

Studi Parameter *Dualband Bandpass Filter Stub Loaded Square Open Loop Resonator*

Dian Widi Astuti, Indra Dermawan dan Mudrik Alaydrus

Teknik Elektro, Universitas Mercu Buana, Jakarta
mudrikalaydrus@yahoo.com

Abstrak

Filter merupakan bagian penting pada proses penerimaan dan pengiriman informasi baik itu berupa data, suara ataupun gambar. Filter berfungsi untuk menyeleksi frekuensi mana saja yang ingin dilewatkan atau dibuang sehingga penamaan suatu filter, berdasarkan atas fungsi dari filter itu sendiri, salah satunya adalah *dualband bandpass filter* yang berfungsi untuk melewatkan frekuensi antara f_1 sampai f_2 dan f_3 sampai f_4 dan membuang frekuensi di bawah f_1 , frekuensi antara f_2 sampai f_3 dan di atas f_4 . Pada dasarnya *dualband bandpass filter* merupakan sebuah filter yang memiliki dua buah *bandpass filter*. *Dualband pass filter* ini bisa diaplikasikan pada frekuensi *uplink* dan *downlink* ataupun pada dua aplikasi frekuensi yang berbeda, misalkan pada GSM 900 dan LTE. Pada penelitian ini dilakukan realisasi suatu filter berbahan mikrostrip pada aplikasi LTE yaitu di frekuensi 1800 MHz dan 2600 MHz. Pada 4G LTE 1800 MHz memiliki frekuensi 1710-1785 MHz untuk *uplink* dan 1805-1880 MHz untuk *downlink*, Sedangkan pada frekuensi 2600 MHz memiliki pembagian frekuensi 2500-2570 MHz untuk *uplink* dan 2620-2690 MHz untuk *downlink*. Perancangan *dualband bandpass filter* ini memiliki bentuk *square open loop resonator* dengan penambahan *stub* di tengah resonator. Penelitian ini menghasilkan dua buah model *dualband bandpass filter*. Pada pengukuran kedua *prototype dualband bandpass filter* tersebut terjadi pergeseran frekuensi tengah dari tiap model, dimana pergeserannya dapat mencapai 73 MHz lebih kecil dari frekuensi tengah asalnya seperti yang terjadi pada model pertama. Diperoleh nilai *insertion loss* terbaik pada model kedua sebesar 2,195 dB pada frekuensi tengah 1,785 GHz. Begitu juga pada nilai *return loss* didapat sebesar 33,86 dB pada frekuensi tengah 2,567 GHz.

Keywords: *Dualband bandpass filter*, Filter Mikrostrip, *Square Open Loop Resonator*, 4G LTE,

Received December 2016

Accepted for Publication January 2017

1. PENDAHULUAN

Pada era konvergensi saat ini memerlukan perpindahan informasi (suara, gambar dan data), yang tidak hanya besar tetapi juga cepat dalam perpindahannya. Oleh karena itu muncullah *Long Term Evolution (LTE)* yang merupakan standar terbaru teknologi jaringan bergerak, sebagai perkembangan dari *GSM (Global System for Mobile Communication) / EDGE (Enhanced Data Rate for GSM Evolution)* dan *UMTS (Universal Mobile Telephone Standard) / HSDPA (High Speed Downlink Packet Access)*. LTE mampu memberikan kecepatan *downlink* hingga 100 Mbps dan *uplink* hingga 50 Mbps. *Long Term Evolution* adalah sebuah nama yang diberikan pada sebuah proyek dari *Third Generation Partnership Project (3GPP)* untuk memperbaiki standar *mobile phone* generasi ke-3 (3G) yaitu UMTS WCDMA.

Pengelolaan frekuensi sebagai sumber daya alam terbatas pada dunia telekomunikasi merupakan keharusan yang tidak hanya melingkupi suatu negara saja tetapi semua negara di seluruh dunia. Teknologi LTE yang merupakan telekomunikasi wireless membawa angin segar terhadap perkembangan telekomunikasi di Indonesia, akan tetapi tidak mudah untuk segera diterapkan. Hal ini disebabkan pengalokasian frekuensi yang sudah sedemikian padat. Oleh karena itu penggunaan filter pada suatu perangkat telekomunikasi wireless, memainkan peran penting dalam menyeleksi ataupun menolak frekuensi tertentu, sehingga interferensi antar dapat diminimalisir.

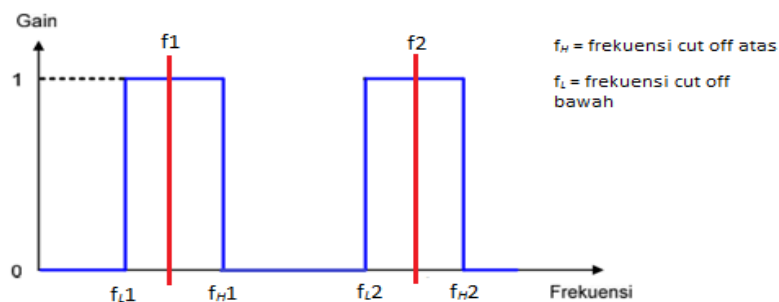
Penelitian filter dengan menggunakan teknologi mikrostrip dimulai sejak tahun 1980-an sampai sekarang. Penelitian [1] – [4] merupakan penelitian tentang *dualband bandpass filter* yang mempergunakan resonator berbentuk *square open loop*. Pada [1] diperoleh hasil *dualband bandpass filter* yang kurang tajam selektifitasnya karena diperuntukkan untuk satu uplink dan downlink 3G yang berdekatan. Sedangkan pada penelitian [2] diperoleh hasil pengukuran filter *dualband bandpass filter* yang lebih tajam dan lebih padat. Karena *bandpass filter* pada f_1 dan f_2 berjauhan maka dapat dipergunakan untuk dua aplikasi yang berbeda. Bentuk yang diperoleh pada filter ini lebih padat dibandingkan pada [1] karena hanya mempergunakan dua resonator kopling elektrik dan penambahan *stub* pada tiap resonatornya. Bentuk filter yang lebih padat juga direkomendasikan pada penelitian [3] – [6] dengan mempergunakan pendekatan yang berbeda. Pada [3] dan [4] mempergunakan *split-ring resonator (SRR)*. Pada penelitian [4] selain mempergunakan SRR juga menambahkan *Defected Ground System (DGS)* untuk mengontrol koefisien kopling dari filter untuk mendapatkan absolut *bandwidth* yang tetap. Penelitian [5] mempergunakan *stub-loaded resonator* sebagai karakteristik terkontrol. Dan penelitian [6] mempergunakan kombinasi tertanam ganda jenis E *Stepped impedance resonator* dan *square open loop resonator*.

Penelitian ini bertujuan untuk mendapatkan ukuran filter yang padat, *insertion loss* yang kecil, *return loss* yang besar dan serta memiliki *band rejection* yang bagus, karena itulah karakteristik yang diinginkan dari suatu filter yang baik. Oleh karena itu penggunaan *software* simulasi dalam mendesain suatu filter sangat diperlukan. Penelitian ini mempergunakan Sonnet sebagai alat simulasi gelombang elektromagnetik di frekuensi tinggi [7]. Sonnet telah memperlihatkan hasil yang baik pada [1] dan [8]. *Substrate printed circuit board (PCB)* digunakan dalam penelitian ini adalah Rogers RO 3210 dengan dielektrik konstan adalah 10,8 untuk

simulasi desain. Untuk mendapatkan hasil yang baik dari realisasi filter, kita harus memilih bahan dengan faktor disipasi rendah, permitivitas bahan *substrate* PCB yang besar untuk aplikasi di frekuensi tinggi, sehingga didapatkan panjang gelombang yang kecil.

