

PERANCANGAN DAN REALISASI BANDPASS FILTER DENGAN METODA PSEUDO-INTERDIGITAL PADA FREKUENSI 2496 - 2690 MHz

Enceng Sulaeman
Staf Pengajar Jurusan Teknik Elektro Politeknik Negeri Bandung
E-mail: enceng_s@yahoo.com

Abstrak

Pada tulisan dirancang dan direalisasikan sebuah bandpass filter dengan bandwidth sempit (2496 – 2590) MHz menggunakan metoda resonator pseudo-interdigital. Dengan metoda ini ukuran filter menjadi kompak dan kecil. Selain itu selektivitas yang diperoleh lebih baik daripada jika digunakan resonator $\lambda/2$ konvensional. Kelebihan resonator pseudo-interdigital adalah adanya transmission zero (TZ) pada frekuensi tertentu di bawah dan di atas passband. Perancangan dilakukan dengan simulator EM, AWR, karena tidak adanya metoda yang baku untuk perancangan filter menggunakan resonator jenis ini. Untuk memperbaiki selektivitas digunakan bandstop filter bandwidth sempit pada frekuensi 2480 MHz dan 2710 MHz. Hasilnya sesuai yang diharapkan selektivitas bertambah baik dan ukuran tetap kompak dan tidak terlalu berdampak pada ukuran fisik filter. Terjadi penyempitan bandwidth dan pergeseran frekuensi yang diakibatkan oleh keterbatasan pada pabriksi. Bandwidth yang diharapkan adalah 194 MHz sedangkan yang dihasilkan hanya 180 MHz. Frekuensi tengah yang diharapkan 2591 MHz, yang diperoleh adalah 2570 MHz. Insertion loss pada passband < 2 dB

Kata kunci : pseudo-interdigital resonator, bandpass filter, bandstop filter, transmission zero.

Abstract

In this paper a narrowband bandpass filter (2496 – 2590) MHz designed and realized using pseudo-interdigital resonator method. With this method, the size of the filter keep compact and small. Besides this the selectivity obtained better than conventional $\lambda/2$ resonator method. The main advantage of the pseudo-interdigital resonator is this kind of resonator have transmission zeros at finite frequencies below and above the passband. Due to complex nature of coupling between resonators, hence EM simulator is used for final tuning and optimization of the filter. For better selectivity narrowband bandstop filters are used at center frequencies 2480 MHz and 2710 MHz. The result obtained is better than if pseudo-interdigital alone is used. With the addition of these bandstop filters the final size of the filter not too affected and keep small. The result bandwidth narrower than expected. Expected bandwidth is 194 MHz and the result bandwidth is 180 MHz. center frequency obtained 2570 MHz instead of 2591 MHz as expected. The passband insertion loss better than 2 dB.

Key words: pseudo-interdigital resonator, bandpass filter, bandstop filter, transmission zero.

Pendahuluan

Rangkaian filter elektronik dapat dipandang sebagai rangkaian yang memiliki fungsi

pengolahan sinyal dalam arti mentransformasi sinyal masukan untuk memperoleh sinyal keluaran dengan

karakteristik sesuai yang diinginkan. Rangkaian filter biasanya dianalisis dalam ranah frekuensi. Fungsi filter dilihat dalam ranah frekuensi adalah untuk menekan sinyal-sinyal pada frekuensi yang tidak diinginkan, sebaliknya ia melalukan sinyal dengan frekuensi yang diinginkan. Berdasarkan ini, filter dibagi menjadi filter lolos rendah (*lowpass filter*, LPF), filter lolos atas (*highpass filter*, HPF), filter lolos pita (*bandpass filter*, BPF), dan *stopband filter* (BSF).

Filter RF merupakan bagian yang tak dapat dipisahkan dalam sistem komunikasi nirkabel. Spektrum frekuensi yang terbatas harus dipakai bersama untuk berbagai sistem komunikasi, seperti: komunikasi bergerak, komunikasi satelit, radar, navigasi, sistem gelombang mikro, broadband wireless, dan lain-lain [1]-[5].

Band frekuensi yang digunakan oleh sistem komunikasi nirkabel tersebar dengan jarak yang cukup lebar, dari beberapa puluh MHz hingga beberapa puluhan GHz. Dengan demikian dibutuhkan jenis resonator yang berbeda-beda pada setiap aplikasi disesuaikan dengan frekuensi dan bandwidth yang digunakan. Pada frekuensi dibawah 1 GHz, biasanya digunakan resonator *surface acoustic wave* (SAW) dan heliks [3]. Filter SAW memiliki selektifitas yang sangat tajam dan digunakan dalam kasus daya rendah dan diperlukan mini-aturesasi. Selain itu resonator SAW memiliki karakteristik suhu yang baik untuk aplikasi filter band yang sempit. Sedangkan resonator heliks digunakan jika diinginkan kemampuan menangani daya yang tinggi.

