



УНИВЕРЗИТЕТ У БЕОГРАДУ
Електротехнички факултет

МАСТЕР РАД

РЕАЛИЗАЦИЈА МИКРОТАЛАСНИХ ФИЛТАРА У ТАЛАСОВОДНОЈ ТЕХНИЦИ КОРИШЋЕЊЕМ ШТАМПЕНИХ РЕЗОНАТОРА

Ментор:
Доц. др Милка Потребих

Кандидат:
Немања Радосављевић 3154/09

Београд, јануар 2011.

Садржај

Списак коришћених ознака	ii
Списак назива слика	viii
1. Увод.....	1
2. Појам филтра и основне величине	3
3. Основни појмови о правоугаоном таласоводу и таласоводним филтрима	8
3.1. Увод.....	8
3.2. ТЕ и ТМ таласи у правоугаоном таласоводу.....	9
3.2.1. ТЕ таласи.....	9
3.2.2. ТМ таласи.....	11
3.3. Таласна дужина у таласоводу	13
3.4. Снага која се преноси правоугаоним таласоводом и коефицијент слабљења	13
3.5. Побуђивање таласовода	17
3.6. Таласоводни филтри	18
4. Реализација филтра пропусника опсега у таласоводној техници	20
4.1. Прототип филтра и LC -лествичаста реализација	20
4.2. Импедансни и адмитансни инвертори... ..	22
5. Резултати симулација.....	26
5.1. Спецификација филтра	26
5.2. Резултати добијени анализом модела електричних кола... ..	27
5.3. Резултати добијени анализом 3D електромагнетских модела	30
5.3.1. Опис примењених модела	30
5.3.2. 3D електромагнетски модел елемента филтра пропусника опсега.....	31
5.3.3. 3D електромагнетски модел елемента филтра непропусника опсега	35
5.3.4. Реализација инвертора	38
5.3.5. Реализација филтра пропусника опсега	38
6. Закључак.....	41
7. Литература.....	42

Списак коришћених ознака

a	ширина правоугаоног таласовода [m]
a_i	$a_i = \sin\left(\frac{2i-1}{2n}\pi\right)$, параметар прототипа за Чебишевљеву апроксимацију
$A_{21}(\omega)$	$A_{21}(\omega) = -20\log_{10} S_{21}(j\omega) $, унето слабљење [dB]
$A_{dB}(\omega)$	$A_{dB}(\omega) = 10 \cdot \log_{10}(1 + \varepsilon^2 T_n^2(\omega/\omega_c))$, Чебишевљева апроксимација [dB]
$A_{kk}(\omega)$	$A_{kk}(\omega) = -20\log_{10} S_{kk}(j\omega) $, неприлагођење k -тог приступа [dB]
A_p	највеће дозвољено слабљење у пропусном опсегу [dB]
A_s	најмање дозвољено слабљење у непропусном опсегу [dB]
$ABCD$	$ABCD$ параметри кола
b	висина правоугаоног таласовода [m]
b_i	$b_i = x^2 + \sin^2 \frac{i\pi}{n}$, параметар прототипа за Чебишевљеву апроксимацију; $b_i = \frac{\omega_0}{2} \left. \frac{dB_i(\omega)}{d\omega} \right _{\omega=\omega_0}$ [S]
$B_i(\omega)$	сусцептанса i -тог LC резонатора [S]
B_{Δ}	$B_{\Delta} = \Delta F/f_0 = \Delta\Omega/\omega_0$, релативна ширина пропусног опсега [без димензије]
$B_{\%}$	$B_{\%} = 100B_{\Delta}$, релативна ширина пропусног опсега у процентима [%]
c_1	ширина вертикалног процепа комплементарног штампаног резонатора [m]
c_2	ширина хоризонталног процепа комплементарног штампаног резонатора [m]
C	капацитивност [F]
$C_{k,proto}$	капацитивност k -тог кондензатора прототипа [F]
$C_{k,BP}$	капацитивност k -тог кондензатора филтра пропусника опсега [F]
C_p	паралелна капацитивност [F]
C_{par}	капацитивност паралелног осцилаторног кола [F]
C_{proto}	капацитивност кондензатора прототипа [F]
$C_{red,eq}$	капацитивност еквивалентног редног осцилаторног кола [F]
C_s	редна (серијска) капацитивност [F]

d_1	хоризонтална димензија комплементарног штампаног резонатора [m]
d_2	вертикална димензија комплементарног штампаног резонатора [m]
$d\mathbf{S}$	вектор елементарне површине попречног пресека диелектрика система за вођење таласа [m ²]
E_0	комплексна константа
\mathbf{E}	вектор јачине електричног поља $\left[\frac{\text{V}}{\text{m}} \right]$
$E_{i \max}$	највећа тренутна вредност електричног поља инцидентног таласа $\left[\frac{\text{V}}{\text{m}} \right]$
E_{kr}	критично електрично поље $\left[\frac{\text{V}}{\text{m}} \right]$
E_{\max}	највећи тренутни интензитет електричног поља; највећа тренутна вредност електричног поља у максимуму стојећег таласа $\left[\frac{\text{V}}{\text{m}} \right]$
E_{\min}	највећа тренутна вредност електричног поља у минимуму стојећег таласа $\left[\frac{\text{V}}{\text{m}} \right]$
$E_r \max$	највећа тренутна вредност електричног поља рефлектованог таласа $\left[\frac{\text{V}}{\text{m}} \right]$
E_t	трансверзална компонента вектора јачине електричног поља $\left[\frac{\text{V}}{\text{m}} \right]$
E_x	x-компонента вектора јачине електричног поља $\left[\frac{\text{V}}{\text{m}} \right]$
E_y	y-компонента вектора јачине електричног поља $\left[\frac{\text{V}}{\text{m}} \right]$
E_z	лонгитудинална (z) компонента вектора јачине електричног поља $\left[\frac{\text{V}}{\text{m}} \right]$
f	учестаност [Hz]
f_0	централна учестаност [Hz]
f_c	критична учестаност вођеног електромагнетског таласа [Hz]
$f_{cTE_{mn}}$	критична учестаност ТЕ типа таласа [Hz]
$f_{cTM_{mn}}$	критична учестаност ТМ типа таласа [Hz]
f_{\min}	учестаност TE_{mn} и TM_{mn} типова таласа при којој је слабљење таласа најмање [Hz]
F_p	гранична учестаност пропусног опсега [Hz]
F_s	гранична учестаност непропусног опсега [Hz]

g	ширина процепа метализације штампаног резонатора [m]
g_i	i -ти нормализовани параметар прототипа [без димензије]
h	дебљина супстрата [m]
h_w	висина сонде напајања таласовода [m]
H_0	комплексна константа
\mathbf{H}	вектор јачине магнетског поља $\left[\frac{\text{A}}{\text{m}} \right]$
H_t	трансверзална компонента вектора јачине магнетског поља $\left[\frac{\text{A}}{\text{m}} \right]$
H_x	x -компонента вектора јачине магнетског поља $\left[\frac{\text{A}}{\text{m}} \right]$
H_y	y -компонента вектора јачине магнетског поља $\left[\frac{\text{A}}{\text{m}} \right]$
H_z	лонгитудинална (z) компонента вектора јачине магнетског поља $\left[\frac{\text{A}}{\text{m}} \right]$
j	$\sqrt{-1}$, имагинарна јединица
J	параметар адмитансног инвертора [S]
K	параметар импедансног инвертора [Ω]
K^2	$K^2 = \left(\frac{m\pi}{a} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b} \right)^2 \left[\frac{1}{\text{m}^2} \right]$
l_1	хоризонтална димензија метализације штампаног резонатора [m]
l_2	вертикална димензија метализације штампаног резонатора [m]
L	индуктивност [H]
$L_{k,\text{proto}}$	индуктивност k -тог калема прототипа [H]
$L_{k,\text{BP}}$	индуктивност k -тог калема филтра пропусника опсега [H]
L_p	паралелна индуктивност [H]
L_{par}	индуктивност паралелног осцилаторног кола [H]
L_{proto}	индуктивност калема прототипа [H]
$L_{\text{req,eq}}$	индуктивност еквивалентног редног осцилаторног кола [H]
L_s	редна (серијска) индуктивност [H]
n	ред филтра [без димензије]
p	димензија комплементарног штампаног резонатора [m]
P_i	средња снага која се преноси инцидентним таласом [W]
P_r	средња снага која се преноси рефлектованим таласом [W]
P_t	средња снага која се преноси системом за вођење таласа [W]

$P_{t \max}$	највећа снага која се може преносити таласоводом [W]
r_w	полупречник сонде напајања таласовода [m]
R	отпорност [Ω]
Re	реални део комплексне величине
R_g	унутрашња отпорност генератора [Ω]
$R_{g, \text{proto}}$	унутрашња отпорност генератора прототипа [Ω]
R_p	отпорност потрошача [Ω]
$R_{p, \text{proto}}$	отпорност потрошача прототипа [Ω]
R_s	површинска отпорност $\left[\frac{\Omega}{\text{m}^2} \right]$
s	$s = \sigma + j\omega$, комплексна учестаност Лапласове трансформације
$S_{11}(s)$	параметар S_{11}
$S_{21}(s)$	преносна функција
$S_{21}(j\omega)$	фреквенцијски одзив $S_{21}(s) _{s=j\omega}$
$ S_{21}(j\omega) $	амплитудски одзив
$S_{21}(\omega)_{\text{dB}}$	$S_{21}(\omega)_{\text{dB}} = 20 \log_{10} S_{21}(j\omega) $, амплитудска карактеристика [dB]
S_t	површина попречног пресека диелектрика система за вођење таласа [m^2]
TE_{mn}	трансверзални електрични талас типа mn
TM_{mn}	трансверзални магнетски талас типа mn
$T_n(x)$	Чебишевљево полином степена n
$\text{tg}\delta$	тангенс угла губитака [без димензије]
U_g	напон напонског генератора [V]
w	ширина метализације штампаног резонатора [m]
WR90	стандардни правоугаони таласовод димензија попречног пресека $a \times b = 0,9" \times 0,4" = 22,86 \times 10,16 \text{ mm}$
x	$x = \text{sh} \frac{z}{2n}$, параметар прототипа за Чебишевљево апроксимацију; x координата Декартовог координатног система
x_i	$x_i = \frac{\omega_0}{2} \frac{dX_i(\omega)}{d\omega} \Big _{\omega=\omega_0}$ [Ω]
$X_i(\omega)$	реактанса i -тог LC резонатора [Ω]
y	y координата Декартовог координатног система
Y	адмитанса [S]

Y_c	карактеристична адмитанса вода [S]
Y_{par}	адмитансна паралелног осцилаторног кола [S]
z	$z = \ln \left(\text{cth} \frac{A_{\text{p[dB]}}}{17,37} \right)$, параметар прототипа за Чебишевљеву апроксимацију; z координата Декартовог координатног система
Z	импеданса [Ω]
$Z(s)$	$Z(s) = R_{\text{g,proto}} \frac{1 + S_{11}(s)}{1 - S_{11}(s)}$, улазна функција филтра [Ω]
Z_0	номинална импеданса приступа [Ω]
Z_c	карактеристична импеданса вода [Ω]
Z_g	карактеристична импеданса таласа на воду [Ω]
$Z_{\text{red,eq}}$	импеданса еквивалентног редног осцилаторног кола [Ω]
Z_T	таласна импеданса вођеног електромагнетског таласа [Ω]
Z_{TE}	таласна импеданса ТЕ типа таласа [Ω]
Z_{TM}	таласна импеданса ТМ типа таласа [Ω]
α	коэффициент слабљења $\left[\frac{\text{Np}}{\text{m}} \right]$
$\alpha_{\text{сТЕ}_{mn}}$	коэффициент слабљења ТЕ типа таласа $\left[\frac{\text{Np}}{\text{m}} \right]$
$\alpha_{\text{сТМ}_{mn}}$	коэффициент слабљења ТМ типа таласа $\left[\frac{\text{Np}}{\text{m}} \right]$
β	фазни коэффициент $\left[\frac{\text{rad}}{\text{m}} \right]$
γ	$\gamma = \alpha + j\beta$, коэффициент простирања $\left[\frac{1}{\text{m}} \right]$
$\delta(t)$	делта функција $\left[\frac{1}{\text{s}} \right]$
ΔF	ширина пропусног опсега [Hz]
ε	диелектрична пермитивност $\left[\frac{\text{F}}{\text{m}} \right]$; сачинитељ таласности [без димензије]
ε_r	релативна пермитивност [без димензије]
$\varphi_{21}(\omega)$	$\varphi_{21}(\omega) = \arg(S_{21}(j\omega))$, фазни одзив од $S_{21}(j\omega)$ [rad] или [°]
λ_0	таласна дужина у слободном простору [m]
λ_g	таласна дужина на воду (или у таласоводу) [m]

μ	магнетска пермеабилност $\left[\frac{\text{H}}{\text{m}} \right]$
μ_r	релативна пермеабилност [без димензије]
θ	електрична дужина вода [rad] или [°]
$\tau_{21}(\omega)$	$\tau_{21}(\omega) = -d\varphi_{21}(\omega)/d\omega$, групно кашњење од $S_{21}(j\omega)$ [s]
σ	$\sigma = \frac{E_{\max}}{E_{\min}}$, коефицијент стојећих таласа [без димензије]
ω	$\omega = 2\pi f$, кружна учестаност $\left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right]$
ω_0	$\omega = 2\pi f_0$, централна кружна учестаност $\left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right]$
Ω_p	$\Omega_p = 2\pi F_p$, гранична кружна учестаност пропусног опсега $\left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right]$
$\Omega_{p,\text{proto}}$	$\Omega_{p,\text{proto}} = 2\pi F_{p,\text{proto}} = 1 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$, гранична кружна учестаност прототипа $\left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right]$
Ω_s	$\Omega_s = 2\pi F_s$, гранична кружна учестаност непропусног опсега $\left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right]$

Списак назива слика

- Слика 2.1.** Амплитудска спецификација (унето слабљење) за: (а) пропусник ниских учестаности, (б) пропусник високих учестаности, (в) пропусник опсега учестаности.
- Слика 2.2.** Општа шема реализације филтра са два приступа.
- Слика 2.3.** Лествичаста шема и најчешћи састав паралелних и редних мрежа.
- Слика 3.1.** Правоугаони таласовод.
- Слика 3.2.** Линије електричног (—) поља и (---) магнетског поља TE_{10} и TM_{11} типова таласа у уздужном и попречном пресеку правоугаоног таласовода.
- Слика 3.3.** Распоред критичних учестаности TE_{mn} и TM_{mn} типова таласа за стандардни правоугаони таласовод ($b/a = 0,5$).
- Слика 3.4.** Коефицијент слабљења доминантног и првог следећег типа таласа у стандардном таласоводу WR90.
- Слика 3.5.** Прелаз са коаксијалног вода на правоугаони таласовод.
- Слика 3.6.** Таласни филтри.
- Слика 3.7.** Дисконтинуитети у таласоводу.
- Слика 4.1.** Лествичаста LC -шема са идеалним елементима филтра пропусника ниских учестаности.
- Слика 4.2.** Чебишевљева апроксимација.
- Слика 4.3.** Трансформација елемената прототипа у елементе филтра пропусника опсега учестаности.
- Слика 4.4.** (а) Трансфигурација паралелне адмитансе у редну импедансу импедансним инвертором. (б) Трансфигурација редне импедансе у паралелну адмитансу адмитансним инвертором.
- Слика 4.5.** (а) Шема филтра пропусника опсега учестаности са инверторима у којој су осцилаторна кола само у редним гранама. (б) Шема филтра пропусника опсега учестаности са инверторима у којој су осцилаторна кола само у паралелним гранама.
- Слика 4.6.** Шема филтра пропусника опсега учестаности са $\lambda_g/4$ водовима као инверторима у којој су осцилаторна кола само у паралелним гранама.
- Слика 5.1.** Прототип филтра за Чебишевљеву апроксимацију трећег реда са редним калемом као првим елементом.
- Слика 5.2.** Зависност таласне импедансе од учестаности.
- Слика 5.3.** LC -шема филтра пропусника опсега добијена од прототипа са слике 5.1.

- Слика 5.4.** S -параметри LC -лествичасте реализације филтра пропусника опсега.
- Слика 5.5.** Шема филтра пропусника опсега учестаности у којој су осцилаторна кола само у паралелним гранама, добијена од LC -шеме са слике 5.3.
- Слика 5.6.** Поређење S -параметара лествичасте LC -шеме филтра са слике 5.3 и LC -шеме са инверторима са слике 5.5.
- Слика 5.7.** Уздужни пресек таласовода са напајањем моделован у програму WIPL-D.
- Слика 5.8.** Изглед комплементарног штампаног резонатора у таласоводу. Тамнијом нијансом сиве је приказана метализација.
- Слика 5.9.** Утицај геометријских параметара резонатора на преносну карактеристику (а) $d_2 = 0,8 \text{ mm}$, $c_1 = 1,5 \text{ mm}$, $c_2 = 0,25 \text{ mm}$, $p = 1,4 \text{ mm}$, (б) $d_1 = 4 \text{ mm}$, $c_1 = 1,5 \text{ mm}$, $c_2 = 0,25 \text{ mm}$, $p = 1,4 \text{ mm}$, (в) $d_1 = 4 \text{ mm}$, $d_2 = 0,8 \text{ mm}$, $c_1 = 1,5 \text{ mm}$, $c_2 = 0,25 \text{ mm}$.
- Слика 5.10.** Еквивалентно коло комплементарног штампаног резонатора уметнутог у таласовод (Z_g је таласна импеданса вођеног електромагнетског таласа).
- Слика 5.11.** Поређење S -параметара првог елемента филтра са слике 5.8 ($d_1 = 4,4 \text{ mm}$, $d_2 = 1,5 \text{ mm}$, $c_1 = 0,25 \text{ mm}$, $c_2 = 0,6 \text{ mm}$, $p = 2,45 \text{ mm}$) и еквивалентне LC -шеме са слике 5.10.
- Слика 5.12.** Поређење S -параметара другог елемента филтра са слике 5.8 ($d_1 = 4,2 \text{ mm}$, $d_2 = 1 \text{ mm}$, $c_1 = 0,7 \text{ mm}$, $c_2 = 0,9 \text{ mm}$, $p = 2,1 \text{ mm}$) и еквивалентне LC -шеме са слике 5.10.
- Слика 5.13.** Изглед штампаног резонатора у таласоводу. Тамнијом нијансом сиве је приказана метализација.
- Слика 5.14.** Еквивалентно коло штампаног резонатора уметнутог у таласовод (Z_g је таласна импеданса вођеног електромагнетског таласа).
- Слика 5.15.** Утицај геометријских параметара резонатора на преносну карактеристику (а) $g = 0,2 \text{ mm}$, $w = 0,15 \text{ mm}$, $l_1 = l_2 = l$, (б) $l_1 = l_2 = l = 2,9 \text{ mm}$, $g = 0,2 \text{ mm}$.
- Слика 5.16.** S -параметри првог елемента филтра непропусника опсега ($l_1 = 2,6 \text{ mm}$, $l_2 = 2,8 \text{ mm}$, $g = 0,5 \text{ mm}$, $w = 0,3 \text{ mm}$).
- Слика 5.17.** S -параметри другог елемента филтра непропусника опсега ($l_1 = 3,1 \text{ mm}$, $l_2 = 2,5 \text{ mm}$, $g = 0,9 \text{ mm}$, $w = 0,2 \text{ mm}$).
- Слика 5.18.** Филтар пропусник опсега трећег реда са штампаним резонаторима.
- Слика 5.19.** Поређење S -параметара 3D електромагнетског модела филтра са слике 5.18 и LC -шеме са инверторима са слике 5.5.
- Слика 5.20.** Поређење S -параметара 3D електромагнетског модела филтра са губицима и без губитака.
- Слика 5.21.** Поређење S -параметара 3D електромагнетског модела првог и другог решења филтра.

