

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA
V PLZNI**

FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ

Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

Abstrakt

Tato práce se zabývá komplementárními přerušnými kruhovými rezonátory určenými pro zabránění elektromagnetického šíření v určitém kmitočtovém pásmu, což znamená způsobení pásmového zádrže. Pozornost je zaměřena na důsledky při aplikaci komplementárních přerušných kruhových rezonátorů na filtr.

Náplň první části práce tvoří navrhování mikrovlnného filtru pásmové propusti tvořené navazujícími čtvrtvlnnými úseky mikropáskových vedení oddělených vazební štěrbinou.

Ve druhé části práce se zabýváme navrhováním komplementárního přerušného kruhového rezonátoru a následně jejich nakomponování do struktury filtru konkrétně do zemní roviny.

Dále se zabýváme manipulacemi rozměru filtru, aby měl střední kmitočet stejný s původním filtrem, v této části je taky provedeno porovnání vlastností výsledných filtrů v závislosti na jejich délce.

Klíčová slova

Komplementární přerušný kruhový rezonátor, mikrovlnný filtr, pásmová propust, mikropáskové vedení, střední kmitočet

Abstract

This work is concerned with complement split ring resonators which are assigned to prevent electromagnetic propagation in certain frequency band.

It results in band stop filter.

We pay attention to consequences in application of complement split ring resonators to filter. Content of first part is designing of microwave band-pass filter created by sequential

quarter-waves slots of microband lines which are separated by binding gap.

In second part we deal with designing of complement split ring resonator and its application in structure of filters in ground plane.

Next we go into manipulation of filter dimension so that mid frequency is equal to original filter.

There is also comparison of final filter attributes in this part,

Key word

Complementary split ring resonator, microwave filter, bandpass, microstrip line, central frequency

Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě bakalářskou práci, zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této bakalářské práce, je legální.

V Plzni dne 14/6/2012

Muhammet Egemen
SIPAHI

Poděkování

Rád bych poděkoval vedoucímu bakalářské práce Ing.Ph.D. Janu Mrázovi za účinnou metodickou pedagogickou a odbornou pomocí a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Plzni dne 14/6/2012

Muhammet Egemen
SIPAHI

Obsah

Abstrakt.....	1
Klíčová slova.....	1
Prohlášení.....	3
Poděkování.....	3
Obsah.....	4
Obsah Obrázky.....	5
1. Návrh filtru pásmové propusti.....	6
1.1 Mikrovlnný planární filtr pásmové propusti.....	6
1.2 Návrh filtru.....	6
2. Aplikace CSRR dp struktury mikrovlnného filtru.....	15
2.1 Komplementární přerušný kruhový rezonátor – CSRR.....	15
2.2 Aplikace CSRR do filtru pásmové propusti.....	18
2.2.1 CSRR_1 s rezonančním kmitočtem $f_r = 4.95$ GHz, $s_1 = s_2 = 2$ mm.....	19
2.2.2 CSRR_2 s rezonančním kmitočtem $f_r = 5.5$ GHz.....	22
2.2.3 CSRR_3 s rezonančním kmitočtem $f_r = 6.19$ GHz.....	26
2.2.4 CSRR s rezonančním kmitočtem $f_r < f_0 = 4.95$ GHz.....	26
2.2.5 Shrnutí.....	26
3. Závěr.....	28
4. Literatura.....	29

Obsah Obrázky

Obr. 1.1 Pásmová propust; (a) ekvivalentní LC obvod planárního filtru, (b) Planární filtr.....	7
Obr. 1.2 Impedanční průběh liniové antény.....	8
Obr. 1.3 Základní nastavení v programu Zeland IE3D.....	9
Obr. 1.4 Namodelovaný filtr.....	9
Obr. 1.5 Kmitočtová charakteristika navrženého filtru.....	10
Obr. 1.6 Ideální přenosová charakteristika pásmové propusti.....	10
Obr.1.7 Základní nastavení Zeland LineGauge.....	13
Obr. 1.8 Charakteristiky filtru.....	14
Obr.1.9 Kmitočtová charakteristika prvního filtru.....	15
Obr. 2.1 Doporučené SRR modely.....	16
Obr.2.2 Mikropáskové vedení s SRR.....	18
Obr.2.3 Aplikace CSRR na filtr.....	18
Obr.2.4 Kalakulátor rezonančního kmitočtu CSRR.....	19
Obr.2.5 Kmitočtová charakteristika filtru s CSRR_1.....	20
Obr.2.6 Kmitočtové charakteristiky filtrů s menší délkou.....	21
Obr.2.7 Kmitočtová charakteristika filtru s CSRR_2.....	23
Obr.2.8 Kmitočtová charakteristika zkráceného filtru.....	24
Obr.2.9 Kmitočtová charakteristika filtru s CSRR_3.....	24
Obr.2.10 Kmitočtová charakteristika zkráceného filtru.....	25

1. Návrh filtru pásmové propusti

1.1 Mikrovlnný planární filtr pásmové propusti

Pásmová propust, kterou budeme navrhovat, není realizována z LC součástek se soustředěnými parametry, ale jde o filtr realizovaný pomocí prvků s planární strukturou.

Obecně návrh mikrovlnného planárního filtru se probíhá ve dvou fázích, jak je popsáno v [1].

V první fázi se soustředíme na návrh filtru z LC součástek, požadované parametry určíme klasickými metodami.

Ve druhé fázi se realizuje filtr pomocí prvků kompatibilních s planární strukturou.

Pro realizaci planárních filtrů se většinou používají následující konstrukční prvky.

- úsek vedení délky $\lambda/4$
- úsek vedení délky $\lambda/4$ nebo $\lambda/2$ ve funkci rezonančního obvodu
- krátký úsek vysoko-impedančního vedení – induktor
- krátký úsek nízko-impedančního vedení – kapacitor
- planární prvky se soustředěnými parametry
- vázané vedení

Na obr 1.1 je znázorněn příklad mikrovlnného filtru (b) a jeho ekvivalentní LC obvod (a) [1].

Jak vidíme, základní část tohoto filtru je čtvrtvlnný mikropásmový úsek (rezonátor), který se chová jako paralelní LC obvod.

Vlastnosti toho LC obvodu jsou závislé na rozměru úseku.

Indukčnost L se mění podle délky tohoto úseku, zatímco kapacita C je závislá na šířce úseku.

V závislosti na délce a šířce úseku se mění také impedance.

Je-li šířka příliš malá vůči délce, pak impedanční průběh úseku je podobný jako u liniové antény, jak je ukázáno na obr 1.2.

Počet rezonátorů se může lišit podle vlastností, kterých má dosáhnout navržený filtr.

Uvedená pásmová propust má dva rezonátory.

Zbývající dva úseky bývají kratší než rezonátor, slouží jako vstupní a výstupní brána.

Dalším důležitým prvkem je štěrbina oddělující navzájem rezonátory a také rezonátor s vstupním a výstupním úsekem. Štěrbina se chová jako vazební kapacitor navazující paralelní LC obvody.

Čím je širší štěrbina, tím je kapacita větší.

1.2 Návrh filtru

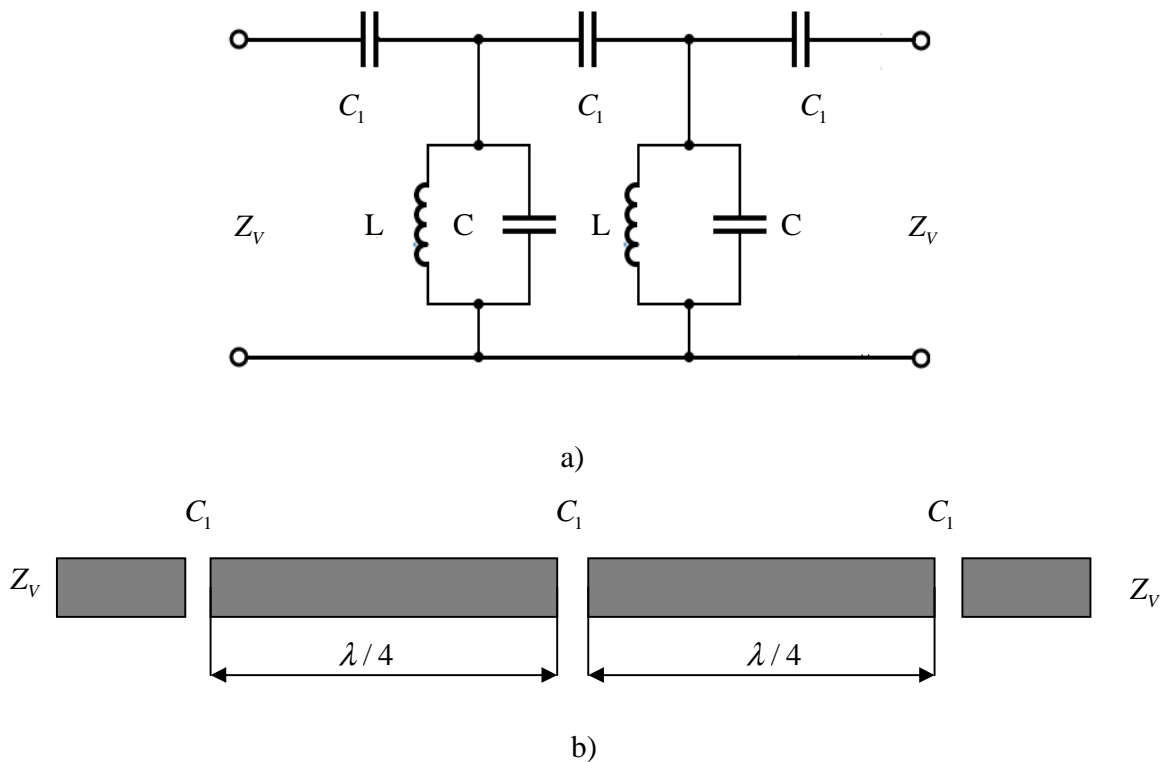
Dle zadání navržený filtr musí mít střední kmitočet v pásmu 0,5 – 6 GHz.