Untuk frekuensi di atas 1 GHz digunakan berbagai jenis resonator mulai dari kabel sesumbu, bumbung gelombang, dielektrik, dan saluran mikrostrip [3]. Filter kabel sesumbu memiliki karakteristik rugi-rugi sisipan (*insertion loss*) yang kecil dan ukuran yang kompak, tapi pabrikasinya menjadi sulit untuk band frekuensi yang tinggi. Resonator dielektrik ukurannya kecil dan rugi-rugi sisipan yang kecil, tapi harganya mahal dan teknik pembuatannya sangat rumit. Bumbung gelombang biasa digunakan pada frekuensi gelombang mikro hingga 100 GHz. Rugi-rugi sisipan kecil dan kemampuan menangani daya besar sangat baik, tapi ukurannya sangat besar dibanding jenis resonator yang lain.

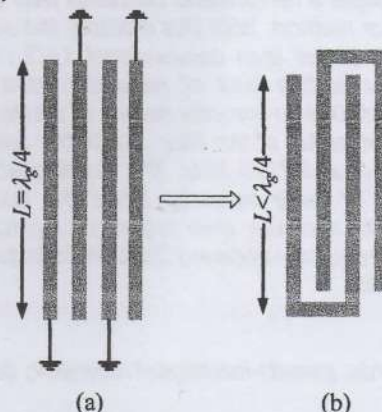
Resonator dan filter mikrostrip banyak digunakan pada komunikasi nirkabel karena ukurannya yang kecil, harganya yang murah, dan sangat mudah integrasi dengan komponen yang lain baik pasif maupun aktif. Kekurangan utamanya adalah rugi-rugi sisipannya yang besar disebabkan faktor

kualitas yang rendah dibanding jenis resonator yang lain. Perkembangannya yang sangat cepat disebabkan oleh ditemukannya material baru seperti superkonduktor suhu tinggi (*high temperature superconductors*, HTS) [6],[7], *low temperature cofired ceramics* (LTCC), *monolithic microwave IC* (MMIC), dan lain-lain. Faktor lain adalah dengan berkembangnya perangkat lunak untuk perancangan komponen-komponen mikrostrip disebabkan pesatnya perkembangan komputer.

Pada tulisan ini dirancang dan direalisasikan sebuah bandpass filter pada frekuensi (2496 – 2690) MHz yang merupakan frekuensi LTE dengan metoda dupleks TDD pada band 41. Metoda yang digunakan adalah resonator pseudo interdigital dengan penambahan dua buah resonator open loop untuk bandstop filter pada frekuensi transisi di bawah dan di atas passband. Dengan penambahan bandstop pada kedua sisi, maka respons frekuensi akan lebih curam dan meningkatkan selektivitas filter.

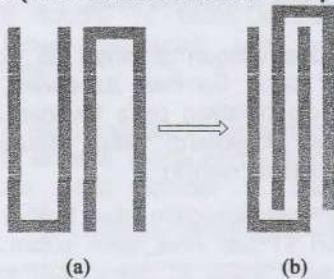
Resonator Pseudo-Interdigital

Resonator pseudo-interdigital pertama kali diusulkan oleh J. S. Hong dan M. J. Lancaster dan digunakan untuk merancang bandpass filter[8]. Resonator ini sebenarnya merupakan modifikasi dari resonator interdigital dengan menggabungkan dua resonator $\lambda_g/4$ dan menghilangkan ground pada kedua resonator tersebut. Resonator interdigital dan modifikasinya menjadi resonator pseudo-interdigital diperlihatkan pada Gambar 1. Dibandingkan dengan resonator dan filter interdigital, resonator dan filter pseudo-interdigital lebih murah karena tidak adanya grounding berupa via hole yang cukup mahal dalam pabriikasi.



Gambar 1 Modifikasi resonator interdigital menjadi resonator pseudo-interdigital (a) interdigital; (b) pseudo-interdigital

Resonator pseudo-interdigital juga dapat dipandang sebagai resonator hairpin yang saling disisipkan, seperti diperlihatkan pada Gambar 2. Kelebihannya jika dibandingkan dengan resonator dan filter hairpin adalah resonator dan filter pseudo-interdigital bentuknya lebih kompak dan ukurannya lebih kecil. Selain itu kelebihan utamanya adalah munculnya frekuensi-frekuensi *transmission zero* (TZ) pada frekuensi tertentu di atas dan di bawah passband. TZ adalah redaman tak hingga yang dialami oleh frekuensi-frekuensi di atas atau di bawah passband ($S_{21} = 0$). TZ menjadikan selektivitas filter bertambah baik dibanding dengan filter yang TZ-nya di frekuensi tak hingga (filter Butterworth dan Chebyshev).

