

# Simulasi dan Analisis *Balanced Bandpass Filter* Dengan Metode Kopling Elektrik dan Magnetik Berbasis *Open Loop Resonators* Pada Frekuensi 2510 MHz

Alief Devara Nabil<sup>1</sup>, Enceng Sulaeman<sup>2</sup>

<sup>1,2</sup>Jurusan Teknik Elektro, Politeknik Negeri Bandung, Bandung 40012

<sup>1</sup>E-mail : alief.devara.tkom18@polban.ac.id

<sup>2</sup>E-mail : enceng.sulaeman@polban.ac.id

## ABSTRAK

Teknologi dalam bidang telekomunikasi terus berkembang hingga saat ini muncul jaringan seluler generasi kelima yaitu 5G. Pada sebuah perangkat komunikasi data yang menggunakan gelombang radio untuk propagasi membutuhkan sebuah *filter* untuk menyaring gelombang sinyal yang digunakan. *Bandpass filter* adalah jenis *filter* yang dipilih karena mampu melewatkan sinyal antara frekuensi batas atas dan frekuensi batas bawah sesuai spesifikasi yang diinginkan. Karya dan penelitian terdahulu terhadap metode perancangan *bandpass filter* telah dilakukan untuk mencari metode dengan nilai *fractional bandwidth (FBW)* yang rendah serta kemudian dapat dikomersilkan. Dalam penelitian maka dibuat *balanced bandpass filter* dengan metode kopling elektrik dan magnetik berbasis *open-loop resonators*. Dalam memulai perancangan filter mikrostrip pemilihan substrat sangat penting, maka dipilih substrat Rogers RO4003C dengan nilai dielektrik konstan  $\epsilon_r$  adalah 3,38. Perancangan menggunakan *Advanced Design System 2017* untuk mendukung hasil analisis. Dalam hasil simulasi *balanced bandpass filter* mampu memenuhi spesifikasi dengan frekuensi tengah 2511 MHz, frekuensi kerja 2455 MHz – 2575 MHz, *bandwidth* 120 MHz, *return loss* 21 dB, dan *insertion loss* 0,18 dB. *Balanced bandpass filter* memiliki nilai tolak noise *common mode* yang baik dalam frekuensi kerja dengan nilai di atas 40 dB. Nilai *common mode* yang baik dicapai dengan adanya metode kopling magnetik pada orde resonator yang tinggi.

### Kata Kunci

*Balanced Bandpass Filter*, *Bandwidth*, Kopling Elektrik dan Magnetik, substrat Rogers RO4003C

## 1. PENDAHULUAN

Dalam komunikasi radio, sebuah perangkat yang menggunakan gelombang radio untuk propagasi membutuhkan sebuah filter untuk menyaring gelombang sinyal yang digunakan. Filter adalah rangkaian elektronik yang berfungsi untuk memproses suatu sinyal dengan cara menyaring gelombang sinyal yang datang sesuai dengan rentang frekuensi yang ditentukan, lalu meneruskan dan meredam gelombang sinyal tersebut [1]. Pemilihan besar frekuensi kerja dan *bandwidth* menentukan proses perancangan filter.

Salah satu perusahaan telekomunikasi terbesar di dunia yaitu T-Mobile mulai menerapkan strategi 5G multi-tingkat yang menggunakan tiga jenis sinyal radio untuk memberikan layanan seluler ke perangkat 5G [2]. Multi-tingkat 5G diantaranya *low*, *mid*, dan *high band* frekuensi. Di beberapa negara seperti Amerika Serikat, frekuensi 2.5 GHz digunakan sebagai *mid band* frekuensi 5G.

Kemajuan di bidang jaringan 5G membuat banyaknya permintaan filter *microwave* dengan ukuran yang semakin kecil, kinerja lebih tinggi, dan biaya yang

lebih rendah [3]. Untuk mencapai kriteria tersebut, *balanced bandpass filter* dengan *coupled resonators* banyak digunakan pada saat ini. *Coupled resonators* sangatlah mudah diimplementasikan pada teknologi mikrostrip dengan hasil *fractional bandwidth* yang kecil [4]. Penggunaan metode *coupled resonators* juga sangat berguna untuk mendesain *balanced bandpass filter* dengan selektivitas sinyal yang baik dan nilai tolak *common mode* yang tinggi [5].