1. Увод

Филтри играју важну улогу у RF и микроталасним применама. Користе се за раздвајање или комбиновање различитих фреквенцијских канала, а сложеност савремених примена често поставља противречне захтеве при њиховом пројектовању, као што су мали габарит, висок квалитет и ниска цена. Овакви захтеви тржишта подстичу развој микроталасних филтара.

Микроталасни филтри су присутни у практично свим иоле сложенијим уређајима и њихово пројектовање је специјализована област RF и микроталасне технике. Примењују се у уређајима комуникационих система, радарских система, сателитских система, мерне опреме, рачунарске инфраструктуре, бежичног интернета, GPS, WLAN, WiMAX и *Bluetooth* система.

Микроталасни инжењери врло брзо науче да пројектовање физички остварљивог филтра, за разлику од простих *LC* пропусника ниских или високих учестаности, није лак задатак. Зато већина компанија има тим специјализованих пројектаната филтара.

Фреквенцијски спектар је ограничен и мора да се дели. У зависности од захтева и спецификација, RF и микроталасни филтри могу бити пројектовани као кола са концентрисаним или расподељеним параметрима и реализовани у различитим техникама водова, као што су коаксијални водови, таласоводи, микротракасти водови итд.

Често један од захтева при пројектовању микроталасних филтара може да буде пренос сигнала велике снаге. Већина реализација филтара, због пробоја диелектрика, губитака у диелектрику или проблема са хлађењем, није погодна за ту примену. Таласоводи се намећу као врло угодно решење за тај захтев, при чему су веома погодни шупљи метални таласоводи. (У даљем тексту ће се под таласоводима подразумевати шупљи метални таласоводи.) У циљу преноса сигнала што веће снаге, ови таласоводи се, обично, пуне инертним гасом који повећава вредност критичног електричног поља. Како проводник таласовода није оклопљен диелектриком, као што је то случај код водова, хлађење не представља велики проблем.

Постоје значајне разлике између таласовода и водова са TEM таласом. Водови имају бар два проводника и подржавају простирање TEM таласа, који има нулту критичну учестаност. Таласоводи имају само један проводник и јасну граничну учестаност изнад које се електромагнетска енергија простира, а испод које слаби. Гранична учестаност таласовода одређена је димензијама његовог попречног пресека. На пример, правоугаони таласовод мора бити ширине која је већа од бар једне половине таласне дужине, у слободном простору, да би било могуће простирање на одређеној учестаности.

Пропагација у таласоводу се дешава по одређеним структурама поља, односно модовима. Сваки таласовод подржава бесконачан број модова од којих сваки има своју критичну учестаност. Такође, карактеристична импеданса и коефицијент простирања у таласоводу су функције учестаности.

У расположивој литератури таласоводни филтри са штампаним резонаторима су актуелна тема на којој се интензивно ради. Не постоје аналитички изрази за синтезу ових филтара. Издања часописа *Progress In Electromagnetics Research* (2008. и 2009. године) [1], [2] сведоче о истраживачком потенцијалу ове теме.

Основни задатак овог рада је да се испитају карактеристике штампаног резонатора као елемента таласоводног филтра. Крајњи циљ је да се развије алгоритам за што лакшу и ефикаснију реализацију таласоводног филтра пропусника и непропусника опсега.

Рад је организован у шест глава, садржи списак коришћених ознака, назива слика и списак коришћене литературе.

У другој глави дефинишу се основни појмови о филтрима и дат је преглед основних величина које карактеришу филтарска кола. Наводе се основни кораци пројектовања микроталасног филтра, основна подела филтара према спецификацији амплитудског одзива и најпознатије апроксимације. Укратко се описује поступак синтезе лествичасте LC -мреже.

Основни појмови о правоугаоном шупљем металном таласоводу и таласоводним филтрима дати су у трећој глави. Наводе се изрази за компоненте поља ТЕ и ТМ типова таласа и даје се преглед основних појмова као што су критична учестаност, таласна дужина у таласоводу и таласна импеданса. Објашњава се аналогија између водова и таласовода у анализи стојећег таласа. Разматра се снага која се може преносити правоугаоним таласоводом и коефицијент слабљења таласа. Приказан је и начин спрезања таласовода са коаксијалним водом. На крају овог поглавља кратко су описани таласни филтри и дисконтинуитети у таласоводу помоћу којих се могу реализовати таласоводни филтри.

Теоријски основ синтезе и реализације филтара са Чебишевљевој апроксимацијом у таласоводној техници излаже се у четвртој глави. Описује се поступак синтезе филтра од прототипа до лествичасте LC -мреже. Даје се фреквенцијска трансформација којом се од прототипа пропусника ниских учестаности одређују параметри лествичасте LC -мреже пропусника опсега учестаности. Наводе се параметри импеданских и адмитанских инвертора који се користе у реализацији филтара пропусника опсега учестаности када је потребно да резонантна кола буду само у редним или само у паралелним гранама. Описана је и реализација LC резонантних кола и инвертора у таласоводној техници, односно аналогија између водова и таласовода.

Основни допринос рада представља се у петој глави. Приказују се резултати софтверских симулација. Излаже се алгоритам реализације штампаног резонатора као једног од елемената филтра и предлаже реализација филтра. Пореди се резултати добијени анализом модела електричних кола и 3D електромагнетском симулацијом. Приказано је и друго решење, које задовољава спецификацију, добијено оптимизацијом независно од првог решења. Пореди се оба добијена решења и извлаче закључци важни за практичну реализацију.

У последњој, шестој, глави сумирају се закључци добијени на основу софтверских симулација, наводе се доприноси рада и предлажу правци даљег истраживања.

2. Појам филтра и основне величине

Електрични филтри су мреже са два или више приступа селективне по учестаности. Њихов основни задатак је да сигнале у одређеном опсегу учестаности пропуштају, а изван тог опсега слабе. Филтри обично слабе сигнал тако што га рефлектују. Постоје и реализације филтара са елементима са губицима који слабе сигнал тако што се снага сигнала дисипира на тим елементима.

У овом раду анализиран је микроталасни филтар реализован као пасивна реципрочна мрежа са два приступа. Овакве мреже се најчешће описују параметрима расејања (S – параметрима) [3], [4], [5].

Параметар расејања $S_{21}(s)$ представља преносну функцију микроталасног филтра и функција је комплексне учестаности $s = \sigma + j\omega$ у домену Лапласове трансформације. Како се претпоставља да је посматрани филтар реципрочна мрежа, важи релација $S_{21}(s) = S_{12}(s)$.

Преносна функција на оси учестаности, $S_{21}(j\omega)$, је фреквенцијски одзив, који се обично представља преко амплитудског одзива $|S_{21}(j\omega)|$ и фазног одзива $\arg(S_{21}(j\omega))$. Графици $|S_{21}(j\omega)|$ и $\arg(S_{21}(j\omega))$, у функцији угаоне учестаности ω или учестаности $f = \omega/(2\pi)$, су фреквенцијске карактеристике.

График амплитудског одзива је амплитудска карактеристика. Амплитудска карактеристика се обично црта у децибелима (dB), што се некада назива ниво, и представља се у облику $S_{21}(\omega) = 20\log_{10}|S_{21}(j\omega)|$. Фреквенцијска оса може бити линеарна или логаритамска. Унето слабљење се дефинише као $A_{21}(\omega) = -20\log_{10}|S_{21}(j\omega)|$, где се подразумева да су генератор и потрошач прилагођени на филтар.

Аргумент преносне функције се дефинише као $\varphi_{21}(\omega) = \arg(S_{21}(j\omega))$, а његов график се назива фазна карактеристика. Фазна карактеристика се црта у радијанима или у степенима.

Групно кашњење је негативан извод фазног одзива по угаоној учестаности, $\tau_{21}(\omega) = -d\varphi_{21}(\omega)/d\omega$, а одговарајући график је карактеристика групног кашњења.

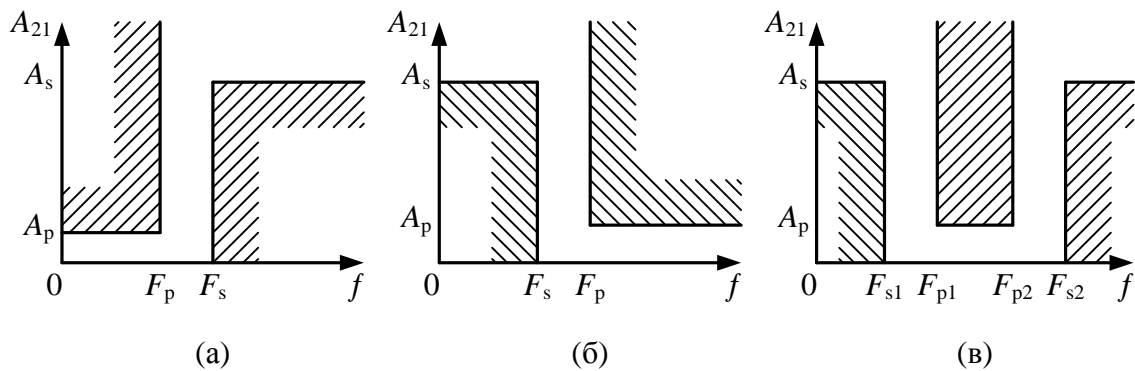
Неприлагођење k -тог приступа филтра дефинише се као $A_{kk}(\omega) = -20\log_{10}|S_{kk}(j\omega)|$, где је $k = 1, 2$. У случају да је филтар реализован као симетрична мрежа са два приступа важи $A_{11}(\omega) = A_{22}(\omega)$.

Преносна функција филтра са концентрисаним елементима је рационална функција по s са реалним коефицијентима. Преносна функција која нема нуле назива се полиномска. Ред преносне функције је степен имениоца, а он се назива и ред филтра.

Импулсни одзив је инверзна Лапласова трансформација преносне функције и представља одзив филтра (у временском домену) на јединичну импулсну побуду (Дираков δ -импулс). Импулсни одзив линеарног временски инваријантног кола и одговарајућа преносна функција чине Лапласов трансформациони пар. Импулсни одзив је истовремено и инверзна Фуријеова трансформација фреквенцијског одзива [6].

Пројектовање филтра је поступак од више корака чији је први корак постављање услова које филтар треба да задовољи (спецификација). На основу спецификације бира се трансфер функција (апроксимација) и изводи шема са идеалним елементима. Апроксимација и добијена шема са идеалним елементима чине синтезу филтра. Идеални елементи се замењују моделима стварних компоненти циљне технологије, чиме се добија симулациони модел филтра. Утицаји толеранција, паразитних ефеката и других несавршености на карактеристике филтра се проучавају (студија имперфекције) и на основу њих се коригује синтеза. Параметри симулационог модела се могу појединачно подешавати. Неки или сви параметри модела се могу нумерички систематски мењати у циљу задовољења постављених услова (оптимизација). На крају се прави лабораторијски прототип филтра (хардвер) на коме се мери фреквенцијски одзив ради проверавања да ли филтар задовољава спецификацију. Резултати мерења, заједно са описом осталих корака, чине пројектну документацију.

Скуп услова које филтар треба да задовољи назива се спецификација. Основну спецификацију чини спецификација амплитудског одзива на основу које је и извршена подела филтара. Ова спецификација подразумева задавање области у којој треба да буде амплитудска карактеристика. Границе ове области чине габарит. На слици 2.1 приказане су најчешће амплитудске спецификације за унето слабљење филтра.



Слика 2.1. Амплитудска спецификација (унето слабљење) за: (а) пропусник ниских учестаности, (б) пропусник високих учестаности, (в) пропусник опсега учестаности.

Спецификација филтра пропусника ниских учестаности приказана је на слици 2.1а. Опсег $0 < f < F_p$ је пропусни опсег и у њему се дефинише највеће дозвољено слабљење A_p . Опсег учестаности $f > F_s$ је непропусни опсег и у њему је најмање дозвољено слабљење A_s . Ширина прелазног опсега $F_p < f < F_s$ дефинише селективност филтра. Претходно дефинисане величине се могу дефинисати и у односу на кружну учестаност, $\omega = 2\pi f$.

Потпуно аналогно се дефинише и спецификација филтра пропусника високих учестаности која је дата на слици 2.1б. Пропусни опсег је $f > F_p$, а у њему је највеће дозвољено слабљење A_p . Опсег $0 < f < F_s$ је непропусни опсег у коме слабљење треба да је веће од A_s .

Спецификација филтра пропусника опсега учестаности приказана је на слици 2.1в. Пропусни опсег код овог филтра је $F_{p1} < f < F_{p2}$, а највеће дозвољено слабљење у њему је A_p . Непропусни опсег је $0 < f < F_{s1}$ и $f > F_{s2}$, а најмање слабљење у њему треба да је A_s . У овом случају постоје два прелазна опсега $F_{s1} < f < F_{p1}$ и $F_{p2} < f < F_{s2}$. Филтар пропусник опсега се може специфицирати и на другачији начин преко централне учестаности $f_0 = (F_{p1} + F_{p2})/2$ и ширине пропусног опсега $\Delta F = F_{p2} - F_{p1}$. Често се уместо ширине пропусног опсега задаје релативна ширина пропусног опсега која се дефинише као $B_\Delta = \Delta F / f_0$ и изражава се у процентима $B_\% = 100B_\Delta$.

Поред основних спецификација приказаних на слици 2.1 постоје и друге, на пример, спецификација филтра непропусника опсега учестаности чији је пропусни опсег $f < F_{p1}$ и $F_{p2} < f$. Филтар који пропушта сигнале свих учестаности описује се бесконачно широким пропусним опсегом, а назива се свепропусник учестаности.

Спецификација се може исказати и преко стрмине карактеристике у прелазној области. Као део спецификације могу се задати и габарити за фазну карактеристику и карактеристику групног кашњења.

У спецификацију микроталасног филтра улазе и номиналне импедансе приступа (Z_{01} и Z_{02}). Оне су практично унутрашња отпорност генератора и отпорност потрошача.

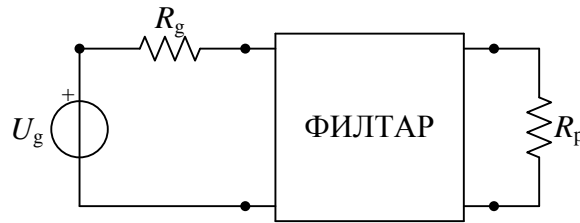
Следећи корак у спецификацији филтра је дефинисање циљне технологије у којој ће филтар бити реализован. У ширем смислу, спецификација може садржати максималну величину филтра, као и максималне трошкове који су на располагању за куповину делова од којих се филтар прави.

На основу задате спецификације бира се одговарајућа апроксимација. Апроксимација је аналитички израз фреквенцијског одзива. Апроксимација треба да буде таква да задовољава услове спецификације и да може да се оствари у пракси. Основна функција филтра је издвајање дела спектра улазног сигнала. Због тога апроксимација треба да буде фреквенцијски селективна функција. Код пројектовања микроталасних филтара уобичајено је да се апроксимација прво тражи као функција која се може остварити мрежама са идеалним кондензаторима и калемовима, тј. *LC*-филтром. Преносна функција *LC*-филтара је рационална по s .

Апроксимација се често изражава као слабљење у децибелима и по правилу се задаје за филтар пропусник ниских учестаности. Из ове апроксимације се могу извести апроксимације за остале врсте филтара (пропуснике високих учестаности, пропуснике опсега учестаности,...).

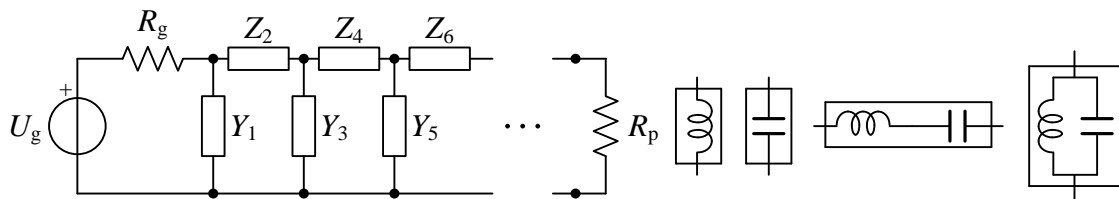
Најпознатије апроксимације су Батервортова, Чебишевљева, Елиптичка и Беселова. Најједноставнија апроксимација је Батервортова (*Butterworth*). Слабљење код Батервортове апроксимације је монотono растућа функција и максимално равна у координатном почетку. Селективност ове апроксимације је мала. Амплитудски одзив Чебишевљеве (*Chebyshev* или *Tschebyscheff*) апроксимације је монотono растућа функција у непропусном опсегу, а осцилаторно се мења у пропусном опсегу. За дати ред, Чебишевљев филтар има највећу селективност од свих филтара са апроксимацијом која је монотона у непропусном опсегу. Елиптичка или Кауерова (*Cauer*) апроксимација има најмањи ред за задату селективност. Елиптичка апроксимација има осцилаторно променљиво слабљење у пропусном опсегу и једнаке минимуме слабљења у непропусном опсегу. За дати ред филтра, елиптичка апроксимација обезбеђује највећу селективност и највеће слабљење у непропусном опсегу. Апроксимација са максимално константним групним кашњењем у пропусном опсегу је Беселова (*Bessel*). Фазна карактеристика је скоро линеарна у пропусном опсегу. Селективност Беселовог филтра је врло мала. Поред наведених, у литератури [7], [8], [9] предложене су и друге апроксимације, као што су Гаусова (*Gauss*), инверзна Чебишевљева (*Chebyshev Type II*), Лежандрова (*Legendre*), итд.