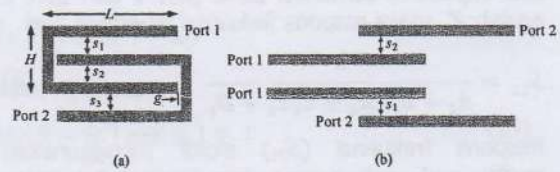


Gambar 2 Modifikasi dari resonator hairpin ke resonator pseudo-interdigital (a) resonator hairpin; (b) resonator pseudo-interdigital

Kekurangan utama dari filter berbasis pseudo-interdigital adalah tidak adanya prosedur perancangan yang sederhana untuk merancang filter ini disebabkan oleh kompleksnya sifat kopling antar resonator. Jadi perancangan harus digunakan simulasi dengan EM simulator [9].

a. Syarat TZ untuk Saluran Terkoppel

Pasangan resonator pseudo-interdigital dengan ukuran-ukurannya diperlihatkan pada Gambar 3a. Kopling antar resonator terjadi karena adanya slot s_1 , s_2 , dan s_3 . Panjang saluran terkoppel adalah L dan lebar resonator H . Kopling oleh celah g diabaikan karena ditengah-tengah resonator adalah virtual ground. Berdasarkan simetri, maka sifat kopling akibat adanya slot s_1 dan s_3 adalah identik dan keduanya berbeda sifat dengan kopling akibat slot s_2 . Sifat kopling oleh slot s_1 dan s_2 diperlihatkan pada Gambar 3b.



Gambar 3 Resonator pseudo-interdigital dan sifat-sifat koplingnya (a) bentuk fisik; (a) sifat kopling

Pada bagian ini akan dianalisis sifat kopling oleh adanya slot s_2 dan s_1 dan pengaruhnya terhadap TZ. Rangkaian ekuivalen dari Gambar 3b yang atas diperlihatkan kembali pada Gambar 4 di bawah ini. Untuk analisis lebih mudah digunakan parameter impedansi, karena ujung-ujung resonator terbuka (open circuit). Parameter impedansi untuk saluran terkoppel dengan panjang θ_c adalah [10]



Gambar 4 Rangkaian ekuivalen untuk kopling oleh slot s_2

$$Z_{11} = Z_{22} = -j \frac{1}{2} (Z_{0e} \cot(\theta_{ce}) + Z_{0o} \cot(\theta_{co})) \quad (1)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = -j \frac{1}{2} (Z_{0e} \csc(\theta_{ce}) - Z_{0o} \csc(\theta_{co})) \quad (2)$$

dengan Z_{0e} dan Z_{0o} adalah impedansi karakteristik mode genap dan mode ganjil untuk saluran terkoppel, sedangkan θ_{ce} dan θ_{co} , masing-masing, adalah panjang saluran terkoppel untuk mode genap dan mode ganjil. Untuk mencari respons frekuensi keseluruhan rangkaian, parameter Z saluran terkoppel perlu diubah ke parameter ABCD untuk selanjutnya digabung dengan potongan saluran yang panjangnya θ . Kemudian diubah ke parameter hamburan. Parameter ABCD untuk saluran terkoppel dan potongan saluran, masing masing, adalah [2]

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_c = \begin{bmatrix} \frac{Z_{11}}{Z_{21}} & \frac{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}{Z_{21}} \\ 1 & \frac{Z_{22}}{Z_{21}} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_s = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & Z_0 \sin(\theta) \\ \frac{\sin(\theta)}{Z_0} & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (4)$$

Z_0 adalah impedansi karakteristik resonator. Parameter ABCD keseluruhan adalah

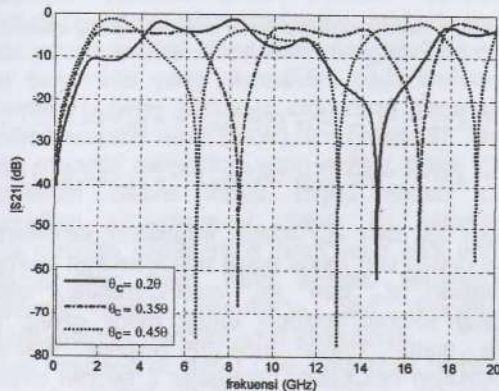
$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_t = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_s \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_c \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_s \quad (5)$$

Jika impedansi terminasi pada port 1 dan port 2 adalah Z_0 maka respons frekuensi diperoleh dari

$$S_{21} = \frac{2}{A_r + B_r/Z_c + C_r Z_c + D_r} \quad (6)$$

Respons frekuensi (S_{21}) diplot menggunakan matlab pada pcb dengan data berikut: ketebalan pcb (h) = 1.524 mm, $\epsilon_r = 3.5$, panjang saluran (l) = $\lambda_g/2$ ($\theta = \pi$) pada frekuensi 2591 MHz, lebar saluran $W = 1$ mm, lebar slot $s_2 = 0.4$ mm sehingga $Z_{0e} = 124.97 \Omega$ dan $Z_{0o} = 59.2 \Omega$. Impedansi terminasi 50Ω . Panjang saluran terkopel (θ_c) bervariasi. Hasilnya diperlihatkan pada Gambar 5. Terlihat bahwa TZ bergeser ke sebelah kiri jika saluran terkopel bertambah panjang.

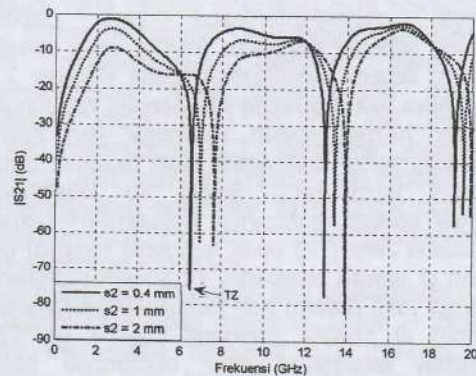
Selain panjang saluran terkopel, jarak antar saluran s_2 , juga berpengaruh terhadap posisi TZ. Jarak antar saluran mengubah impedansi mode genap dan mode ganjil.