Předpokládáme, že filtru bude mít střední kmitočet kolem $f_0 = 3$ GHz a z toho vypočítáme přibližně délku rezonátoru jako čtvrtinu vlnové délky ve volném prostoru (*free-space wavelength*) dle následujícího vztahu.

$$b = \frac{\lambda_0}{4} = \frac{c}{4 \cdot f_0} = \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot 3 \cdot 10^9} = 25 [\text{mm}]$$

kde c je rychlost světla ve vakuu.

Budeme navrhovat pásmovou propust pomocí programu Zeland IE3D a přitom budeme používat zde vypočtenou délku úseku.



Obr. 1.1 Pásmová propust; (a) ekvivalentní LC obvod planárního filtru, (b) Planární filtr

Modelování filtru a následně jeho analýza je provedena v programu Zeland IE3D, jehož základní nastavení je na obr 1.3.

Použijeme dielektrický substrát ležící nad zemním povrchem, díky kterému nebude téct značná část energie do zemní plochy, která je také vodičem.

Použijeme Arlon AD 600, jehož tloušťka je 2mm a relativní permitivita stejně jako dielektrická konstanta je $\epsilon_r = 6.15$.

Zemní plocha tvoří reflektor (vzhledem k napájení má nulový potenciál), jehož účelem je omezení elektromagnetické energie do dolního poloprostoru.

Pro jednoduchost necháme zemní povrch nekonečně široký.

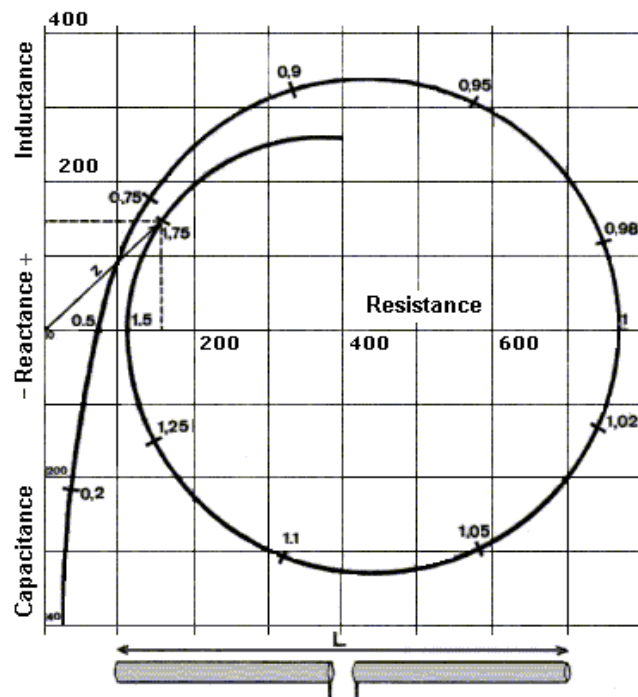
Na obr. 1.4 je znázorněn namodelovaný filtr.

Na obr. 1.5 jsou uvedeny odrazná (S_{11}) a přenosová (S_{21}) charakteristika navrženého filtru ve kmitočtovém rozsahu od 0,1 do 10 GHz.

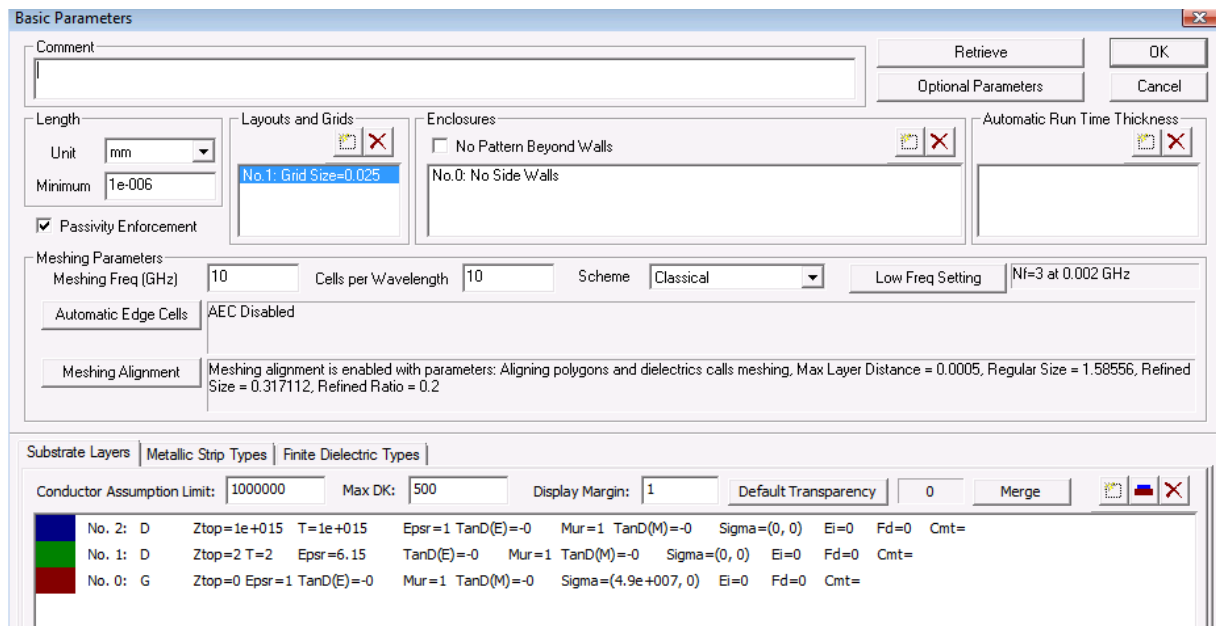
Pro analýzu vlastností filtru je podstatná přenosová charakteristika S_{21} .

V propustném pásmu musí být hodnota S_{21} co nejbližší k nule a v nepropustném pásmu co nejmenší (útlum je co největší).

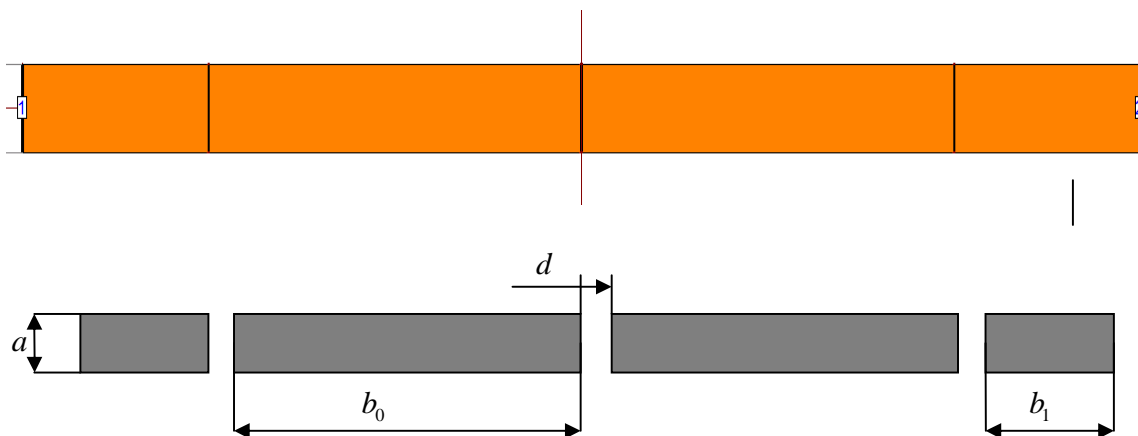
Na obr. 1.6 je zobrazena ideální přenosová charakteristika pásmové propusti, kde f_L a f_H jsou dolní a horní okrajové kmitočty dané pásmové propusti.



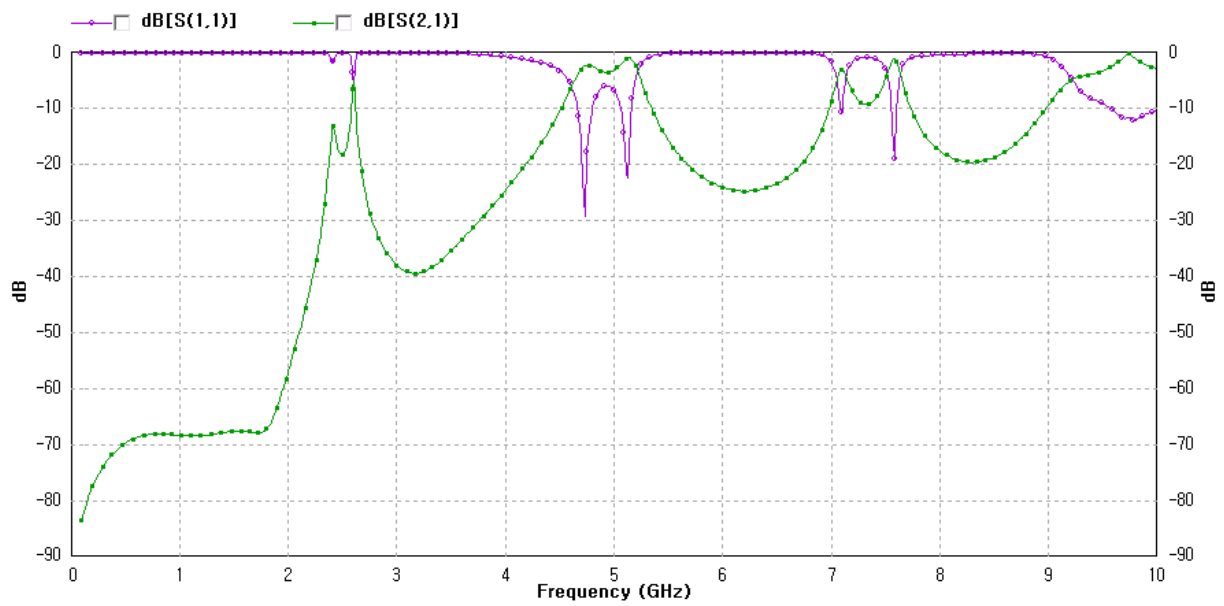
Obr. 1.2 Impedanční průběh liniové antény