2. DUALBAND BANDPASS FILTER

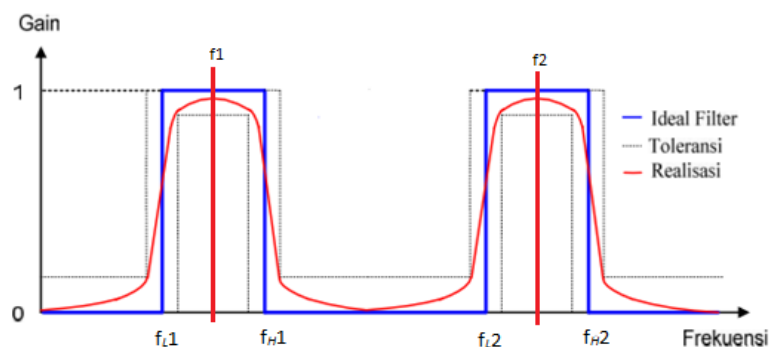
Salah satu jenis *filter* yang sering digunakan dalam perangkat telekomunikasi adalah *dual-band band pass filter*. *Filter* jenis *dual-band band pass filter* memiliki sifat meloloskan frekuensi $f_{L1} < f < f_{H1}$ dan $f_{L2} < f < f_{H2}$, dan menekan sampai serendah-rendahnya frekuensi dibawah f_{L1} ($f < f_{L1}$), frekuensi antara f_{H1} dan f_{L2} ($f_{H1} < f < f_{L2}$), dan frekuensi diatas f_{H2} ($>f_{H2}$).



Gambar 1: Respon *Dual-Band Band Pass Filter* ideal.

Pada Gambar 1 dapat dilihat bahwa sebuah rangkaian *dual-band band pass filter* secara ideal memiliki respon meloloskan frekuensi tengah $f1$ dan $f2$ dengan penguatan sebesar 1 kali (0 dB) dan menekan frekuensi dibawah dan diatas $f1$ selanjutnya frekuensi dibawah dan diatas $f2$ sampai dengan mendekati nol ($-\infty$ dB). Didalam realitanya filter yang dibuat tidak akan bisa memiliki respon sesuai dengan filter ideal, maka diberikanlah toleransi seperti ditunjukkan pada Gambar 2.

Toleransi yang diberikan pada sebuah *dual-band band pass filter* ditunjukkan dengan garis putus-putus pada Gambar 2. Sehingga dengan toleransi tersebut, sebuah *dual-band band pass filter* akan dapat memiliki respon frekuensi dengan pendekatan filter ideal yang berbeda antara filter satu dengan yang lainnya. Maka muncullah beberapa teori yang berkaitan dengan pendekatan *dual-band band pass filter* yang memiliki respon frekuensi yang berbeda-beda.



Gambar 2: Toleransi yang diberikan pada *Dual-Band Band Pass Filter*.

2.1 Spesifikasi *Dualband Bandpass Filter*

Perancangan *Dualband Bandpass filter* dimulai dengan menentukan spesifikasi perangkat yang diinginkan. Adapun spesifikasi filter yang diinginkan di perlihatkan pada Tabel 1.

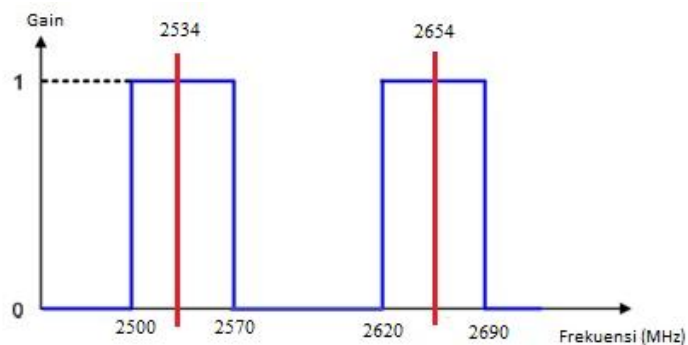
Tabel 1: Spesifikasi Rancangan *Dualband Bandpass filter*. [9]

No.	Parameter	Spesifikasi
1	Frekuensi kerja	1710 – 1785 MHz 1805 – 1880 MHz
2	Frekuensi tengah	1747 MHz 1842 MHz
3	<i>Bandwidth</i> 3 dB	60 MHz
4	<i>Bandwidth</i> 30 dB	175 MHz
5	Jenis Filter	<i>Chebyshev</i>
6	<i>Ripple</i>	0,1 dB
7	<i>Insertion loss</i>	$\leq 0,2$ dB
8	<i>Return loss</i>	≥ 15 dB
9	VSWR	$\leq 1,5$
10	<i>Impedance</i>	50 ohm

Dari Tabel 1 spesifikasi filter di atas dapat digambarkan respon *dualband bandpass filter* yang ingin dihasilkan adalah bentuk *dualband bandpass filter* seperti diperlihatkan pada Gambar 3 dan 4.



Gambar 3: Respon spesifikasi *dualband BPF* frekuensi 1800 MHz.



Gambar 4: Respon spesifikasi *dualband BPF* frekuensi 2600 MHz.

2.2 Pemilihan Bahan Dielektrik

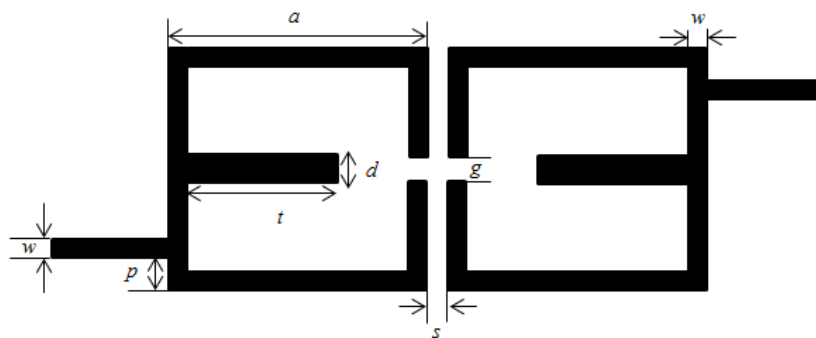
Bandpass filter yang dirancang akan direalisasikan dengan menggunakan *substrat* keramik yaitu dari material PCB RO 3210, seperti yang diperlihatkan pada Tabel 2. Hal yang perlu diperhatikan pada pemilihan *substrate* untuk aplikasi filter adalah *losstan* dan permitivitas bahan selain ketebalan *substrate* tersebut. Hal ini dikarenakan *losstan* merupakan parameter yang menggambarkan kerugian pada *substrate*, oleh sebab itu sebaiknya dipilih *substrate* yang memiliki *losstan* yang kecil [10]. Sedangkan pemilihan konstanta dielektrika dan ketebalan *substrate* berkaitan dengan panjang gelombang dari resonator atau miniaturisasi suatu filter [11].

Tabel 2: Spesifikasi Material PCB RO 3210

No.	Parameter	Spesifikasi
1	Konstanta Dielektrik (ϵ_r)	10,8
2	<i>Losstan</i> /Faktor disipasi	0,0027
3	Tebal bahan dielektrik	0,64 mm
4	Tebal Plat konduktor	0,035 mm

2.3 Design Dualband Bandpass Filter

Metode yang digunakan pada penelitian ini adalah resonator yang berbentuk *square open loop* mengingat resonator bentuk ini lebih padat dibandingkan dengan *hairpin* ataupun *parallel coupled* ditambah dengan *stub resonator* di bagian tengah *square open loop resonator* tersebut. Adapun bentuk resonator yang akan dibuat terlihat pada Gambar 5 berikut, dengan *frekuensi center uplink* 1,75 & 2,53 GHz dan *downlink* 1,84 & 2,65 GHz.



