

6. Návrh, konstrukce a měření LC filtru typu DP

(návod ke cvičení z B2M37ART)

Cílem úlohy je ozřejmit metodiku návrhu, praktické provedení a změření jednoduchého pasivního vysokofrekvenčního obvodu se soustředěnými parametry – dolnoproustného LC filtru. Návrh filtru je prováděn na osobním počítači. Měřicí část demonstruje jednu z možných aplikací vektorového obvodového analyzátoru, pozornost je také věnována kalibraci vektorového obvodového analyzátoru.

Úkol měření



1. Navrhněte Cauerův filtr pro koncový stupeň vysílače podle zadání.
2. Sestavte filtr na pájecím přípravku.
3. Proveďte kalibraci vektorového obvodového analyzátoru podle přílohy.
4. Změřte parametry filtru pomocí vektorového obvodového analyzátoru.

Domácí příprava



1. Seznamte se s teoretickou částí tohoto návodu.
2. Splňte úkoly v částech 2.1 a 2.2.

Přístrojové vybavení pracoviště



- Vektorový obvodový analyzátor Advantest R3765CG
- LCR metr Hewlett Packard 4285A
- Osobní počítač

Doporučená literatura



- [1] Novák, M.: *Syntéza frekvenčních filtrů*. Praha, Academia 1966.
- [2] Davídek, V., Laipert, M., Vlček, M.: *Analogové a číslicové filtry*. Ediční středisko ČVUT Praha, 2000.
- [3] Oliver, B. M., Cage, J. M.: *Electronic Measurements and Instrumentation*. New York, McGraw-Hill Inc. 1971.
- [4] Agilent Technologies, Palo Alto: *S-Parameter Techniques for Faster, More Accurate Network Design*. Application Note 95-1, 1996.

Obsah dokumentu

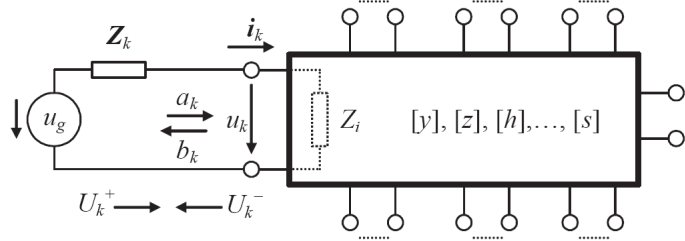


1	Stručná teorie	3
1.1	Rozptylové parametry	3
1.2	Elektrické filtry	5
2	Návrh a konstrukce LC filtru	6
2.1	Zadání	6
2.2	Výpočet tolerančního pole filtru	6
2.3	Návrh filtru	8
2.4	Konstrukce filtru	11
3	Měření	11
3.1	Kalibrace vektorového obvodového analyzátoru	11
3.2	Měření parametrů filtru pomocí vektorového obvodového analyzátoru	12
3.3	Zhodnocení, závěr	13

1 Stručná teorie

1.1 Rozptylové parametry

Základním stavebním blokem radioelektronických systémů jsou lineární systémy s časově neměnnými parametry nazývané n -brany (*Linear Time-Invariant N-ports – LTI N-ports*). Jejich zvláštním avšak patrně nejčastějším případem jsou LTI dvojbrany (např. zesilovače, filtry, atenuátory,...). Dolnoproustný filtr měřený v této úloze lze považovat za takový LTI dvojbran.