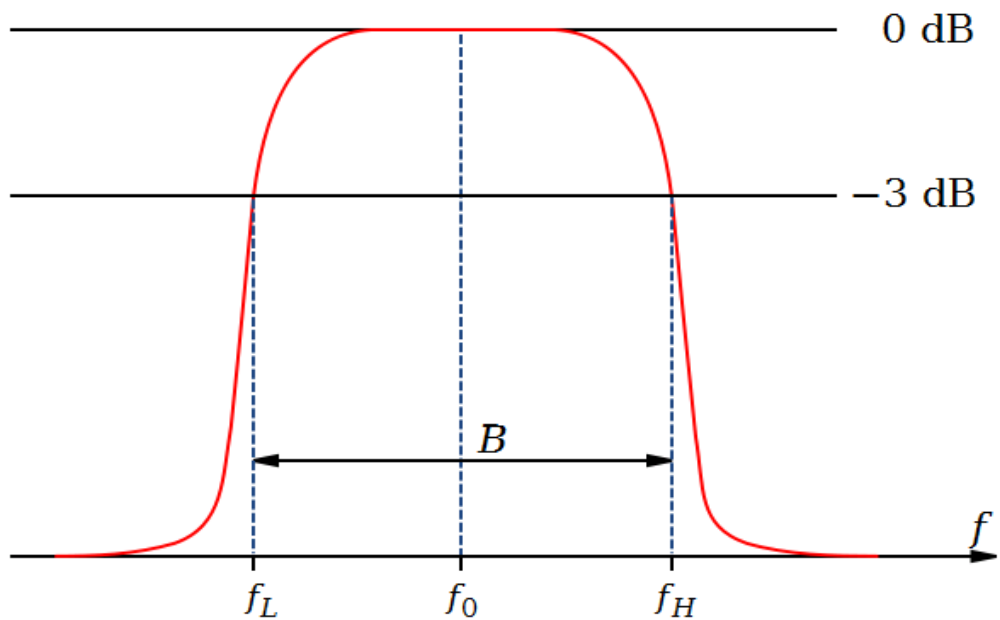
Obr. 1.3 Základní nastavení v programu Zeland IE3D



Obr. 1.4 Namodelovaný filtr s rozměry: $a = 10$ mm, $b_0 = 24$ mm, $b_1 = 12$ mm, $d = 0.1$ mm



Obr. 1.5 Kmitočtová charakteristika navrženého filtru



Obr. 1.6 Ideální přenosová charakteristika pásmové propusti

	1.PP	2.PP	3.PP
f_L [GHz]	-	4.7	7.1
f_H [GHz]	-	5.208	7.604
$f_0 = \frac{f_L + f_H}{2}$ [GHz]	2.6	4.954	7.352
B [MHz]		508	504
U_{\min} [dB]	-5.34	-1.2	-1.34
U_{\max} [dB]		-3.71	-9.45
Zvlnění = $U_{\min} - U_{\max}$ [dB]		2.51	8.11

Tab. 1.1 Základní vlastnosti pásmových propustí

Navržený filtr je vícepásmová propust. V ukazovaném kmitočtovém rozsahu má celkem tři propustná pásma.

Tab. 1.1 nám ukazuje parametry těchto tří pásmových propustí.

První pásmová propust je daleko od ideální pásmové propusti, neboť minimální útlum v celém propustném pásmu nedosahuje 3 dB.

Na rozdíl od první pásmové propusti druhá a třetí pásmová propust má výrazně lepší vlastnosti.

Liší se ovšem od ideální charakteristiky zvlněním v propustném pásmu a strmostí v přechodovém pásmu.

Druhá pásmová propust splní požadavky uvedené v zadání, neboť její střední kmitočet $f_0 = 4.954$ GHz leží v rozmezí 0.5 – 6 GHz a má nejlepší parametry ze tří pásmových propustí.

Třetí pásmová propust leží mimo požadovaný interval.

Když se podíváme na obr.1.5, zjistíme, že podél frekvence periodicky vzniká pásmová propust. Střední kmitočet první pásmové propusti se nachází kolem 2.6 GHz, druhé 4.954 GHz a třetí 7.352 GHz pásmová propust se nachází v násobcích středního kmitočtu první pásmové propusti.

Abychom vysvětlili důvod tohoto jevu, musíme uvést pojem λ_g - vlnová délka ve vlnovodu [4].

λ_g může být určen z permitivity ε , činitele ztráty $\tan \delta$ dielektrika a vlnové délky ve vakuu λ_0 vztahem

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\frac{\varepsilon}{2}(\sqrt{1 + \tan^2 \delta} + 1)}}. \quad (1.1)$$

Pro činitel ztráty $\tan \delta$ se tento vztah s přesností řádově 10^{-4} zjednoduší následovně,

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon}}. \quad (1.2)$$

Podle vztahu (1.2) λ_g je kratší než λ_0 .

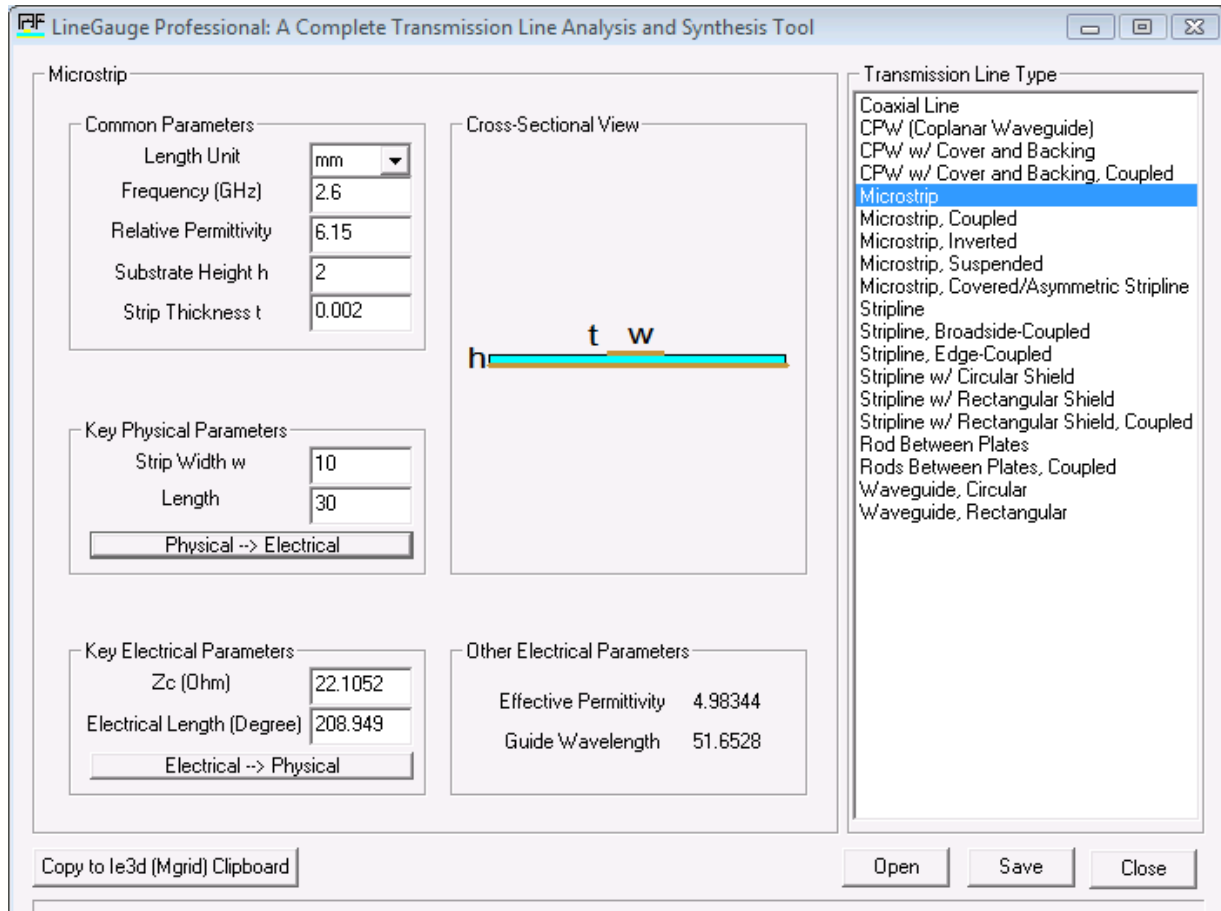
Pro analýzu vlastností mikrovlnného zařízení, např. filtru nebo antény hraje důležitou roli nefyzická délka zařízení,

Na tab. 1.2 jsou uvedeny střední kmitočty tří pásmových propustí, λ_0 a λ_g v těchto třech kmitočtech a ještě numerický vztah mezi vlnovými délkami a fyzickou délkou navrženého filtru.

Určili jsme vlnová délka ve vlnovodu λ_g v programu Zeland LineGauge (obr.1.7).

	1. PP	2. PP	3. PP
f_0 [GHz]	2.6	4.954	7.352
λ_0 [mm]	115.4	60.5	40.8
b / λ_0 [-]	0.208	0.42	0.615
λ_g	51.458	27.108	18.2668
b / λ_g	2.14	1.12	0.76

Tab. 1.2 Porovnání vlnových délek a délek úseků



Obr.1.7 Základní nastavení Zeland LineGauge

Nemůžeme najít žádné spojení mezi fyzickou délkou b a λ_0 ve třech kmitočtech, zatímco mezi b a λ_0 je zajímavý vztah. V první pásmové propusti je fyzická délka b přibližně dvojnásobek λ_g , ve druhé je b téměř stejná jako λ_g a ve třetí je b tři čtvrtiny λ_g .

Z toho je zřejmé, že veličina, která nám napovídá vlastnosti mikrovlnných zařízení, např. rezonanční kmitočet, není fyzickou délkou, ale právě poměrem fyzické délky a λ_g .

Když porovnáme vlastností tří pásmových propustí, zjistíme, že pásmové propusti s větším středním kmitočtem mají lepší parametry, např. šířka pásma, zvlnění a minimální útlum v rámci propustného pásma.

Zároveň mají horší parametry mimo propustné pásmo - strmost v přechodovém pásmu a útlum v nepropustném pásmu.