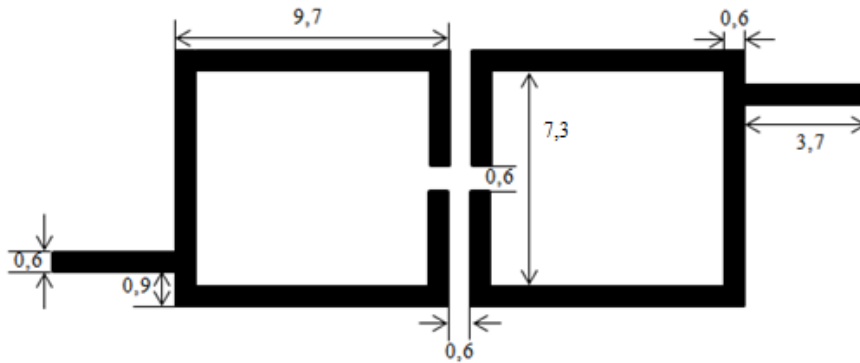
Gambar 5: Desain *dualband bandpass filter* yang dipergunakan.

3. STUDI PARAMETER DESAIN DUALBAND BANDPASS FILTER

3.1 Square Open Loop Resonator

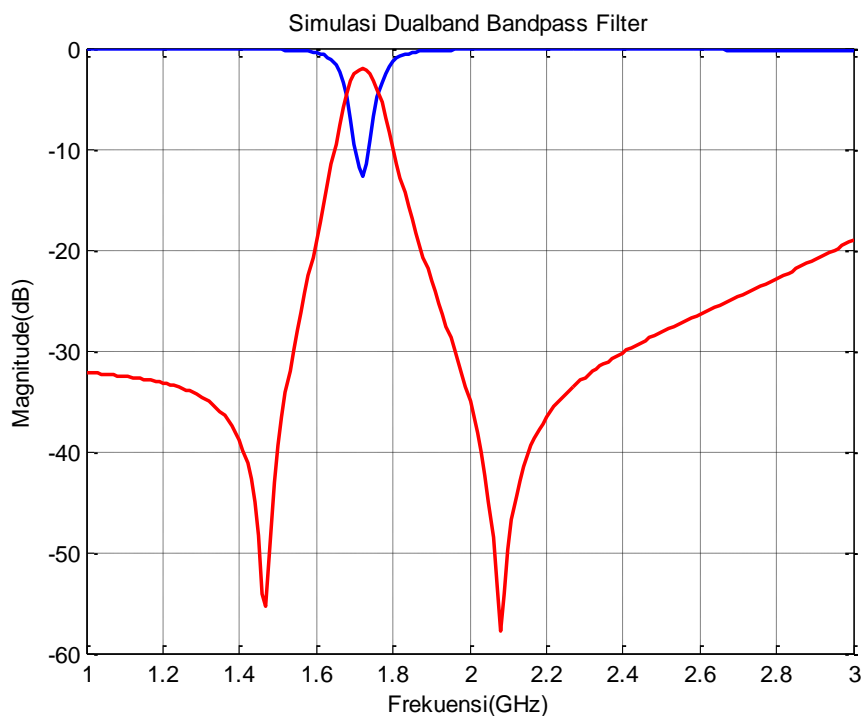
Kita dapat mempergunakan [12] di bab 4 dan [13, 14] untuk mencari nilai lebar saluran input dan output (w pada Gambar 5) dengan memasukkan nilai parameter dari ketebalan dan permitivitas *substrate* RO 3210 (Tabel 2) sehingga di diperoleh $w = 0,6$ mm. Resonator $\frac{1}{2} \lambda$ dibuat menjadi segi empat dengan besar gap (g) sebesar

0,6 mm, maka diperoleh $a = 9,7$ mm. Gambar 6 memperlihatkan desain awal dari *square open loop resonator*.



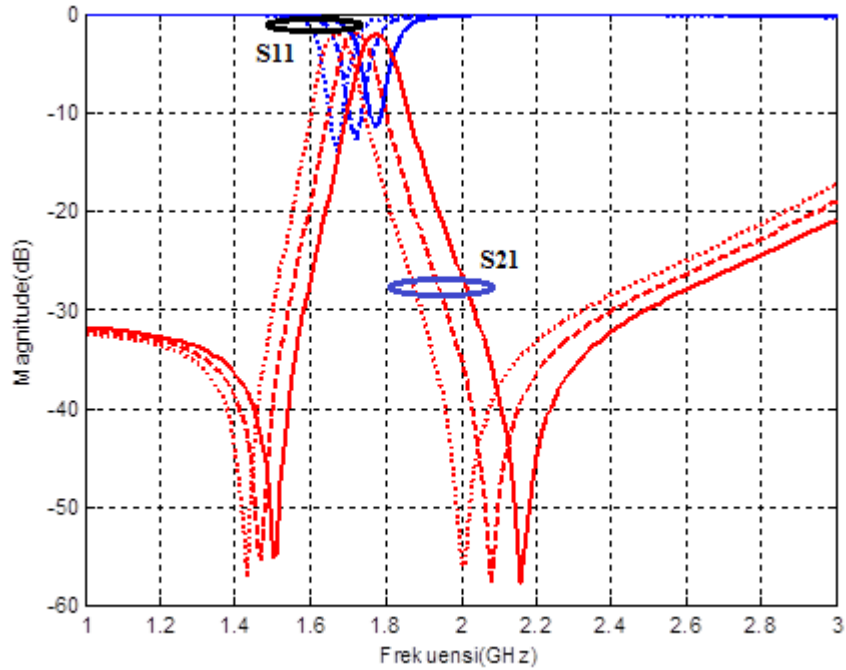
Gambar 6: *Square open loop resonator* (satuan panjang dalam mm).

Dengan mempergunakan Sonnet sebagai alat simulasi seperti Gambar 6 akan diperoleh hasil simulasi seperti yang diperlihatkan pada Gambar 7.



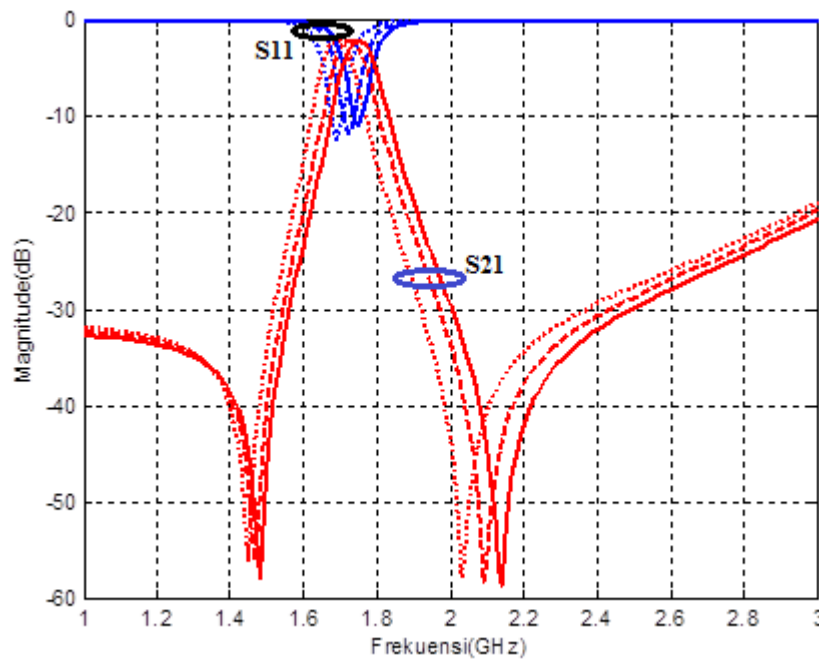
Gambar 7: Hasil simulasi *square open loop resonator*.