Dalam penelitian ini dilakukan simulasi dan analisis terkait *balanced bandpass filter* dengan metode kopling elektrik dan magnetik berbasis *open loop resonators* pada frekuensi tengah 2510 MHz, rentang kerja frekuensi 2450 - 2570 MHz, *bandwidth* sebesar 120 MHz, *return loss*  $\geq 16$  dB, dan *insertion loss*  $\leq 2$  dB.

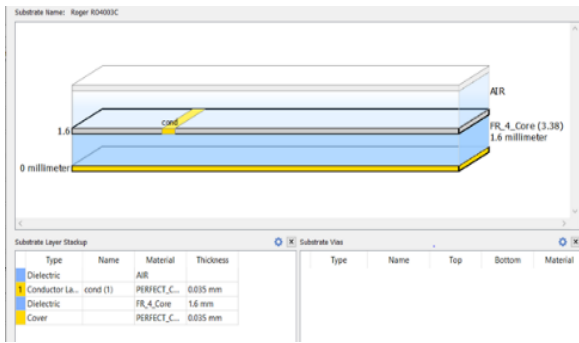
## 2. PERANCANGAN DAN SIMULASI

### 2.1 Substrat Rogers RO4003C

Pada *balanced bandpass filter* yang dirancang dipakai substrat ROGERS RO4003C dengan nilai dielektrik konstan  $\epsilon_r$  adalah 3,38. Substrat jenis ini biasa dipakai

pada microwave dan *millimeter wave frequencies* karena memiliki nilai *loss material* yang kecil dan mudah dilakukan fabrikasi sirkuit serta efisien dipakai diatas bahan PTFE tradisional.

*Datasheet* dari Rogers RO4003C dapat dimasukkan ke dalam simulasi untuk melakukan EM Simulation. Dalam simulasi ADS, substrat Rogers RO4003C terbaca sebagai FR\_4\_Core dengan nilai dielektrik konstan  $\epsilon_r$  adalah 3,38, ketebalan *layer* senilai 1.6 mm, serta material yang digunakan *perfect conductor*.



Gambar 1 Substrat Roger RO4003C pada ADS 2017

## 2.2 Saluran Mikrostrip

Pada mikrostrip, saluran terdiri dari konduktor strip (*line*) dan sebuah konduktor bidang *ground* yang dipisahkan oleh medium dielektrik dengan konstanta dielektrik [6]. Substrat memiliki suatu nilai konstanta dielektrik ( $\epsilon_r$ ) dan ketebalan tertentu tergantung dari merek dagang yang dipilih. Pada simulasi *balanced bandpass filter* yang dirancang menggunakan spesifikasi substrat Rogers RO4003C.

Untuk keperluan perancangan, jika diketahui impedansi karakteristik  $Z_0$  dan konstanta dielektrik  $\epsilon_r$ , lebar saluran mikrostrip ( $W$ ) dan  $h$  dapat dicari menggunakan Persamaan (1) sebagai berikut.

$$\frac{W}{h} \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A}-2} & \frac{W}{h} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B-1) + \frac{\epsilon_r-1}{2\epsilon_r} \left( \ln(B-1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right) \right] & \frac{W}{h} > 2 \end{cases} \quad (1)$$

dengan,

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r+1}{2}} + \frac{\epsilon_r-1}{\epsilon_r+1} \left( 0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad (2)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3)$$

Konstanta dielektrik efektif ditemukan menggunakan Persamaan (4)

$$\epsilon_{eff} \begin{cases} \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \left( \left[ 1 + \frac{12h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} + 0,04 \left[ 1 - \frac{W}{h} \right]^2 \right) & \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \left[ 1 + \frac{12h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} & \frac{W}{h} > 1 \end{cases}$$

$$\lambda_g = \frac{C}{f\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (5)$$

Karena  $W/h > 2$  maka digunakan Persamaan (3) untuk mencari  $B$  kemudian diperoleh lebar saluran impedansi ( $W$ ) sebesar 3,7 mm dari Persamaan (1). Kemudian karena  $W/h > 1$  diperoleh konstanta dielektrik efektif  $\epsilon_{eff}$  sebesar 2,46 dari Persamaan (4) sehingga untuk mencari panjang gelombang saluran mikrostrip ( $\lambda_g$ ) digunakan Persamaan (5) dan diperoleh sebesar 38,1 mm.