За усвојену апроксимацију образује се електрична шема филтра са идеалним елементима, која задовољава спецификацију. Општа шема филтра са два приступа приказана је на слици 2.2. Потрошач и генератор су чисто резистивни и најчешће имају исте отпорности, које су једнаке номиналним импедансама приступа филтра. Таква шема се зове двоструко затворена и од највећег је значаја за микроталасне филтре.



Слика 2.2. Општа шема реализације филтра са два приступа.

Лествичаста шема је веза једноставних мрежа са једним приступом (слика 2.3). Мрежа са једним приступом, као градивни део лествице, може бити кондензатор, калем, редна веза кондензатора и калема и паралелна веза кондензатора и калема. За дати ред апроксимације, лествичаста мрежа има најмање кондензатора и калемова и каже се да је шема каноничка. Прва мрежа (грана) лествичасте шеме може бити паралелна или редна. Лествичаста шема је најважнија у пројектовању микроталасних филтара. За Батервортову и Чебишевљеву апроксимацију постоје аналитички изрази из којих се одређују параметри елемената лествичасте шеме [6].



Слика 2.3. Лествичаста шема и најчешћи састав паралелних и редних мрежа.

Прототип филтра је лествичаста LC -шема са идеалним елементима, филтра пропусника ниских учестаности граничне угаоне учестаности $\Omega_p = \Omega_{p, \text{proto}} = 1 \text{ rad/s}$, прикљученог на генератор унутрашње отпорности $R_g = R_{g, \text{proto}} = 1 \Omega$. За полиномску преносну функцију, прототип има редне калемове и паралелне кондензаторе. Када постоје коначне нуле преносне функције, у прототипу се појављују редне и паралелне LC -мреже. Први елемент може да буде калем или кондензатор, односно редна или паралелна LC -мрежа. Број динамичких елемената (калемова и кондензатора, односно паралелних и редних LC -мрежа) је једнак реду апроксимације. Прототип је пример каноничке синтезе, јер је број елемената најмањи могући за дати ред апроксимације.

На основу усвојене апроксимације одређују се вредности елемената лествичасте LC -мреже са најмањим бројем елемената. Поступак синтезе овакве LC -мреже је описан у литератури [10]. Параметри елемената прототипа, за различите апроксимације, дају се табеларно. За Батервортову и Чебишевљеву апроксимацију параметри елемената се могу израчунати и из аналитичких изрази. У општем случају, параметри елемената прототипа се израчунавају у оквиру микроталасних софтверских алата. На основу опште везе S - параметара за мрежу без губитака важи

$$|S_{11}(j\omega)|^2 + |S_{21}(j\omega)|^2 = |S_{22}(j\omega)|^2 + |S_{12}(j\omega)|^2 = 1. \quad (2.1)$$

За усвојену апроксимацију амплитудског одзива $|S_{21}(j\omega)|$ одређује се $|S_{11}(j\omega)|$. Из $|S_{11}(j\omega)|$ одређује се одговарајућа функција мреже $S_{11}(s)$ под претпоставком да је мрежа минималне фазе, односно да су нуле и полови $S_{11}(s)$ у левој половини s -равни. Постоје два решења за $S_{11}(s)$, тако да се добијају две дуалне мреже. Из $S_{11}(s)$ се добија улазна функција (импеданса) филтра као

$$Z(s) = R_{g, \text{proto}} \frac{1 + S_{11}(s)}{1 - S_{11}(s)}. \quad (2.2)$$

Развојем улазне функције, према Кауеру, изводи се шема мреже и одређују се параметри њених елемената [11].

Из прототипа се могу извести и друге LC -шеме, као на пример, шеме пропусника високих учестаности, пропусника опсега учестаности и непропусника опсега учестаности.

Помоћу импеданских и адмитанских инвертора LC -шеме филтара пропусника опсега и непропусника опсега учестаности могу се модификовати тако да осцилаторна кола буду само у редним или паралелним гранама. О овоме ће бити речи у четвртој глави.

Шема са идеалним елементима је апстракција из које је потребно конструисати физичку нараву. Да би се то постигло, потребно је одабрати технику у којој ће филтар бити физички остварен и одговарајуће компоненте филтра. Сваки елемент шеме са идеалним елементима замењује се реалном компонентом (реалном концентрисаном компонентом или секцијом реалног вода). Реалне компоненте уносе паразитне ефекте. Да би се ови ефекти што верније узели у обзир и опонашао рад филтра, формира се шема са компонентама која се назива симулациони модел филтра. У њој је свака реална компонента замењена одговарајућом еквивалентном шемом, једначинама које описују њено понашање или подацима које даје произвођач. Симулациони модел филтра, заједно са потпуним описом потребним за његово практично прављење, назива се реализација филтра. Реализација подразумева и оптимизацију параметара симулационог модела у циљу постизања жељеног фреквенцијског одзива, импулсног одзива, као и физичке величине филтра.

3. Основни појмови о правоугаоном таласоводу и таласоводним филтрима

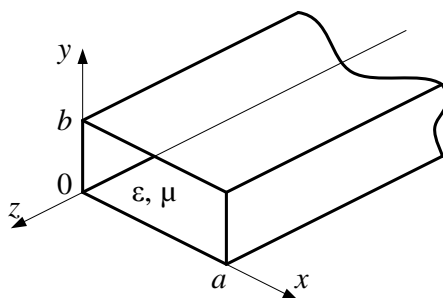
3.1. Увод

Везе између елемената микроталасних кола не могу се остварити жицама или штампаним колима произвољног облика, јер такви проводници уносе нежељене и паразитне ефекте (капацитивности, индуктивности, губитке услед коначне проводности и услед зрачења), који доводе до губљења енергије сигнала, нежељених спрега, изобличења таласних облика итд. У циљу правилног функционисања кола, потребно је да везе између елемената остваре вођење електромагнетске енергије од једног до другог елемента уз смањење губитака и других неповољних ефеката.

Ефекти простирања, односно кашњења, увек су изражени на микроталасним учестаностима. Стога се у анализи микроталасних кола мора узети у обзир и таласна природа електромагнетских поља.

Системи за вођење електромагнетских таласа имају задатак да усмере ток електромагнетске енергије дуж одређеног пута. Ови системи се деле на водове и таласоводе. Таласоводи су металне цеви, диелектрични цилиндри или проводници пресвучени диелектриком, кроз које се могу простирати електромагнетски таласи. Водови и таласоводи треба да што мање зраче електромагнетску енергију и да имају што мање губитке (у проводницима и диелектрицима). Осим тога, пожељно је да обезбеђују простирање само једне врсте таласа, како би се једноставно и поуздано остварила спрега између система за вођење таласа и генератора, односно пријемника [3].

Предмет ове анализе је метални таласовод правоугаоног попречног пресека, приказан на слици 3.1. Странице правоугаоника су a и b ($a > b$). Сматраћемо да је проводник таласовода савршени да је диелектрик хомоген и без губитака. Може се показати да се у оваквом таласоводу могу простирати ТЕ и ТМ таласи. Овде ћемо навести само коначне изразе за компоненте поља, док се детаљно извођење структуре поља ових таласа може наћи у литератури [3], [4], [5] или [12].



Слика 3.1. Правоугаони таласовод.

Осим као системи за вођење енергије (односно за повезивање елемената микроталасних кола), секције водова и таласовода се користе и као елементи микроталасних кола. На пример, секција која је кратко спојена на једном крају, гледано са другог краја понаша се као реактанса, која се мења са учестаношћу и има низ резонантних и антирезонантних учестаности. Таквим реактансама могу се остварити филтри. Секција вода или таласовода чија је дужина једнака четвртини таласне дужине може послужити као трансформатор импедансе.

3.2. ТЕ и ТМ таласи у правоугаоном таласоводу

Сматра се да је таласовод приказан на слици 3.1 без губитака и да му је диелектрик хомоген. Хомогеност диелектрика је услов за простирање ТЕ и ТМ таласа, јер у супротном би се дуж таласовода простирали хибридни таласи. Векторе електричног и магнетског поља вођених електромагнетских таласа могуће је раздвојити на две компоненте, лонгитудиналну (обележену словом z у индексу) и трансверзалну (обележену словом t у индексу). Према ознакама са слике 3.1, лонгитудинална компонента поља је паралелна z -оси (правцу простирања таласа), док је трансверзална компонента управна на z -осу. Трансверзална компонента се може разложити на x и y компоненту.

3.2.1. ТЕ таласи

Ако је $E_z = 0$ и $H_z \neq 0$, имамо трансверзалне електричне таласе (ТЕ таласе), који се називају и H таласима. Коначан израз за лонгитудиналну компоненту вектора магнетског поља ТЕ типа таласа је

$$H_z(x, y, z) = H_0 \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \exp(-j\beta z). \quad (3.1)$$

Трансверзалне компоненте електричног и магнетског поља ТЕ типа таласа су

$$E_x(x, y, z) = \frac{j\omega\mu}{K^2} H_0 \frac{n\pi}{b} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} \exp(-j\beta z), \quad (3.2)$$

$$E_y(x, y, z) = -\frac{j\omega\mu}{K^2} H_0 \frac{m\pi}{a} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \exp(-j\beta z), \quad (3.3)$$

$$H_x(x, y, z) = \frac{j\beta}{K^2} H_0 \frac{m\pi}{a} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \exp(-j\beta z), \quad (3.4)$$

$$H_y(x, y, z) = \frac{j\beta}{K^2} H_0 \frac{n\pi}{b} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} \exp(-j\beta z), \quad (3.5)$$

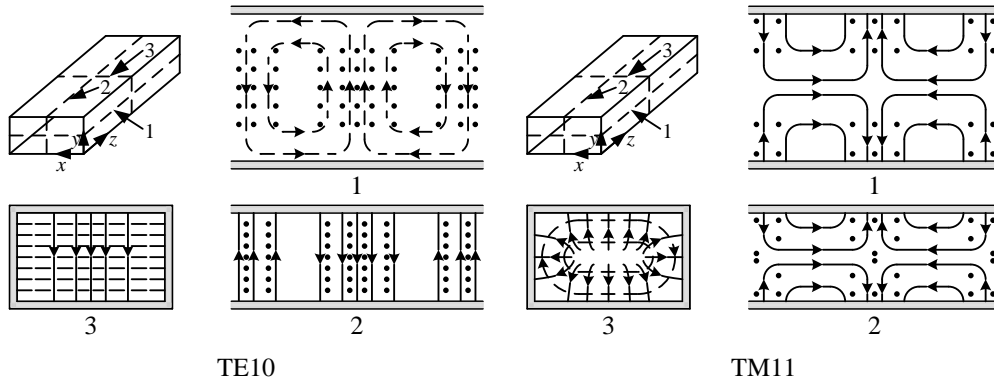
где је

$$K^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2, \quad (3.6)$$

$$\beta = \sqrt{\omega^2 \varepsilon \mu - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}. \quad (3.7)$$

Из једначина (3.1)-(3.5) је очигледно да не може истовремено бити $m = 0$ и $n = 0$. У противном, не постоји електрично поље ($E_x = 0$ и $E_y = 0$), па не постоји ни талас.

За различите вредности m и n добијају се различите структуре поља, односно различити типови таласа (модови), који се означавају TE_{mn} . На слици 3.2. приказана је структура електричног и магнетског поља TE_{10} и TM_{11} типова таласа.



Слика 3.2. Линије електричног (—) поља и (---) магнетског поља TE_{10} и TM_{11} типова таласа у уздужном и попречном пресеку правоугаоног таласовода.

Критична учестаност TE_{mn} типа таласа је

$$f_{cTE_{mn}} = \frac{1}{2\sqrt{\epsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}. \quad (3.8)$$

Ако је $a > b$, онда најнижу критичну учестаност има TE_{10} тип таласа, који се назива доминантним типом таласа. Критична учестаност доминантног типа таласа је

$$f_{cTE_{10}} = \frac{1}{2a\sqrt{\epsilon\mu}}. \quad (3.9)$$

Следећу критичну учестаност има талас типа TE_{20} или TE_{01} . Ако је $a/2 < b < a$, онда најнижу критичну учестаност, после TE_{10} типа таласа, има TE_{01} тип таласа,

$$f_{cTE_{01}} = \frac{1}{2b\sqrt{\epsilon\mu}}. \quad (3.10)$$

Ако је $b < a/2$, најнижу критичну учестаност после доминантног типа таласа има TE_{20} тип таласа,

$$f_{cTE_{20}} = \frac{1}{a\sqrt{\epsilon\mu}}. \quad (3.11)$$

Стандардни таласоводи се обично праве тако да је $b = a/2$. У том случају је $f_{cTE_{20}} = f_{cTE_{01}} = 2f_{cTE_{10}}$. У опсегу учестаности од $f_{cTE_{10}}$ до $2f_{cTE_{10}}$ од свих TE_{mn} типова таласа у таласоводу се може простирати само доминантни тип таласа [3].

Доминантни тип таласа је и најважнији. Изрази за компоненте доминантног типа таласа гласе

$$H_z(x, y, z) = H_0 \cos \frac{\pi x}{a} \exp(-j\beta z), \quad (3.12)$$

$$E_y(x, y, z) = -j\omega\mu H_0 \frac{a}{\pi} \sin \frac{\pi x}{a} \exp(-j\beta z), \quad (3.13)$$

$$H_x(x, y, z) = j\beta H_0 \frac{a}{\pi} \sin \frac{\pi x}{a} \exp(-j\beta z), \quad (3.14)$$

док су остале компоненте поља једнаке нули.

Вектори трансверзалних компоненти поља (E_t и H_t) међусобно су управни [3], [5]. Количник њихових интензитета је константан у свим тачкама система за вођење таласа. Тај количник,

$$Z_{TE} = \frac{j\omega\mu}{\gamma}, \quad (3.15)$$

назива се таласном импедансом ТЕ таласа. Коefицијент простирања, $\gamma = \alpha + j\beta$, има само имагинарни део ако је средина без губитака ($\alpha = 0$).

3.2.2. ТМ таласи

Ако је $E_z \neq 0$ и $H_z = 0$, имамо трансверзалне магнетске таласе (ТМ таласе), који се називају и E таласима. Компоненте електричног и магнетског поља ТМ типа таласа су

$$E_z(x, y, z) = E_0 \sin \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} \exp(-j\beta z), \quad (3.16)$$

$$E_x(x, y, z) = -\frac{j\beta}{K^2} E_0 \frac{m\pi}{a} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} \exp(-j\beta z), \quad (3.17)$$

$$E_y(x, y, z) = -\frac{j\beta}{K^2} E_0 \frac{n\pi}{b} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \exp(-j\beta z), \quad (3.18)$$

$$H_x(x, y, z) = \frac{j\omega\epsilon}{K^2} E_0 \frac{n\pi}{b} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \exp(-j\beta z), \quad (3.19)$$

$$H_y(x, y, z) = -\frac{j\omega\epsilon}{K^2} E_0 \frac{m\pi}{a} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} \exp(-j\beta z), \quad (3.20)$$

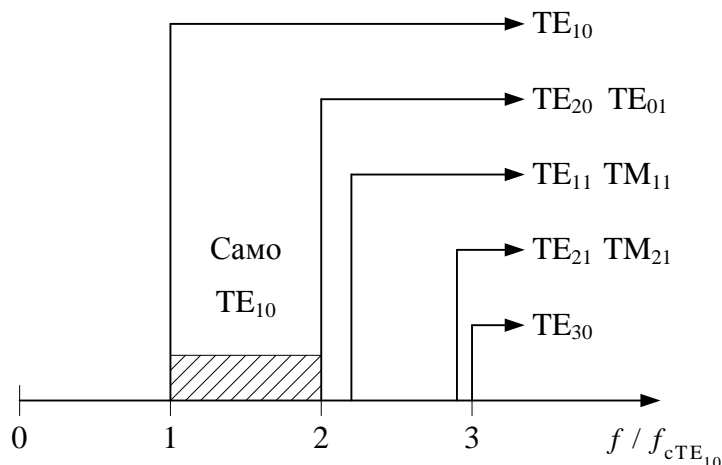
где је K дато изразом (3.6), а β изразом (3.7) [3], [4].

Различите вредности m и n дају различите TM_{mn} типове таласа. За разлику од ТЕ таласа, код ТМ таласа ни m , ни n не могу да буду нула.

Критична учестаност ТМ типа таласа је иста као за ТЕ тип таласа,

$$f_{cTM_{mn}} = \frac{1}{2\sqrt{\epsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}. \quad (3.21)$$

Најнижу критичну учестаност од свих TM_{mn} типова таласа има TM_{11} тип таласа, чија структура је приказана на слици 3.2. Очигледно, ова учестаност је виша и од $f_{cTE_{10}}$, и од $f_{cTE_{01}}$. Распоред критичних учестаности за стандардни таласовод ($b/a = 0,5$) приказан је на слици 3.3 [3].



Слика 3.3. Распоред критичних учестаности TE_{mn} и TM_{mn} типова таласа за стандардни правоугаони таласовод ($b/a = 0,5$).

Критична учестаност TM_{11} типа таласа је

$$f_{cTM_{11}} = \frac{1}{2\sqrt{\epsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{1}{a}\right)^2 + \left(\frac{1}{b}\right)^2}. \quad (3.22)$$

Таласна импеданса TM_{mn} типа таласа се може израчунати из једначине

$$Z_{TM} = \frac{\gamma}{j\omega\epsilon}. \quad (3.23)$$

У опсегу учестаности од $f_{cTE_{10}}$ до $2f_{cTE_{10}}$ у таласоводу се може простирати само доминантни тип таласа, што је важно из следећег практичног разлога. Наиме, начин спрезања таласовода са другим елементима микроталасних кола (на пример, са коаксијалним водовима) зависи од типа таласа. Ако на једном крају таласовода побудимо један тип таласа, на другом крају таласовода ћемо моћи да извучемо енергију из таласа само ако је систем за спрегу прилагођен том типу таласа.

