

# Simulasi dan Analisis *Differential Bandpass Filter* Berbasis Six Coupled Dual Mode Open Loop Resonator pada Frekuensi 1800 MHz

Sophia Agustina Suzanthi<sup>1</sup>, Enceng Sulaeman<sup>2</sup>

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

<sup>1</sup>Email : [sophiagsevani@gmail.com](mailto:sophiagsevani@gmail.com)

<sup>2</sup>Email : [enceng.sulaeman@polban.ac.id](mailto:enceng.sulaeman@polban.ac.id)

## ABSTRAK

*Bandpass Filter* merupakan salah satu komponen dalam sistem telekomunikasi yang berperan penting untuk melewatkan sinyal dalam rentang frekuensi  $f_1$  dan  $f_2$ . Pada penelitian yang sudah ada, perangkat filter yang digunakan adalah *Single Ended Bandpass Filter (unbalanced)*, namun sistem ini belum sepenuhnya baik disebabkan masih rentan terhadap gangguan derau dan interferensi elektromagnetik. Maka dari itu, pada artikel ini akan dibahas tentang perancangan sebuah *Differential Bandpass Filter (balanced)* yang memiliki sifat kekebalan yang lebih tinggi terhadap interferensi elektromagnetik dan *crosstalk* sehingga kualitas sinyal yang dihasilkan pun lebih baik. Filter dirancang dan disimulasikan menggunakan metode *Open Loop Resonator* dengan enam buah resonator yang didesain secara simetris dan sederhana tanpa harus menggunakan elemen *lumped* ataupun DGS melainkan simulasi EM. Respon filter yang digunakan adalah *Chebyshev* dengan *Return Loss* pada *passband*  $\geq 16$  dB dan *Insertion Loss* pada *passband*  $\leq 2$  dB dengan frekuensi kerja 1806 MHz – 1905 MHz. Perancangan filter ini menggunakan simulator *AWR Design Environment 2009* yang memakai media mikrostrip berbahan substrat Rogers RO4003C. Beberapa parameter yang dicapai dalam pembuatan *Differential Bandpass Filter* ini adalah nilai *Insertion Loss passband* = 0.1043 dB (ripple 0.1), *Return Loss passband* = 16.12 dB pada *Bandwidth* sebesar 99 MHz, serta CMRR = 35.616 dB dengan performansi mode *differential* dan mode *common* yang baik.

## Kata Kunci

*Differential Bandpass Filter, Open Loop Resonator, Mikrostrip, Mode Differential, Mode Common.*

## 1. PENDAHULUAN

*Differential bandpass filter* (DBPF) memiliki kelebihan sifat rendahnya EMI dan kekebalan yang lebih tinggi terhadap interferensi elektromagnetik dan *crosstalk* dikarenakan adanya arus yang mengalir secara berlawanan, sehingga integritas sinyal serta SNR yang lebih tinggi bisa dicapai pada sistem ini dibandingkan dengan *single ended bandpass filter* [1].

*Differential bandpass filter* ini memiliki dua mode propagasi yaitu mode *differential* dan mode *common* [2]. Mode *differential* merupakan mode fundamental yang mana fasa dari sinyal tegangan yang masuk pada mode ini berbeda 180° dikarenakan arah arus yang berlawanan. Namun, pada sistem *differential* ini pun menimbulkan *noise* yang terkopel dalam saluran *differential* yang cenderung identik untuk kedua konduktor sehingga ditetapkan sebagai mode *common* [1]. *Noise* yang dihasilkan mode *common* inilah yang harus direduksi dengan cara penekanan dari mode *differential*. Parameter yang menyatakan tingkat penekanan mode *common* sebagai kualitas sinyal yang dihasilkan dari suatu sistem adalah CMRR [2].