## 2.3 Respon Filter Chebyshev (Equal Ripple)

Filter Chebyshev dikarakterisasi dengan Persamaan (6)

$$P_R = 1 + k^2 T_n^2(\omega / \omega_c) \quad (6)$$

Demikian untuk  $x = \omega / \omega_c \leq 1$ , nilai  $P_{LR}$  akan berosilasi antara 1 hingga  $1 + k^2$ , dan pada  $\omega / \omega_c = 1$ ,  $P_{LR} = 1 + k^2$  [6]. Jika *ripple*, dalam dB, dinyatakan dengan  $L_R$ , maka

$$k = \sqrt{10^{0,1L_R} - 1} \quad (7)$$

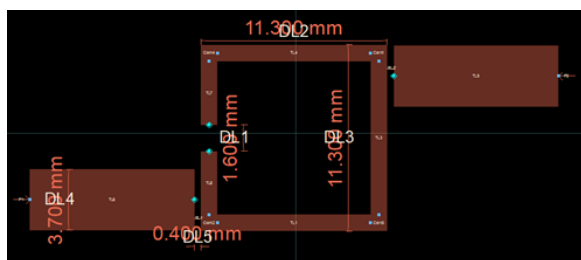
## 2.4 Open Loop Resonators

Filter planar yang dibuat dengan media mikrostrip dengan bentuk menyesuaikan metode yang digunakan. Salah satu teknik dalam bentuk filter adalah UIR atau *Universal Impedance Resonator* berbentuk *open loop resonators*. Bentuk persegi didapatkan dengan melakukan pembengkokan atau *bending* resonator berbentuk garis lurus. Dengan melakukan *bending* 90° akan membentuk jarak antar ujung resonator [7]. Secara teori, untuk resonator melakukan resonansi dengan frekuensi yang diinginkan, maka panjang resonator haruslah 1/2 dari panjang gelombang.

Dimensi *layout open loop resonator* didapatkan dari hasil perhitungan panjang resonator yang telah disesuaikan yaitu  $\lambda_g = 37.1$  mm, sehingga dengan melakukan *bending* maka nilai tiap sisi menjadi 11.3 mm. Selbihnya, parameter yang digunakan tetap sama seperti hasil perhitungan.

Tabel 1 Hasil uji simulasi open loop resonators

| Uji Simulasi | Jarak Kapasitif Terbuka (mm) | Hasil Frekuensi (MHz) |
|--------------|------------------------------|-----------------------|
| 1            | 0.4                          | 2400                  |
| 2            | 0.8                          | 2440                  |
| 3            | 1.2                          | 2470                  |
| 4            | 1.6                          | 2500                  |



Gambar 2 *Layout open loop resonators*. Dimensi desain resonator (dalam milimeter) adalah DL1 = 1,6; DL2 = DL3 = 11,3; DL4 = 3,7; dan DL5 = 0,4.

## 2.5 Metode Kopling Elektrik dan Magnetik

Metode kopling berbasis *open loop resonators* akan menghasilkan keuntungan nilai performa *differential mode* yang baik dan nilai tolak *common mode* yang tinggi dengan melakukan *tuning* pada parameter kopling magnetik dan elektrik [8]. Jarak antar kedua resonator, posisi kapasitif terbuka, dan nilai parameter impedansi akan menjadi 3 elemen yang akan di *tuning* pada rangkaian dan secara langsung mempengaruhi nilai performa dari *balanced bandpass filter* [8].

Dalam metode kopling elektrik dan magnetik maka perlu diketahui faktor inter-resonator kopling,  $M$ . Nilai  $M$  yang didapat melalui perhitungan akan dibandingkan dengan nilai simulasi. Mencari nilai  $M$  yang tepat pada simulasi dilakukan dengan memasukan beberapa jarak antar resonator. Jarak ini nantinya juga akan mempengaruhi *ripple* pada *bandwidth*. Dari desain *balanced bandpass filter* yang diinginkan yaitu filter berorde  $n=4$  maka ditemukan 2 kopling elektrik yaitu pada  $M_{12}$  dan  $M_{34}$ . Menggunakan *impedance scaling* tabel Chebyshev *ripple* 0,1 maka dapat diketahui nilai  $g_n$  yang tepat untuk tiap inter-kopling  $M_{12}$  dan  $M_{34}$ .