Када би таласовод био униформан (и без губитака), енергија коју пошаљемо једним типом таласа стигла би на други крај таласовода у потпуности у том истом типу таласа. Због неизбежних дисконтинуитета (савијутака, спојева и сличног), на сваком месту где таласовод није униформан структура поља одступа од оне коју има доминантни тип таласа. Такво поље се може, формално, представити као суперпозиција свих могућих типова таласа. Међутим, сви таласи чија је критична учестаност изнад радне учестаности не могу се простирати, док се таласи чија је критична учестаност довољно ниска могу простирати. Таласи који се побуђују на дисконтинуитетима, а могу се простирати, са собом односе део енергије. На тај начин на место пријема енергија стиже у виду суперпозиције више типова таласа. Због спреге на месту пријема из таласовода не можемо извући енергију свих типова таласа [3].

Простирање виших типова таласа (свих осим доминантног типа) може се спречити ако се радна учестаност одабере у опсегу од $f_{\text{сТЕ}_{10}}$ до $2f_{\text{сТЕ}_{10}}$ (код стандардних таласовода). Стога тај опсег представља уобичајан радни опсег таласовода. Ипак, ни тај опсег није цео технички употребљив због врло великих губитака који се јављају у близини критичне учестаности доминантног типа таласа.

За анализу стојећих таласа на таласоводу може се, формално, применити исти математички апарат као код водова, само што сада улогу напона преузима трансверзално електрично поље, улогу струје преузима трансверзално магнетско поље, а улогу карактеристичне импедансе вода преузима таласна импеданса у таласоводу. Пошто су, код прогресивног таласа, трансверзалне компоненте електричног и магнетског поља синфазне у једном попречном пресеку таласовода, у прорачуну се може узети електрично и магнетско поље дуж било које линије паралелне z -оси.

3.3. Таласна дужина у таласоводу

Таласна дужина на воду или у таласоводу може се разликовати од таласне дужине у слободном простору. Таласна дужина је растојање између два најближа трансверзална пресека система за вођење у којима је талас у фази. Ова таласна дужина се означава са λ_g , где индекс „g“ (од „guided wave“) означава да се таласна дужина односи на систем за вођење таласа. Између таласне дужине и фазног коефицијента, β , постоји веза $\lambda_g = 2\pi/\beta$.

За ТЕ и ТМ таласе важи, при $f > f_c$,

$$\beta = \sqrt{\omega^2 \epsilon \mu - K^2} = \omega \sqrt{\epsilon \mu} \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}, \quad (3.24)$$

па је

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r} \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}}. \quad (3.25)$$

Код ТЕ и ТМ таласа λ_g може бити и веће, и мање од λ_0 . На пример, ако је $\epsilon_r = 1$ и $\mu_r = 1$ (тј. ако је средина вакуум или ваздух), λ_g је веће од λ_0 [3].

3.4. Снага која се преноси правоугаоним таласоводом и коефицијент слабљења

Средња снага која се преноси прогресивним таласом на неком систему за вођење таласа може се израчунати као флуks Поинтинговог вектора кроз попречни пресек диелектрика система, површине S_t ,

$$P_t = \text{Re} \int_{S_t} (\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) \cdot d\mathbf{S} = \frac{1}{Z_T} \int_{S_t} |\mathbf{E}_t|^2 dS = Z_T \int_{S_t} |\mathbf{H}_t|^2 dS, \quad (3.26)$$

где је Z_T таласна импеданса. Уз израз (3.26) се подразумева да се талас заиста простира (тј. $f > f_c$), због чега је таласна импеданса чисто реална [3].

Флуксу кроз попречни пресек таласовода доприноси само z -компонента Поинтинговог вектора, која је одређена само трансверзалним (тј, x и y) компонентама електричног и магнетског поља. У Декартовим координатама, према ознакама са слике 3.1, добија се

$$P_t = \int_{y=0}^b \int_{x=0}^a (E_x H_y^* - E_y H_x^*) dx dy. \quad (3.27)$$

Заменом израза за компоненте поља и интеграцијом добија се за TE_{m0} и TE_{0n} типове таласа

$$P_t = \frac{ab}{2} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{f^2}{f_c^2} \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} |H_0|^2, \quad (3.28)$$

за TE_{mn} типове таласа ($m, n \neq 0$)

$$P_t = \frac{ab}{4} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{f^2}{f_c^2} \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} |H_0|^2, \quad (3.29)$$

док је за TM_{mn} типове таласа

$$P_t = \frac{ab}{4} \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \frac{f^2}{f_c^2} \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} |E_0|^2. \quad (3.30)$$

$|H_0|$ и $|E_0|$ представљају ефективне вредности [3].

Највећа снага која се може преносити таласоводом најчешће је ограничена пробојем диелектрика у таласоводу. За разлику од водова, загревање проводника није критично, јер се проводник налази са спољашње стране и добро се хлади. Према томе, највећи тренутни интензитет електричног поља ни у једној тачки не сме да премаши критично поље (E_{kr}). На пример, код прогресивног доминантног типа таласа, највећи тренутни интензитет електричног поља (за $x = a/2$) износи

$$E_{\max} = \omega \mu \frac{a}{\pi} |H_0| \sqrt{2}, \quad (3.31)$$

па се највећа снага која се може преносити таласоводом добија у облику

$$P_{t\max} = \frac{E_{\max}^2 ab}{4Z_{TE_{10}}}. \quad (3.32)$$

У пракси се увек узима одређена маргина сигурности, односно E_{\max} не сме да премаши, на пример $0,5 E_{kr}$. Ако је диелектрик ваздух, онда је $E_{kr} = 3 \text{ MV/m}$ (за сув ваздух). Под претпоставком да је $E_{\max} = E_{kr}$, израз (3.32) се може написати у облику

$$P_{t\max[\text{kW}]} = 597 a_{[\text{cm}]} b_{[\text{cm}]} \frac{\lambda}{\lambda_g}. \quad (3.33)$$

Критично поље влажног ваздуха је мање него ако је ваздух сув. Да би се спречило продирање влаге у таласовод, што би имало за последицу смањење максималне снаге и повећање губитака услед присуства воде, таласоводи се често пуне инертним гасом или азотом, који су под притиском. Осим тога, са повећањем притиска, критично поље гаса расте [3].

Ако таласовод није прилагођен, тј. ако поред инцидентног постоји и рефлектовани талас, онда је средња снага која се преноси доминантним типом таласа једнака

$$P_{t\max} = P_i - P_r = \frac{ab}{4Z_{TE_{10}}} (E_{i\max}^2 - E_{r\max}^2), \quad (3.34)$$

где је P_i средња снага која се преноси инцидентним таласом, P_r снага која се преноси рефлектованим таласом, $E_{i\max}$ највећа тренутна вредност електричног поља инцидентног таласа, а $E_{r\max}$ највећа тренутна вредност електричног поља рефлектованог таласа.

Како је

$$E_{i\max}^2 - E_{r\max}^2 = (E_{i\max} + E_{r\max})(E_{i\max} - E_{r\max}) = E_{\max} E_{\min}, \quad (3.35)$$

где је E_{\max} највећа тренутна вредност електричног поља у максимуму, а E_{\min} највећа тренутна вредност електричног поља у минимуму стојећег таласа, при чему је

$$E_{\max} / E_{\min} = \sigma, \quad (3.36)$$

где је σ коефицијент стојећих таласа, то је

$$P_t = \frac{E_{\max}^2 ab}{4\sigma Z_{TE_{10}}}, \quad (3.37)$$

што је σ пута мање него када је таласовод прилагођен [3].

С обзиром да су таласоводи, обично, испуњени гасом, губици у диелектрику су занемарљиво мали. Ако се, ипак, губици не могу занемарити, коефицијент слабљења због губитака у диелектрику се може израчунати према поступку који је предложен у [3]. Поред губитака у диелектрику, постоје и губици у проводницима. При израчунавању коефицијента слабљења услед губитака у проводницима треба узети у обзир све компоненте магнетског поља које су тангенцијалне на зидове таласовода. (На пример, код доминантног типа таласа, на бочним зидовима је тангенцијална само z -компонента, али су на горњем и доњем зиду тангенцијалне x и z -компонента магнетског поља). За различите типове таласа добија се

$$\alpha_{cTE_{m0}} = \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \frac{R_s}{b \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \left(1 + \frac{2b}{a} \left(\frac{f_c}{f}\right)^2 \right), \quad (3.38)$$

$$\alpha_{cTE_{0n}} = \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \frac{R_s}{b \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \left(1 + \frac{2a}{b} \left(\frac{f_c}{f}\right)^2 \right), \quad (3.39)$$

$$\alpha_{cTE_{mn}} = \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \frac{R_s}{b \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \left(\left(1 + \frac{b}{a} \right) \left(\frac{f_c}{f}\right)^2 + \frac{b}{a} \frac{m^2 \frac{b}{a} + n^2}{m^2 \left(\frac{b}{a}\right)^2 + n^2} \left(1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2 \right) \right), \quad (3.40)$$

$$\alpha_{\text{сТМ}_{mn}} = \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \frac{R_s}{b \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \frac{m^2 \left(\frac{b}{a}\right)^3 + n^2}{m^2 \left(\frac{b}{a}\right)^2 + n^2}. \quad (3.41)$$

Члан R_s у изразима (3.38)-(3.41) је површинска отпорност која је једнака

$$R_s = \sqrt{\frac{\pi \mu_p f}{\sigma_p}}, \quad (3.42)$$

где је μ_p магнетска пермеабилност проводника и σ_p специфична проводност проводника.

Зидови таласовода се често посребрују, да би се спречила корозија бакарних зидова, и тиме губици одржали малим. Међутим, због микронеравнина зидова, губици у стварним таласоводима су већи од оних израчунатих према формулама (3.38)-(3.41), до два пута. Ово повећање зависи од начина обраде зидова и расте са учестаношћу [3].

Ток слабљења у зависности од учестаности за два најнижа типа таласа приказан је на слици 3.4. Најмање слабљење за TE_{mn} типове таласа је при учестаности

$$f_{\min} = f_c \sqrt{1,5(1+p) + \sqrt{2,25(1+p^2) - p}}, \quad (3.43)$$

где је

$$p = \frac{2a}{b} \quad (3.44)$$

за TE_{m0} типове таласа,

$$p = \frac{2b}{a} \quad (3.45)$$

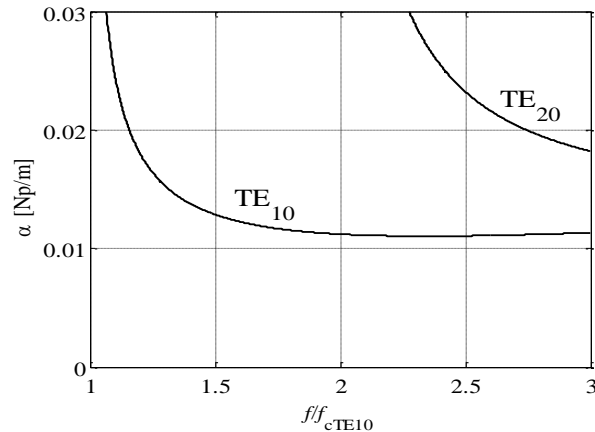
за TE_{0n} типове таласа, а

$$p = \frac{a}{b} \frac{1 + \frac{m^2}{n^2} \left(\frac{b}{a}\right)^3}{1 + \frac{m^2}{n^2} \left(\frac{b}{a}\right)^2} \quad (3.46)$$

за TE_{mn} типове таласа ($m, n \neq 0$), док је за TM_{mn} типове таласа

$$f_{\min} = f_c \sqrt{3}. \quad (3.47)$$

Због великих губитака у околини критичне учестаности доминантног типа таласа, радна учестаност таласовода је практично увек бар за десетак процената виша од $f_{\text{сTE}_{10}}$. Као стандардни радни опсег узима се распон учестаности од $1,25 f_{\text{сTE}_{10}}$ до $0,95 f_{\text{сTE}_{20}}$ [3].



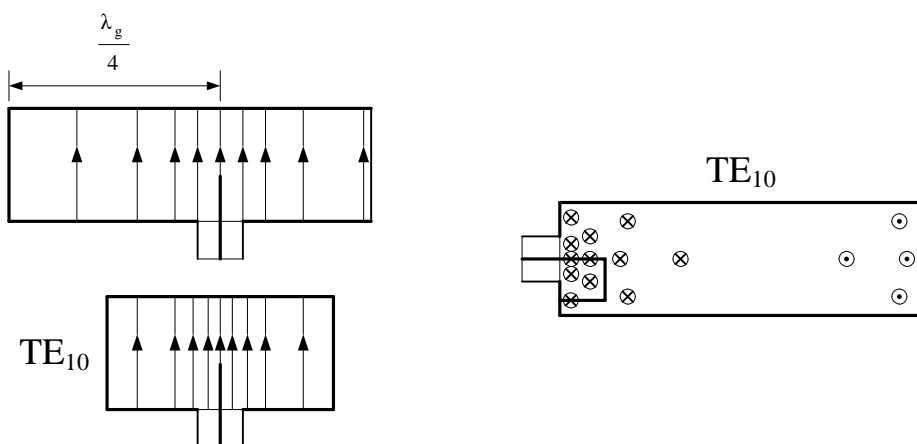
Слика 3.4. Коефицијент слабљења доминантног и првог следећег типа таласа у стандардном таласоводу WR90.

3.5. Побуђивање таласовода

Таласоводи се могу побуђивати на разне начине. На пример, генератор може имати коаксијални прикључак, и у том случају је потребно имати прелаз са коаксијалног вода на таласовод. Такође, ако пријемник има коаксијални улаз, исти прелаз се може искористити за извлачење сигнала из таласовода и спој са коаксијалним водом који иде до пријемника.

Спруге између коаксијалних водова и таласовода се могу поделити на две групе: капацитивне (електричне) и индуктивне (магнетске). Основни облик капацитивне спруге је кратка жица (сонда), која представља продужетак унутрашњег проводника коаксијалног вода, док се спољашњи проводник везује за зид таласовода. Жица треба да је паралелна вектору јачине електричног поља у таласоводу, како би спруга била што јача.

Индуктивна спруга је у облику петљице, која је везана између унутрашњег проводника коаксијалног вода и масе (зида таласовода). Раван петљице треба да је нормална на вектор јачине магнетског поља. Обично се спруга поставља близу кратко спојеног краја таласовода. Фиксан кратак спој се прави тако што се таласовод пресече попреко и затвори равном металном плочом која се мора добро залемити за таласовод, како би се остварио добар електрични контакт.



Слика 3.5. Прелаз са коаксијалног вода на правоугаони таласовод.

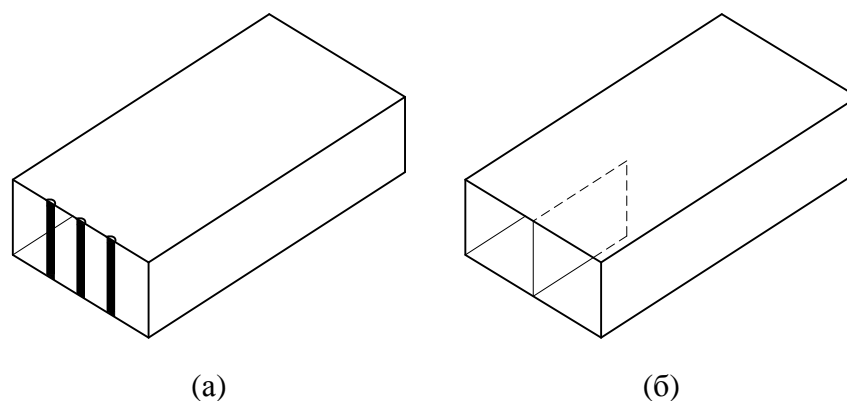
Начин постављања спреге зависи од типа таласа у таласоводу. Одстојање између сонде и кратког споја је, најчешће, око $\lambda_g/4$, како би се талас рефлектован од кратког споја сабирао у фази са таласом који од сонде полази директно на десну страну, док се сонда обично налази на средини између бочних зидова таласовода.

Сонде скициране на слици 3.5 су релативно ускопојасне, јер се њихове улазне импедансе брзо мењају са учестаношћу. За веће опсеге учестаности употребљавају се сонде већих дебљина. Подешавањем облика сонде, или сужавањем таласовода, могуће је постићи добро прилагођење сонде [3].

3.6. Таласоводни филтри

Да би се обезбедило простирање само једног типа таласа (уколико је учестаност довољно висока да се може простирати неколико типова) користе се таласни филтри. То су металне решеткице или плочице које пропуштају један тип таласа (или неколико типова), а рефлектују друге типове. Оне се постављају тако да је вектор јачине електричног поља таласа чије се простирање допушта нормалан на жице које чине решеткицу, или нормалан на плочице (јер се на тај начин простирање таласа врло мало ремети). Вектор јачине електричног поља таласа који треба рефлектовати мора бити паралелан жицама, односно плочицама. Тиме се електрично поље „кратко спаја“, па се талас рефлектује.

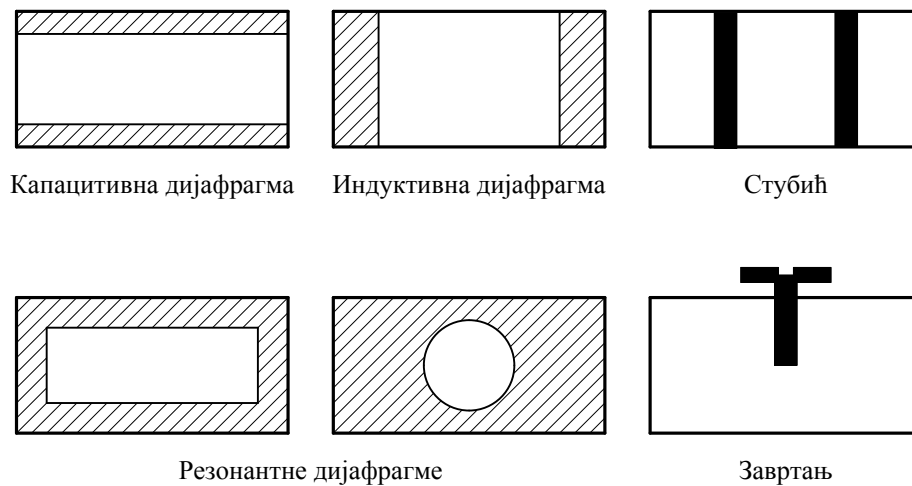
На слици 3.6а скициран је филтар који се састоји од неколико жица, који пропушта TE_{0n} типове таласа, а не пропушта TE_{m0} типове таласа. Филтар са слике 3.6б се састоји од металне плочице постављене у средини таласовода. Овај филтар рефлектује TE_{10} тип таласа, а пропушта типове TE_{20} и TE_{01} .



Слика 3.6. Таласни филтри.