Pada penelitian yang dilakukan [3], telah dirancang filter dengan sistem *balanced* dengan *coplanar waveguide* sebagai media transmisinya, namun menghasilkan respon yang kurang sempurna. Selain itu,

pada penelitian [4], telah melakukan perancangan menggunakan metode *open loop resonator*, dimana CMRR dapat tercapai dengan respon yang baik. Sedangkan pada penelitian [5], telah membandingkan *differential bandpass filter* dengan dua metode berbeda yaitu *open loop resonator* dan *folded stepped impedance resonator* yang masing – masing dirancang dengan dua buah resonator saja, dimana mode *differential* dan mode *common* dari dua metode tersebut telah menunjukkan performansi yang baik dengan CMRR mencapai 40 dB. Ataupun pada [6] menggunakan metode *open loop resonator* dengan saluran *feeder* berbentuk T, menghasilkan nilai *common mode rejection* yang baik. Serta [7] filter didesain dengan struktur *parallel coupled line* menggunakan metode *meander line* untuk mencapai *common mode suppression* yang baik.

Sedangkan pada penelitian ini, dibahas mengenai perancangan sebuah sistem seimbang dari *Differential Bandpass Filter* (DBPF) yang dirancang menggunakan saluran mikrostrip dengan enam buah resonator berbentuk *open loop* yang dapat melewatkan frekuensi dari rentang 1800 MHz – 1900 MHz.

## 2. METODE

### 2.1. Penentuan Spesifikasi Filter

Spesifikasi filter yang akan dirancang ditunjukkan pada Tabel 1 dengan mikrostrip berbahan Rogers RO4003C [8]. Bahan material ini memiliki spesifikasi seperti yang diperlihatkan pada Tabel 2.

Tabel 1. Spesifikasi filter

No	Parameter	Spesifikasi
1	Frekuensi Kerja	1800 MHz – 1900 MHz
2	Frekuensi Tengah	1850 MHz
3	Bandwidth pada RL ≥ 16 dB	100 MHz
4	Insertion Loss pada passband (IL)	≤ 2 dB

Tabel 2. Spesifikasi Rogers RO4003C

No	Parameter	Spesifikasi
1	Konstanta Dielektrik ( $\epsilon_r$ )	3.38 ± 0.05
2	Dielektrik Loss Tangen (tan $\delta$ )	0.0027
3	Ketebalan Dielektrik (h)	1.6 mm

### 2.2. Ukuran Dimensi Resonator pada Filter

Filter yang dirancang adalah *Differential Bandpass Filter* yang bekerja pada frekuensi 1800 MHz – 1900 MHz dengan metode *open loop resonator*, yang mana filter ini beresonansi pada frekuensi tengah 1850 MHz. Perancangan ukuran dimensi resonator diawali dengan perhitungan saluran transmisi yang meliputi :

#### 2.2.1. Lebar Saluran Feeder (W)

Untuk menentukan besar lebar pada saluran *feeder*, dapat digunakan persamaan berikut :

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1)$$

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

Dengan  $\epsilon_r = 3.38$  dan  $Z_0 = 50 \Omega$

Dapat diperoleh :

$$B = 6.44218026 \approx 6,4$$

Lalu substitusikan nilai B ke dalam persamaan (2), dengan ketebalan (h) substrat Rogers RO4003C yaitu 1.6 mm, sehingga diperoleh nilai :

$$W = 3.664 \text{ mm} \approx 3.6 \text{ mm}$$

#### 2.2.2. Nilai Konstanta Dielektrik Efektif ( $\epsilon_{eff}$ )

Nilai konstanta dielektrik efektif dari bahan substrat, dapat ditentukan dengan persamaan :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( \left[ 1 + \frac{12h}{w} \right]^{-\frac{1}{2}} + 0,04 \left[ 1 - \frac{w}{h} \right]^2 \right) \quad (3)$$