Gambar 5 Kondisi TZ untuk saluran terkopel simetris dengan panjang θ_c berbeda-beda

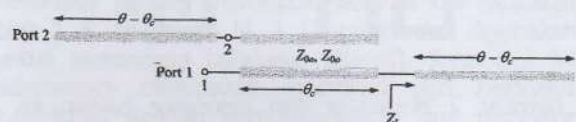
Respons frekuensi untuk berbagai nilai s_2 diperlihatkan pada Gambar 6. Terlihat, makin lebar s_2 , TZ bergerak ke kanan. Untuk $s_2 = 2$ mm, $Z_{0e} = 105.6 \Omega$, dan $Z_{0o} = 84.7 \Omega$. Jadi makin lebar slot s_2 , perbandingan Z_{0e} terhadap Z_{0o} makin kecil. Syarat TZ untuk saluran terkopel simetrik diberikan oleh [9]

$$Z_{0e} \csc(\theta_{ce}) = Z_{0o} \csc(\theta_{co}) \quad (7)$$



Gambar 6 Kondisi TZ untuk saluran terkopel simetris dengan lebar slot s_2 berbeda-beda

Saluran terkopel dengan terminasi tak simetris yang diperlihatkan pada Gambar 3b bawah, rangkaian ekuivalennya diperlihatkan pada Gambar 7 di bawah ini. Parameter impedansi untuk saluran terkopel seperti itu diberikan oleh [9]



Gambar 7 Rangkaian ekuivalen saluran terkopel tak simetris

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_i - \frac{Z_c^2}{Z_i + Z_L} & Z_n - \frac{Z_c Z_f}{Z_i + Z_L} \\ Z_n - \frac{Z_c Z_f}{Z_i + Z_L} & Z_i - \frac{Z_c^2}{Z_i + Z_L} \end{bmatrix} \quad (8)$$

dengan

$$Z_i = -j \frac{1}{2} (Z_{0e} \cot(\theta_{ce}) + Z_{0o} \cot(\theta_{co})) \quad (9a)$$

$$Z_n = -j \frac{1}{2} (Z_{0e} \cot(\theta_{ce}) - Z_{0o} \cot(\theta_{co})) \quad (9b)$$

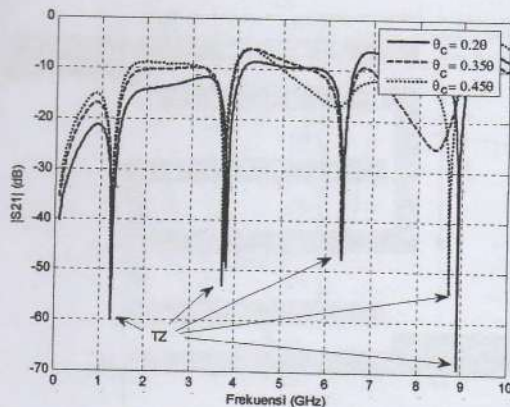
$$Z_f = -j \frac{1}{2} (Z_{0e} \csc(\theta_{ce}) - Z_{0o} \csc(\theta_{co})) \quad (9c)$$

$$Z_c = -j \frac{1}{2} (Z_{0e} \csc(\theta_{ce}) + Z_{0o} \csc(\theta_{co})) \quad (9d)$$

dan

$$Z_L = -j Z_0 \cot(\theta - \theta_c) \quad (10)$$

Plot respons frekuensi (S_{21}) yang memperlihatkan kondisi TZ sebagai fungsi dari θ_c diperlihatkan pada Gambar 8. Gambar tersebut diperoleh dengan data pcb seperti pada saluran dengan beban simetris. Terlihat bahwa TZ relatif tidak terpengaruh oleh perubahan θ_c .



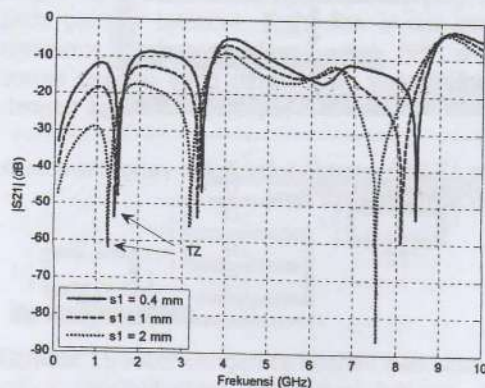
Gambar 8 Kondisi TZ untuk saluran terkopel dengan beban taksimetris pada panjang θ_c berbeda-beda

Kondisi TZ pada saluran terkopel dengan beban yang tidak simetrik untuk berbagai nilai slot s_1 diperlihatkan pada Gambar 9. Dari gambar tersebut terlihat ada pengaruh dari perubahan nilai slot, makin besar jarak slot TZ bergerak ke kiri. Tetapi jarak antar TZ relatif tidak berubah. Syarat TZ untuk saluran terkopel dengan beban tak simetris telah diturunkan pada [9], yaitu:

$$Z_D \cot(\theta - \theta_c) (Z_{De} \cot(\theta_{ce}) - Z_{Do} \cot(\theta_{co})) = \frac{1}{2} (Z_{De}^2 - Z_{Do}^2)$$