$$M_{12} = \frac{\Delta}{\sqrt{g_1 g_2}} = \frac{\frac{BW}{f_0}}{\sqrt{g_1 g_2}} \quad (8)$$

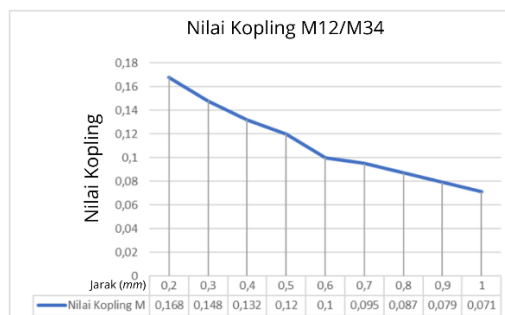
$$M_{12} = \frac{\Delta}{\sqrt{g_1 g_2}} = \frac{\frac{0,2}{2,51}}{\sqrt{1,1088 \times 1,3062}}$$

$$M_{12} = 0,095$$

$$M_{34} = \frac{\Delta}{\sqrt{g_3 g_4}} = \frac{\frac{BW}{f_0}}{\sqrt{g_3 g_4}} \quad (9)$$

$$M_{34} = \frac{\Delta}{\sqrt{g_3 g_4}} = \frac{\frac{0,2}{2,51}}{\sqrt{1,7704 \times 0,8181}}$$

$$M_{34} = 0,095$$



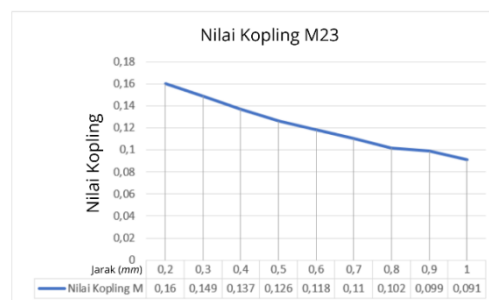
Gambar 3 Grafik hasil simulasi kopling elektrik  $M_{12/34}$

Setelah ditemukan nilai  $M$  pada kopling elektrik, kini dilanjutkan dengan mencari nilai  $M$  pada kopling magnetik. Kopling magnetik ditemukan pada resonator kedua dan ketiga sehingga nilai faktor inter-kopling dapat disebut  $M_{23}$ . Serupa dengan kopling elektrik, perlu dilakukan perhitungan terlebih dahulu melihat *impedance scaling* tabel Chebyshev *ripple* 0,1 maka dapat diketahui nilai  $g_n$  yang tepat.

$$M_{23} = \frac{\Delta}{\sqrt{g_2 g_3}} = \frac{\frac{BW}{f_0}}{\sqrt{g_2 g_3}} \quad (8)$$

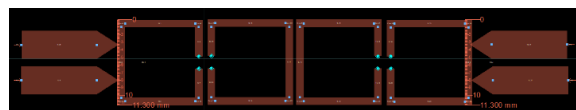
$$M_{23} = \frac{\Delta}{\sqrt{g_2 g_3}} = \frac{\frac{0,2}{2,51}}{\sqrt{1,3062 \times 1,7704}}$$

$$M_{23} = 0,121$$



Gambar 4 Grafik hasil simulasi kopling elektrik  $M_{23}$

Didapatkan bahwa nilai kopling elektrik terbentuk pada jarak 0,7 mm dan nilai kopling magnetik terbentuk pada jarak 0,5 mm. Terpisahnya kedua medan kopling ini menyebabkan tidak terjadinya *mixed medan* kopling.

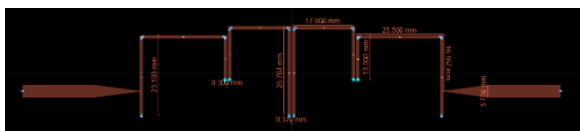


Gambar 5 *Layout balanced bandpass filter* sebelum optimasi

Gambar 5 memperlihatkan *layout* jika kopling elektrik dan magnetik pada *balanced bandpass filter* telah selesai digabungkan. Namun, *layout ini* belum dilakukan optimasi sesuai dengan spesifikasi yang diinginkan.