Dengan nilai ukuran lebar strip saluran (w) ditetapkan penulis sebesar 1 mm, sehingga diperoleh :

$$\epsilon_e = 2.46$$

#### 2.2.3. Panjang saluran resonator ( $\lambda g/2$ )

Untuk menentukan nilai panjang saluran resonator pada saluran transmisi ini dapat diketahui dengan menggunakan persamaan berikut :

$$\lambda g = \frac{c}{f_0 \sqrt{\epsilon_e}} \quad (4)$$

Dengan  $c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ , maka diperoleh nilai :

$$\frac{\lambda g}{2} = 51.695 \text{ mm} \approx 51.7 \text{ mm}$$

#### 2.2.4. Koefisien kopling (M) dan faktor kualitas (Qe)

Kopling yang digunakan pada perancangan ini adalah kopling magnetik dan kopling campuran. Nilai kopling digunakan untuk menentukan jarak antar resonator, sementara faktor kualitas untuk menentukan letak titik pencatutan. Kedua nilai tersebut dapat diketahui dengan persamaan berikut :

$$\frac{FBW}{\text{frekuensi cutoff atas} - \text{frekuensi cutoff bawah}} = \frac{FBW}{\text{frekuensi tengah}} \quad (5)$$

$$M_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}}, \text{ for } i = 1, \dots, n - 1 \quad (6)$$

$$Q_{e1} = \frac{g_0 g_1}{FBW}, Q_{en} = \frac{g_n g_{n+1}}{FBW} \quad (7)$$

Tabel 3. Elemen Chebyshev orde 4 untuk ripple 0.1 dB

N	g <sub>0</sub>	g <sub>1</sub>	g <sub>2</sub>	g <sub>3</sub>	g <sub>4</sub>	g <sub>5</sub>
4	1.000	1.1088	1.3062	1.7704	0.8181	1.3554

Dengan respon frekuensi *Chebyshev* orde  $n = 4$  yang ditunjukkan pada Tabel 3, dan  $FBW = 0.0541$  maka didapatkan nilai :

$$M_{3,4} = 0.0449 \text{ (kopling magnetik)}$$

$$M_{2,3} = 0.0356 \text{ (kopling campuran)}$$

$$Q_{e1} = Q_{e4} = 20.49$$

### 2.3. Open Loop Resonator

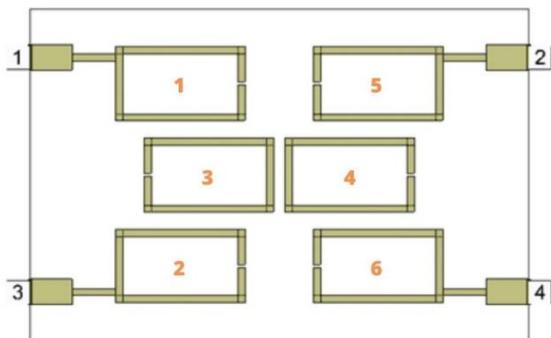
*Open loop resonator* merupakan salah satu struktur yang paling umum digunakan dalam pengaplikasian

filter dengan media mikrostrip dikarenakan bentuknya yang sederhana. Struktur ini dapat diperoleh dengan menekuk sebuah resonator lurus dengan panjang  $\lambda g/2$  menjadi sebuah persegi.

Tabel 4. Hasil uji simulasi sesuai perhitungan

Keterangan	Hasil simulasi
Kopling Magnetik	1,6 mm
Kopling Campuran	2,4 mm
Panjang Resonator ( $\lambda g/2$ )	56,4 mm
Jarak Gap (menyesuaikan)	0,4 mm
Panjang Feedline (menyesuaikan)	6 x 1 mm

Dimensi struktur dan jarak antar resonator disesuaikan dengan hasil perhitungan yang telah dilakukan uji simulasi seperti yang diperlihatkan pada Tabel 4, maka desain filter secara keseluruhan akan seperti pada Gambar 1.



Gambar 1. Layout DBPF sebelum optimasi

Ketika desain filter dengan struktur *open loop resonator* konvensional pada Gambar 1 diubah ke dalam bentuk mode *differential* dan mode *common*, hasil respon yang didapat masih belum sesuai dengan spesifikasi yang diinginkan. Maka dari itu diperlukan untuk melakukan optimasi.

### 3. HASIL DAN PEMBAHASAN

Dalam melakukan beberapa kali percobaan simulasi untuk meraih respon yang optimal, optimasi yang dilakukan terdiri dari optimasi jarak antar resonator (S), panjang resonator ( $\lambda g/2$ ), *feedline* (f), jarak gap pada resonator (g), serta dimensi elemen penyusun (e).