Dengan asumsi $\theta_{ce} = \theta_{co} = \theta_c$, maka (11) dapat disederhanakan menjadi

$$Z_D \cot(\theta - \theta_c) \cot(\theta_c) = \frac{1}{2} (Z_{De} + Z_{Do}) \quad (12)$$



Gambar 9 Kondisi TZ untuk saluran terkopel tak simetris dengan lebar slot s_1 berbeda-beda

Kemudian digunakan pendekatan

$$Z_D \approx \frac{1}{2} (Z_{De} + Z_{Do})$$

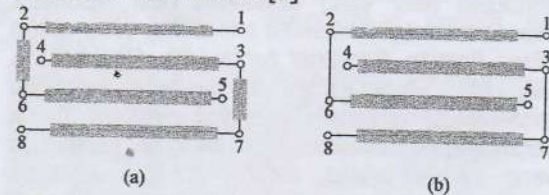
Maka diperoleh

$$\cot(\theta - \theta_c) \cot(\theta_c) \approx 1 \quad (13)$$

Dari analisis saluran terkopel untuk resonator pseudo-interdigital, ternyata slot s_1 dan s_3 yang menghasilkan TZ di bawah dan di atas frekuensi fundamental. Pada bagian selanjutnya akan dianalisis resonator pseudo-interdigital sebagai multi saluran yang terkopel.

b. Syarat TZ untuk Resonator Pseudo-Interdigital

Resonator pseudo-interdigital pada Gambar 3a ditransformasi ke rangkaian dengan 8-port, seperti pada Gambar 10a. Dari gambar tersebut diperoleh sistem linier dengan 8 persamaan dan 14 variabel yang tak diketahui. Untuk penyederhanaan, maka saluran yang menghubungkan port 2 dan port 6, port 3 dan 7 dianggap sangat pendek sehingga dapat diabaikan. Dengan demikian Gambar 10a menjadi Gambar 10b. Parameter impedansi untuk rangkaian pada Gambar 10b adalah [9]

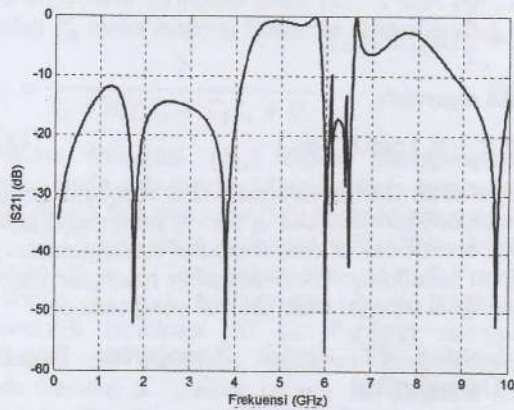


Gambar 10 Saluran terkopel untuk resonator pseudo-interdigital; (a) Model 8-port untuk resonator pseudo-interdigital; (b) Model yang disederhanakan

$$Z_{11} = Z_{22} = Z_i + \frac{2Z_r Z_n Z_f - 2Z_i (Z_n^2 + Z_f^2)}{4Z_i^2 - Z_f^2} \quad (14)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = \frac{4Z_i Z_r Z_n - Z_f (Z_n^2 + Z_f^2)}{4Z_i^2 - Z_f^2} \quad (15)$$

Respons frekuensi untuk resonator pseudo-interdigital diplot menggunakan (3) dan (6) untuk data berikut: pcb taconic dengan $h = 1.524$ mm, $\epsilon_r = 3.5$, lebar strip $W = 1$ mm, $L = 15.1$ mm, $H = 6$ mm sehingga $s_1 = s_2 = s_3 = 1.5$ mm. Dari data tersebut diperoleh frekuensi tengah 2591 MHz dan $Z_{De} = 109.27 \Omega$ sedangkan $Z_{Do} = 80.35 \Omega$. Hasilnya diplot menggunakan matlab, dan diperlihatkan pada Gambar 11. Dari gambar tersebut terlihat munculnya TZ di sisi bawah dan atas dari passband (dengan frekuensi tengah 2591 MHz) yang muncul akibat adanya kopling oleh slot s_1 dan s_3 .

