dimana $u = W/h$, $\eta = 120\pi$ ohm, dan

$$F = 6 + (2\pi - 6) \exp \left[-\left(\frac{30.666}{u}\right)^{0.7528} \right] \tag{2.18}$$

keakuratan untuk $Z_c = \sqrt{\epsilon_{re}}$ adalah lebih baik dari 0.01% for $u \leq 1$ and 0.03% for $u \leq 1000$.

3. Panjang gelombang, konstanta propagasi, kecepatan fasa, dan panjang listrik

Setelah konstanta dielektrik efektif mikrostrip ditentukan, panjang gelombang dari modus kuasi-TEM mikrostrip diberikan oleh :

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \tag{2.19}$$

dimana :

λ_0 adalah panjang gelombang ruang bebas pada frekuensi kerja f . frekuensi dalam gigahertz (GHz), sehingga panjang gelombang dalam milimeter sebagai berikut:

$$\lambda_g = \frac{300}{f(GHz)\sqrt{\epsilon_{re}}} \text{ mm} \tag{2.20}$$

Konstanta propagasi (β) dan kecepatan fasa (v_p) dapat ditentukan dengan :

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \tag{2.21}$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \tag{2.22}$$

dimana c adalah kecepatan cahaya ($c \approx 3.0 \times 10^8$ m / s) di dalam ruang bebas.Panjang listrik (θ) untuk panjang fisik dari mikrostrip (ℓ) didefinisikan sebagai :

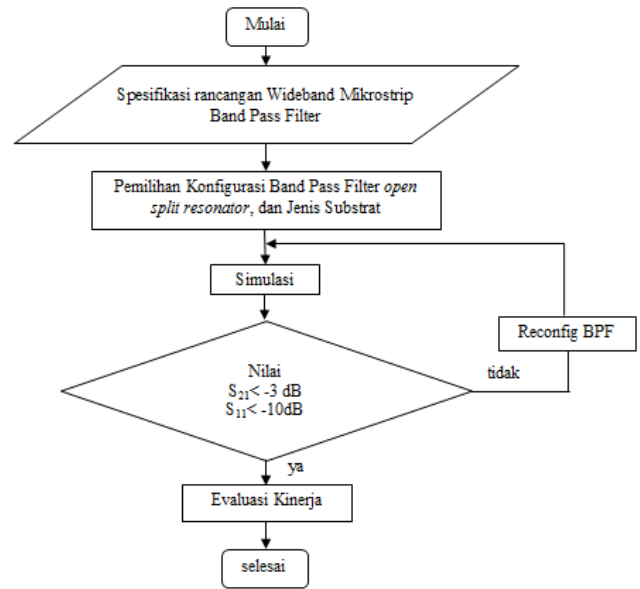
$$\theta = \beta\ell \tag{2.23}$$

Oleh karena itu, $\theta=\pi/2$ ketika $\ell=\lambda_g/4$, dan $\theta=\pi$ ketika $\ell=\lambda_g/ 2$. Ini disebut saluran mikrostrip seperempat panjang gelombang dan setengah panjang gelombang untuk rancangan filter mikrostrip.

III. METODOLOGI PENELITIAN

A. Desain Filter

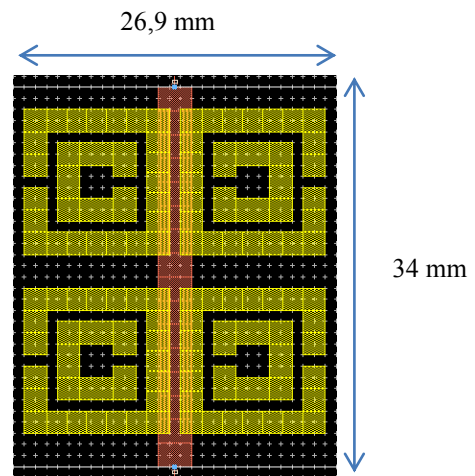
Secara lebih lengkap, proses perancangan *wideband metamaterial mikrostrip* BPF menggunakan *open split resonator* terlihat pada Gambar 3.1 dibawah ini.