#### 3.1. Hasil Optimasi Dimensi Filter

##### 3.1.1. Optimasi Jarak Antar Resonator Open Loop (S)

Tabel 5 menunjukkan bahwa semakin dekat jarak antar resonator untuk kopling magnetik maka frekuensi kerja akan semakin rendah, begitu pula dengan *insertion loss* sedangkan nilai *return loss* akan semakin besar.

Tabel 5. Optimasi nilai kopling magnetik

Jarak (S)	$f_0$ (MHz)	RL (dB)	IL (dB)
1,6 mm	1880	2,48	5,136
1,2 mm	1880	3,872	3,458
1 mm	1880	5,032	2,68
0,4 mm	1850	16,02	0,9444

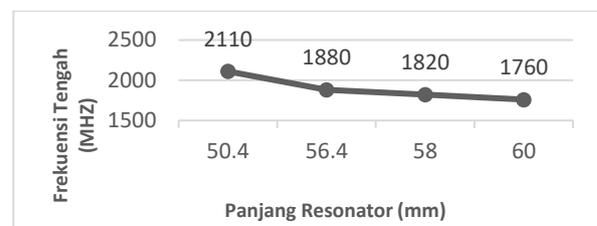
Tabel 6 menunjukkan bahwa semakin dekat jarak antar resonator untuk kopling campuran maka frekuensi kerja akan semakin rendah, sama halnya seperti nilai *return loss* sedangkan nilai *insertion loss* semakin membesar.

Tabel 6. Optimasi nilai kopling campuran

Jarak (S)	$f_0$ (MHz)	RL (dB)	IL (dB)
2,4 mm	1880	2,48	5,136
2 mm	1880	1,178	8,206
1,5 mm	1880	0,4627	13,06
1 mm	1880	0,1992	18,86

##### 3.1.2. Optimasi Panjang Resonator ( $\lambda g/2$ )

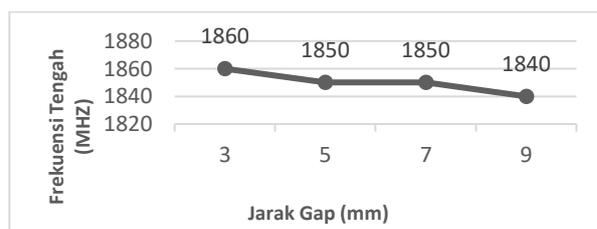
Gambar 2 memperlihatkan bahwa semakin panjang resonator maka frekuensi kerja akan semakin rendah.



Gambar 2. Pengaruh panjang resonator terhadap frekuensi kerja

##### 3.1.3. Optimasi Jarak Gap pada Resonator

Gambar 3 menunjukkan bahwa semakin lebar jarak gap resonator maka frekuensi kerja akan semakin rendah.



Gambar 3. Pengaruh jarak gap terhadap frekuensi kerja

##### 3.1.4. Optimasi Feedline

Pada Tabel 7 menunjukkan pengaruh lebar *feedline*, yang mana bila semakin lebar maka nilai *return loss* akan semakin besar, sedangkan nilai *bandwidth* adalah sebaliknya.

Tabel 7. Optimasi nilai lebar pada feedline

Panjang (mm)	Lebar (mm)	RL (dB)	BW (MHz)
16	1	5,142	125,8
16	1,5	9,475	115,4
16	2	16,16	100
16	2,5	36,21	81,1

Tabel 8 menunjukkan pengaruh panjang *feedline*, yang mana bila semakin panjang maka nilai *return loss* akan semakin kecil, sedangkan *bandwidth* filter akan semakin lebar.

Tabel 8. Optimasi nilai panjang pada feedline

Lebar (mm)	Panjang (mm)	RL (dB)	BW (MHz)
2	15	18,36	97
2	15,5	17,16	98,9
2	16	16,16	100
2	16,5	15,3	101,4

### 3.1.5. Optimasi Dimensi Elemen Penyusun

Pada Tabel 9 menunjukkan bahwa semakin lebar dimensi elemen penyusun, nilai *return loss* akan semakin kecil namun *bandwidth* akan semakin lebar.