## 2.6 Difference Mode dan Common Mode

*Differential mode* dicapai dengan membagi dua sama besar secara horizontal *balanced bandpass filter* berorde 4. Setelah terbagi bagian resonator yang terbuka di-*short*-kan sehingga jalur terhubung langsung dengan *ground*. Jalur ini bisa kita sebut *hole* pada simulasi. *Short circuit* akan menimbulkan *electric wall* diantara jalur resonator [9]. Gambar 5 menunjukkan layout *balanced bandpass filter differential mode* dengan ukuran yang telah di optimasi.



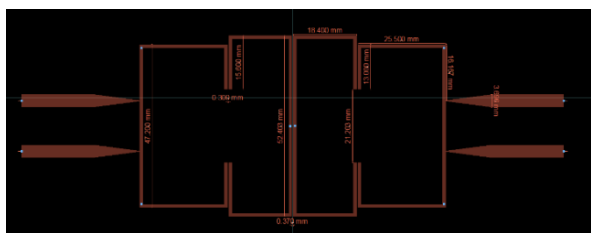
Gambar 6 Layout resonator untuk *differential* dan *common mode*

*Common mode* menggunakan layout serupa dengan *differential mode* yaitu menggunakan layout *bandpass filter* orde 4 yang dipotong tengah secara horizontal. Perbedaannya terdapat pada jalur resonator *common mode* yang terbuka atau *open*. Dengan dilakukan *open circuit* maka akan menghasilkan *magnetic wall* antara jalur resonator [9]. Untuk jalur impedansinya sendiri, *common mode* memiliki karakteristik tiap jalur impedansi yang terhubung pada *ground*.

## 2.7 Balanced Bandpass Filter Berorde 4 Setelah Optimasi

Setelah spesifikasi yang diinginkan tercapai pada *differential* dan *common mode* dengan layout *balanced bandpass filter* yang dioptimasi maka langkah berikutnya mengembalikan bentuk layout menjadi sebuah *balanced bandpass filter* orde 4 yang utuh.

Hasil simulasi s-parameter serta fasa dalam *differential* dan *common mode* pada 2 port dapat menjadi acuan spesifikasi *balanced bandpass filter*. Dalam *differential* dan *common mode*, *balanced bandpass filter* akan diubah menjadi layout filter 2 *single ended port* dimana kedua port bekerja bersamaan yang disebut port komposit. Sinyal *single ended* yang diterapkan ke port komposit dapat di dekomposisi menjadi *differential mode* dan *common mode*, yang mana serupa (tetapi tidak sama) dengan *even* dan *odd mode* itulah mengapa hasil simulasi ini dapat digunakan sebagai acuan spesifikasi *balanced bandpass filter* [9].



Gambar 7 Layout *balanced bandpass filter* setelah optimasi. Dimensi desain resonator (dalam milimeter) adalah DL1 = 21,203; DL2 = 18,4; DL3 = 52,403; DL4

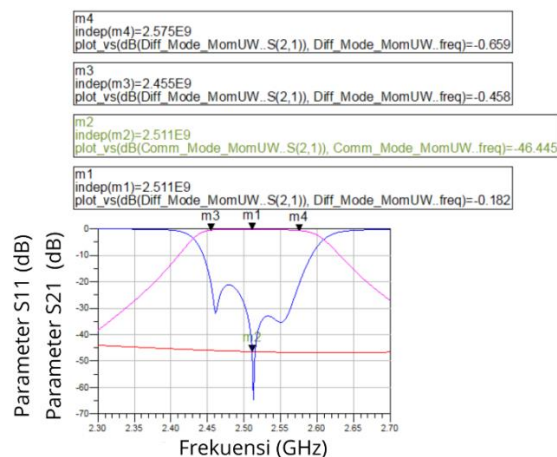
= 25,5; DL5 = 47,2; DL6 = 0,3; DL7 = 0,37; DL8 = 16,167; dan DL9 = 3,7.