Kemudian dilakukan perubahan panjang resonator yaitu variabel a dari panjang 9,2, 9,7 dan 10,3 mm sedangkan variabel yang lainnya tetap sehingga diperoleh hasil simulasi seperti yang diperlihatkan pada Gambar 8.



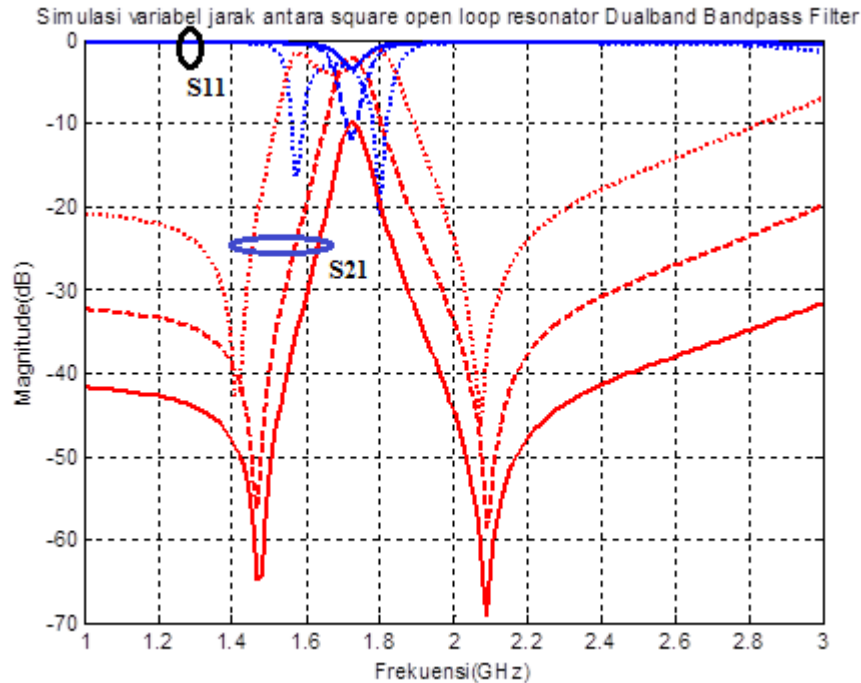
Gambar 8: simulasi variabel a dari *square open loop resonator* (dotted line: $a = 10,3$ mm, dash line: $a = 9,7$ mm dan solid line $a = 9,2$ mm).

Pada Gambar 8 disimpulkan bahwa jika lebar resonator, a semakin diperbesar maka hasil simulasinya akan bergeser ke kiri atau semakin kecil, begitu juga sebaliknya. Kemudian dilakukan simulasi besar *gap* dari *square open loop resonator* dari *gap*, $g = 0,2$ mm, $g = 0,6$ mm dan $g = 1,0$ mm. Gambar 9 memperlihatkan hasil simulasi pergeseran *gap*.



Gambar 9: simulasi variabel *gap*, g dari *square open loop resonator* (dotted line: $g = 0,2$ mm, dash line: $g = 0,6$ mm dan solid line $g = 1,0$ mm).

Hasil simulasi dari Gambar 9 dapat disimpulkan bahwa jika gap *square open loop resonator* semakin di perlebar maka frekuensinya akan bergeser ke kanan atau semakin besar, begitu juga sebaliknya. Kemudian dilakukan simulasi perubahan jarak antara *square open loop resonator* dari jarak yang paling dekat yaitu 0,1 mm, 0,6 mm dan 1,1 mm. Adapun hasil simulasinya diperlihatkan pada Gambar 10.

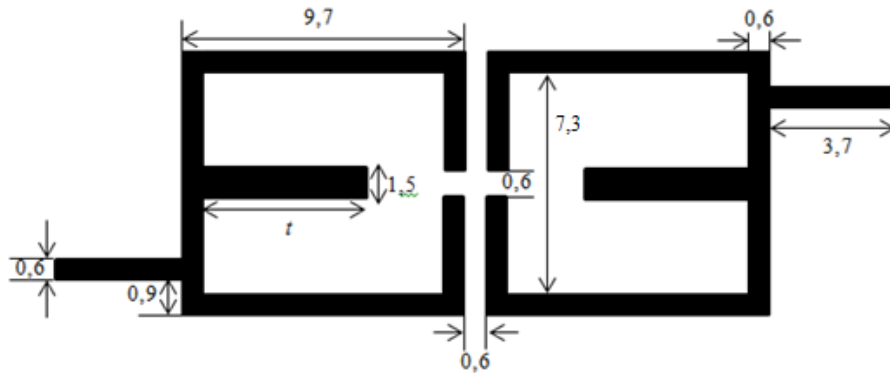


Gambar 10: Simulasi variabel jarak antar *square open loop resonator*, s (dotted line: $s = 0,1$ mm, dash line: $s = 0,6$ mm dan solid line $s = 1,1$ mm).

Pada Gambar 10 terlihat bahwa jika jarak antara *square open loop resonator* tersebut diperkecil, misalkan 0,1 mm (dotted line) maka diperoleh *bandwidth* yang lebar, yaitu 224 MHz (1,577 – 1,801 GHz), akan tetapi memiliki *insertion loss* yang membesar dari 1,13076 dB pada frekuensi 1,8 GHz menjadi 3,95425 dB pada frekuensi 1,68 GHz. Sedangkan apabila jarak antara *square open loop resonator* tersebut di perbesar maka nilai *insertion loss*-nya akan membesar, hal ini terlihat pada jarak $s = 1,1$ mm (solid line) dengan nilai *insertion loss* mencapai 9,83215 dB pada frekuensi 1,73 GHz. Selain itu juga diperoleh *bandwidth* yang mengecil jika dibandingkan dengan jarak antara *square open loop resonator*, $s = 0,1$ mm.

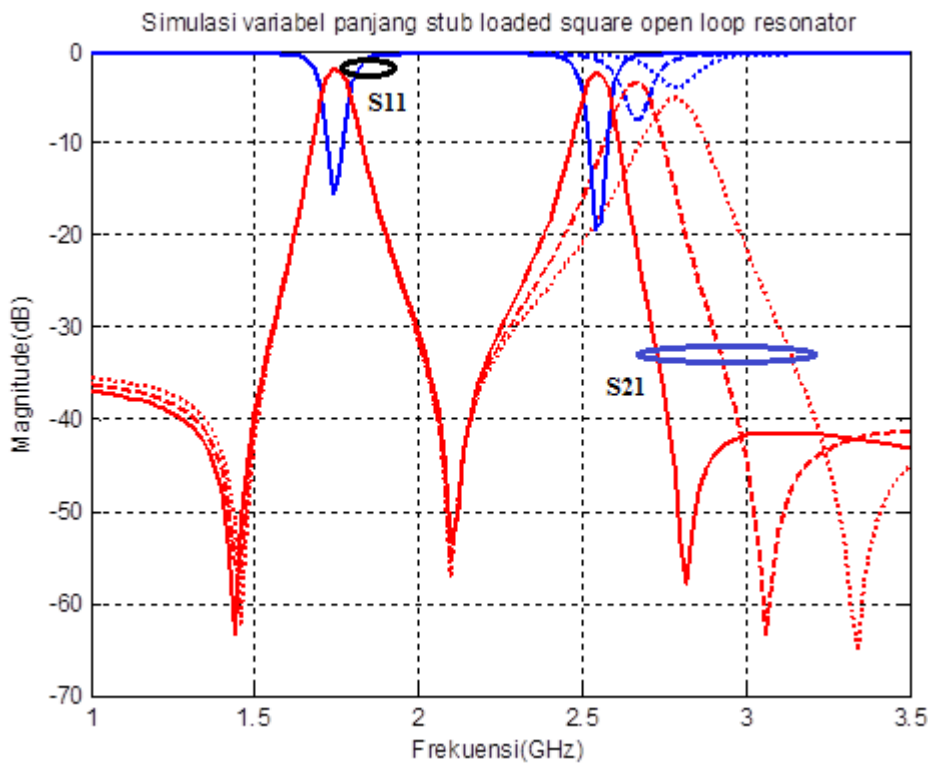
3.2 Stub Loaded Resonator

Penambahan *stub loaded* di setiap resonator akan menjadikan respon S_{21} pada kedua *square open loop resonator* tersebut menjadi *dualband bandpass filter*. Adapun parameter studi yang dilakukan adalah mengamati setiap perubahan variabel panjang *stub loaded* (t) dan lebar *stub loaded* (d). Gambar 11 memperlihatkan pengamatan terhadap perubahan panjang *stub loaded*, t dari 4,7 mm, 5,7 mm dan 6,7 mm dengan variabel lebar *stub loaded* resonator tetap, yaitu $d = 1,5$ mm.