Tabel 9. Optimasi nilai lebar pada elemen penyusun

Panjang (mm)	Lebar (mm)	RL (dB)	BW (MHz)
6,4	4,4	23,71	87,2
6,4	4,6	20,56	92,1
6,4	4,8	18,28	96,5
6,4	5	16,51	100,3

Tabel 10 menunjukkan bahwa semakin panjang dimensi elemen penyusun, nilai *return loss* akan semakin kecil dan *bandwidth* akan semakin lebar.

Tabel 10. Optimasi nilai panjang pada elemen penyusun

Lebar (mm)	Panjang (mm)	RL (dB)	BW (MHz)
5	6,4	16,51	100,3
5	6,5	15,92	101
5	6,6	15,64	101,6
5	6,7	15,37	102,1

### 3.1.6. Perbandingan Nilai Dimensi Filter Sebelum dan Sesudah Optimasi

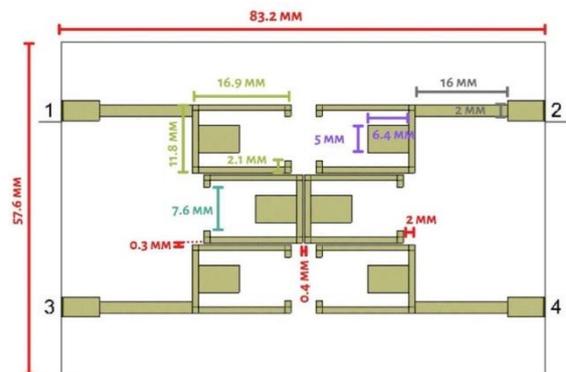
Berdasarkan pada Tabel 11 menunjukkan nilai dimensi filter sebelum dan sesudah dilakukan optimasi. Terlihat terdapat penambahan elemen penyusun pada desain filter yang telah dioptimasi sehingga berbentuk menjadi struktur *dual mode open loop resonator*. Resonator ini memiliki dua mode independen yang dapat mengurangi nilai panjang resonator hingga 50% [9]. Pada penelitian ini panjang resonator dapat tereduksi hingga mencapai 54.6%, dan juga berpengaruh terhadap lebarnya *bandwidth* filter.

Tabel 11. Perbandingan nilai dimensi filter

Keterangan	Sebelum Optimasi	Sesudah Optimasi
Kopling Magnetik	1,6 mm	0,4 mm
Kopling Campuran	2,4 mm	0,3 mm
Panjang Resonator ( $\lambda g/2$ )	56,4 mm	30,8 mm
Jarak Gap	0,4 mm	7,6 mm
Panjang <i>Feedline</i>	6 x 1 mm	16 x 2 mm
Elemen Penyusun	-	6,4 x 5 mm

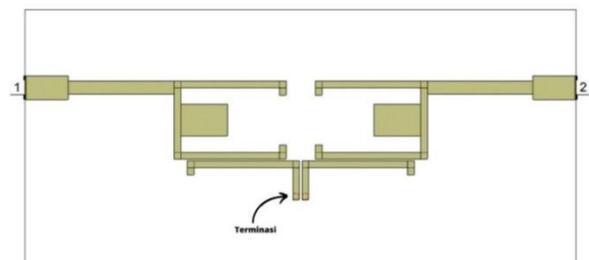
## 3.2. Hasil Akhir Perancangan DBPF

Hasil perancangan DBPF sesudah dilakukan optimasi diperlihatkan pada **Error! Reference source not found.** yang mana seluruh enam resonator digabungkan ke dalam bentuk bidang simetris dengan empat port *single ended*. Dalam bentuk simetris ini tidak dapat memperlihatkan mode propagasi dari mode *differential* dan mode *common*, sehingga untuk menganalisisnya bidang simetris tersebut dibagi menjadi dua bagian sama besar secara horizontal seperti pada Gambar 5 dan Gambar 7. Pembagian bidang ini menjadikan empat port *single ended* terbagi menjadi dua port *single ended* yang bekerja secara bersamaan atau disebut port komposit. Dengan begini, sinyal tidak lagi terhubung dengan potensial *ground* melainkan terhubung dari satu saluran ke saluran lainnya.