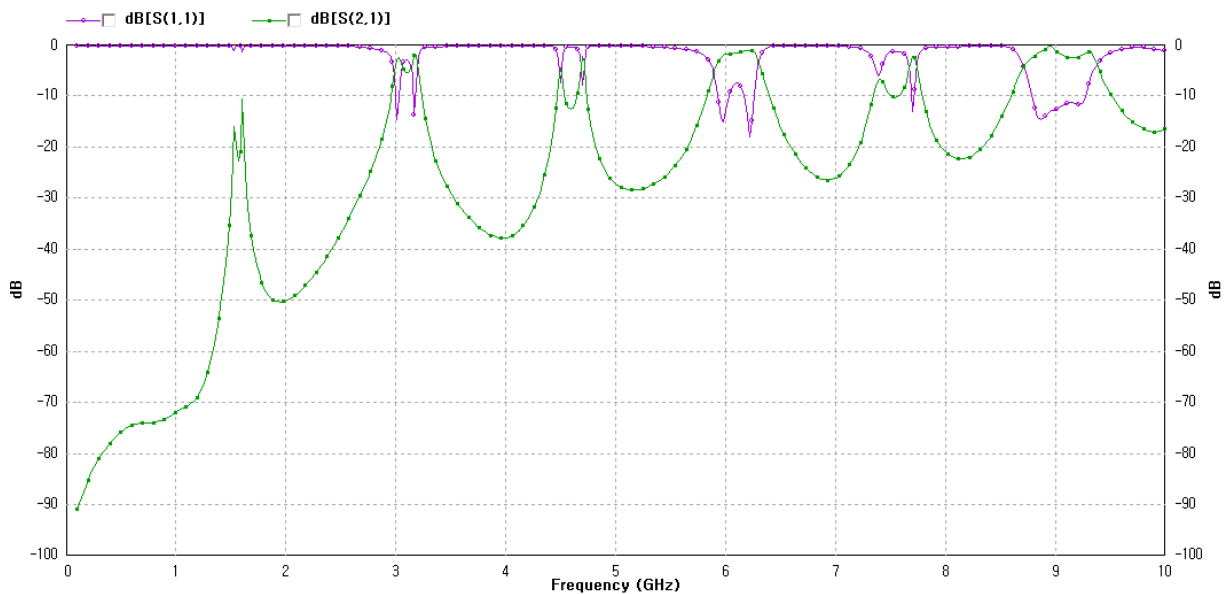
Proč tohle jsme probrali? Důvod je následující.

Pokud nám jde o návrh pásmové propusti, která má mít co nejlepší vlastnosti v propustném pásmu i na úkor vlastnosti mimo propustné pásmo, můžeme změnou délky úseku dostat filtr více vyhovující našim požadavkům.

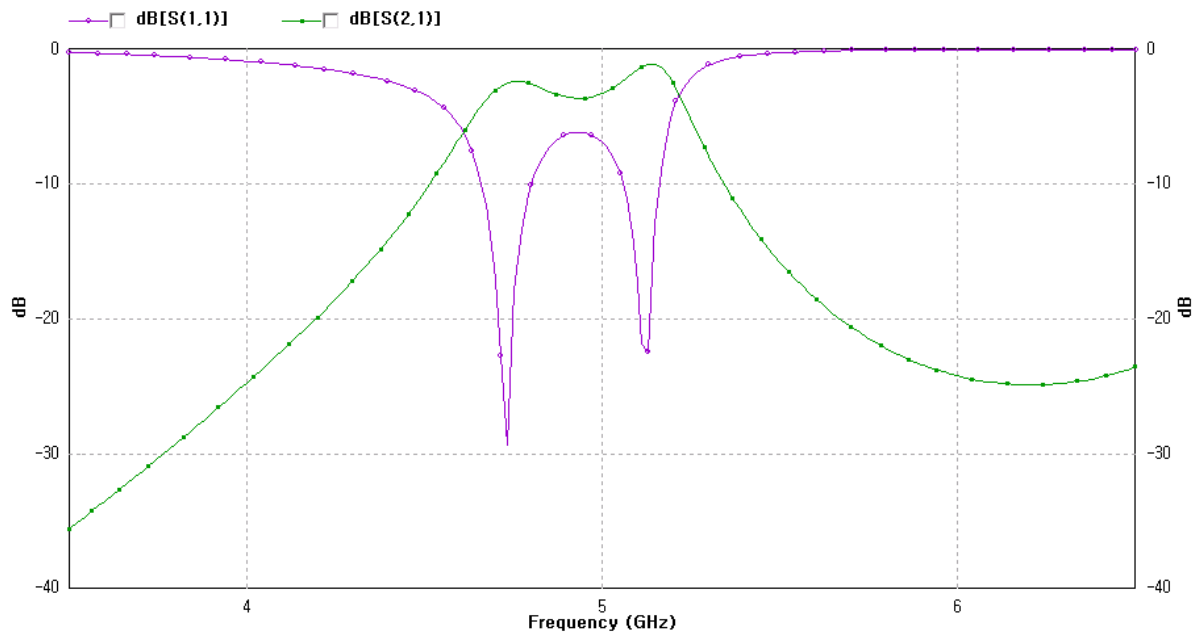
Na obr.1.8 je znázorněna odrazná a přenosová charakteristika filtru s delším úsekem, pásmová propust kolem 6 GHz má velice příznivé vlastnosti, šířka propustného pásma je 336 MHz a má téměř nulové zvlnění v propustném pásmu.

Naopak strmost přechodového pásma je horší u předcházejících dvou pásmových propustí.

Vzhledem k zadání použijeme druhou pásmovou propust prvního filtru, jehož kmitočtová charakteristika kolem tohoto pásma je znázorněna na obr.1.9.



Obr. 1.8 Charakteristiky filtru s jiným rozměrem: $a = 10$ mm, $b_0 = 40$ mm, $b_1 = 20$ mm,
 $d = 0.1$ mm



Obr.1.9 Kmitočtová charakteristika prvního filtru kolem kmitočtu 5 GHz.

2. Aplikace CSRR do struktury mikrovlnného filtru

2.1 Komplementární přerušovaný kruhový rezonátor - CSRR

V poslední době vzrostl zájem o elektromagnetické zadržené struktury (EBG), které zadržují elektromagnetické šíření v určitých kmitočtech.

Nejvýznamnější aplikace těchto struktur je filtrace kmitočtového pásma a potlačení nežádoucího kmitočtového pásma a harmonického signálu v mikrovlnných obvodech[3].

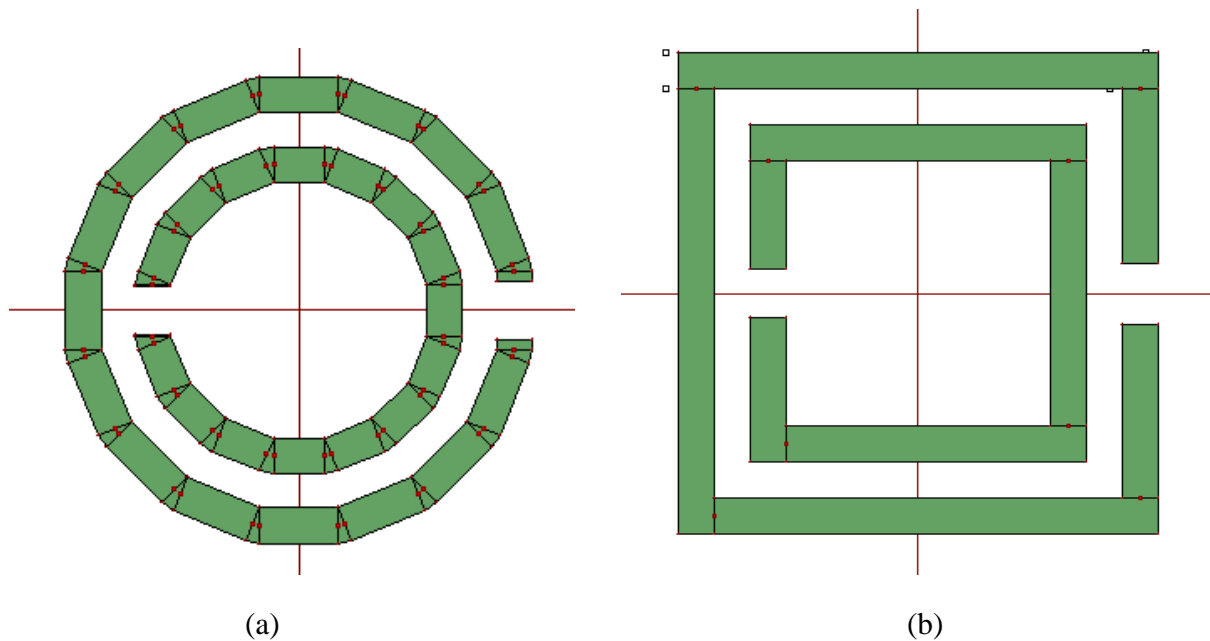
Nicméně tradiční EBG struktura vyžaduje několik period aby prokázala patrné zadržené pásmo. Proto tyto struktury mohou být relativně prostorné při aplikaci na mikrovlnné obvody.

Přerušovaný kruhový rezonátor SRR (Split ring resonátor) je alternativou tradičních EBG struktur při přizpůsobení kmitočtové charakteristiky mikrovlnných zařízení dle požadavku.

Na obr. 2. 1 jsou znázorněny dva geometrické SRR modely (a) Pendryovy (b) Bayindirovy.

Oba modely pracují na stejném principu.

SRR modely jsou tvořeny dvěma kovovými kruhovými (prstenovými) rezonátory, přerušenými mezerami, které musí ležet v opačné straně.



Obr. 2.1 Doporučené SRR modely; (a) Pendryovy a (b) Bayindrový

Když porovnáme SRR s konvenčními kruhovými rezonátory, SRR ukazuje kvazistatické rezonance kvůli kapacitě mezi kruhy a indukčností podél kruhu.

V podstatě jedna SRR struktura se chová jako LC rezonanční obvod, která může být vybudena časově proměnným magnetickým polem působící paralelně k ose kruhu.

SRR struktury jsou schopné zabránit šíření elektromagnetického pole v blízkosti rezonančního kmitočtu, což může být interpretováno jako kmitočtové pásmo s zápornou permeabilitou ($-\mu$), způsobenou SRR strukturami.