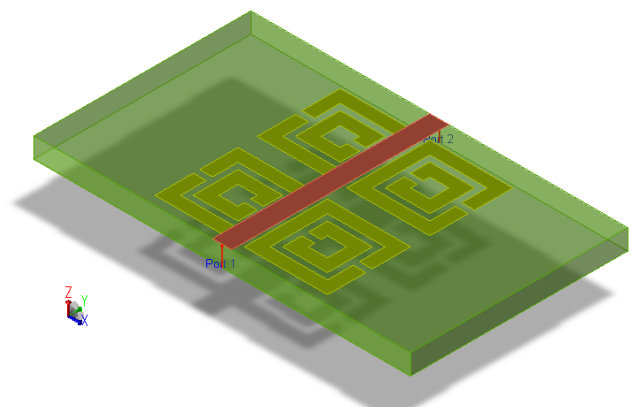
Gambar 3.1 Perancangan Wideband Band Pass Filter Metamaterial

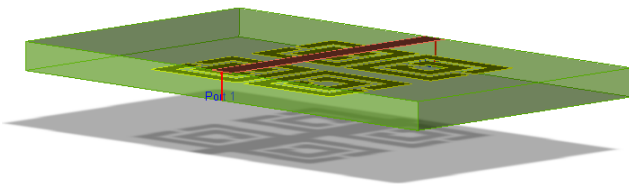
Pada penelitian ini, spesifikasi *metamaterial mikrostrip* BPF rancangan terlihat sebagai berikut.

1. Frekuensi *cutoff highpass filter* adalah 1,78 GHz
2. Frekuensi *cutoff lowpass filter* adalah 3,38 GHz
3. Bandwidth filter 1,6 GHz MHz
4. *Insertion loss* bandwidth < - 3 dB.
5. *Return loss* bandwidth < -10 dB.
6. Matching impedance 50 ohm



Gambar 3.2Desain Metamaterial Mikrostrip

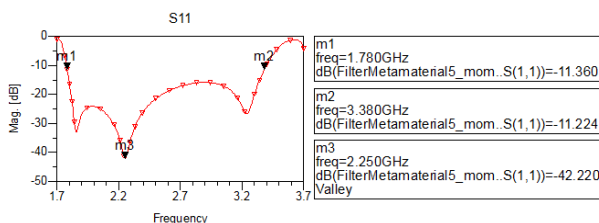




Gambar 3.3 Desain filter terlihat dari samping

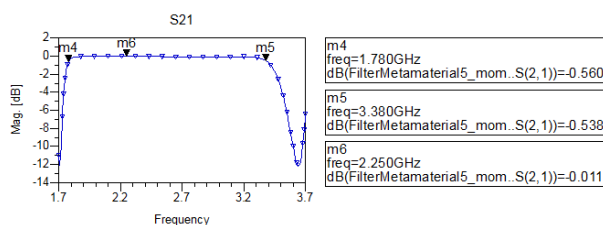
B. Hasil Perancangan

Hasil rancangan tersebut kemudian disimulasikan menggunakan perangkat lunak Advance Design System (ADS) untuk menilai kinerja filter. Diantaranya adalah bandwidth, return loss (S11), VSWR, insertion loss (S21), dan memperlihatkan phase filter. Pada bab ini akan dibahas hasil simulasi menggunakan perangkat lunak Advance Design System (ADS),



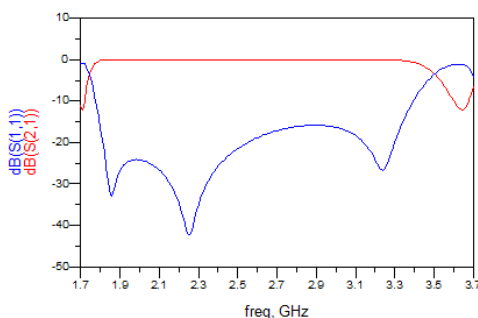
Gambar 3.4. Hasil simulasi return loss (dB)

Nilai return loss (S11) pada frekuensi 1,78 GHz sebesar -11,36 dB, sementara pada frekuensi 3,38 GHz sebesar -11,224 dB. Nilai return loss (S11) paling kecil terlihat pada frekuensi 2,25 GHz yaitu sebesar -42,22 dB. Hasil ini memperlihatkan bahwa filter tersebut memiliki nilai koefisien refleksi yang baik. Sementara itu pada Gambar 3.5 memperlihatkan hasil simulasi insertion loss (S21) dalam dB.