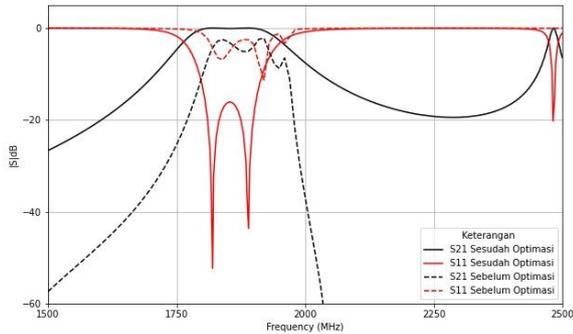
Gambar 4. Bidang simetris DBPF

### 3.2.1. Mode Differential



Gambar 5. Desain resonator untuk mode differential

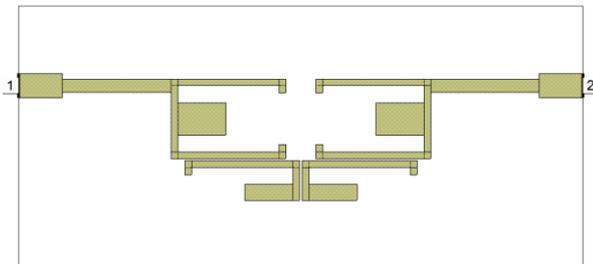
Mode *differential* merupakan mode fundamental yang dapat menekan *noise* yang dihasilkan oleh mode *common*. Pada Gambar 5 menunjukkan rangkaian untuk mode *differential* dengan menghubungkan singkatkan bagian yang terjadi pembelahan (*short circuit*) dengan diberi beban  $Z_L = 0$ , sehingga tidak semua daya yang tersedia diserap oleh beban melainkan sebagian dipantulkan [10].



Gambar 6. Hasil simulasi mode differential

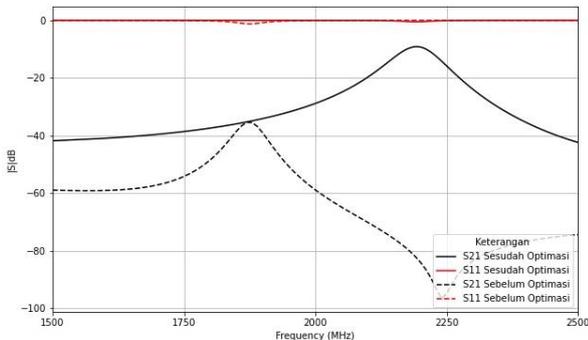
Gambar 6 menunjukkan hasil simulasi parameter  $S_{21}$  dan  $S_{11}$  pada mode *differential* sebelum dan sesudah dilakukannya optimasi. Nilai *insertion loss* ( $S_{21}$ ) dan nilai *return loss* ( $S_{11}$ ) yang didapatkan sebelum optimasi adalah 5.136 dB dan 2.48 dB dengan frekuensi tengah 1870 Mhz, namun hasil respon tersebut masih belum memenuhi spesifikasi yang diinginkan. Sehingga hasil respon terbaik diperoleh setelah dilakukan optimasi, dimana frekuensi tengah yang didapat adalah 1850 MHz dengan nilai *insertion loss* ( $S_{21}$ ) hampir mendekati 0 dB yaitu 0.1043 dB. Bentuk respon *return loss* ( $S_{11}$ ) pun semakin curam yaitu 16.12 dB dengan *bandwidth* yang didapatkan sebesar 99 MHz pada frekuensi kerja 1806 – 1905 MHz.

### 3.2.2. Mode Common



Gambar 7. Desain resonator untuk mode common

Mode *common* dapat dianggap sebagai *noise* yang harus direduksi seminimal mungkin. Pada Gambar 7 menunjukkan rangkaian untuk mode *common* dalam keadaan terbuka (*open circuit*), yang mana beban  $Z_L = \infty$  sehingga menyebabkan pantulan total [10].