Na obr.2.2 je zobrazen mikropáskové vedení a pod tímto vedením je jedna SRR struktura.

Když protéká proud mikropáskovým vedením, tak se vedení chová jako zářič elektromagnetického pole. Bude nás zajímat více magnetické pole směřující kolmo na rovinu SRR.

Faradayův zákon elektromagnetické indukce říká, změní-li se magnetický indukční tok ve vodiči za dobu Δt o $\Delta\Phi$, vzniká ve vodiči indukované elektromotorické napětí, jehož střední hodnota je $U_i = -\frac{\Delta\Phi}{\Delta t}$.

Podle uvedeného Faradayova zákona na SRR bude vybuzeno elektromotorické napětí, díky němuž podél SRR protéká proud.

Díky protékajícímu proudu bude kolem SRR taky vybuzeno magnetické pole zabraňující změnu magnetické indukce ve SRR struktuře (znaménko “-“ v Faradayovém zákonu), proto směr magnetické indukce vybuzené SRR strukturou bude opačný na směr magnetické indukce vybuzené mikropáskovým vedením.

Podle Faradayova zákona časově měnící magnetická indukce vybuzené SRR bude vyvolávat indukovaný proud na mikropáskovém vedením, jehož směr je opačný na původní proud podél vedení.

Kolem rezonančního kmitočtu SRR proud protékající opačně je maximální, proto vzniká kmitočtová zádrž kolem rezonančního kmitočtu.

Schopnost SRR struktury zabránit elektromagnetickému šíření kolem rezonančního kmitočtu můžeme použít zmenšení rozměru obvodu, což můžeme vysvětlit následujícím příkladem.

Představíme si filtr, jehož délka je $l = 10$ mm a rezonanční kmitočet je např. 3 GHz.

Předpokládáme, že v tomto rezonančním kmitočtu je $\lambda_{g1} = 4$ mm.

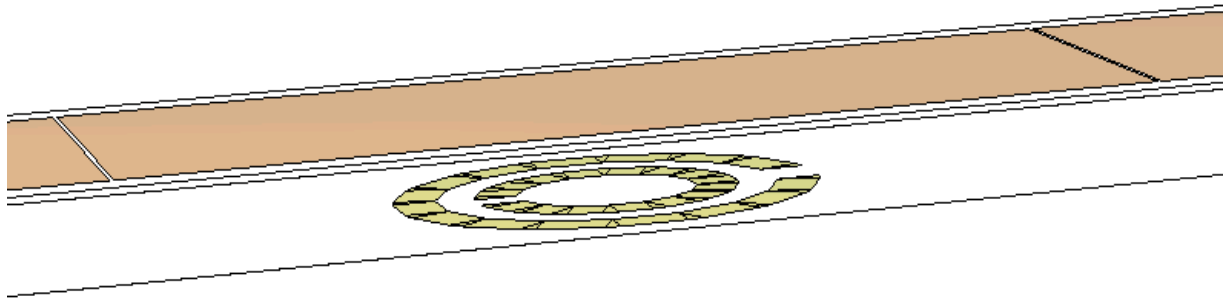
Dosažením SRR do struktury filtru se nám změní rezonanční kmitočet, kvůli zmenšení λ_g např. na $\lambda_{g2} = 3$. Filtr bez SRR měl délku $l = 2.5\lambda_{g1}$, abychom dostali filtr s SRR rezonující ve stejném kmitočtu, musíme délku filtru změnit na $l' = 2.5\lambda_{g2} = 2.5 \cdot 3 = 7.5$ mm.

Zavedením SRR do struktury filtru se nám podaří zmenšit délku filtru na 75 %.

Komplementární přerušovaný kruhový rezonátor CSRR je negativní představou SRR.

Podle duality a komplementárnosti nám CSRR ukazuje duální charakteristiky SRR.

Konkrétně negativní permitivitu lze očekávat u jakékoliv CSRR struktury, zatímco negativní permeabilitu lze očekávat u rovnocenné SRR struktury.



Obr.2.2 Mikropáskové vedení s SRR

2.2 Aplikace CSRR do filtru pásmové propusti

V předchozí části jsme říkali, že použitím CSRR struktury můžeme zmenšit rozměr filtru.

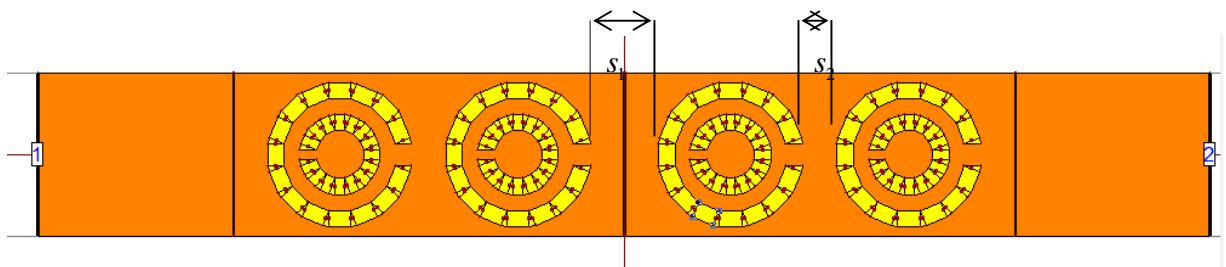
V této části budeme CSRR struktury aplikovat do struktury navrženého filtru pásmové propusti, konkrétně do zemní plochy.

Tím si můžeme ověřit, jestli se opravdu délka filtru zmenší při stejném rezonančním kmitočtu.

Při návrhu CSRR jsme použili kalkulátor rezonančního kmitočtu CSRR při zadaném rozměru CSRR, tloušťce a relativní permitivitě dielektrika (obr.2.4).

V našem případě tloušťka dielektrického substrátu je nulová, neboť CSRR se nachází přímo nad zemní rovinou.

Budeme aplikovat čtyři CSRR, dva CSRR na každý rezonátorový úsek (obr.2.3)



Obr.2.3 Aplikace CSRR na filtr

Při aplikaci CSRR do struktury filtru dostaneme jen dvě vzdálenosti, jedna je rozměr jedné CSRR struktury a druhá je umístění CSRR struktury. Jinak řečeno vzdálenosti mezi nimi s_1 a s_2 .

V následující části budeme aplikovat různé CSRR s různým rezonančním kmitočtem a zároveň budeme dle potřeby měnit vzdálenost mezi CSRR buňkami.

2.2.1 CSRR_1 s rezonančním kmitočtem $f_r = 4.95$ GHz, $s_1 = s_2 = 2$ mm

Nejdříve budeme pomocí kalkulátoru počítat rozměr CSRR, aby rezonanční kmitočet byl stejný jako střední kmitočet filtru $f_0 = 4.95$ GHz.

Poté v programu Zeland IE3D aplikujeme CSRR (s vypočítaným rozměrem) na filtr, uvidíme, co se stane s kmitočtovou charakteristikou filtru.

Pro rezonanční kmitočet 4.95 GHz rozměry jsou; $r_{ext} = 5$ mm, $c = 0.9$ mm a $d = 1$ mm.

Radio exterior, r_{ext} (mm):	<input type="text" value="4"/>
Ancho de tiras, w (mm):	<input type="text" value="0.4"/>
Distancia entre tiras, d (mm):	<input type="text" value="0.2"/>
Espesor del sustrato, t (mm):	<input type="text" value="0.49"/>
Permitividad relativa del sustrato, ϵ_{s_r} :	<input type="text" value="2.43"/>
<input type="button" value="Calcular"/>	



CSRR

Obr.2.4 Kalakulátor rezonančního kmitočtu CSRR

Kmitočtová charakteristika filtru s CSRR strukturami je zobrazena na obr.2.5.

Když porovnáme kmitočtovou charakteristiku původního filtru (obr.1.9) s filtrem s CSRR, můžeme se všimnout několika zajímavých věcí.

Nejprve kolem středního kmitočtu propustného pásma původního filtru vzniká pásmový zádrž, jehož šířka je zhruba 1.5 GHz.

Vznik pásmového zádrže je důkazem uplatnění CSRR struktury, jejíž rezonanční kmitočet jsme nastavili na 4.95 GHz.

Pásmový zádrž navíc rozdělí původní pásmovou propust na dvě propustné propusti kolem sebe.

Budeme se víc zajímat o pásmovou propust ležící před 5 GHz, protože abychom zmenšili rozměr filtru, musíme dostat zavedením CSRR struktury pásmovou propust s menším středním kmitočtem.

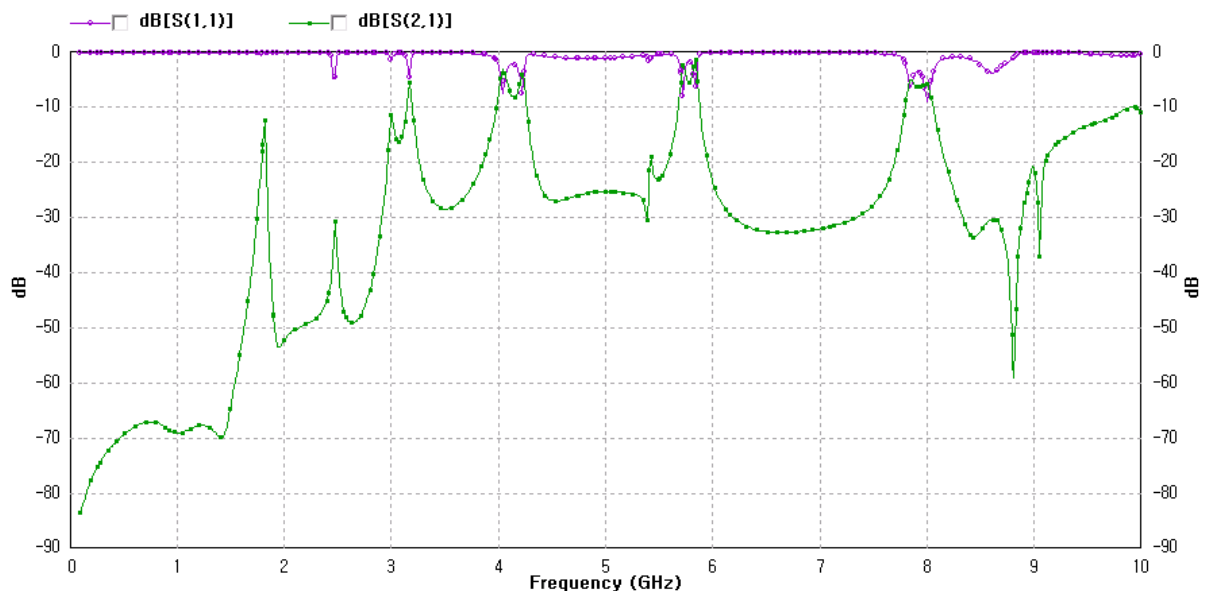
Střední kmitočet propustného pásma vybrané pásmové propusti je přibližně 4.15 GHz.