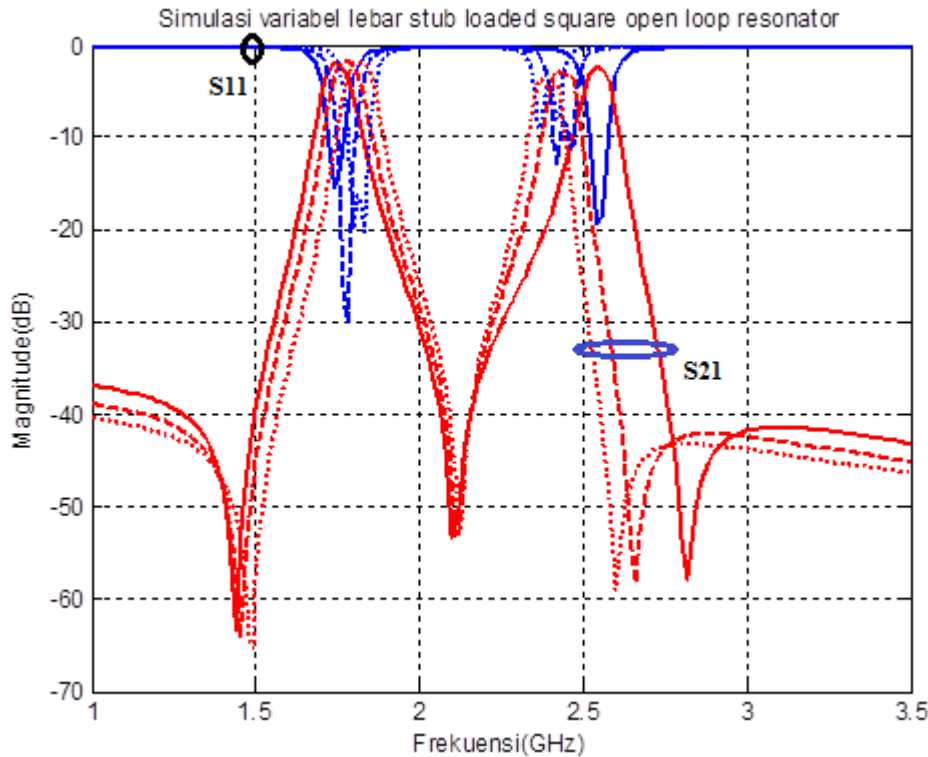
Gambar 11: Pengamatan terhadap perubahan variabel t dari desain dualband bandpass filter. (Satuan dalam mm)

Adapun hasil simulasi dari perubahan panjang *stub loaded*, t diperlihatkan pada Gambar 12. Pada Gambar 12 tersebut terlihat bahwa semakin pendek panjang *stub loaded* ($t = 4,7$ mm) maka *bandpass filter* yang disebelah kanan akan memiliki nilai *insertion loss* yang rendah yaitu sebesar 5,11146 pada frekuensi 2,78 GHz. Sedangkan dengan panjang *stub loaded*, $t = 5,7$ mm didapat nilai *insertion loss* pada *bandpass filter* di sebelah kanan sebesar 3,31473 dB pada frekuensi 2,66 GHz. Sedangkan dengan panjang *stub loaded*, $t = 6,7$ mm diperoleh nilai *insertion loss* sebesar 2,39683 dB pada frekuensi 2,54 GHz. Sedangkan untuk perubahan panjang *stub loaded* tidak mempengaruhi nilai *insertion loss* pada *bandpass filter* yang memiliki frekuensi tengah 1,74 GHz dengan nilai *insertion loss* sebesar 1,97603 dB.



Gambar 12: Simulasi variabel panjang *stub loaded*, t (dotted line: $t = 4,7$ mm, dash line: $t = 5,7$ mm dan solid line $t = 6,7$ mm).

Dari hasil simulasi variabel panjang *stub loaded* yang diperlihatkan pada Gambar 12 maka dipilihlah nilai $t = 6,7$ mm. Hal ini dikarenakan dengan nilai $t = 6,7$ mm diperoleh hasil *insertion loss* yang baik pada *bandpass filter* yang disebelah kanan. Kemudian dilakukan simulasi dengan merubah kedalaman dari *stub loaded*, d dari desain *dualband bandpass filter* tersebut dari nilai $d = 1,5$ mm, $2,5$ mm dan $3,5$ mm dengan variabel panjang *stub loaded*, $t = 6,7$ mm.

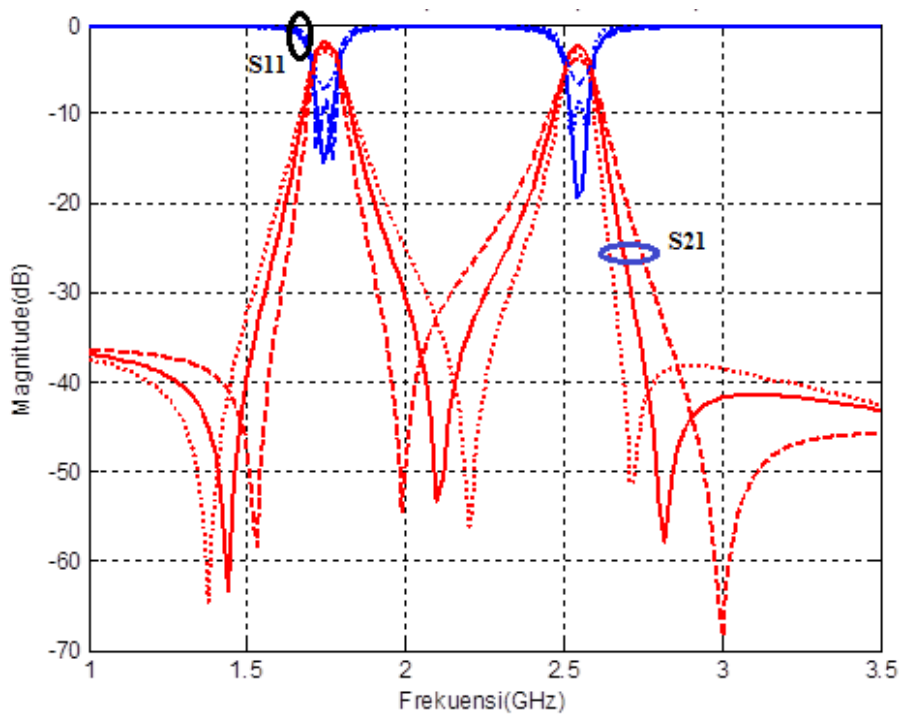


Gambar 13: Simulasi variabel lebar *stub loaded*, d (dotted line: $d = 3,5$ mm, dash line: $d = 2,5$ mm dan solid line $d = 1,5$ mm).