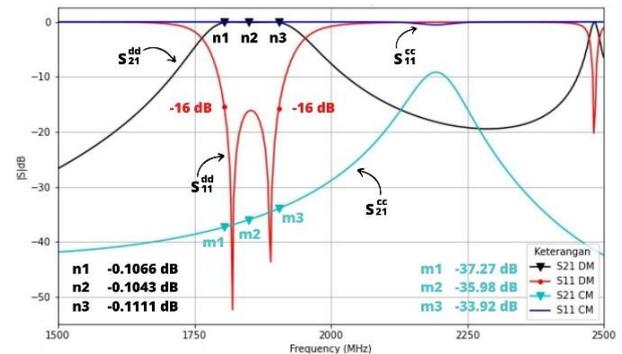


Gambar 8. Hasil simulasi mode common

Pada Gambar 8 menunjukkan tanggapan *noise* pada mode *common*. Sebelum dioptimasi, daya tekan *noise* (*common mode suppression*) yang diperoleh sebesar 35.43 dB pada frekuensi 1870 MHz, meskipun besar tekanan ini terbilang baik namun nilai tolak *noise* (*common mode rejection*) belum menunjukkan respon yang bagus sehingga *noise* masih dapat mengganggu proses transmisi karena berada pada daerah frekuensi kerja filter. Berbeda setelah dilakukan optimasi, mode *differential* mampu menekan *noise* (*common mode suppression*) hingga diatas 35 dB pada frekuensi fundamentalnya dan menolak *noise* (*common mode rejection*) tersebut dengan menggeser hingga ke frekuensi 2194 MHz dengan nilai 9.17 dB. Hal ini dipengaruhi juga oleh jarak kopling magnetik antar resonator yang mampu meningkatkan daya penekanan terhadap *noise* menjadi semakin baik.

### 3.3. Common Mode Rejection Ratio

Penggabungan mode *differential* dan mode *common* yang telah dioptimasi diperlihatkan pada Gambar 9. Dimana semua hasil respon parameter dari kedua mode tersebut telah mencapai hasil yang optimal.



Gambar 9. Hasil akhir respon frekuensi DBPF

Kualitas sinyal dari DBPF yang telah dioptimasi dapat diketahui melalui persamaan (7) dengan mensubstitusikan nilai rata – rata *insertion loss passband* dari mode *differential* ( $S_{DD21}$ ) dan mode *common* ( $S_{CC21}$ ). Dimana nilai dari kedua mode ini diambil dari tiga data yang ditandai dengan variabel (n) untuk mode *differential* dan (m) untuk mode *common*, sehingga diperoleh :

$$CMRR (dB) = S_{DD21} - S_{CC21} \quad (7)$$

$$CMRR (dB) = 35.616 \text{ dB}$$

## 4. KESIMPULAN

Berdasarkan data hasil simulasi dan optimasi yang dilakukan, telah didapatkan hasil respon terbaik yang mencapai spesifikasi yang diinginkan. Pada mode *differential*, mencapai nilai *insertion loss* pada *passband* ( $S_{21}$ ) sebesar 0.1043 dB dengan frekuensi tengah 1850 MHz. Nilai *return loss* pada *passband* ( $S_{11}$ ) sebesar

16.12 dB dengan *bandwidth* 99 MHz pada frekuensi kerja 1806 – 1905 MHz. Dibandingkan dengan struktur *open loop* konvensional, penambahan elemen penyusun menjadi *dual mode open loop resonator* akan membuat *bandwidth* semakin lebar. Selain itu, metode ini pun dapat mengurangi ukuran panjang resonator hingga 56.4%, membuat dimensi resonator mengalami minaturisasi.

Dengan respon parameter dari mode *differential* tersebut memengaruhi *noise* yang dihasilkan pada mode *common*. Peran mode *differential* disini mampu menekan *noise (common mode suppression)* hingga diatas 35 dB di daerah frekuensi kerjanya dan menolaknya (*common mode rejection*) dengan menggeser *noise* tersebut hingga ke frekuensi 2194 MHz sebesar 9.17 dB. Semakin besar nilai yang dihasilkan *common mode suppression* dan *common mode rejection* oleh mode *differential*, maka semakin bagus respon sinyal yang akan diterima. Hal ini dibuktikan dengan kualitas sinyal dari sistem tersebut dengan menggunakan persamaan *common mode rejection ratio (CMRR)*, yang mana nilai yang didapatkan usai optimasi adalah 35.616 dB.