Teď zmenšíme délku filtru s CSRR, aby měl stejný střední kmitočet jako původní filtr bez CSRR.

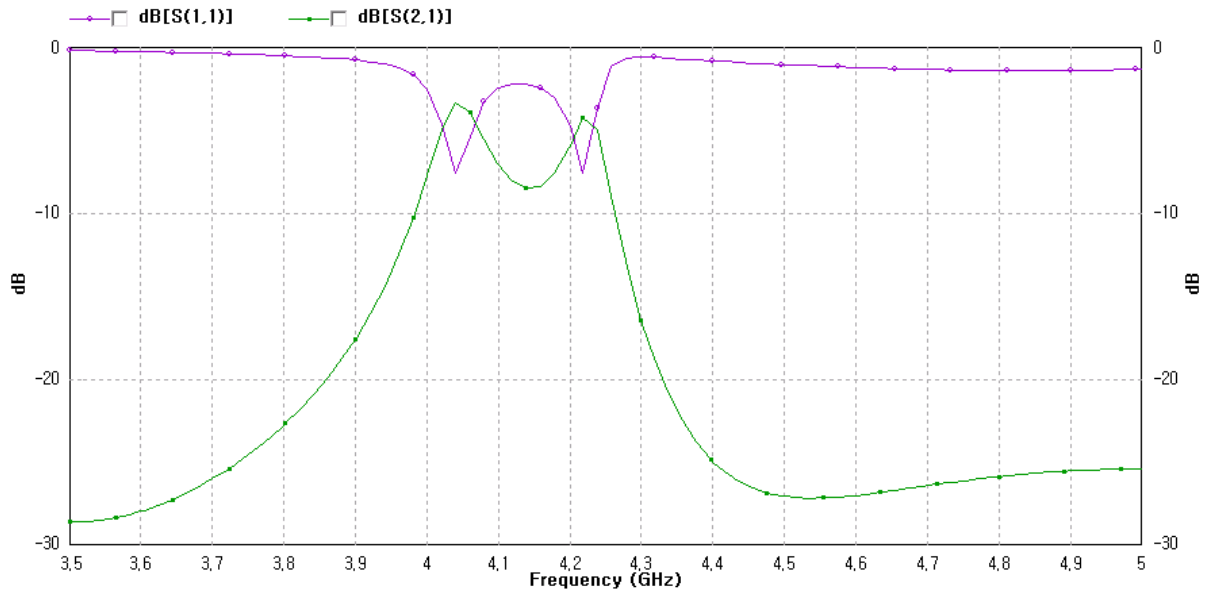
Na obr.2.6 jsou kmitočtové charakteristiky upravených dvou filtrů s menší délkou.

Je zřejmé, že nedostaneme pásmovou propust se středním kmitočtem 4.95 GHz, protože právě tam se nachází pásmová zádrž, jehož pozici nelze posunout změnou délky filtru.

Navíc když zmenšíme délku filtru, tak rezonátorové úseky nezakryjí CSRR úplně.

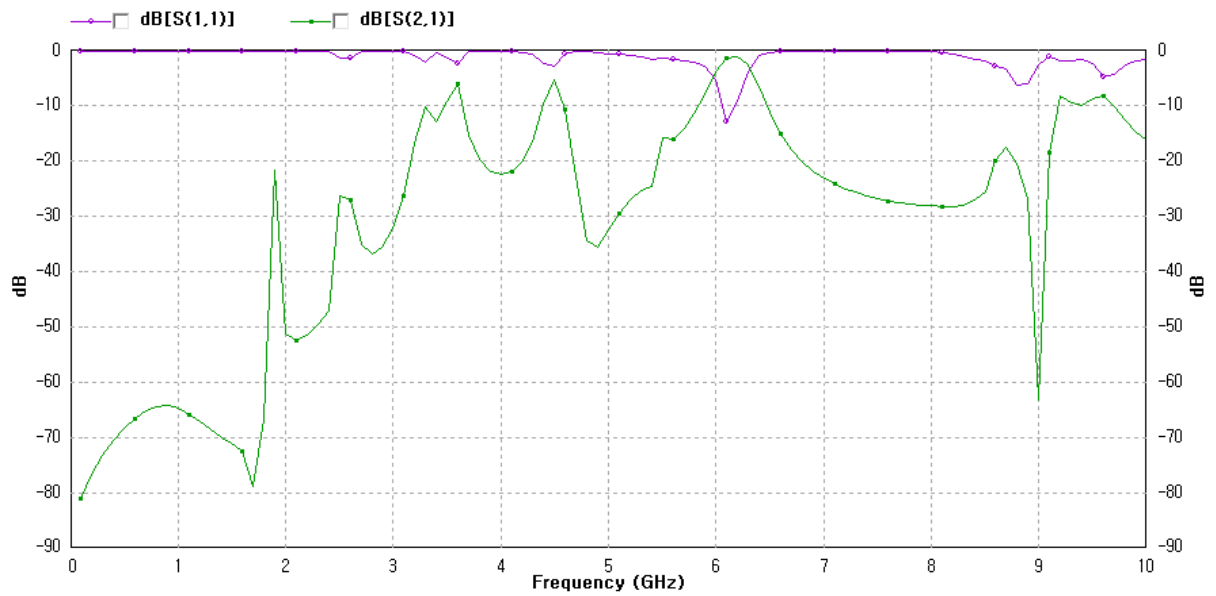


a)

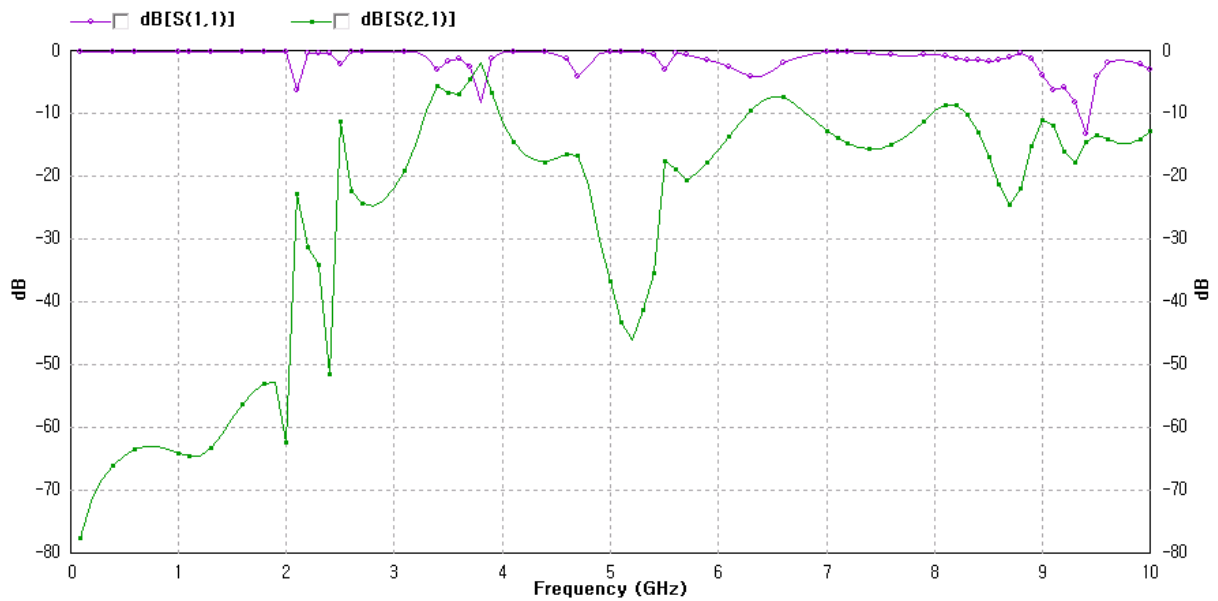


b)

Obr.2.5 Kmitočtová charakteristika filtru s CSRR_1 o $f_r = 4.95$ GHz; (a) v plném rozsahu, (b) kolem 4 GHz



a)



b)

Obr.2.6 Kmitočtové charakteristiky filtrů s menší délkou; (a) $a = 10$ mm, $b_0 = 20$ mm, $b_1 = 10$ mm, $d = 0.1$ mm, (b) $a = 10$ mm, $b_0 = 16$ mm, $b_1 = 8$ mm, $d = 0.1$ mm

2.2.2 CSRR_2 s rezonančním kmitočtem $f_r = 5.5$ GHz

Z předchozí části je zřejmé, že aby se uplatnily CSRR struktury pro zmenšení délky filtru, musíme aplikovat CSRR, jehož rezonanční kmitočet je jiný než střední kmitočet původního propustného pásma $f_0 = 4.95$ GHz.

Proto tady budeme aplikovat CSRR s rezonančním kmitočtem $f_r = 5.5$ GHz.

Kalkulace rozměru CSRR a další postup aplikace CSRR na filtr je podobný jako v předchozí části.

Vypočtené rozměry CSRR jsou: $r_{ext} = 4.5$ mm, $c = 0.8$ mm a $d = 0.9$ mm.