Pada Gambar 13 terlihat bahwa semakin lebar *stub loaded*, $d = 3,5$ mm maka kedua *bandpass filter* tersebut akan semakin mendekat satu sama lainnya. Selain itu terjadi juga penurunan nilai *insertion loss* pada *bandpass filter* yang sebelah kanan sebesar $4,20893$ dB pada frekuensi $2,42$ GHz sedangkan *bandpass filter* yang sebelah kiri memiliki *insertion loss* sebesar $1,85520$ dB pada frekuensi $1,82$ GHz. Sedangkan pada *stub loaded*, $d = 2,5$ mm memiliki *insertion loss* sebesar $2,85493$ dB di frekuensi $2,42$ GHz pada *bandpass filter* sebelah kanan sedangkan pada *bandpass filter* sebelah kiri memiliki *insertion loss* sebesar $1,76477$ dB pada frekuensi $1,78$ GHz. *Stub loaded*, $d = 1,5$ mm memberikan nilai *insertion loss* terbaik sebesar $2,39683$ dB di frekuensi $2,54$ pada *bandpass filter* sebelah kanan dan *insertion loss* sebesar $1,97603$ dB di frekuensi $1,74$ GHz pada *bandpass filter* di sebelah kiri.

3.3 Port Saluran Input dan Output

Pada tahap ini dilakukan pemilihan letak *port* yang tepat dengan melakukan perubahan variabel *port*, p , seperti yang diperlihatkan pada Gambar 5. Dengan merubah jarak *port* dari 0 , $0,9$ dan $1,8$ mm dari tepi luar *square open loop resonator*. Hasil simulasi perubahan *port* diperlihatkan pada Gambar 14.



Gambar 14: Simulasi *port* saluran input dan output. (dotted line: $p = 0$ mm, dash line: $p = 1,8$ mm dan solid line $p = 0,9$ mm).

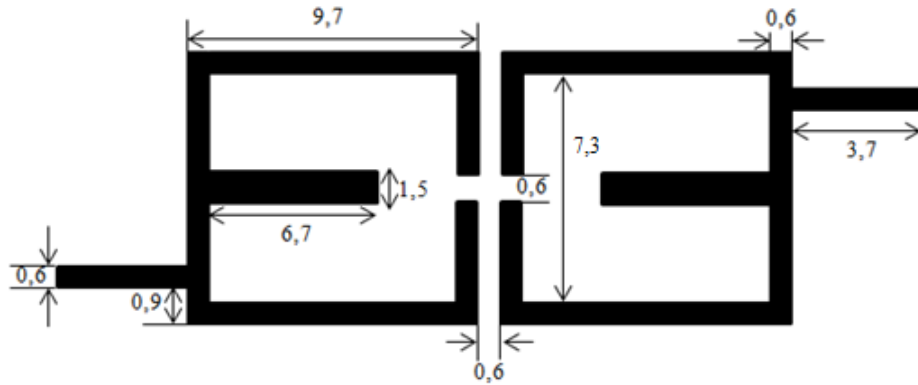
Pada Gambar 14 dapat disimpulkan bahwa jika *port* saluran input dan output, p memiliki jarak 0 mm dari *square open loop resonator* maka diperoleh dua *bandpass filter* hanya saja pada *bandpass filter* yang disebelah kanan memiliki *bandwidth* yang lebih kecil yaitu sebesar 48 MHz dengan *insertion loss* sebesar 2,99341 dB. Sedangkan *bandwidth bandpass filter* di sebelah kiri adalah 74 MHz dengan nilai *insertion loss* sebesar 2,91641 dB. Sedangkan pada jarak 0,9 mm dari *square open loop resonator* diperoleh *bandwidth* 47 MHz pada *bandpass filter* di sebelah kiri sedangkan yang di sebelah kanan diperoleh *bandwidth* sebesar 61 MHz. Selain itu pada jarak *port* 0,9 mm dari tepi luar *square open loop resonator* memiliki nilai *insertion loss* yang lebih kecil yaitu 2,39683 dB pada frekuensi 2,54 GHz dan pada *bandpass filter* yang disebelah kiri memiliki *insertion loss* sebesar 1,90117 dB pada frekuensi 1,76 GHz. Kemudian saat jarak *port* dibuat menjauh, sejauh 1,8 mm dari tepi luar *square open loop resonator* diperoleh *bandwidth bandpass filter* yang disebelah kiri lebih kecil dibandingkan dengan *bandwidth bandpass filter* yang disebelah kanan.

4. SIMULASI DAN PENGUKURAN

Dengan mengamati dan menganalisa setiap perubahan dari variabel panjang resonator, a , lebar gap, g , jarak antara *square open loop resonator*, s , panjang *stub*, t , lebar *stub*, d dan letak *port*, p , diperoleh dua buah desain *dualband bandpass filter*.

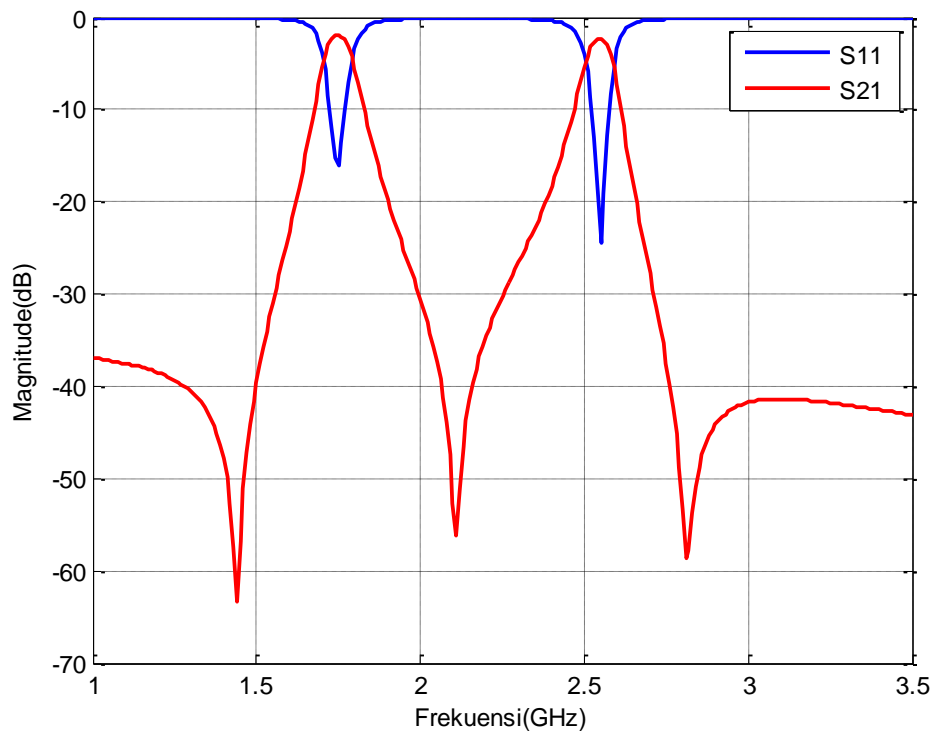
4.1 Dualband Bandpass Filter Desain 1.

Desain ke-1 dari *dualband bandpass filter* diperlihatkan pada Gambar 15.