Namun, respon filter pada penggunaan metode ini terlihat lebih landai dibandingkan sebelumnya, sehingga disarankan untuk menggunakan orde N yang lebih besar untuk mencapai selektifitas yang lebih tinggi lagi. Bila respon mode *differential* yang dihasilkan semakin bagus, maka akan semakin bagus pula nilai *common mode suppression* dan *common mode rejection* yang dihasilkan sehingga nilai CMRR yang akan didapat pun semakin tinggi.

## 5. UCAPAN TERIMA KASIH

Penulis mengucapkan terima kasih sebesar – besarnya kepada semua pihak yang telah ikut berperan dalam proses penelitian ini, khususnya kepada Direktur Politeknik Negeri Bandung, Ketua Jurusan Teknik Elektro Politeknik Negeri Bandung dan Dosen Prodi Teknik Telekomunikasi Politeknik Negeri Bandung sehingga penelitian dapat terlaksana dengan baik.

## 6. DAFTAR PUSTAKA

- [1] F. Martin, L. Zhu, J. Hong, and F. Medina, *Balanced Microwave Filters*, First. USA: IEEE Press, WILEY, 1386.
- [2] S. M. Wu, C. T. Kuo, P. Y. Lyu, Y. L. Shen, and C. I. Chien, “Miniaturization Design of Full Differential Bandpass Filter with Coupled Resonators using Embedded Passive Device Technology,” *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 121, no. September, pp. 365–379, 2011, doi: 10.2528/PIER11091404.
- [3] A. Fernández-Prieto, J. Bhatker, A. Lujambio, J. Martel, F. Medina, and R. R. Boix, “Balanced Bandpass Filter Based on Magnetically Coupled Coplanar Waveguide Folded-Stepped Impedance Resonators,” *Electron. Lett.*, vol. 52, no. 14, pp. 1229–1231, 2016, doi: 10.1049/el.2016.1128.
- [4] J. L. M. del Rio, A. Lujambio, A. Fernández-Prieto, A. J. Martinez-Ros, J. Martel, and F. Medina, “Multilayered balanced dual-band bandpass filter based on magnetically coupled open-loop resonators with intrinsic common-mode rejection,” *Appl. Sci.*, vol. 10, no. 9, 2020, doi: 10.3390/app10093113.
- [5] A. Fernández-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 Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 63, no. 6, pp. 1843–1853, 2015, doi: 10.1109/TMTT.2015.2424229.
- [6] R. Gadhafi, D. Cracan, A. A. Mustapha, and M. Sanduleanu, “T-shaped I/O Feed based Differential Bandpass Filter with Symmetrical Transmission Zeros and High Common Mode Rejection Ratio,” *Prog. Electromagn. Res. M*, vol. 89, no. January, pp. 141–149, 2020, doi: 10.2528/pierm19111804.
- [7] L. Yang, P. Cheong, W. W. Choi, and K. W. Tam, “Differential microstrip bandpass filter with dual-band responses using parallel-coupled line structure,” *Asia-Pacific Microw. Conf. Proceedings, APMC*, no. April 2019, pp. 28–30, 2012, doi: 10.1109/APMC.2012.6421487.
- [8] R. Corporation, “RO4000 ® Series Datasheet, 2018,” pp. 1–4, [Online]. Available: <https://rogerscorp.com>.
- [9] L. M. Ledezma, “A Study on the Miniaturization of Microstrip Square Open Loop Resonators,” 2011.
- [10] Ilham Akbar Darmawan, “Saluran Transmisi,” *Kelasonlineblog*, pp. 1–25, 2010, [Online]. Available: <https://kelasonlineblog.wordpress.com/saluran-transmisi/#:~:text=Saluran Transmisi merupakan media yang,mengalirkan tipe Saluran Transmisi Listrik.>