## 3. HASIL SIMULASI DAN PEMBAHASAN

### 3.1 Respon Frekuensi, Bandwidth, dan Insertion Loss

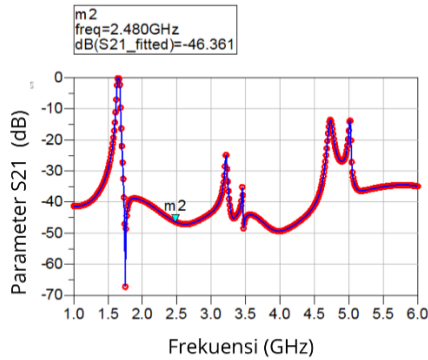
Respon frekuensi dapat dilihat pada  $S_{11}$  dan  $S_{21}$  pada *differential mode*. Frekuensi tengah yang didapatkan oleh filter adalah 2511 MHz, dimana nilai ini telah mendekati frekuensi tengah yang ingin dicapai yaitu 2510 MHz. Frekuensi tengah tersebut tercapai dengan melakukan *tuning* pada panjang resonator. Semakin besar panjang sebuah jalur resonator pada metode *open loop resonators* maka frekuensi yang didapat akan semakin kecil, begitu pun sebaliknya.

Didapatkan panjang resonator pada layout *differential mode* adalah 23,6 mm untuk menghasilkan frekuensi tengah 2511 MHz. Pada frekuensi tengah ini nilai tolak dari *common mode* mencapai 46.4 dB beserta *insertion loss* pada nilai 0.182 dB. Hal ini membuktikan bahwa jika resonator di kopling secara magnetik akan menekan lebih besar nilai dari *common mode*. Lalu, nilai *insertion loss* yang baik didapatkan karena posisi impedansi dan perubahan bentuk jalur impedansi. Jalur impedansi yang dibuat runcing memaksimalkan *matching impedance*, dengan tujuan meminimalisir rugi-rugi di saluran transmisi.



Gambar 8 Hasil simulasi *differential* ( $S_{11}$  ungu;  $S_{21}$  biru) dan *common mode* ( $S_{21}$ , merah) sebagai spesifikasi *balanced bandpass filter*.

*Bandwidth* yang didapatkan telah sesuai dengan spesifikasi yaitu 120 MHz dengan hasil simulasi memiliki rentang frekuensi 2455 MHz hingga 2575 MHz. *Bandwidth* dapat tercapai melalui perbedaan bentuk antara resonator orde-1 dan 4 dengan orde-2 dan 3. Perbedaan bentuk ini agar frekuensi memiliki resonansi yang berbeda, sehingga menciptakan *bandwidth* yang lebih lebar. Untuk *bandwidth* yang lebih lebar maka resonator orde-2 dan 3 haruslah lebih besar dibandingkan dengan resonator orde-1 dan 4.

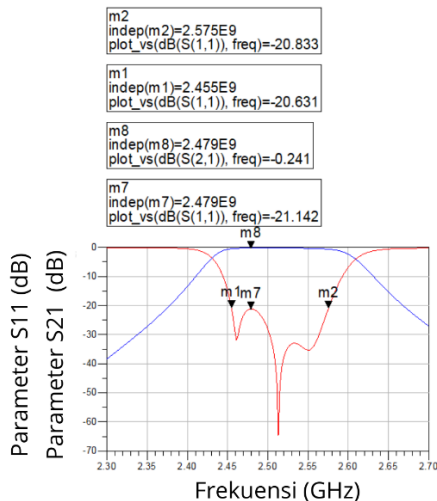


Gambar 9 Hasil simulasi *common mode* hingga frekuensi 6 GHz

Pada rentang *bandwidth* 120 MHz, nilai tolak *noise* pada *common mode* tetap bagus menunjukkan nilai diatas 40 dB. Bahkan, nilai *common mode* tetap bagus pada simulasi frekuensi hingga 6 GHz dengan mampu menekan *noise* hingga diatas 20 dB dengan pengecualian pada frekuensi 5 GHz mencapai 13 dB. Dengan begitu, nilai respon frekuensi, *bandwidth*, dan *insertion loss* dapat digunakan sebagai acuan spesifikasi *balanced bandpass filter*.

### 3.2 Return Loss dan Ripple

Dalam spesifikasi ditunjukkan bahwa return loss yang ingin dicapai melalui rumus nilai daya dan koefisien pantul pada *Voltage Standing Wave Ratio* (VSWR), dengan nilai VSWR maksimum 2. *Balanced bandpass filter* menggunakan respon filter Chebyshev dengan *ripple* 0,1 maka, *return loss* filter identik dengan nilai 16 dB pada ripple 0.1



Gambar 10 Hasil simulasi *differential mode*  $S_{11}$  (merah) dan  $S_{21}$  (biru).