У одељку 3.2.2 је напоменуто да се анализа простирања таласа у таласоводу може свести на анализу простирања на еквивалентном воду. У техници водова, уметањем реактанси (најчешће паралелно, јер је то конструкционо једноставније, али може и редно) могу се реализовати различита кола за прилагођење, филтри итд. Слично се може остварити и у техници таласовода, уметањем различитих дисконтинуитета (на пример, жица и плочица) или огранака таласовода, што је еквивалентно уметању реактанси у еквивалентни вод [3].

На слици 3.7 приказани су различити дисконтинуитети. Дијафрагме су металне плочице постављене у попречном пресеку таласовода и залемљене за његове зидове. Дијафрагма која смањује висину таласовода (b) понаша се као капацитивност везана паралелно у еквивалентни вод, дијафрагма која смањује ширину таласовода (a) понаша се као индуктивност, а дијафрагма која смањује обе димензије понаша се као паралелно везано антирезонантно коло (паралелно LC коло). Једна или више жица (стубића), залемљене за доњу и горњу страну таласовода, понашају се као паралелно везана индуктивност. Завртњак се понаша као паралелно везана капацитивност уколико је дужина завртња у таласоводу мања од приближно $3b/4$, а као паралелно везана индуктивност уколико је дужина већа. Окретањем завртња остварује се променљива реактанса, која је погодна за подешавање.

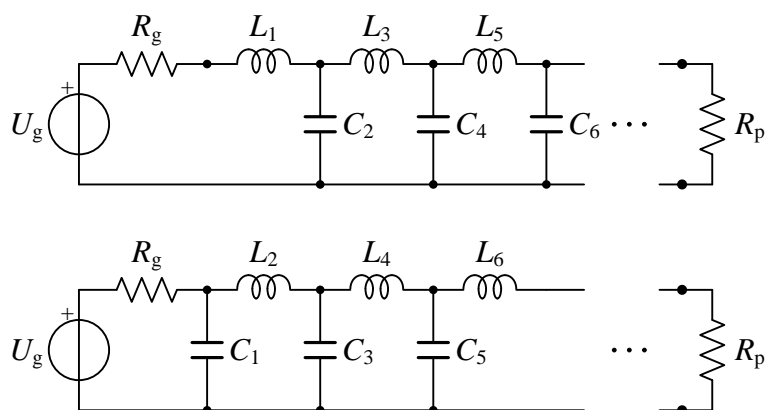


Слика 3.7. Дисконтинуитети у таласоводу.

4. Реализација филтра пропусника опсега у таласоводној техници

4.1. Прототип филтра и LC -лествичаста реализација

Као што је већ поменуто у другом поглављу, прототип филтра је лествичаста LC -шема са идеалним елементима, филтра пропусника ниских учестаности граничне угаоне учестаности $\Omega_p = \Omega_{p, \text{proto}} = 1 \text{ rad/s}$, на којој је слабљење A_p или подразумевана вредност 3 dB. Прототип је прикључен на напонски генератор унутрашње отпорности $R_g = R_{g, \text{proto}} = 1 \Omega$. За полиномску преносну функцију, прототип има редне калемове и паралелне кондензаторе. Када постоје коначне нуле преносне функције, у прототипу се јављују редне и паралелне LC -мреже. Први елемент може да буде калем или кондензатор, односно редна или паралелна LC -мрежа.



Слика 4.1. Лествичаста LC -шема са идеалним елементима филтра пропусника ниских учестаности.

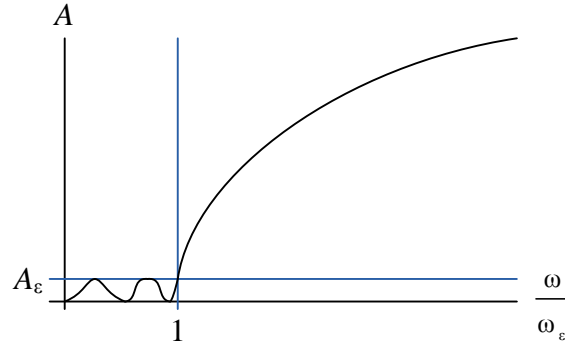
Параметри елемената прототипа, за различите апроксимације, углавном се дају табеларно, тако да пројектант може да сагледа вредности параметара у функцији реда филтра. За Батервортову и Чебишевљеву апроксимацију параметри елемената се могу израчунати и из аналитичких израза. У општем случају, параметри елемената прототипа се израчунавају у оквиру микроталасних софтверских алата (као што су AWR Microwave Office (MWO) Filter Synthesis Wizard, Filter Solutions и други).

Како је циљ овог рада синтеза филтра за Чебишевљеву апроксимацију, биће наведене само формуле за израчунавање параметара прототипа филтра са овом апроксимацијом. Параметри осталих апроксимација се могу пронаћи, у табеларној форми, у литератури [8].

Чебишевљева (*Chebyshev* или *Tschebyscheff*) апроксимација описана је изразом

$$A_{\text{dB}}(\omega) = 10 \cdot \log_{10}(1 + \varepsilon^2 T_n^2(\omega / \omega_\varepsilon)), \quad (4.1)$$

где је ω_ε гранична кружна учестаност пропусног опсега $0 < \omega < \omega_\varepsilon$, ε је сачинитељ таласности (*ripple factor*) који одређује највеће слабљење у пропусном опсегу $A_\varepsilon = A_{\text{dB}}(\omega_\varepsilon) = 10 \log_{10}(1 + \varepsilon^2)$, n је ред апроксимације, $T_n(x)$ је Чебишевљев полином степена n . Највеће слабљење, A_ε , назива се и таласност. Слабљење је монотono растућа функција у непропусном опсегу $\omega > \omega_\varepsilon$, а осцилаторно се мења у пропусном опсегу. Одговарајућа преносна функција је реда n , има n полова и нема нула.



Слика 4.2. Чебишевљева апроксимација.

На основу усвојене апроксимације филтра одређују се параметри прототипа филтра. За одређивање параметара прототипа за Чебишевљеву апроксимацију постоје експлицитни аналитички изрази који су функције параметара апроксимације.

У овом раду параметре елемената прототипа ћемо обележавати индексом „прото“.

Нормализовани параметри елемената прототипа за Чебишевљеву апроксимацију су [8]

$$\begin{aligned} z &= \ln \left(\text{cth} \frac{A_{\text{p[dB]}}}{17,37} \right), & x &= \text{sh} \frac{z}{2n}, \\ a_i &= \sin \left(\frac{2i-1}{2n} \pi \right), & b_i &= x^2 + \sin^2 \frac{i\pi}{n}, \quad i = 1, 2, \dots, n, \\ g_0 &= 1, & g_1 &= 2 \frac{a_1}{x}, & g_i &= \frac{4a_{i-1}a_i}{b_{i-1}g_{i-1}}, \quad i = 2, 3, \dots, n, \end{aligned} \quad (4.2)$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1, & n = 1, 3, 5, \dots \\ \text{cth}^2 \frac{z}{4}, & n = 2, 4, 6, \dots \end{cases}$$

$$L_{k,\text{proto}} = g_k \frac{R_{g,\text{proto}}}{\Omega_{p,\text{proto}}},$$

$$C_{k,\text{proto}} = g_k \frac{\Omega_{p,\text{proto}}}{R_{g,\text{proto}}}, \quad (4.3)$$

$$R_{p,\text{proto}} = \begin{cases} g_{n+1} R_{g,\text{proto}}, & \text{ако је последњи елемент кондензатор} \\ \frac{1}{g_{n+1}} R_{g,\text{proto}}, & \text{ако је последњи елемент калем.} \end{cases}$$

Отпорност генератора је једнака отпорности потрошача ($g_0 = g_{n+1}$) само ако је ред апроксимације непаран.

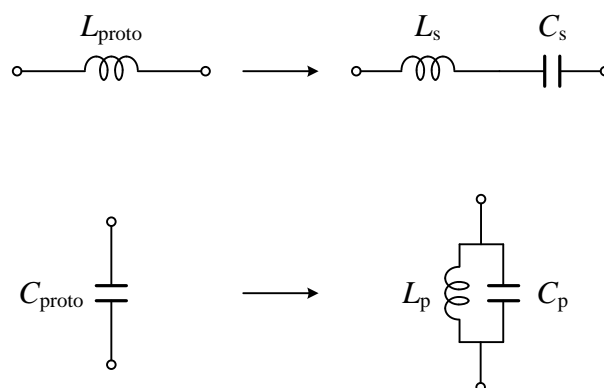
LC-шема филтра пропусника опсега учестаности $\Omega_{p1} \leq \omega \leq \Omega_{p2}$ изводи се из прототипа (слика 4.3) тако што се сваки паралелни кондензатор прототипа замени

паралелном везом кондензатора капацитивности $C_{k,BP} = \frac{R_{g,proto}}{R_g} \frac{\Omega_{p,proto}}{\Omega_{p2} - \Omega_{p1}} C_{k,proto}$ и калема

индуктивности $L_{k,BP} = \frac{1}{\Omega_{p2} \Omega_{p1} C_{k,BP}}$, а сваки редни калем прототипа се замени редном

везом калема индуктивности $L_{k,BP} = \frac{R_g}{R_{g,proto}} \frac{\Omega_{p,proto}}{\Omega_{p2} - \Omega_{p1}} L_{k,proto}$ и кондензатора капацитивности

$$C_{k,BP} = \frac{1}{\Omega_{p2} \Omega_{p1} L_{k,BP}} [6].$$



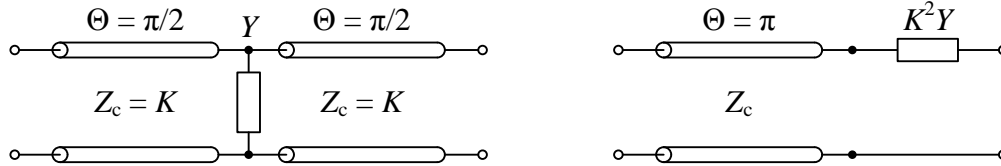
Слика 4.3. Трансформација елемената прототипа у елементе филтра пропусника опсега учестаности.

У случају таласоводног филтра, импедансе генератора и потрошача, односно номиналне импедансе приступа, одговарају таласној импеданси. У зависности од типа таласа, таласна импеданса се може израчунати по формулама (3.15) и (3.23).

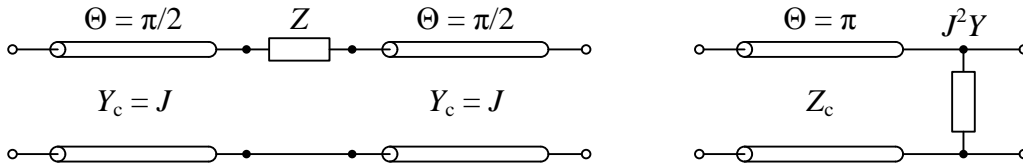
4.2. Импедансни и адмитансни инвертори

Често је из практичних разлога потребно да резонантна кола буду само у редним или само у паралелним гранама. То се може постићи помоћу импедансних и адмитансних инвертора. Спруге моделоване инверторима нису фреквенцијски зависне. Четвртталасни вод се понаша као имитансни инвертор, па се имитансни инвертори тако и реализују. Својство инверзије имитансе важи тачно само на учестаности на којој је дужина вода $\lambda_g/4$, али се сматра да практично важи у уском опсегу око ове учестаности.

Пар инвертора се може употребити за претварање редне импедансе у паралелну и обрнуто, као на слици 4.4. Инвертори су реализовани као четвртталасне секције вода.



Слика 4.4а. Трансфигурација паралелне адмитансе у редну импедансу импедансним инвертором. ABCD матрица импедансног инвертора је $\begin{bmatrix} 0 & jK \\ j/K & 0 \end{bmatrix}$.



Слика 4.4б. Трансфигурација редне импедансе у паралелну адмитансу адмитансним инвертором. ABCD матрица адмитансног инвертора је $\begin{bmatrix} 0 & j/J \\ jJ & 0 \end{bmatrix}$.

Инвертори се користе за реализације филтара пропусника опсега и непропусника опсега, када је потребно да осцилаторна кола буду само у паралелним или само у редним гранама. Посматрајмо паралелно осцилаторно коло, адмитансе $Y_{\text{par}} = j\omega C_{\text{par}} + 1/(j\omega L_{\text{par}})$, које је у прототипу филтра везано паралелно. Додавањем два импедансна инвертора, карактеристичне импедансе $Z_c = K$, добија се еквивалентна шема у којој се појављује редно осцилаторно коло, импедансе $Z_{\text{red,eq}} = K^2 Y_{\text{par}} = j\omega L_{\text{red,eq}} + 1/(j\omega C_{\text{red,eq}})$, где је $L_{\text{red,eq}} = K^2 C_{\text{par}}$, $C_{\text{red,eq}} = L_{\text{par}}/K^2$. Уочимо да је $L_{\text{red,eq}} C_{\text{red,eq}} = L_{\text{par}} C_{\text{par}}$. Избором параметра K подешава се $|Z_{\text{red,eq}}|$. Алтернативно, може се задати индуктивност редног осцилаторног кола, па израчунати $K = \sqrt{L_{\text{red,eq}}/C_{\text{par}}}$. Аналогно овом поступку се изводе дуалне формуле са адмитансним инверторима [6].

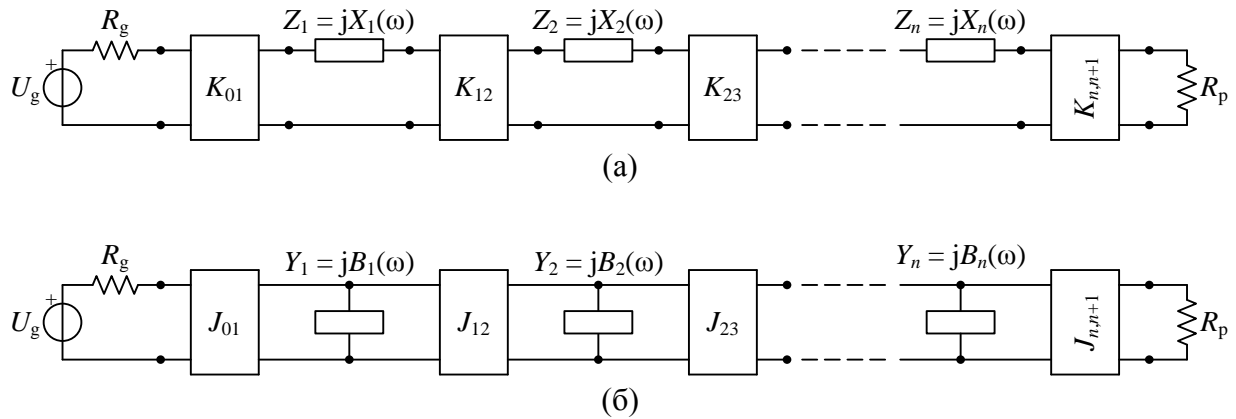
LC-шема филтра пропусника опсега учестаности се може трансфигурисати у шему у којој су осцилаторна кола само у редним гранама (слика 4.5а). Инвертори су шематски представљени правоугаонцима у које су уписани њихови параметри (карактеристичне импедансе). LC-резонатори су представљени њиховим реактансама $X_i(\omega)$.

Параметри реализације са импедансним инверторима $K_{i,i+1}$ дати су једначинама

$$K_{01} = \sqrt{\frac{R_g B_{\Delta} x_1}{\Omega_{\text{p,proto}} R_{\text{g,proto}} C_{1,\text{proto}}}}, \quad K_{i,i+1} = \frac{B_{\Delta}}{\Omega_{\text{p,proto}}} \sqrt{\frac{x_i x_{i+1}}{L_{i,\text{proto}} C_{i+1,\text{proto}}}} \Big|_{i=1,\dots,n-1}, \quad (4.4)$$

$$K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{B_{\Delta} x_n R_p}{\Omega_{\text{p,proto}} C_{n,\text{proto}} R_{\text{p,proto}}}}, \quad x_i = \frac{\omega_0}{2} \frac{dX_i(\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0}.$$

Дуална реализација помоћу адмитансних инвертора ($J_{i,i+1}$) и резонатора у паралелним гранама приказана је на слици 4.5б. Резонатори су у овом случају представљени њиховим сусцептансама $B_i(\omega)$. У правоугаонцима који представљају инверторе уписане су њихове карактеристичне адмитансе.



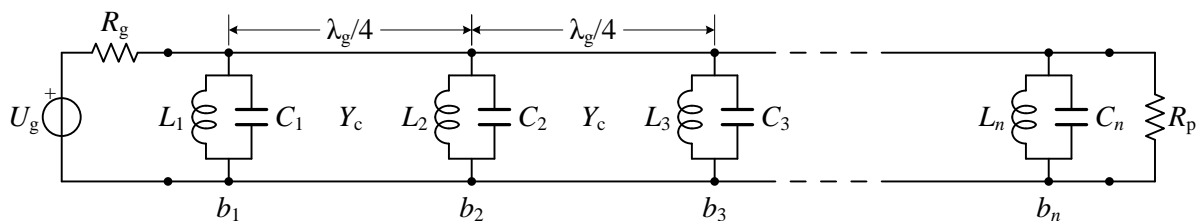
Слика 4.5. (а) Шема филтра пропусника опсега учестаности са инверторима у којој су осцилаторна кола само у редним гранама, (б) Шема филтра пропусника опсега учестаности са инверторима у којој су осцилаторна кола само у паралелним гранама.

Параметри дуалне реализације са адмитансним инверторима $J_{i,i+1}$ су

$$J_{01} = \sqrt{\frac{B_{\Delta} b_1}{R_g \Omega_{p,proto} R_{g,proto} C_{1,proto}}}, \quad J_{i,i+1} = \frac{B_{\Delta}}{\Omega_{p,proto}} \sqrt{\frac{b_i b_{i+1}}{L_{i,proto} C_{i+1,proto}}} \Big|_{i=1,\dots,n-1}, \quad (4.5)$$

$$J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{B_{\Delta} b_n}{\Omega_{p,proto} C_{n,proto} R_{p,proto} R_p}}, \quad b_i = \frac{\omega_0}{2} \frac{dB_i(\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0}.$$

Пошто смо у претходним разматрањима инвертор посматрали као четвртталасну секцију вода, жељено својство инверзије имитансе важи само у уском опсегу учестаности. Из тог разлога се овакве реализације успешно користе за пројектовање филтара пропусника уског опсега учестаности, који је неколико процената од централне учестаности. Шема филтра пропусника опсега учестаности са $\lambda_g/4$ водовима у функцији инвертора у којој су осцилаторна кола само у паралелним гранама приказана је на слици 4.6 [7], [13].