Gambar 15: Desain *dualband bandpass filter* model 1. (satuan dalam mm)

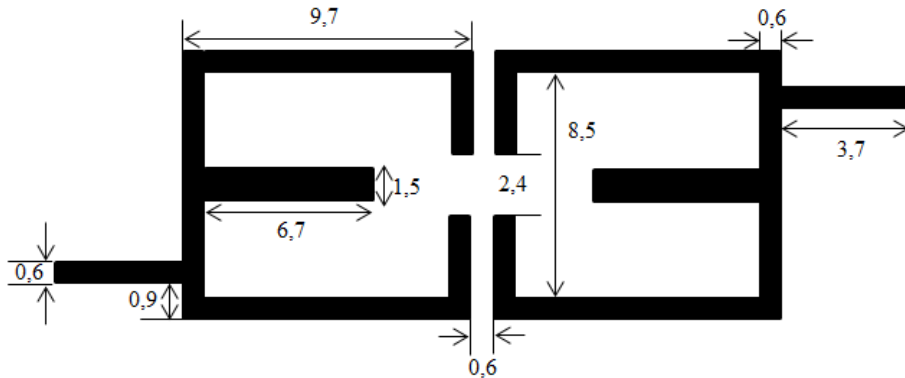
Pada filter model 1 bekerja pada frekuensi tengah 1,74 GHz dan 2,54 GHz. Pada grafik S_{11} di peroleh nilai *return loss* sebesar 17,63 dB pada f_1 dan 21,97 dB pada f_2 . Sedangkan nilai *insertion loss* pada grafik S_{21} diperoleh sebesar 1,87 dB pada f_1 dan 2,307 pada f_2 . *Bandwidth* yang bekerja masing-masing 88 MHz pada f_1 dan 87 MHz pada f_2 . Seperti yang ditunjukkan pada Gambar 16.



Gambar 16: Grafik simulasi desain *dualband bandpass filter* model 1.

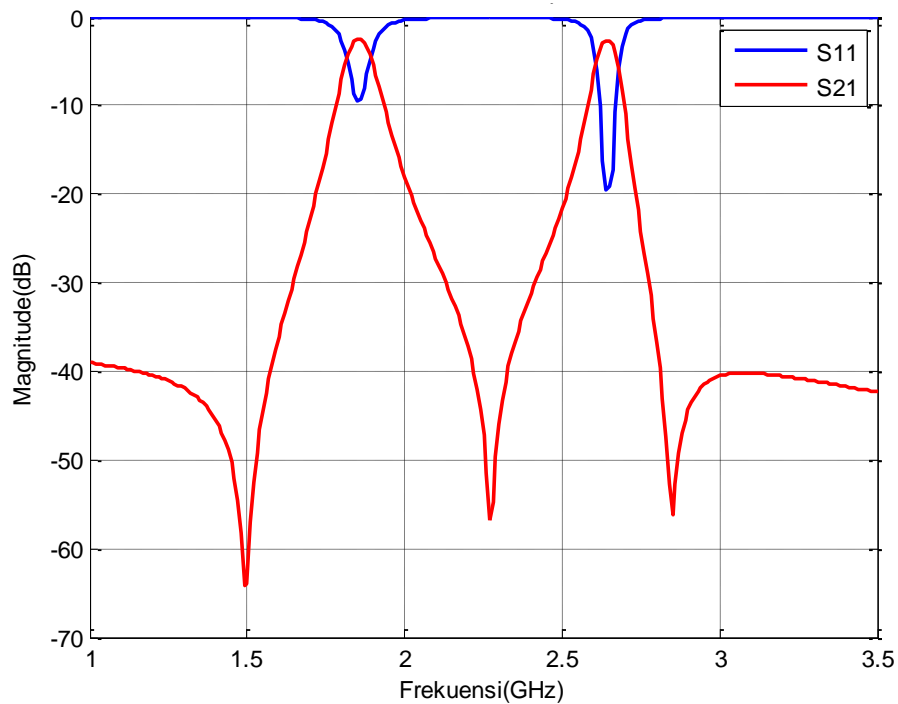
4.2 Dualband Bandpass Filter Desain 2.

Sedangkan rancangan dualband bandpass filter desain yang kedua diperlihatkan pada Gambar 17 berikut. Beda desain 2 dari desain 1 adalah ukuran resonator open loop yang membesar.



Gambar 17: Desain *dualband bandpass filter* model 2. (Satuan dalam mm)

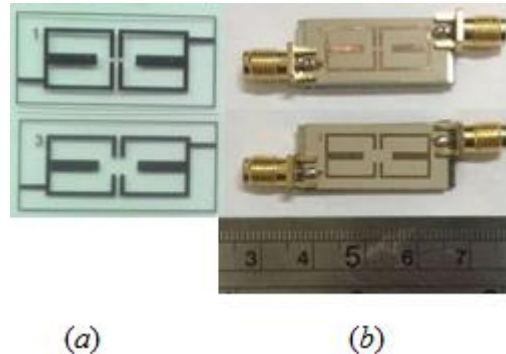
Pada filter model 2 memiliki frekuensi tengah sebesar 1,85 GHz dan 2,64 GHz, dengan nilai *return loss* sebesar 10,17 dB dan 21,41 dB. Nilai *return loss* ini terbaca pada grafik S_{11} . Sedangkan pada grafik S_{21} terbaca nilai *insertion loss*-nya sebesar 2,51 dB pada f_1 dan 2,695 dB pada f_2 . Sedangkan *bandwidth* yang bekerja masing-masing frekuensi tengah adalah 77 MHz pada f_1 dan 75 MHz pada f_2 . Adapun grafik simulasi untuk filter model 2 diperlihatkan pada Gambar 18.



Gambar 18: Grafik simulasi desain *dualband bandpass filter* model 2.

4.3 Fabrikasi *Dualband Bandpass Filter*.

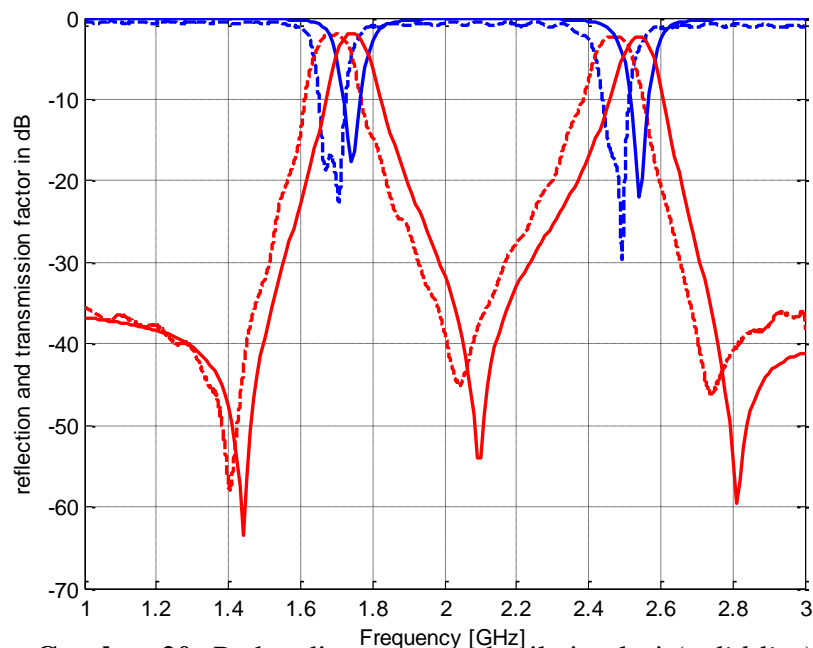
Proses fabrikasi dilakukan dengan teknik photo etching seperti yang diperlihatkan pada Gambar 19.



Gambar 19: Fabrikasi *dualband bandpass filter* dengan *photo etching*.