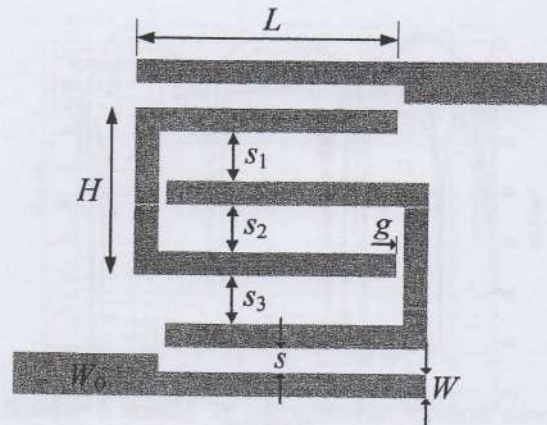


Gambar 11 Kondisi TZ untuk Resonator pseudo-interdigital

Perancangan BPF Menggunakan Resonator Pseudo-Interdigital

Pada bagian sebelumnya telah dianalisis syarat-syarat terjadinya TZ pada resonator pseudo-interdigital. Faktor yang paling berpengaruh adalah lebar slot s_1 dan s_3 . Pada dasarnya, bandpass filter yang dihasilkan oleh resonator pseudo-interdigital memiliki bandwidth yang cukup lebar, dengan *fractional bandwidth*, $FBW \geq 15\%$ [8], [9]. Pada tulisan ini penulis mencoba menerapkan resonator pseudo-interdigital untuk perancangan bandpass filter dengan bandwidth yang sempit, yaitu $FBW = 7.5\%$ sehingga kesulitan perancangan menjadi bertambah. Bentuk dasar bandpass filter dengan resonator pseudo-interdigital diperlihatkan pada Gambar 12.

Lebar bandwidth ditentukan oleh jarak saluran pencatu ke resonator, s , panjang saluran terkopel, L , dan jarak antar resonator, s_1 , s_2 , dan s_3 . Supaya dihasilkan bandwidth yang sempit, maka s , s_1 , s_2 , dan s_3 harus diperlebar, sedangkan L diperpendek. Pada prakteknya, $s_1 = s_2 = s_3 = s_0$ agar pengaruh gap g tidak diperhitungkan, karena ada pada pertengahan resonator yang merupakan virtual ground. Dengan memperpendek saluran terkopel, L , secara otomatis memperlebar s_0 , karena panjang resonator harus tetap sekitar $\lambda_g/2$. Lebar resonator dipilih 1 mm supaya lebih mudah ditekuk dan tidak terjadi perubahan panjang resonator.

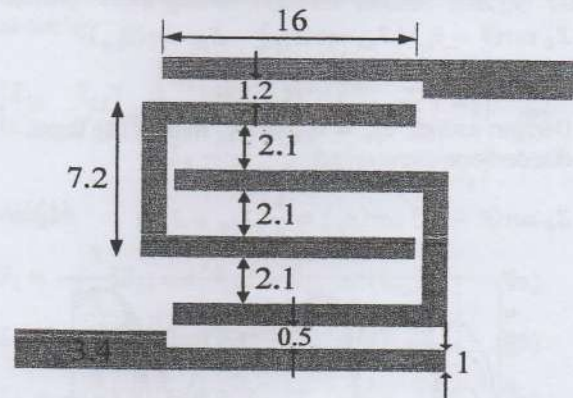


Gambar 12 Bentuk dasar bandpass filter pseudo-interdigital

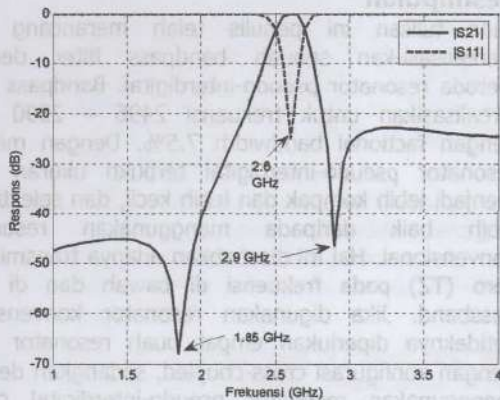
Dengan frekuensi tengah

$$f_0 = \sqrt{2496 \times 2690} = 2591 \text{ MHz dan}$$

bandwidth 194 MHz ($FBW = 7.5\%$), Filter disimulasikan menggunakan EM simulator microwave office AWR pada pcb taconic dengan ketebalan substrat $h = 1.524 \text{ mm}$, $\epsilon_r = 3.5$. Dengan ukuran filter seperti diperlihatkan pada Gambar 13, diperoleh hasil simulasi yang diperlihatkan pada Gambar 14.

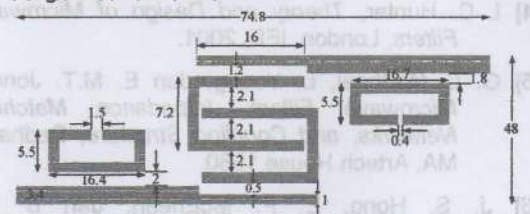


Gambar 13 BPF pseudo-interdigital yang disimulasikan (ukuran semua dalam mm)