Слика 4.6. Шема филтра пропусника опсега учестаности са $\lambda_g/4$ водовима (инверторима) у којој су осцилаторна кола само у паралелним гранама.

Четвртталасни вод, у таласоводној техници, се реализује као секција таласовода дужине $\lambda_g/4$. Карактеристична импеданса вода одговара таласној импеданси у таласоводу. Дакле, параметри имитансних инвертора одговарају таласној имитанси доминантног типа таласа на централној учестаности филтара, ако је таласовод пројектован тако да се користи у оном опсегу у ком се може простирати само доминантни тип таласа.

Параметри паралелних осцилаторних кола, b_i , и вредности L и C елемената у осцилаторним колима везани су следећом релацијом

$$b_i = \omega_0 C_i = \frac{1}{\omega_0 L_i}. \quad (4.6)$$

Аналогно се могу израчунати и параметри осцилаторних кола која су само у редним гранама [7].

Паралелно резонантно LC -коло, у таласоводној техници може се реализовати као комбинација капацитивне и индуктивне дијафрагме, на пример уметањем штампаног резонатора. Паралелно постављање ових дијафрагми је врло погодно за фабрикацију таласоводних филтара.

5. Резултати симулација

На почетку овог поглавља дефинисана је спецификација филтра пропусника опсега који треба пројектовати у таласоводној техници коришћењем штампаних резонатора. У другом делу поглавља дати су резултати добијени на основу анализе кола у микроталасном софтверском алату AWR Microwave Office [14]. У анализи кола су коришћени идеални елементи без губитака. Ова апроксимација је оправдана, јер су губици у таласоводу мали, што је показано у трећем поглављу. У трећем делу овог поглавља представљени су резултати 3D електромагнетске симулације, добијени у софтверском пакету WIPL-D Microwave [15], и упоређени са резултатима анализе електричних кола.

5.1. Спецификација филтра

Први корак пројектовања микроталасног филтра је задавање спецификације. Посматра се Чебишевљев прототип полиномског филтра пропусника ниских учестаности дефинисан формулама (4.2). Спецификација коју треба да задовољи пројектовани филтар је:

- 1) ред филтра: 3,
- 2) централна учестаност: $f_0 = 11,95 \text{ GHz}$,
- 3) ширина пропусног опсега: $B = 500 \text{ MHz}$ ($B_\Delta = 0,0418f_0$),
- 4) максимално дозвољено унето слабљење у пропусном опсегу: 0,5 dB,
- 5) највеће дозвољено неприлагођење у пропусном опсегу: – 10 dB,
- 6) једнаке номиналне импедансе приступа,
- 7) стандардни правоугаони таласовод WR90,
- 8) супстрат за реализацију штампаних резонатора RT/Duroid 5880.

Радна учестаност припада опсегу од $f_{\text{сТЕ}_{10}}$ до $2f_{\text{сТЕ}_{10}}$, па се може закључити да се на радној учестаности може простирати само доминантни тип таласа и да неће бити губитака енергије сигнала услед конверзије таласа у друге типове таласа. Како губици у таласоводу опадају од почетка ка крају овог опсега, избор радне учестаности која је блиска $2f_{\text{сТЕ}_{10}}$ значи да ће губици бити најмањи могући.

Филтар оваквих карактеристика користи се у сателитским комуникацијама, у пријемницима земаљских станица.

5.2. Резултати добијени анализом модела електричних кола

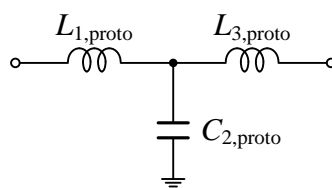
Симулација ће прво бити обављена на идеалним моделима електричних кола која су еквивалентна тродимензионалним моделима циљне таласоводне технологије. Из једначина (4.2) одређују се g -параметри нископропусног прототипа,

$$g_0 = 1, g_1 = 1,597, g_2 = 1,097, g_3 = 1,597, g_4 = 1.$$

Ови параметри се, такође, могу добити у неком од микроталасних софтверских алата. Потребно је одабрати Чебишевљев филтар пропусник ниских учестаности граничне угаоне учестаности $\Omega_p = 1 \text{ rad/s}$, а номиналне импедансе приступа треба подесити на 1Ω .

Изабраћемо прототип са редним калемом као првим елементом. Овакав прототип филтра приказан је на слици 5.1. Параметри елемената нископропусног прототипа се израчунавају из (4.3),

$$R_{g,\text{proto}} = 1, L_{1,\text{proto}} = 1,597, C_{2,\text{proto}} = 1,097, L_{3,\text{proto}} = 1,597, R_{p,\text{proto}} = 1.$$



Слика 5.1. Прототип филтра за Чебишевљеву апроксимацију трећег реда са редним калемом као првим елементом.

Да би се могла извршити трансформација филтра из нископропусног прототипа у пропусник опсега потребно је одредити таласну импедансу. За реализацију је изабран стандардни правоугаони таласовод WR90, чије су димензије $a = 0,9 \text{ ''} = 22,86 \text{ mm}$ и $b = 0,4 \text{ ''} = 10,16 \text{ mm}$. Како је $a > b$, најнижа критична учестаност, која одговара TE₁₀ типу таласа, према једначини (3.9) износи

$$f_{\text{cTE}_{10}} = \frac{1}{2a\sqrt{\epsilon\mu}} = 6,56 \text{ GHz}.$$

Следећа критична учестаност одговара TE₂₀ типу таласа ($b < a/2$), и према (3.11) је

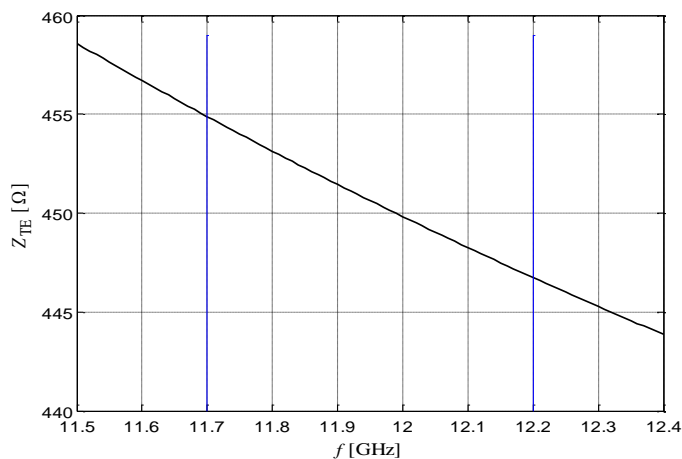
$$f_{\text{cTE}_{20}} = \frac{1}{a\sqrt{\epsilon\mu}} = 2f_{\text{cTE}_{10}} = 13,12 \text{ GHz}.$$

Таласна импеданса за доминантни тип таласа израчунава се из једначине (3.15). Под претпоставком да у таласоводу, односно еквивалентном воду, нема губитака таласна импеданса TE типа таласа, на централној учестаности $f_0 = 11,95 \text{ GHz}$, је

$$Z_{\text{TE}} = \frac{j\omega_0\mu}{\gamma} = \frac{j\omega_0\mu}{j\beta} = 451 \Omega.$$

Следи да су импедансе генератора и потрошача $R_g = 451 \Omega$ и $R_p = 451 \Omega$, респективно.

Зависност таласне импедансе, Z_{TE} , од учестаности приказана је на слици 5.2. Унутар пропусног опсега, од $f = 11,7 \text{ GHz}$ до $f = 12,2 \text{ GHz}$, таласна импеданса се мења у границама од 455Ω до 447Ω . Како је разлика таласних импеданси на крајевима опсега и на централној учестаности мања од 1%, може се сматрати да је филтар добро прилагођен у целом пропусном опсегу.

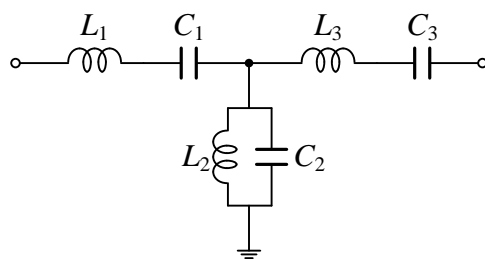


Слика 5.2. Зависност таласне импедансе од учестаности.

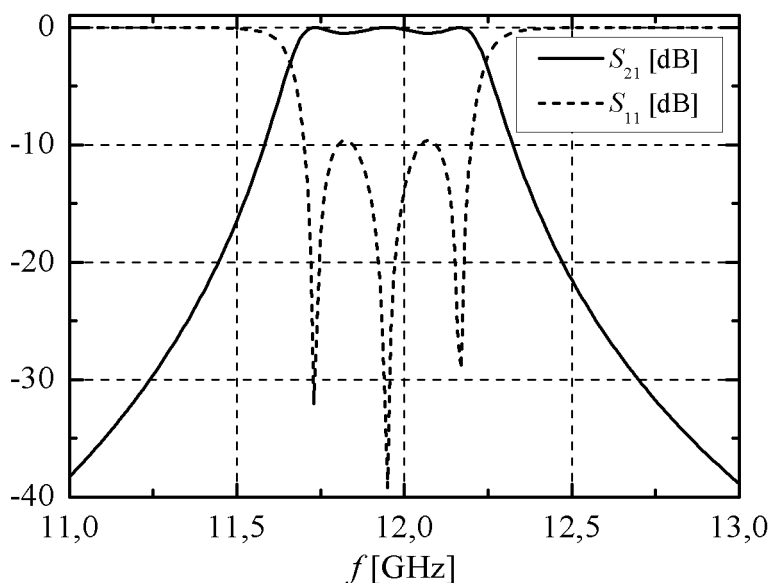
Сада су познати сви параметри који су потребни за трансформацију прототипа у филтар пропусник опсега учестаности задатих карактеристика. У складу са ознакама са слике 5.3, вредности L и C елемената у редним, односно паралелним гранама су

$$L_1 = 229,2 \text{ nH}, C_1 = 0,7743 \text{ fF}, L_2 = 0,2293 \text{ nH}, C_2 = 0,774 \text{ pF}, L_3 = 229,2 \text{ nH}, C_3 = 0,7743 \text{ fF}.$$

LC -шема филтра пропусника опсега приказана је на слици 5.3, а одговарајући S -параметри на слици 5.4.



Слика 5.3. LC -шема филтра пропусника опсега добијена од прототипа са слике 5.1.



Слика 5.4. S -параметри LC -лествичасте реализације филтра пропусника опсега.

Треба напоменути и то да је прототип са паралелним кондензатором као првим елементом потпуно еквивалентан прототипу код кога је први елемент редни калем. Добијени резултати у оба случаја су идентични.

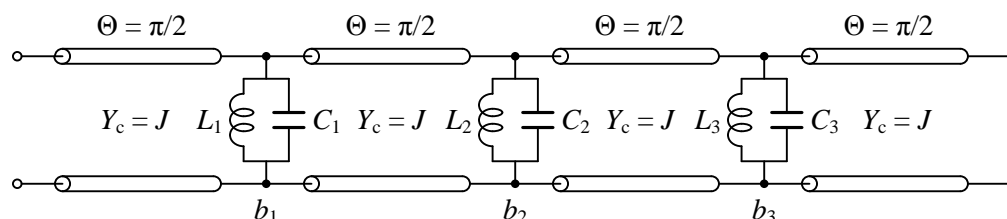
Како је у нашем случају због реализације филтра у таласоводној техници од интереса да сви резонатори буду у паралелним гранама, следећи корак је да LC -шему филтра са слике 5.2 трансформишемо у шему на којој су сва резонантна кола само у паралелним гранама (као на слици 4.7). Тај циљ се постиже коришћењем адмитансних инвертора (слика 4.5б) који су одређени једначинама (4.5). Параметри адмитансних инвертора ($J_{i,i+1}$) су једнаки таласној адмитанси и међусобно су једнаки ($J_{i,i+1} = J$). LC -шема са слике 5.3 има два резонантна кола у редним гранама (прво и треће) која треба трансформисати тако да буду у паралелним гранама. Остаје да се одреде параметри b_i , који дефинишу капацитивности и индуктивности нових резонатора који се налазе у паралелним гранама уместо у редним. Централно резонантно коло, које је везано паралелно, остаје непромењено.

На основу једначина (4.5) следи да су сушцептансе калема, односно кондензатора, $b_1 = 0,08462$, $b_2 = 0,05812$, $b_3 = 0,08462$.

Због симетрије параметара нископропусног прототипа, параметри b_1 и b_3 су једнаки.

Из једначине (4.6) израчунавају се капацитивности кондензатора и индуктивности калемова у паралелним гранама. Шема филтра са свим резонаторима само у паралелним гранама и $\lambda_g/4$ водовима као инверторима приказана је на слици 5.5. Према ознакама са слике 5.5 индуктивности и капацитивности резонатора су

$L_1 = 0,1574$ nH, $C_1 = 1,127$ pF, $L_2 = 0,2292$ nH, $C_2 = 0,774$ pF, $L_3 = 0,1574$ nH, $C_3 = 1,127$ pF.



Слика 5.5. Шема филтра пропусника опсега учестаности у којој су осцилаторна кола само у паралелним гранама, добијена од LC -шеме са слике 5.3.

Интересантно је приметити да L и C елементи трансформисаних резонатора имају идентичне вредности које би имао прототип са првим паралелним кондензатором.

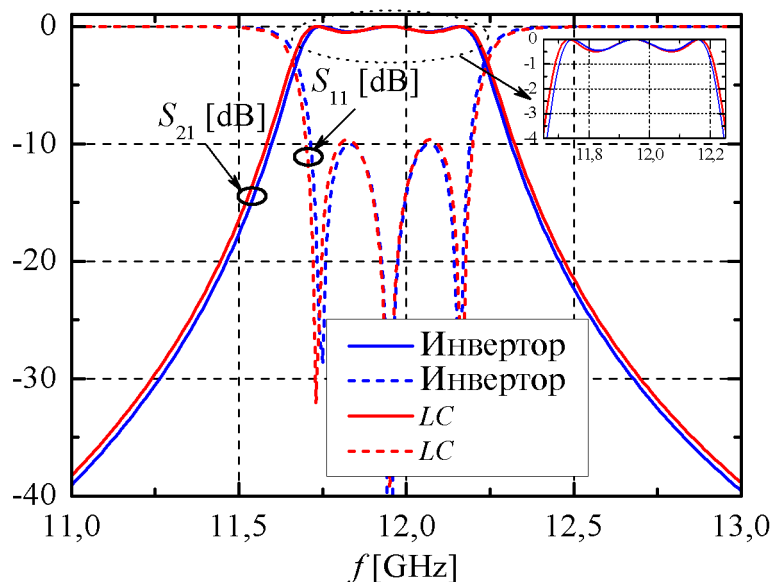
Да би инвертори били потпуно дефинисани, потребно је одредити таласну дужину у таласоводу. Таласна дужина на централној учестаности, у слободном простору, износи

$$\lambda_0 = \frac{c_0}{f_0} = 25,105 \text{ mm},$$

док је у таласоводу, односно на еквивалентном воду,

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r} \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} = 30,035 \text{ mm}.$$

S -параметри шеме филтра са инверторима (слика 5.5) приказани су на слици 5.6.



Слика 5.6. Поређење S -параметара лествичасте LC -шеме филтра са слике 5.3 и LC -шеме са инверторима са слике 5.5.

5.3. Резултати добијени анализом 3D електромагнетских модела

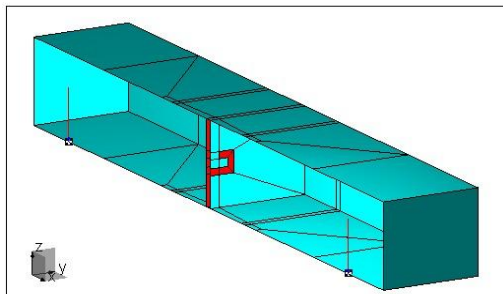
5.3.1. Опис примењених модела

Комплетна 3D електромагнетска анализа спроведена је у програмском пакету WIPL-D Microwave. Таласовод је моделован тако да је диелектрик таласовода ваздух, а зидови савршени проводник. Модел таласовода, због већ раније извучених закључака о губицима у таласоводу, не укључује губитке ни у диелектрику ни у проводнику.

Паралелна резонантна кола, која се налазе у паралелним гранама, реализована су уметањем резонантних дијафрагми, конкретно штампаним (полуталасним) резонаторима и њима комплементарним структурама. Овакви резонатори се често користе у пројектовању метаматеријалних структура. Ове структуре, када су побуђене одговарајућим електромагнетским пољима, показују необичне особине, као што су негативна пермеабилност и пермитивност у близини резонантне учестаности. Еквивалентно коло комплементарног штампаног резонатора у таласоводу је слично паралелном LC резонантном колу које је паралелно уметнуто у вод. Резонантна учестаност и пропусни опсег LC резонантног кола подешавају се погодним избором геометријских димензија комплементарног штампаног резонатора.

Штампани резонатори су се користили у дизајну таласоводних филтара зато што се таласовод у сваком пропагационом моду понаша као вод и могуће је користити ове структуре као елементе филтра. Еквивалентно коло штампаног резонатора уметнутог у таласовод је паралелна веза калема и кондензатора, који су редно постављени у вод и зато се ови елементи могу користити за пројектовање филтара непропусника опсега. С друге стране, користећи теорему дуалности и *Babinet*-ов принцип, комплементарни штампани резонатори могу се користити у пројектовању филтара пропусника опсега [1].

Штампани резонатори су моделовани на RT/Duroid 5880 супстрату, диелектричне константе $\epsilon_r = 2,2$ и тангенса угла губитака $\text{tg}\delta = 0,0004$ [16]. Дебљина супстрата је $h = 0,8$ mm. Овај супстрат је добар компромис између цене и унетих губитака супстрата. Анализа појединачних дијафрагми је обављена на моделу без губитака, али су губици узети у обзир при крајњој симулацији филтра.



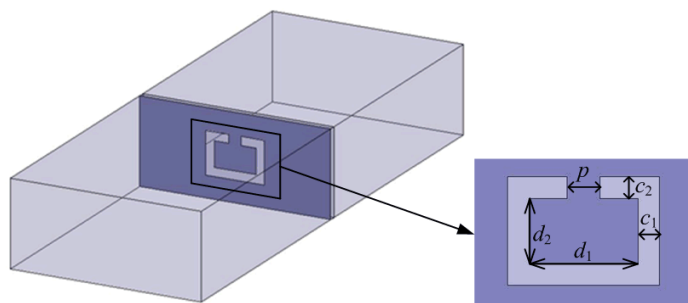
Слика 5.7. Уздужни пресек таласовода са напајањем моделован у програму WIPL-D.