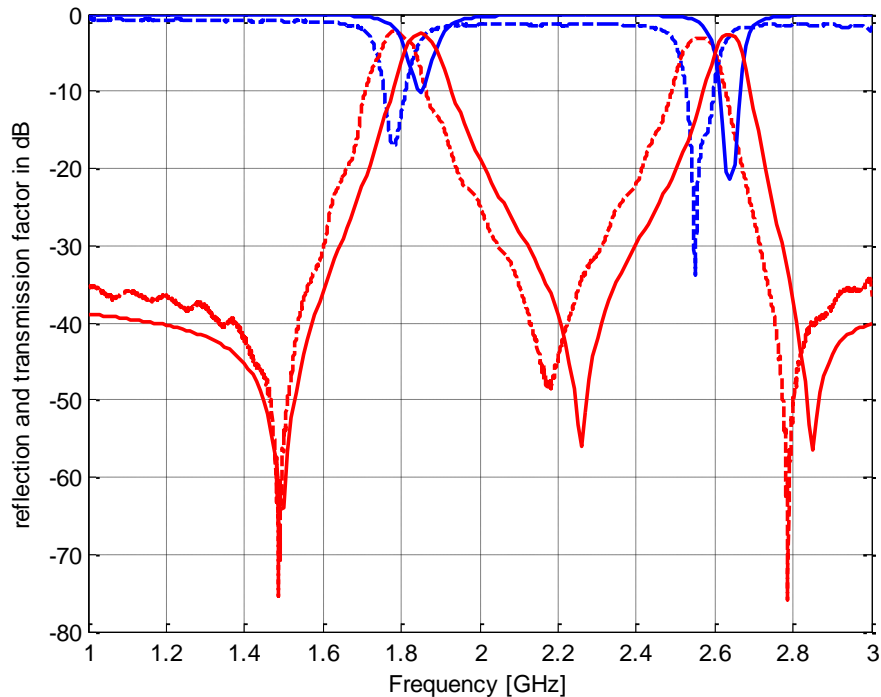
4.4 Pengukuran *Dualband Bandpass Filter*.

Hasil fabrikasi filter model 1 ini menunjukkan karakteristik *filter* yang baik. Adapun perbandingan antara hasil simulasi dan pengukuran *dualband bandpass filter* model 1 diperlihatkan pada Gambar 20. Frekuensi tengah dari filter model 1 ini berada pada frekuensi 1,702 GHz dan 2,469 GHz dengan *bandwidth* masing-masing 105 MHz dan 108 MHz. Sedangkan nilai *insertion loss* pada f_1 yaitu 2,02 dB dan 2,259 dB pada f_2 . Adapun nilai *return loss*-nya adalah 22,54 dB pada f_1 dan 29,59 dB pada f_2 . Cukup berbeda frekuensi kerja antara spesifikasi yang diinginkan dengan hasil fabrikasi.



Gambar 20: Perbandingan antara hasil simulasi (*solid line*) dan hasil pengukuran (*dash line*) *dualband bandpass filter* model 1.

Gambar 21 memperlihatkan hasil simulasi dan pengukuran prototipe *dualband bandpass filter* model 2. Adapun hasil fabrikasinya mempunyai frekuensi tengah sebesar 1,785 GHz dan 2,567 GHz dengan nilai *bandwidth* masing - masing frekuensi yaitu 97 MHz. Nilai *insertion loss* pada f_1 yaitu bernilai 2,195 dB dan 3,168 dB pada f_2 sedangkan untuk nilai *return loss* bernilai 17,19 dB pada f_1 dan 33,86 dB pada f_2 .



Gambar 21: Perbandingan antara hasil simulasi (*solid line*) dan hasil pengukuran (*dash line*) *dualband bandpass filter* model 2.

5. KESIMPULAN

Pada penelitian ini diperoleh beberapa kesimpulan mengenai perancangan dan realisasi *DualBand Bandpass Filter* Jaringan 4G LTE dengan metode *square open loop resonator* yang ditambahkan *stub resonator*, antara lain sebagai berikut :

1. Dari hasil pengukuran respon filter dengan mempergunakan *Vector Network Analyzer* didapatkan hasil yang berbeda antara spesifikasi, simulasi dan fabrikasi. Terdapat pergeseran frekuensi tengah antara 38 – 73 MHz dan juga pergeseran *bandwidth* antara 18 – 22 MHz.
2. Berdasarkan hasil fabrikasi didapatkan nilai faktor refleksi (S_{11}) untuk frekuensi *uplink* sebesar 22,54 – 29,59 dB dan untuk frekuensi *downlink* 17,19 – 33,86 dB dan faktor transmisi (S_{21}) untuk frekuensi *uplink* yaitu memiliki nilai 2,02 – 2,259 dB dan untuk frekuensi *downlink* 2,195 – 3,168 dB. Hasil yang sudah mendekati batas toleransi filter yaitu faktor transmisi mendekati nilai 0 dan faktor refleksi harus lebih besar dari 15 dB.

REFERENCES

- [1] S. Attamimi, Subiyanto, M. Alaydrus, "Designing Dual-band Pass Filter by Coupled Resonators", International Conference on Quality in Research (QIR), Lombok, August 2015
- [2] Mabrouk, Mohamed and Bousbia, Leila, "Study and Enhanced Design of RF Dual Band Bandpass Filter Validation and Confirmation of Experimental Measurements". Scientific Research, Circuit and System, 2011, 2, pp 293-296.
- [3] S. Vegesna and M. Saed, "Novel Compact Dual-Band Bandpass Microstrip Filter" Progress in Electromagnetic Research B, vol. 20, pp 245-262, 2010.
- [4] S. Tao, Z. Li-Juan, W. Sheng-Jie, L. Zhi-Peng and Z. Yong-Liang, "Design of Dual-Band Bandpass Filter With Constant Absolute Bandwidth," Microwave and Optical Technology Letters, vol. 56, pp. 715-718, No. 3 March 2014.
- [5] F.-C. Chen and J.-M. Qiu, "Dual-Band Bandpass Filter With Control-lable Characteristics Using Stub-Loaded Resonator," Progress In Electromagnetics Research Letters, vol.28, 45-51, 2012.
- [6] Li.Yang, C. Wang, and N. Y. Kim. "Compact and High-Selectivity Dual-Band Bandpass Filter With Tunable Passband For WiMAX and WLAN Applications," Microwave And Optical Technology Letters /vol. 55, No.9, 2013.
- [7] www.sonnetsoftware.com verified on 18 January 2016
- [8] Dian Widi Astuti, Juwanto and Mudrik Alaydrus. "A Bandpass Filter Based On Square Open Loop Resonators at 2.45 GHz," 5th ICICI-BME, November 7-8, 2013
- [9] Dirjen SDPPPI, "Kebijakan Bidang Sumber Daya dan Perangkat Pos dan Informatika", Rakornas Kominfo, 2014, accesst on 16 Nov 2015.
- [10] M. Alaydrus, D. Widiastuti and T. Yulianto, "Designing Cross-Coupled Bandpass Filters with Transmission Zeros in Lossy Microstrip", IEEE ICITEE 2013– The 5th International Conference on Information Technology and Electrical Engineering, 7-8 October 2013, Jogjakarta.
- [11] Dian Widi Astuti, Juwanto and Mudrik Alaydrus, "Perancangan Filter Bandpass 2,448 GHz dengan Transmission Zeros" SMAP 2013, vol. 2 pp 92-95, Oktober 2013.
- [12] J. -S. Hong, "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications," 2nd ed. New Jersey: Wiley, 2011.
- [13] M. Alaydrus, Transmission Lines in Telecommunication, Graha Ilmu Press, Jogjakarta, 2009 (in Indonesian).
- [14] Dian Widi Astuti, "Realisasi Bandpass Filter Square Open Loop Resonator pada Aplikasi UMTS" Jurnal Elektro Vol. 9, No. 1. April 2016 pp 11 – 22.