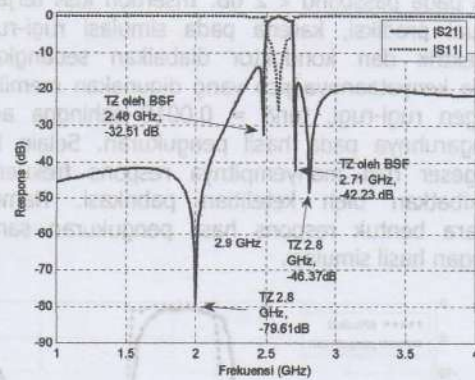


Gambar 14 Hasil simulasi untuk filter pada Gambar 13

Hasil simulasi pada Gambar 14 merupakan hasil terbaik yang diperoleh. Pada Gambar terlihat frekuensi tengah bergeser sejauh 9 MHz menjadi 2.6 GHz dan bandwidth 200 MHz. Transmission zero terjadi pada frekuensi 1.85 GHz dan 2.9 GHz, dengan level, masing-masing, -68 dB dan -46.5 dB. Untuk mempertajam respons frekuensi, digunakan bandstop filter bandwidth sempit pada frekuensi 2480 MHz dan 2710 MHz. Bandpass filter pseudo-interdigital dengan penambahan bandstop filter, beserta ukuran-ukurannya diperlihatkan pada Gambar 15 dan hasil simulasinya pada Gambar 16. Dari Gambar 16 terlihat ada empat buat TZ. Dua dari kopling oleh resonator pseudo-interdigital dan dua lagi oleh penambahan bandstop filter. Dengan adanya penambahan TZ pada 2480 MHz dan 2710 MHz, maka respons frekuensi dari filter menjadi lebih baik dan selektivitasnya makin tinggi, seperti diperlihatkan pada gambar tersebut. Kemudian akibat interaksi resonator, frekuensi tengah dari BPF menjadi sesuai dengan yang diharapkan, yaitu 2591 MHz dengan bandwidth 194 MHz.



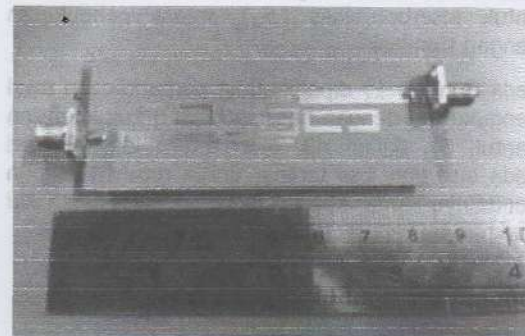
Gambar 15 Filter dengan tambahan bandstop filter untuk meningkatkan selektivitas (ukuran dalam mm)



Gambar 16 Hasil simulasi untuk filter pada Gambar 15

Pengukuran dan Analisis

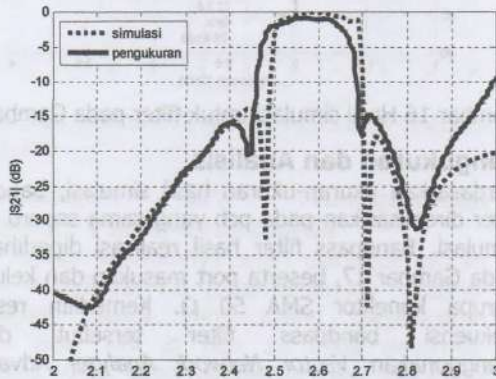
Berdasarkan ukuran-ukuran hasil simulasi, bandpass filter direalisasikan pada pcb yang sama seperti pada simulasi. Bandpass filter hasil realisasi diperlihatkan pada Gambar 17, beserta port masukan dan keluaran berupa konektor SMA 50 Ω. Kemudian respons frekuensi bandpass filter tersebut diukur menggunakan *Vector Network Analyzer* Advantest R3720 dan hasilnya dibandingkan dengan hasil simulasi.



Gambar 17 Bandpass filter hasil perealisasi

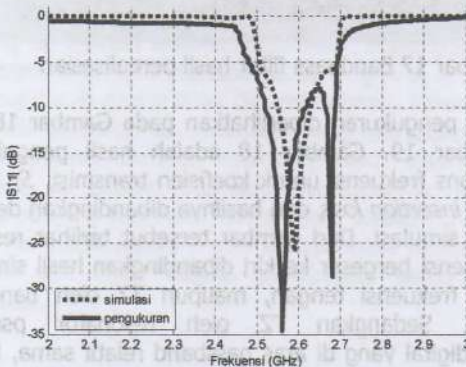
Hasil pengukuran diperlihatkan pada Gambar 18 dan Gambar 19. Gambar 18 adalah hasil pengukuran respons frekuensi untuk koefisien transmisi, S_{21} (dB), atau *insertion loss*, dan hasilnya dibandingkan dengan hasil simulasi. Dari gambar tersebut terlihat respons frekuensi bergeser ke kiri dibandingkan hasil simulasi baik frekuensi tengah, maupun TZ oleh bandstop filter. Sedangkan TZ oleh resonator pseudo-interdigital yang di atas passband relatif sama, tetapi yang di bawah passband bergeser ke kanan menjadi 2.09 GHz yang asalnya 2 GHz. Frekuensi tengah bergeser menjadi 2.57 GHz dengan insertion loss pada frekuensi tersebut sebesar 0.9 dB. Bandwidth yang diperoleh menjadi 180 MHz dengan insertion

loss pada passband < 2 dB. Insertion loss terjadi sesuai prediksi, karena pada simulasi rugi-rugi dielektrik dan konduktor diabaikan sedangkan pada kenyataannya pcb yang digunakan memiliki tangean rugi-rugi, $\tan\delta = 0.0018$ sehingga ada pengaruhnya pada hasil pengukuran. Selain itu bergeser dan menyempitnya respons frekuensi diakibatkan oleh ketelitian pabrikasi. Namun secara bentuk respons hasil pengukuran sama dengan hasil simulasi.