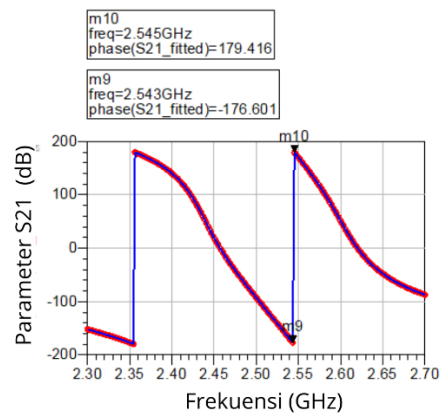
Pada simulasi didapatkan hasil *return loss* sebesar 21.1 dB pada  $S_{11}$ , maka dari itu hasil ini jauh lebih baik dibandingkan *ripple* filter Chebyshev minimal pada 16 dB. Hasil *ripple* yang baik pada *passband* didapatkan dengan melakukan *tuning* pada kopling elektrik. Dengan mendekatkan jarak antar kopling elektrik

*ripple* akan semakin mendekati 0. Kemudian, perubahan bentuk impedansi yang semakin runcing juga ikut membuat nilai *return loss* yang baik. Hal ini terjadi karena dengan bentuk impedansi yang semakin runcing maka memaksimalkan daya kirim dari sumber ke beban, artinya *return loss balanced bandpass filter* mampu meminimalisir kehilangan daya pada saat transmisi dengan baik pada nilai 21.1 dB.

### 3.3 Phase Passband

Pengujian fasa digunakan untuk melihat bagaimana sudut fasa sinyal berubah dengan berubahnya frekuensi, apakah terjadi keterlambatan atau tidak pada fasa. Terlebih nilai fasa digunakan untuk mengolah data *log manitude* pada Parameter S menjadi sebuah bilangan kompleks. Dengan demikian, bilangan kompleks dapat dimasukan kedalam rumus *matriks mixed* mode Parameter S. Tanpa diubah kedalam bilangan kompleks terlebih dahulu, hasil yang didapatkan jika dimasukkan kedalam rumus hanyalah 0.

Pada simulasi *phase passband* dapat dilihat melalui  $S_{21}$  *differential mode*, didapatkan titik curam jatuh pada frekuensi 2543 MHz dengan titik sudut terendah -176.6° dan titik sudut tertinggi 179.4° pada 2545 MHz. *Phase passband* dikatakan linear bila pergeseran fasa sebesar 180° dan hasil simulasi telah mendekati nilai tersebut.



Gambar 11 Hasil simulasi *phase passband* pada *balanced bandpass filter*

## 4. KESIMPULAN

Dari proses perancangan dan simulasi *balanced bandpass filter* dapat disimpulkan bahwa:

1. Hasil simulasi *balanced bandpass filter* memiliki nilai *return loss*, *insertion loss*, *ripple*, dan *phase passband* telah memenuhi spesifikasi. Respon frekuensi yang dihasilkan 2455 - 2575 MHz sehingga dapat dikatakan mendekati spesifikasi. Pada nilai *bandwidth* mendekati spesifikasi, yaitu 120 MHz.
2. Hasil simulasi *balanced bandpass filter* memiliki nilai tolak *noise* yang baik terlihat pada simulasi *common mode*. Pada rentang

frekuensi filter bekerja nilai tolak *common mode* berada di atas 40 dB. Nilai ini sesuai dengan teori bahwa kopling magnetik akan meningkatkan nilai *common mode*.

Adapun saran dari penelitian ini adalah:

1. *Balanced bandpass filter* yang dibuat masih belum terlalu *compact* lantaran terdapat batas minimum besar jalur resonator jika ingin direalisasikan. *Tuning* kembali parameter menjadi lebih *compact* namun tetap sesuai dengan spesifikasi yang telah ada.
2. Pembuatan *balanced bandpass filter* dengan metode dan spesifikasi serupa, namun orde resonator yang lebih tinggi dapat dilakukan karena kopling magnetik dapat menghasilkan nilai tolak noise pada *common mode* yang baik.
3. Fabrikasi terhadap desain *balanced bandpass filter* dapat dilakukan. Untuk implementasi fabrikasi, *layout* perlu diberikan jarak 10 mm pada jalur resonator bagian atas dan bawah dengan garis potong substrat untuk menghindari pergeseran spesifikasi.