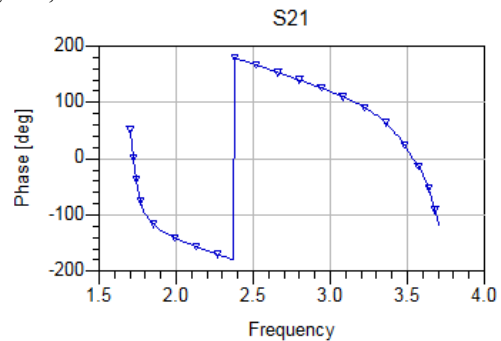
Gambar 3.5. (a) Hasil simulasi insertion loss (dB)

Nilai insertion loss pada frekuensi 1,78 GHz sebesar -0,56 dB, sementara pada frekuensi 3,38 GHz sebesar -0,538 dB. Nilai insertion loss (S21) paling kecil terlihat pada frekuensi 2,25 GHz yaitu sebesar -0,011 dB. Sementara pada gambar 3.6 memperlihatkan repons filter secara keseluruhan.

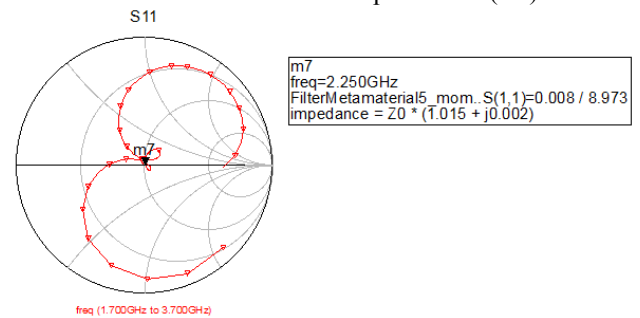


Gambar 3.6 Respon filter

Sementara itu pada Gambar 3.7 memperlihatkan nilai phase dari wideband band pass filter (BPF) dengan metamaterial mikrosrip pada frekuensi 1,78 GHz sampai dengan 3,38 GHz



Gambar 3.7. Hasil simulasi phase S21 (dB)



Gambar 3.8. Hasil Smith Chart

Pada frekuensi 2,25 GHz, filter tersebut telah mencapai kondisi matching yang sangat baik. Dengan nilai impedansi sebesar 50 Ohm (1,005+j0.002)

IV. PENUTUP

A. Kesimpulan

Hasil penelitian ini menunjukan bahan metamaterial dapat dipergunakan untuk aplikasi bandpass filter (BPF). Hasil perancangan memperlihatkan nilai bandwidth sebesar 1,6 GHz dengan return loss dibawah -10 dB. Filter ini bekerja pada frekuensi 1,78 GHz sampai dengan 3,38 GHz dengan nilai return loss minimal sebesar -42,2 dB serta nilai insertion loss lebih besar dari -3dB. Hasil perancangan ini dapat dipergunakan untuk perangkat komunikasi nirkabel pita lebar.

V. DAFTAR PUSTAKA

- [1] T. Itoh, (2006) "Electromagnetic Metamaterials : Transmission Line Theory and Microwave Applications", WILEY-INTERSCIENCE, John-Wiley & Sons Inc., Hoboken, NJ.
- [2] Jung-Woo. (2008). "Compact Ultra-Wideband Bandpass Filter With EBG Structure" *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Volume: 18 , Issue: 10, Page(s): 671 – 673.
- [3] Wai. (2007). "EBG-Embedded Multiple-Mode Resonator for UWB Bandpass Filter With Improved Upper-Stopband Performance". *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. Page(s): 421 – 423.
- [4] Ching-Her. (2010). "UWB BPF Design Using Modified Tri-Section SIR". *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. Page(s): 541 – 544.
- [5] Rowd Ghatak (2011). "A Compact UWB Bandpass Filter With Embedded SIR as Band Notch Structure". *IEEE*

-
- Microwave and Wireless Components Letters*. Volume: 21 , Issue: 5, Page(s): 261 – 263.
- [6] Min-Hang. (2009). “An Ultra-Wideband Bandpass Filter With an Embedded Open-Circuited Stub Structure to Improve In-Band Performance”. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. Volume: 19 , Issue: 3, Page(s): 146 – 148.
- [7] Rui Li. (2007). “Compact UWB Bandpass Filter Using Stub-Loaded Multiple-Mode Resonator”. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. Volume: 17 , Issue: 1. Page(s): 40 – 42.
- [8] Qing-Xin. (2010). “Design of UWB Bandpass Filter Using Stepped-Impedance Stub-Loaded Resonator”. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. Volume: 20, Issue: 9, Page(s): 501 – 503.