Gambar 18 Perbandingan Respons frekuensi filter untuk insertion loss (S_{21}) antara pengukuran dengan simulasi

Pada Gambar 19 diperlihatkan perbandingan hasil pengukuran dengan hasil simulasi untuk koefisien pantul, S_{11} dalam dB, atau return loss. Seperti pada insertion loss terlihat untuk return loss pun bentuknya sama, kecuali bergeser ke sebelah kiri dan pergeseran ini tidak terlalu besar.



Gambar 19 Perbandingan Respons frekuensi filter untuk return loss (S_{11}) antara pengukuran dengan simulasi

Kesimpulan

Pada tulisan ini penulis telah merancang dan merealisasikan sebuah bandpass filter dengan metoda resonator pseudo-interdigital. Bandpass filter direalisasikan untuk frekuensi 2496 – 2590 MHz dengan fractional bandwidth 7.5%. Dengan metoda resonator pseudo-interdigital terbukti ukuran filter menjadi lebih kompak dan lebih kecil, dan selektivitas lebih baik daripada menggunakan resonator konvensional. Hal ini disebabkan adanya transmission zero (TZ) pada frekuensi di bawah dan di atas passband. Jika digunakan resonator konvensional setidaknya diperlukan empat buah resonator $\lambda_g/2$ dengan konfigurasi cross-coupled, sedangkan dengan menggunakan resonator pseudo-interdigital cukup dengan dua buah resonator. Untuk mempertajam respons frekuensi, karenanya selektivitas bertambah baik, penulis menambahkan bandstop filter bandwidth sempit yang diintegrasikan dengan bandpass filter sehingga tidak terlalu menambah ukuran fisik dari filter. Hasil yang diperoleh ada kesesuaian antara hasil pengukuran dengan hasil simulasi, kecuali terjadinya pergeseran frekuensi dan penyempitan bandwidth yang diakibatkan oleh keterbatasan pabrikasi.

Daftar Pustaka

- [1] R. J. Cameron, C.M. Kudsia, dan R. R. Mansour, *Microwave Filter for Communication Systems: Fundamentals, Design, and Applications*, Hoboken New Jersey, John Wiley & Sons, 2007.
- [2] J. S. Hong, *Microstrip Filter for RF/Microwave Applications*, New York, John Wiley & sons, 2011.
- [3] M. Makimoto, S. Yamasita, *Microwave Resonator and Filters for Wireless Communication: Theory, Design, and Application*, New-York, Springer, 2001.
- [4] I. C. Hunter, *Theory and Design of Microwave Filters*, London, IEE, 2001.
- [5] G. L. Matthaei, L. Young, dan E. M.T. Jones, *Microwave Filters, Impedance Matching Networks, and Coupling Structure*, Dedham, MA, Artech House 1980.
- [6] J. S. Hong, E. P. McErlan, dan B. M. Karyamapudi, "A High-Temperature Superconducting Filter for Future Mobile Telecommunication Systems," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. 53, no. 6, pp. 1976-1981, Juni 2005.

[7] J. S. Hong, M. J. Lancaster, R. B. Greed, D. Jedamzik, J. Mage, dan H. J. Chaloupka, "A High-Temperature Superconducting Duplexer for Cellular Base-Station Applications," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. 48, no. 8, pp. 1336-1343, Juni 2005.

[8] J. S. Hong, dan M. J. Lancaster, "Development of New Microstrip Pseudo-interdigital bandpass filter," *IEEE Microwave and Guided Lett.*, vol. 5, no. 8, pp. 261-263, August 1995.

[9] D. Zayniyev, *Development of Planar Filter and Diplexer for Wireless Transceiver Front Ends*, Ph.D. Thesis, University of Wesminster, 2010.

[10] R. K. Mongia, I. J. Bahl, P. Bhartia, J. S. Hong, *RF and Microwave Coupled-Line Circuits, 2nd Edition*, Artech House, 2007.

Abstract

DC-DC converter module based ICs generally have only one mode only, such as step-up converter, step-down converter, or inverting converter. In addition to the input and output voltage is constant, so it is very difficult to use for the purpose of research or other applications such as battery charger (charger) and a DC power source (DC power supply) that requires voltage values are varied. To overcome these problems have implemented a DC-DC converter module has three modes, namely: mode step-up, step-down mode, and inverting mode. The third mode converter based MC34063A IC. The test results showed that: a) mode step-up its voltage can be raised by 2.0V to 1.47V, b) Mode step-down its voltage can be lowered by 1.9V to 0.53V, c) inverting mode can change the polarity of the DC voltage from positive to negative polarity. All voltage values both input voltage and output voltage is variable so it can be adjusted as needed. You do this by administering varying input voltage and fixing the potentiometer RV installed as the resistor output voltage.

Keywords: converter, step up, step down, inverting

Pendahuluan

Modul di bidang elektronika merupakan sebuah alat yang dirancang khusus untuk keperluan penelitian seperti : penelitian desain-desain, teknik pemeliharaan, karakteristik komponen, dan pembuatan rumus atau formula, perhitungan fungsi rangkaian dan lain-lain. Karena penggunaannya yang spesifik, maka modul tidak