#### DAFTAR PUSTAKA

- [1] S. Enceng, "Filter Gelombang Mikro," in *Teknik Frekuensi Tinggi dan Gelombang Mikro*, Bandung, pp. 9-1 - 9-21.
- [2] J. Horwitz, "Venture Beat," 10 December 2019. [Online]. Available: <https://venturebeat.com/2019/12/10/the-definitive-guide-to-5g-low-mid-and-high-band-speeds/>. [Accessed 07 July 2021].
- [3] S. Mahon, "The 5G Effect on RF Filter Technologies," *IEE TRANSACTIONS ON SEMICONDUCTOR MANUFACTURING*, vol. 30, no. 4, pp. 494-498, 2017.
- [4] Q.-X. Chu and H. Wang, "A Compact Open-Loop Filter With Mixed Electric and Magnetic Coupling," *IEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, vol. 56, no. 2, pp. 431-439, 2008.
- [5] A. Fernandez-Prieto, A. Lujambio, J. Martel, F. Medina, F. Mesa and R. R. Boix, "Simple and Compact Balanced Bandpass Filters Based on Magnetically Coupled Resonators," *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, vol. 63, no. 6, pp. 1843-1853, 2015.
- [6] E. Sulaeman, "Saluran Planar," in *Teknik Frekuensi Tinggi dan Gelombang Mikro*, Bandung, pp. 4-1 - 4-21.
- [7] R. A. Maulidini, M. R. Hidayat and T. Praludi, "Band-Pass Filter Microstrip at 3 GHz Frequency Using Square Open-Loop Resonators for S-Band Radar Applications," *Jurnal Elektronika dan Telekomunikasi*, vol. 20, no. 2, pp. 53-59, 2020.
- [8] A. Fernandez-Prieto, F. Medina and J. Martel, "NARROWBAND COUPLED RESONATOR BALANCED BANDPASS FILTERS AND DIPLEXERS," in *BALANCED MICROWAVE FILTERS*, New Jersey, John Wiley & Sons, Inc., 2018, pp. 425-508.
- [9] F. Martin, J. Naqui, F. Medina, L. Zhu and H. Jiasheng, "INTRODUCTION TO BALANCED TRANSMISSION LINES, CIRCUITS, AND NETWORKS," in *BALANCED MICROWAVE FILTERS*, New Jersey, John Wiley & Sons, Inc., 2018, pp. 3-19.
- [10] N. Valentino, E. Safrianti and L. S Oktaviana, "Desain Band Pass Filter Untuk Jaringan WiMAX 3.5 GHz," *Jom FTEKNIK*, vol. 2, no. 1, pp. 1-11, 2015.
- [11] T. Praludi and Y. Sulaeman, "Desain dan Realisasi Filter Bandpass Mikrostrip dengan Struktur Hairpin," *JURNAL ELEKTRONIKA DAN TELEKOMUNIKASI*, vol. 13, no. 1, pp. 34-37, 2013.
- [12] M. Nosrati, "Novel Compact Narrow-Band Band-Pass Filters (NB BPF) Using Microstrip Closed-Loop Ring Resonators for Personal Communication System (PCS's)," *IEEE*, no. 10, 2010.
- [13] F. Martin, J. Naqui, F. Medina, L. Zhu and J. Hong, "Introduction To Balanced Transmission Lines, Circuits, and Networks," in *Balanced Microwave Filters*, New Jersey, Wiley, 2018, pp. 3-19.
- [14] F. Martin, L. Zhu, J. Hong and F. Medina, *Balanced Microwave Filters*, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2018.
- [15] M. Makimoto and S. Yamashita, "Bandpass Filters Using Parallel Coupled Stripline Stepped Impedance Resonators," *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, Vols. MTT-28, no. 12, pp. 1413-1417, 1980.
- [16] Y.-H. Cho and S.-W. Yun, "Design of Balanced Dual-Band Bandpass Filters Using Asymmetrical Coupled Lines," *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, vol. 61, no. 8, pp. 2814-2820, 2013.
- [17] G. S. Ching, "Design and Practical Implementation of a 2.4 GHz Lumped Elements Elliptic Bandpass Filters," *IEEE*, no. 1, pp. 523-526, 2001.

- [18] A. Abdel-Rahman, A. R. Ali, S. Amari and A. S. Omar, "Compact Bandpass Filters Using Defected Ground Structure (DGS) Coupled Resonators," *IEE*, no. 5, pp. 1479-1482, 2005.