Да би се у таласоводу успоставио доминантни тип таласа, потребно је побудити таласовод. Моделовани таласовод се побуђује сондом (четвртталасним монополом) која се налази на растојању $\lambda_g/4$ од трансверзалног зида таласовода. Сонда је постављена паралелно линијама електричног поља. Дакле, спрега је капацитивна. Сонда је моделована као врло танка жичица ($r_w = h_w/100$) са идеалним напонским генератором у свом подножју. Таласовод је кратко-спојен на оба краја да би се у таласоводу успоставио стојећи талас. Модел таласовода са напајањем приказан је на слици 5.7.

Како је у претходном одељку показано, у изабраном таласоводу на радној учестаности може се простирати само доминантни тип таласа, што је оптимално са становишта извлачења енергије из таласовода.

5.3.2. 3D електромагнетски модел елемента филтра пропусника опсега

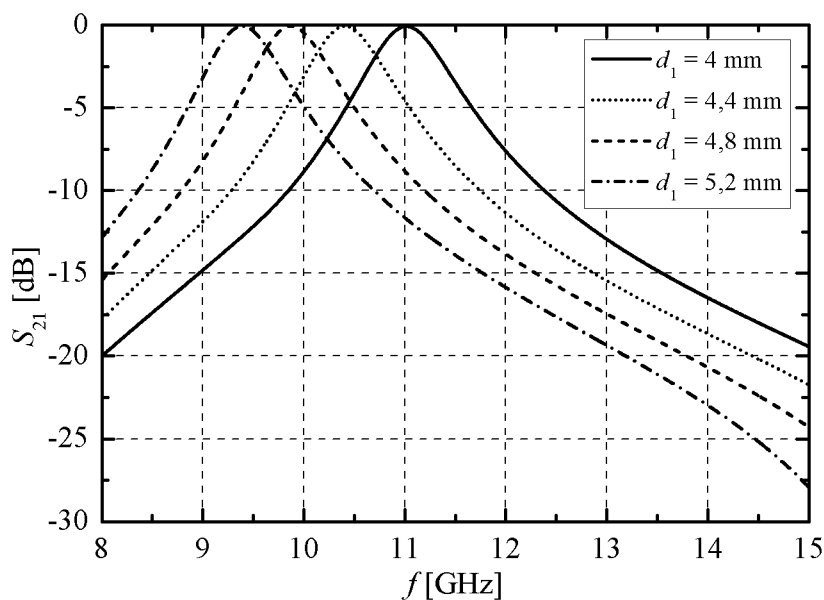
Структура комплементарног штампаног резонатора, са ознакама геометријских параметара, у таласоводу приказана је на слици 5.8 [1].



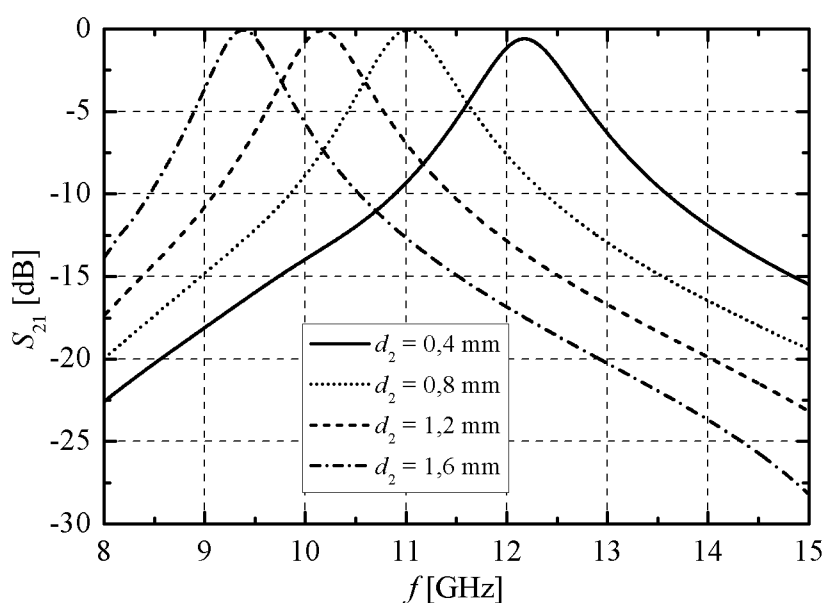
Слика 5.8. Изглед комплементарног штампаног резонатора у таласоводу. Тамнијом нијансом сиве је приказана метализација.

Структура са слике 5.8 је еквивалентна паралелном LC-колу, што ће касније и бити показано. Ово практично значи да се штампани резонатори могу употребити као елементи микроталасних филтара.

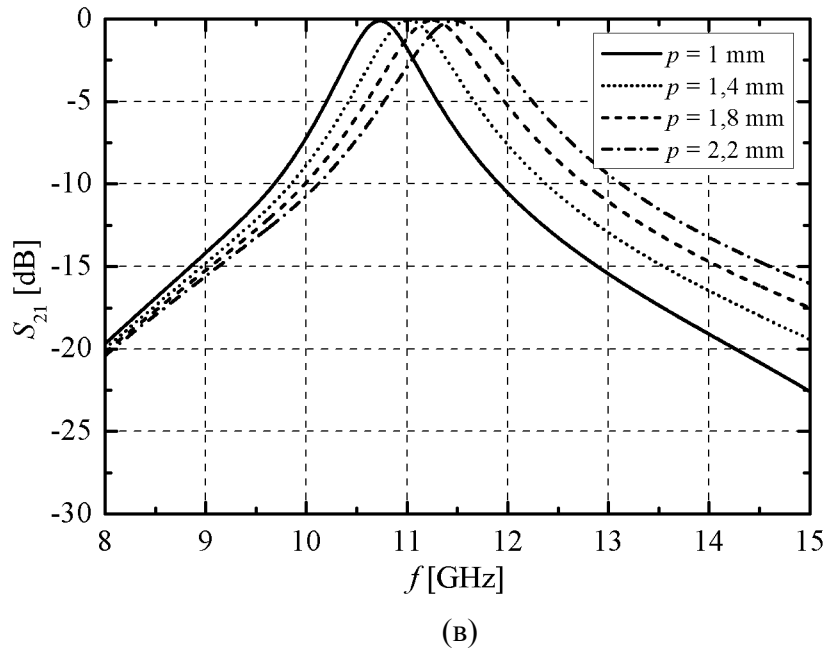
У расположивој литератури не постоје аналитички изрази ни други поступци који трансформишу капацитивност и индуктивност LC резонантног кола у геометријске параметре комплементарног штампаног резонатора. Из тог разлога је потребно, пре него што се почне пројектовање филтра, испитати утицај геометријских параметара на централну учестаност и ширину пропусног опсега резонатора. Приликом испитивања, само по један од параметара (d_1 , d_2 и p) се мења док сви остали параметри остају константни. Утицај геометријских параметара на преносну карактеристику резонатора приказан је на слици 5.9. Приказане карактеристике су добијене софтверским симулацијама у програму WIPL-D.



(a)



(б)



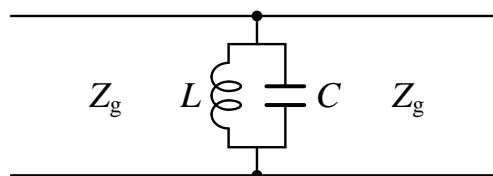
Слика 5.9. Утицај геометријских параметара резонатора на преносну карактеристику (а) $d_2 = 0,8$ mm, $c_1 = 1,5$ mm, $c_2 = 0,25$ mm, $p = 1,4$ mm, (б) $d_1 = 4$ mm, $c_1 = 1,5$ mm, $c_2 = 0,25$ mm, $p = 1,4$ mm, (в) $d_1 = 4$ mm, $d_2 = 0,8$ mm, $c_1 = 1,5$ mm, $c_2 = 0,25$ mm.

Утицај геометријских параметара на резонантну учестаност и ширину пропусног опсега сумиран је у табели 5.1. Корист изведених закључака се огледа у томе што се прво, релативно грубо, могу ручно подесити димензије резонатора, па онда оптимизацијом постићи фино подешавање жељене карактеристике. На овај начин се може уштедети рачунарско време потребно за оптимизацију.

Према томе, комплементарни резонантни елемент се може моделовати паралелним LC-колом уметнутим у вод (слика 5.10). Вредности L и C компонената су одређене геометријским параметрима резонантног елемента.

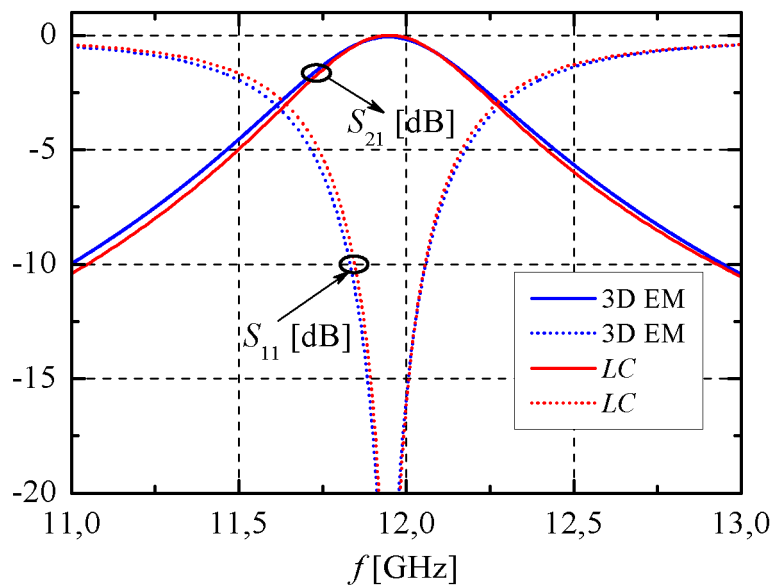
Табела 1. Промена централне учестаности (f_0) и пропусног опсега (ΔF) комплементарног штампаног резонатора у зависности од геометријских параметара.

Параметар	f_0	ΔF
$d_1 \uparrow$	\downarrow	\uparrow
$d_2 \uparrow$	\downarrow	\downarrow
$c_1 \uparrow$	\downarrow	\uparrow
$c_2 \uparrow$	\downarrow	\uparrow
$p \uparrow$	\uparrow	\uparrow

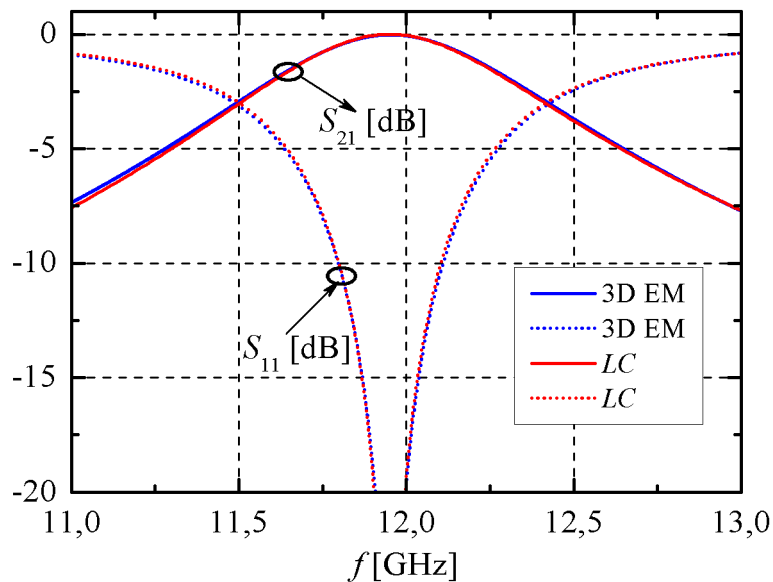


Слика 5.10. Еквивалентно коло комплементарног штампаног резонатора уметнутог у таласовод (Z_g је таласна импеданса вођеног електромагнетског таласа).

Сада треба одредити димензије резонатора тако да они буду еквиваленти LC колима са слике 5.3. Геометријски параметри резонатора (d_1 , d_2 , c_1 , c_2 и p) ће прво бити ручно подешени тако да централна учестаност и ширина пропусног опсега што ближе одговарају спецификацији. Затим, ови параметри ће се оптимизовати док се преносна карактеристика што више поклопи са карактеристиком еквивалентног LC -кола. На крају се добијене вредности заокружују тако да се штампани резонатор може израдити у расположивој резолуцији. Због симетрије филтра, први и трећи резонатор су идентични. S -параметри 3D електромагнетског модела оптимизованог првог елемента приказани су на слици 5.11, а другог на слици 5.12. На основу слика 5.11 и 5.12 може се закључити да се комплементарни штампани резонатор заиста понаша као паралелно везано антирезонантно коло.



Слика 5.11. Поређење S -параметара првог елемента филтра са слике 5.8 ($d_1 = 4,4$ mm, $d_2 = 1,5$ mm, $c_1 = 0,25$ mm, $c_2 = 0,6$ mm, $p = 2,45$ mm) и еквивалентне LC -шеме са слике 5.10



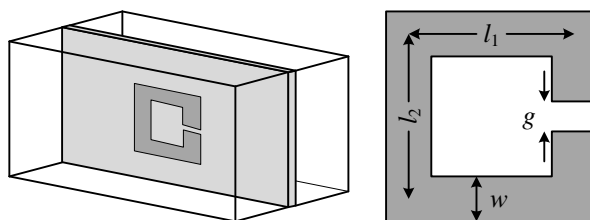
Слика 5.12. Поређење S -параметара другог елемента филтра са слике 5.8 ($d_1 = 4,2$ mm, $d_2 = 1$ mm, $c_1 = 0,7$ mm, $c_2 = 0,9$ mm, $p = 2,1$ mm) и еквивалентне LC -шеме са слике 5.10.

Алгоритам за синтезу комплементарног штампаног резонатора жељених карактеристика је следећи:

- 1) На основу прототипа филтра синтетисати лествичасту LC -шему филтра пропусника опсега,
- 2) Добијену LC -шему трансфигурисати тако да сви резонатори буду у паралелним гранама,
- 3) Испитати S -параметре сваког од резонатора појединачно,
- 4) Ручним подешавањем геометријских димензија 3D електромагнетског модела резонатора грубо подесити преносну карактеристику тако да што више одговара преносној карактеристици еквивалентног LC резонатора,
- 5) Оптимизацијом фино подесити димензије резонатора тако да се обе преносне карактеристике практично поклопе,
- 6) Извршити заокруживање добијених вредности тако да се штампани резонатор може фабриковати у расположивој резолуцији израде.

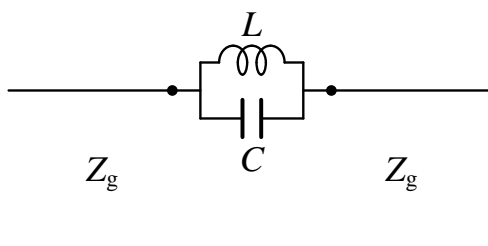
5.3.3. 3D електромагнетски модел елемента филтра непропусника опсега

Штампани резонатор приказан је на слици 5.13. Структуре са слике 5.8 и слике 5.13 су међусобно комплементарне. Показаћемо да се штампани резонатор може применити за реализацију филтра непропусника опсега учестаности.



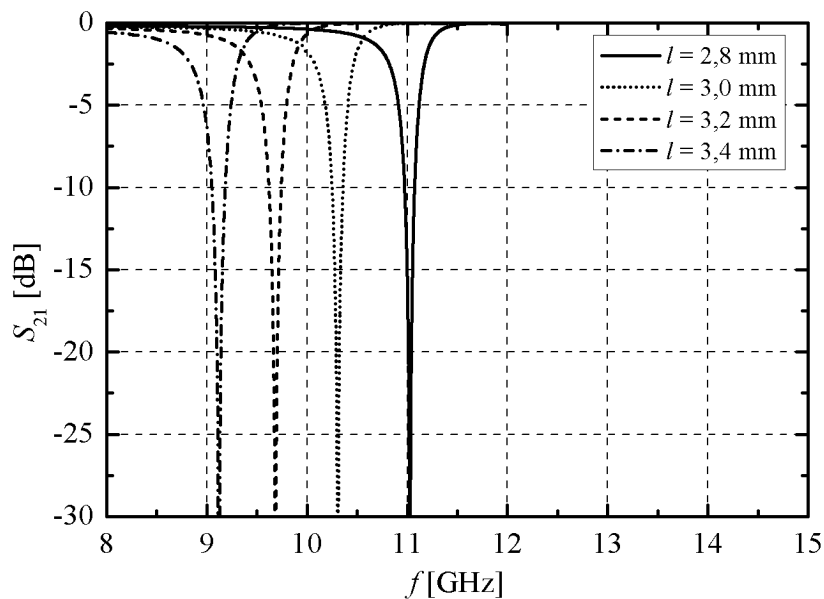
Слика 5.13. Изглед штампаног резонатора у таласоводу [2]. Тамнијом нијансом сиве је приказана метализација.

Поступак синтезе филтра непропусника опсега је дуалан поступку синтезе филтра пропусника опсега и може се пронаћи у литератури, на пример, [20].

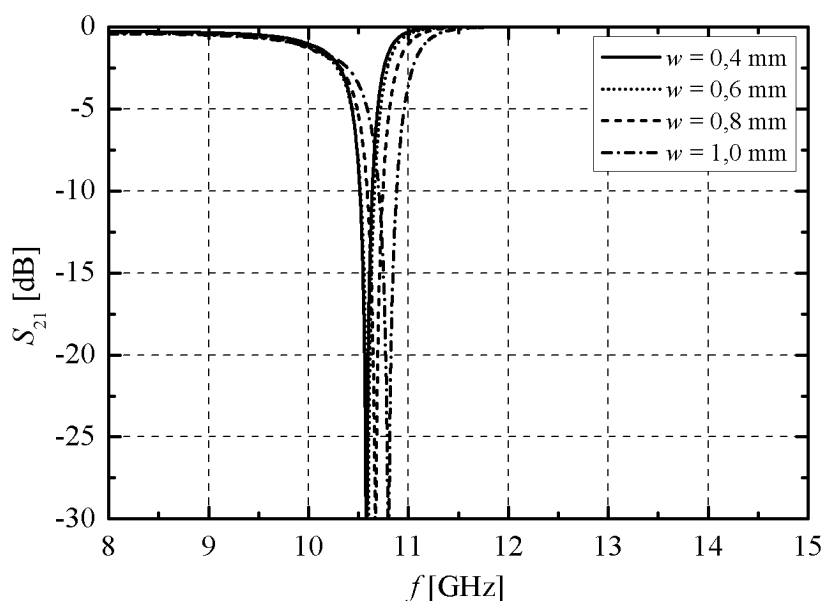


Слика 5.14. Еквивалентно коло штампаног резонатора уметнутог у таласовод (Z_g је таласна импеданса вођеног електромагнетског таласа).