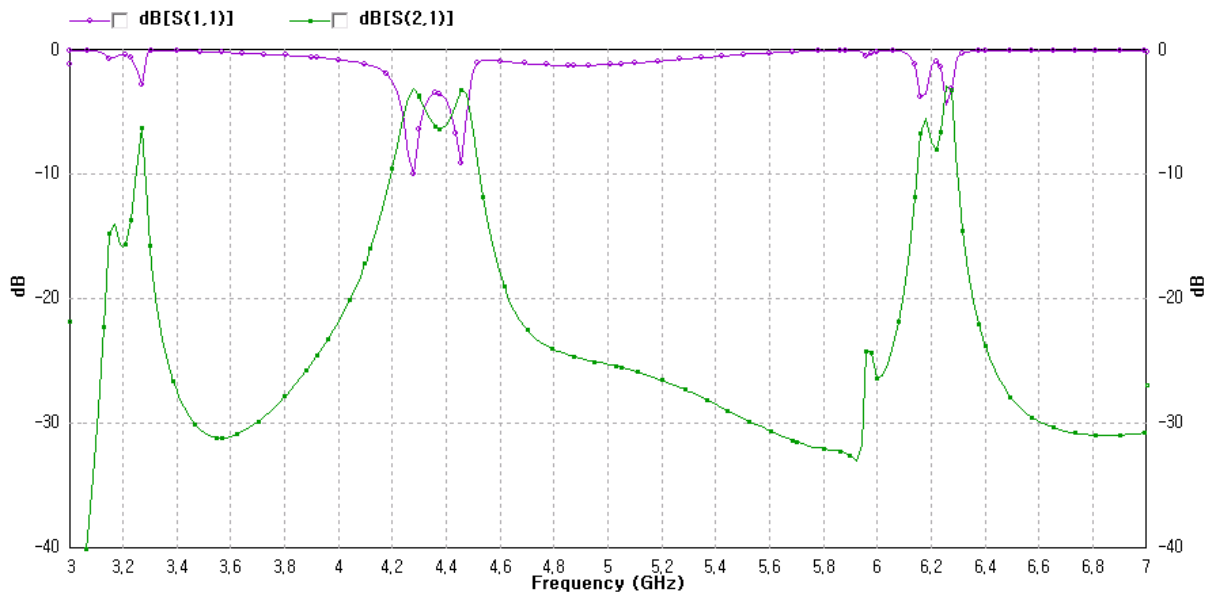
Na obr.2.7 je uvedena kmitočtová charakteristiká pásmové propusti filtru s CSRR.

Na obr.2.8 jsou uvedeny kmitočtové charakteristiky zkráceného filtru pro různé umístění CSRR, jehož délka je zmenšena tak, aby střední kmitočet byl přibližně stejný s původním filtrem.

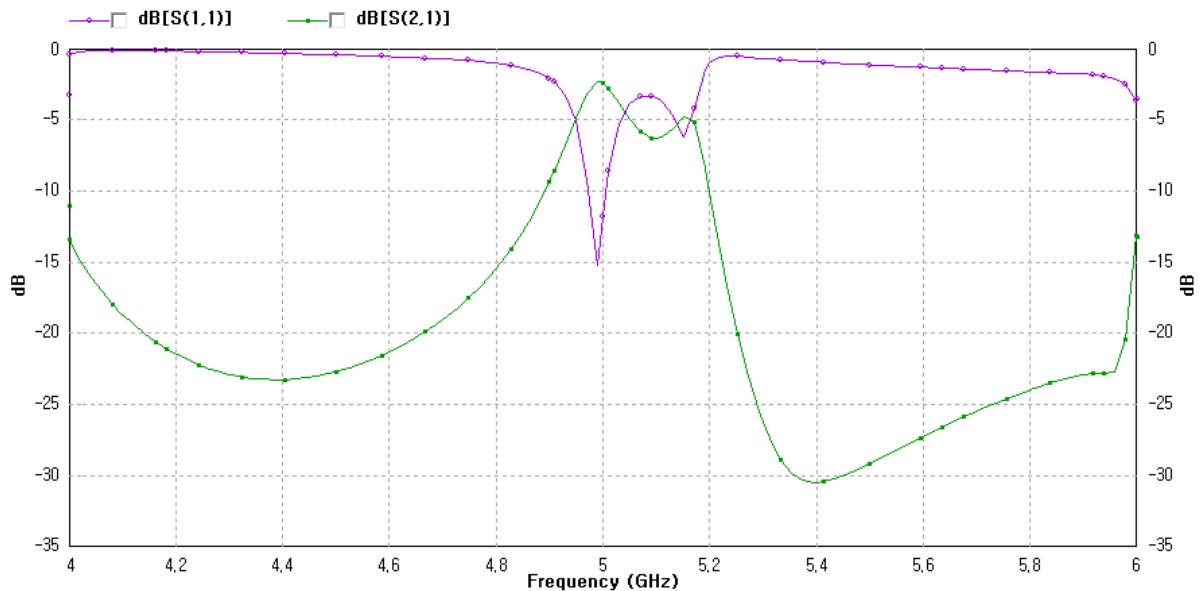
Celková délka filtru je zmenšena na 54 mm, což je 75 % délky původního filtru.

Délka jednoho rezonátorového úseku je 18 mm a délka prostoru obsazeného dvou CSRR mírně překročí délku úseku, protože délka dvou CSRR je $l = 4 \cdot r_{ext} + s_1 + s_2 = 18.6$ mm.

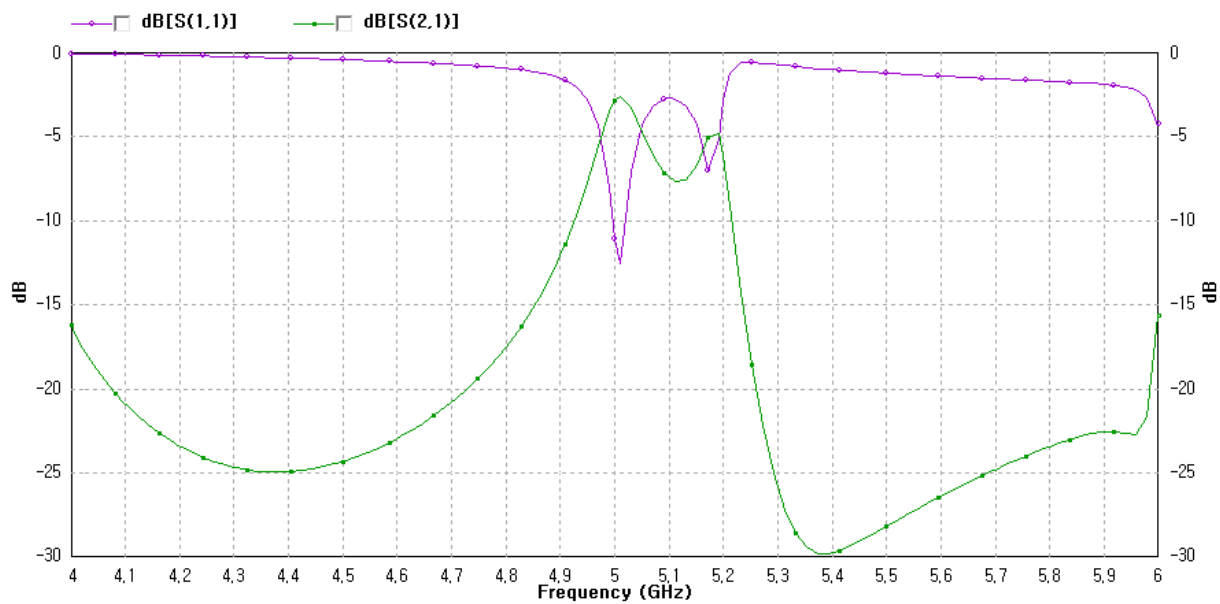
Vlastnosti se zhoršily oproti původnímu filtru v propustném pásmu, kde minimální útlum dosahuje $U_{min} = -2.35$ (-2.6)dB. Ale strmost v přechodovém pásmu se patrně zlepšila.



Obr.2.7 Kmitočtová charakteristika filtru s CSRR_2 s rezonančním kmitočtem $f_r = 5.5$ GHz

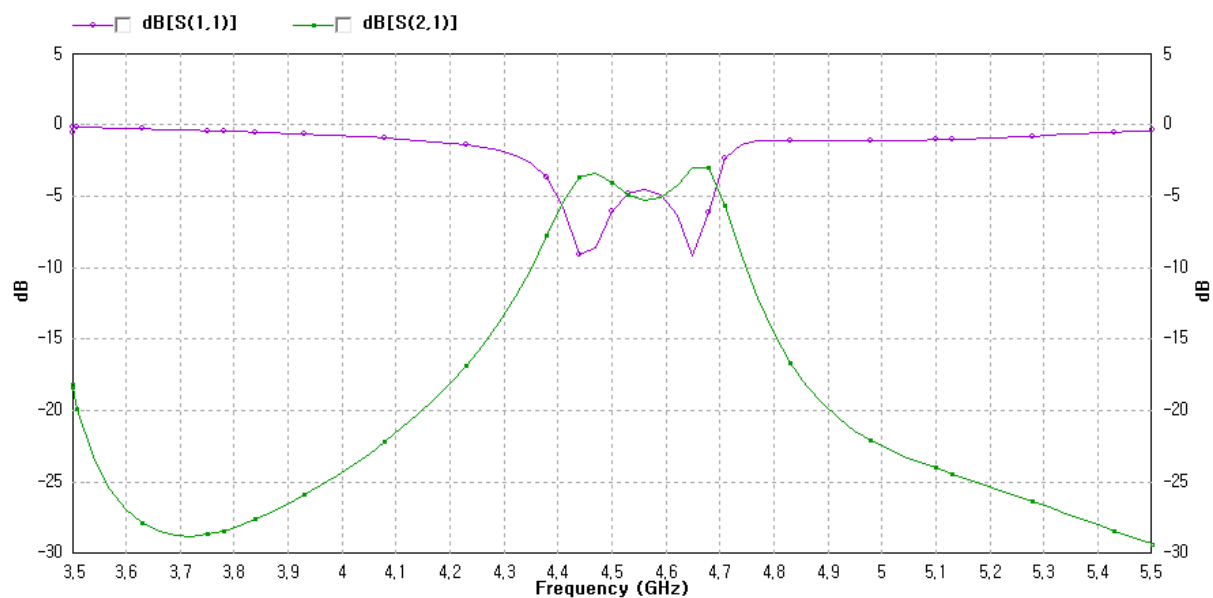


a)