Аналогно, као код филтра пропусника опсега прво је испитан утицај геометријских параметара на централну учестаност и ширину непропусног опсега, тако што се мења један параметар, а други се држе константним. Зависност параметра S_{21} од геометријских параметара приказана је на слици 5.15.



(а)

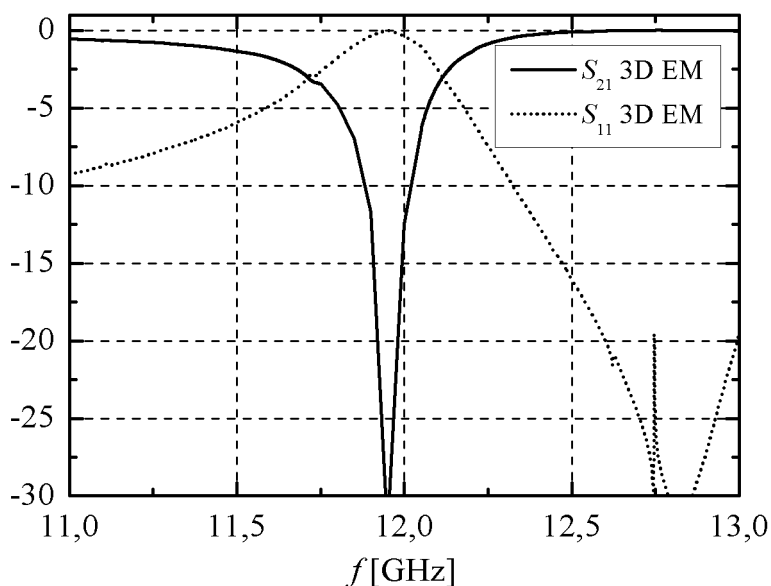


(б)

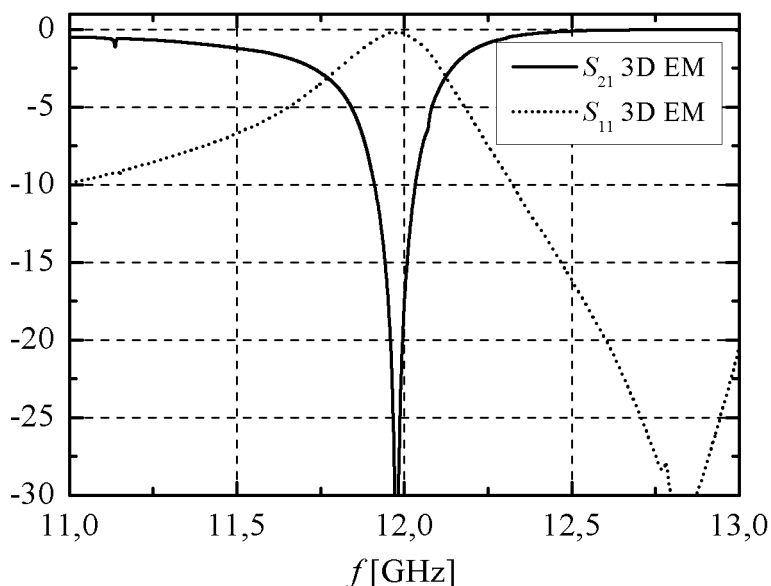
Слика 5.15. Утицај геометријских параметара резонатора на преносну карактеристику (а) $g = 0,2 \text{ mm}$, $w = 0,15 \text{ mm}$, $l_1 = l_2 = l$, (б) $l_1 = l_2 = l = 2,9 \text{ mm}$, $g = 0,2 \text{ mm}$.

На основу карактеристике са слике 5.15а следи да повећање параметра l смањује централну учестаност. Ово се може објаснити тиме што већа резонантна таласна дужина одговара нижој учестаности. Промена параметра l не утиче на ширину пропусног опсега. Повећање ширине траке резонатора, w , врло мало утиче на централну учестаност. Дакле, параметар w доминантно утиче на ширину пропусног опсега.

На сликама 5.16 и 5.17 показано је да је могуће реализовати елементе филтра непропусника опсега централне учестаности непропусног опсега $f_0 = 11,95$ GHz (филтра комплементарног задатом пропуснику опсега). Параметри који се оптимизују су l_1 , l_2 , g и w .



Слика 5.15. S -параметри првог елемента филтра непропусника опсега ($l_1 = 2,6$ mm, $l_2 = 2,8$ mm, $g = 0,5$ mm, $w = 0,3$ mm).



Слика 5.17. S -параметри другог елемента филтра непропусника опсега ($l_1 = 3,1$ mm, $l_2 = 2,5$ mm, $g = 0,9$ mm, $w = 0,2$ mm).

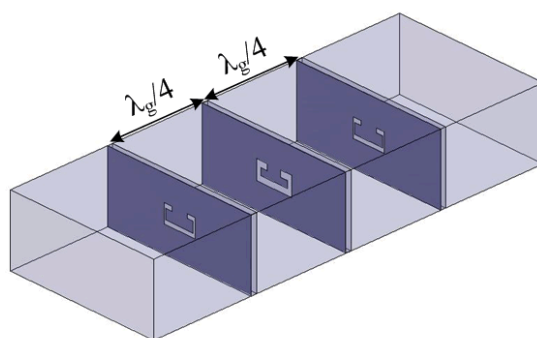
Алгоритам за синтезу штампаног резонатора, који је елемент филтра непропусника опсега, био би дуалан алгоритму који се примењује за синтезу пропусника опсега.

5.3.4. Реализација инвертора

Уопштено, инвертор је мрежа са два приступа која инвертује имитансу свог оптерећења. У специјалном случају, када постоји само реактивно оптерећење, довољно је обезбедити фазни померај од $\pi/2$ да би се остварио инвертор. Честа структура која се користи као инвертор код микротракастих и таласоводних филтара је $\lambda_g/4$ вод. Дакле, секција таласовода дужине $\lambda_g/4$ понаша се као имитансни инвертор.

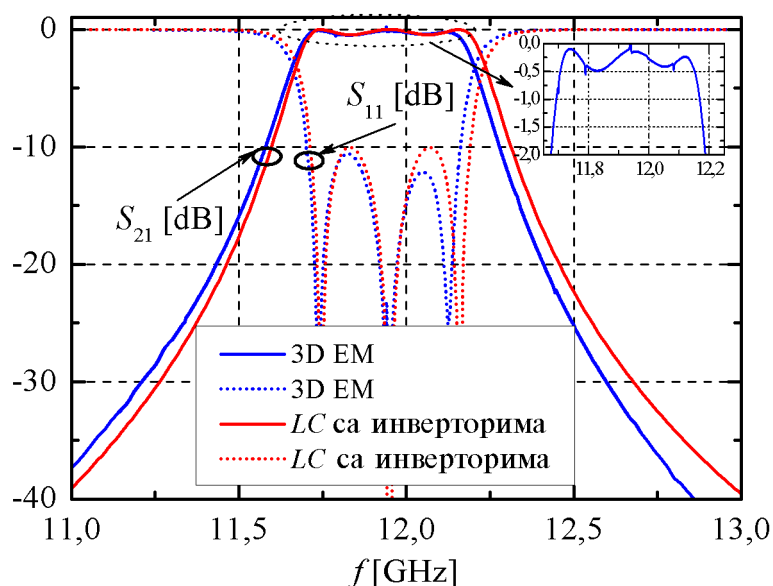
5.3.5. Реализација филтра пропусника опсега

Када су реализовани елементи филтра, у виду штампаних резонатора, задатих карактеристика, остаје да се уметну у таласовод на одговарајућем растојању. Структура једног таквог филтра приказана је на слици 5.18.



Слика 5.18. Филтар пропусник опсега трећег реда са штампаним резонаторима.

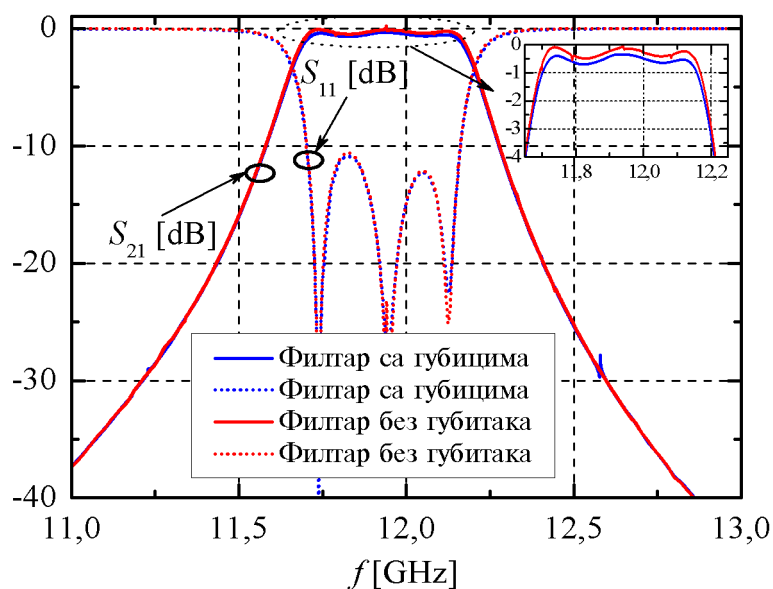
Слика 5.19 даје упоредни приказ преносне карактеристике и коефицијента рефлексије 3D електромагнетског модела филтра и LC -шеме са инверторима. Оба модела садрже само идеалне елементе, без губитака.



Слика 5.19. Поређење S -параметара 3D електромагнетског модела филтра са слике 5.18 и LC -шеме са инверторима са слике 5.5.

Закључује се да је унето слабљење тродимензионалног модела филтра у задатом опсегу од 0,5 dB, али је пропусни опсег нешто ужи него код модела електричног кола. Неприлагођење, такође, задовољава услове спецификације. Први (односно трећи) и други штампани резонатор имају димензије које су добијене у одељку 5.3.2.

Следећи анализиран модел укључује губитке у диелектрику супстрата коришћеног за реализацију штампаних резонатора. Губици су дефинисани тангенсом угла губитака супстрата. Поређење резултата добијених за 3D модел филтра са губицима и без губитака приказано је на слици 5.20.

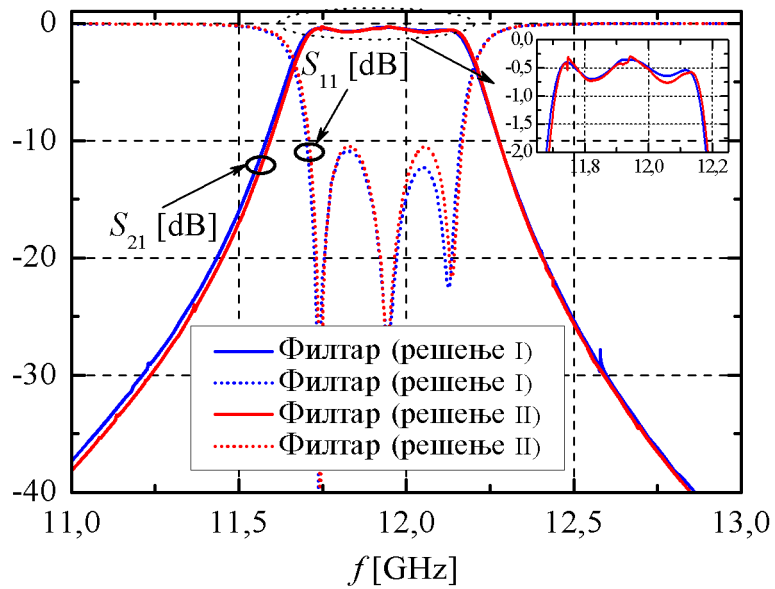


Слика 5.20. Поређење S -параметара 3D електромагнетског модела филтра са губицима и без губитака.

Добијени резултати оправдавају прву апроксимацију филтра без губитака. Губици које уноси супстрат резонатора су се у симулацији показали врло малим.

На потпуно идентичан начин и независно од првог решења, добијено је и друго решење за геометријске параметре штампаних резонатора филтра задате спецификације. Оптимизоване димензије првог и трећег резонатора другог решења су $d_1 = 4,4 \text{ mm}$, $d_2 = 1,5 \text{ mm}$, $c_1 = 0,24 \text{ mm}$, $c_2 = 0,55 \text{ mm}$, $p = 2,35 \text{ mm}$, а другог резонатора $d_1 = 4,2 \text{ mm}$, $d_2 = 1,03 \text{ mm}$, $c_1 = 0,72 \text{ mm}$, $c_2 = 0,82 \text{ mm}$, $p = 2,1 \text{ mm}$. S -параметри првог и другог решења филтра приказани су на слици 5.21.

Оно што је врло важно код сваке реализације филтара је стабилност решења. Мала одступања приликом израде од оптимизованих вредности могу довести до деградације карактеристике. Ако је то случај, значи да решење није стабилно. Стабилност решења се, обично, испитује тако што се параметри од интереса мењају по случајном принципу у одређеном опсегу вредности и прати промена карактеристике. У ту сврху, у овом раду послужиће друго решење које се врло мало разликује од првог, па се може сматрати да је настало случајном променом параметара првог решења. Овакве промене параметара су, у пракси, еквивалентне могућим грешкама насталим приликом израде штампаних резонатора. Слика 5.21 јасно показује да је решење стабилно и да би карактеристика, у случају евентуалних грешака при изради, остала блиска задатој карактеристици.



Слика 5.21. Поређење S -параметара 3D електромагнетског модела првог и другог решења филтра.

6. Закључак

Код савремених сателитских система који раде на микроталасним учестаностима постоји потреба за ужим пропусним опсезима и преносом сигнала велике снаге. Да би се остварио добар пријем сигнала између земаљске станице и сателита, поред велике осетљивости пријемника, потребно је и да послати сигнал буде што веће снаге због великог слабљења.

У раду је испитан филтар пропусник опсега у таласоводној техници који користи штампане резонаторе и има примену у сателитским комуникацијама. Развијен је алгоритам за синтезу овог филтра.

Први корак синтезе филтра подразумевао је проналажење апроксимације, која задовољава спецификацију и може да се оствари у пракси, а затим одређивање параметара прототипа филтра. Извршена је трансформација прототипа филтра у пропусник опсега.

Софтверским симулацијама је показано да се штампани резонатор понаша као паралелно LC коло и да се као такав може употребити као елемент филтра. Погодним избором геометријских параметара резонатора могу се подешавати централна учестаност и ширина пропусног опсега. Губици штампаног резонатора реализованог на предложеном супстрату, RT/Duroid 5880, су се показали малим. Приступачност овог супстрата и лакоћа обраде га чине идеалним избором и за масовнију производњу.

Показано је да се штампани резонатори могу користити и за реализацију филтара непропусника опсега. Алгоритам синтезе оваквих филтара је дуалан синтези филтара пропусника опсега.

Један од будућих праваца развоја био би минијатуризација филтра тако да буде компактнији. У том случају, смањење растојања између резонатора би довело до тога да спрега између њих постане много јача. Решење овог проблема би захтевало модификацију дизајна филтра.

Други правац развоја би могао да буде реализација филтара са више пропусних или непропусних опсега, тако да један филтар преузме функцију више филтара. Тиме би се остварила велика уштеда и новца и простора који компоненте у систему заузимају.

Проналазак аналитичких израза или експерименталних кривих који би повезивали вредности L и C елемената резонантног кола и геометријске параметре штампаног резонатора био би, свакако, правац будућег развоја са највећим доприносом овој теми.

7. Литература

- [1] H. Bahrami, M. Hakkak, A. Pirhadi, "Analysis and Design of Highly Compact Bandpass Waveguide Filter Utilizing Complementary Split Ring Resonators," *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 80, pp. 107-122, 2008.
- [2] S. Fallahzadeh, H. Bahrami, M. Tayarani, "A Novel Dual-Band Bandstop Waveguide Filter Using Split Ring Resonators," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol. 12, pp. 133-139, 2009.
- [3] А. Р. Ђорђевић, Д. В. Тошић, *Микроталасна техника*, Академска мисао, Београд, 2006.
- [4] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, McGraw-Hill, New York, 1992.
- [5] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, New Jersey, 2005.
- [6] В. Петровић, Д. В. Тошић, А. Р. Ђорђевић, *Микроталасна пасивна кола*, CD издање, ЕТФ Београд, 2008.
- [7] G. L. Matthaei, L. Young, E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, McGraw-Hill, New York, 1964.
- [8] J.-S. Hong, M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, John Wiley & Sons, New York, 2001.
- [9] *Filter Solutions*, Nuhertz Technologies, <http://www.filter-solutions.com/>, Phoenix, AZ, USA.
- [10] N. Kinayman, M. I. Aksun, *Modern Microwave Circuits*, Artech House, Norwood, 2005.
- [11] M. D. Lutovac, D. V. Tošić, B. L. Evans, *Filter Design for Signal Processing using Matlab and Mathematica*, Prentice Hall, Upper Saddle River NJ, 2001.
- [12] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*, Institute of Electrical Engineers, New York, 1986.
- [13] М. Потребих, *Микроталасни филтри са локализованим импулсним одзивом у техници микротракастих водова*, докторска теза, Електротехнички факултет, Београд, 2009.
- [14] *Microwave Office*, Applied Wave Research, <http://www.appwave.com/>, El Segundo, CA, USA.
- [15] *WIPL-D Pro v6.4*, WIPL-D d.o.o., <http://www.wipl-d.com/>, Belgrade, Serbia, 2008.
- [16] *RT-Duroid-5870-5880-5880LZ-High-Frequency-Laminates*, Rogers Corporation, <http://www.rogerscorp.com/documents/606/acm/RT-Duroid-5870-5880-Data-Sheet.aspx/>, Roaers, CT, USA.
- [17] L. Besser, R. Gilmore, *Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems*, vol. 1 Passive Circuits and Systems, Artech House, Norwood, 2003.
- [18] K. Chang, L.-H Hsieh, *Microwave Ring Circuits and Related Structures*, John Wiley & Sons, New Jersey, 2004.
- [19] L. Thede, *Practical Analog and Digital Filter Design*, Artech House, Boston, 2004.
- [20] I. Hunter, *Theory and Design of Microwave Filters*, The Institution of Engineering and Technology, London, 2001.