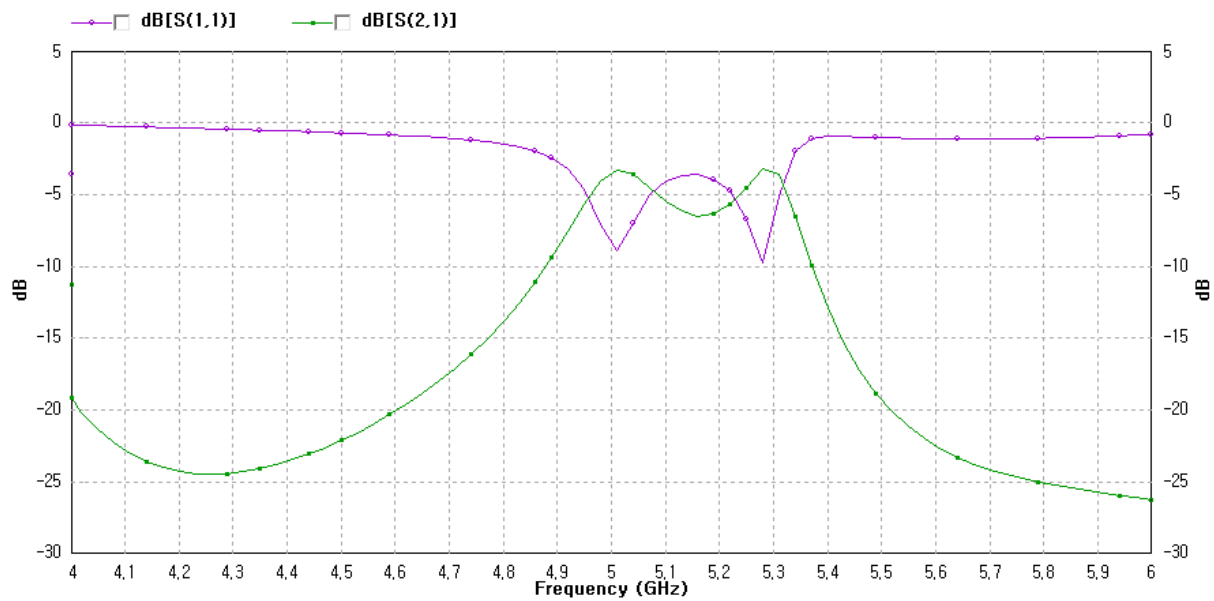


b)

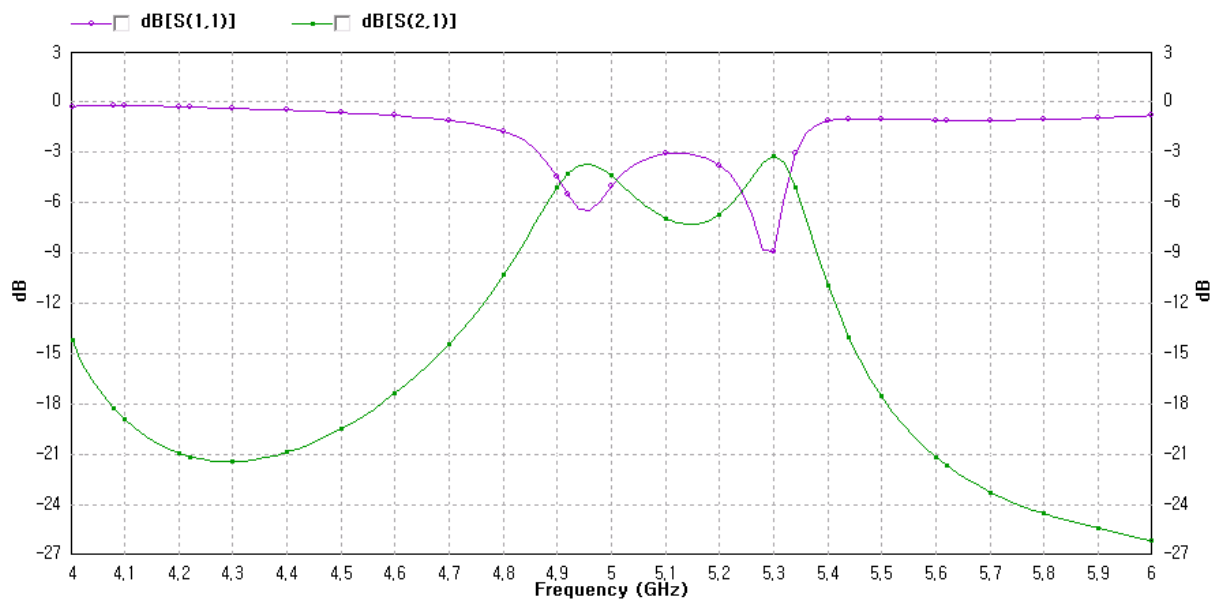
Obr.2.8 Kmitočtová charakteristika zkráceného filtru:(a) $s_1 = 0.1$ mm, $s_2 = 0.5$ mm, (b) $s_1 = 0.1$ mm, $s_2 = 0.1$ mm



Obr.2.9 Kmitočtová charakteristika filtru s CSRR_3 s rezonančním kmitočtem $f_r = 6.19$ GHz



a)



Obr.2.10 Kmitočtová charakteristika zkráceného filtru:(a) $s_1 = 1.1 \text{ mm}$, $s_2 = 1 \text{ mm}$, (b) $s_1 = 0.1 \text{ mm}$, $s_2 = 2 \text{ mm}$

2.2.3 CSRR_3 s rezonančním kmitočtem $f_r = 6.19$ GHz

Vypočtené rozměry CSRR jsou: $r_{ext} = 4.5$ mm, $c = 0.9$ mm a $d = 1$ mm.

Kmitočtová charakteristika filtru s CSRR a zkráceného filtru s CSRR je zobrazena na obr.2.9 a obr.2.10.

V obou případech umístění CSRR jsme zmenšili délku filtru na 60 mm, což je přibližně 83 % délky původního filtru.

Minimální útlum je v obou případech větší než 3dB.

2.2.4 CSRR s rezonančním kmitočtem $f_r < f_0 = 4.95$ GHz

Když vypočteme rozměr CSRR s rezonančním kmitočtem menším než 4.95 GHz, poloměr vnějšího kruhu je $r_{ext} > 5$ mm.

CSRR s takovým rozměrem je větší než samotný filtr, jehož šířka je 10 mm.

Když samotný úsek mikropáskového vedení nezakryje úplně CSRR, tak se zadržující efekt CSRR struktury (proti elektromagnetickému šíření) neprojevuje stoprocentně.

Proto nebudeme aplikovat filtr na CSRR s rezonančním kmitočtem menším než 5 GHz.

To je taky důvod, proč jsme zatím použili jen CSRR struktury s rezonančním kmitočtem větším než 5GHz.

2.2.5 Shrnutí

f_r [GHz]	s_1	s_2	f_0 [GHz]	U_{min} [dB]	L [mm]	L / L_0 [-]
5.5	0.1	0.5	5.07	-2.35	54	0.75
	0.1	0.1	5.1	-2.6	54	0.75
6.19	1.1	1	5.15	-3.21	60	0.83
	0.1	2	5.1	-3.19	60	0.83

Tab.2.1 Shrnutí dosavadních výsledků

f_r : rezonanční kmitočet CSRR

f_0 : střední kmitočet propustného pásma výsledného filtru

U_{\min} : minimální útlum v propustném pásmu výsledného filtru

L : celková délka výsledného zkráceného filtru

L_0 : délka původního filtru bez CSRR

V tab. 2.1 je uvedeno porovnání dosavadních výsledků, tam jsme také mohli shrnout strmosti v přechodovém pásmu a šířku propustného pásma.

Ale naším hlavním cílem bylo zmenšení délky filtru při aplikaci CSRR s dodržáním středního kmitočtu v propustném pásmu.

Proto jsme v tabulce uvedli jen střední kmitočet výsledných filtrů, jejich délky a dodatečně minimální útlum v propustném pásmu.

Čím je bližší rezonanční kmitočet aplikovaného CSRR ke střednímu kmitočtu původního filtru bez CSRR, tím je kratší výsledný filtr.

Navíc kratší filtry mají lepší vlastnosti v propustném pásmu, ale také mají kratší filtry menší šířku pásma propustného pásma.

3. Závěr

Bakalářská práce byla zaměřena na návrh mikropáskového filtru pásmové propusti a aplikaci komplementárních přerušných kruhových rezonátorů na tento filtr.

První část práce byla věnována navrhování mikropáskového filtru pásmové propusti.

Použili jsme jako rezonátor čtvrtvlnný úsek mikropáskového vedení oddělených vazební štěrbínou.

Naším cílem v této části práce byl, abychom dostali filtr obsahující pásmovou propust, jejíž střední kmitočet leží v pásmu 0.5 – 6 GHz.

Ve druhé části jsme navrhovali pomocí kalkulátoru rozměr komplementárních přerušných kruhových rezonátorů, jejichž rezonanční kmitočty se poněkud lišily od středního kmitočtu předem navržené pásmové propusti.

Následně jsem navrhované kruhové rezonátory komponovali do zemní roviny, nad kterou se nachází samotný filtr.

Potřebovali jsme změnit délku úseku filtru, abychom dostali střední kmitočet pásmové propusti do původní pozici. V posledním kroku jsme porovnali podstatné parametry výsledného filtru.

4. Literatura

- [1] Hoffmann, K., Planární mikrovlnné obvody, skriptum, Vydavatelství ČVUT, 2000.
- [2] Mattaei, G.,L., Yong, L., Jones, E.,M., Microwave Filters, Impedance – Matching, Network, and Coupling Structures, Mc Graw-Hill, 1964
- [3] Sheng Zhang, Jian-Kang Xiao and Ying Li, Novel Microstrip Band-Stop Filter on Complementary Split Ring Resonators, Shanghai university, November 15, 2006
- [4] Carl L. Everett, Using Guided Wavelength as a Basis for the Design of Dielectric Rod Antennas, Bell Helicopter Textron Inc.
- [5] <http://james.eii.us.es/srrCalculator/>