Obrázek 1. Definice dopadajících a odražených vln na bráně k n -branu

Přenosové vlastnosti LTI n -branu lze charakterizovat například pomocí známých parametrů z , y , h ,... definovaných na základě svorkových napětí a proudů (obr. 1). Vždy n obvodových veličin je zvoleno za nezávislé proměnné a zbývajících n obvodových veličin jsou závislé proměnné. Relaci mezi nimi určuje $n \times n$ frekvenčně závislých komplexních parametrů. Například pro y -parametry platí vztah

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & \cdots & y_{1n} \\ y_{21} & y_{22} & \cdots & y_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{n1} & y_{n2} & \cdots & y_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_n \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Na velmi vysokých kmitočtech je měření těchto parametrů dosti obtížné nebo dokonce nemožné. Zmínit lze například potíže s realizací zkratovaných či rozpojených svorek, hrozící nestabilní chování takto zakončených n -branů, problém s měřením svorkových napětí a proudů atd. Proto se zvláště na vysokých kmitočtech používá jiný systém parametrů definovaný na základě postupných a odražených vln na branách n -branu. Uveďme definice těchto tzv. *výkonových vln* (*Power Waves*) bez ohledu na to, jaké důvody vedly k jejich níže uvedené podobě.

$$a_k = \frac{u_k + Z_k i_k}{2\sqrt{\Re[Z_k]}}, \quad b_k = \frac{u_k - Z_k^* i_k}{2\sqrt{\Re[Z_k]}}, \quad (2)$$

kde a_k je vlna přicházející na bránu k , b_k je vlna odražená od brány k , u_k a i_k je napětí a proud na svorkách brány k a konečně Z_k je referenční impedance přidružená k bráně k n -branu (obr. 1). Výkonové vlny a_k a b_k jsou lineární kombinací svorkových napětí a proudů, a proto mohou být použity k definici nové matice $n \times n$ tzv. *rozptylových parametrů* neboli *s-parametrů* (*Scattering Parameters*) v obvyklé notaci

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & \cdots & s_{1n} \\ s_{21} & s_{22} & \cdots & s_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{n1} & s_{n2} & \cdots & s_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Doplňme tuto definici o několik důležitých poznámek. Především definice (2) umožňuje odvodit vztahy pro svorková napětí a proudy ve tvaru

$$u_k = \frac{p_k (Z_k^* a_k + Z_k b_k)}{\sqrt{\Re[Z_k]}}, \quad i_k = \frac{p_k (a_k - b_k)}{\sqrt{\Re[Z_k]}}, \quad (4)$$

kde parametr $p_k = 1$ pokud $\Re[Z_k] > 0$, $p_k = -1$ pokud $\Re[Z_k] < 0$. Pomocí těchto vztahů může být proveden přepočítání mezi rozptylovými parametry a parametry definovanými na základě svorkových napětí a proudů. Další zajímavý moment objevíme, pokud vypočteme

$$|a_k|^2 = a_k a_k^* = |u_k = u_g - Z_k i_k| = \frac{|u_g|^2}{4|\Re[Z_k]|} \quad (5)$$

a

$$\Re[u_k i_k^*] = p_k (|a_k|^2 - |b_k|^2). \quad (6)$$

Snadno odvodíme, že výraz (5) není nic jiného než dosažitelný výkon generátoru u_g s vnitřní impedancí Z_k (viz obr. 1). Výraz (6) vyjadřuje výkon, který generátor skutečně odevzdává do zátěže Z_i představující bránu dvojbranu. Pokud pomíneme v definici s -parametrů zobecňující parametr p_k , lze vztahy (5) a (6) interpretovat následovně. Z generátoru se přenáší výkon $|a_k|^2$ směrem do brány dvojbranu bez ohledu na velikost impedance zátěže. Pokud však zátěž není impedančně přizpůsobena, část výkonu o velikosti $|b_k|^2$ je odražena zpět směrem ke generátoru. V zátěži je tak spotřebováván výkon $|a_k|^2 - |b_k|^2$. Je zřejmé, že výkonové vlny a_k a b_k jsou v přímé relaci s výkonovým tokem resp. rozdělením výkonů mezi zdrojem a zátěží – bránou k n -branu. Odtud je zřejmé, proč vlny a_k a b_k označujeme jako výkonové, byť jejich fyzikální rozměr je $V/\sqrt{\Omega}$, a proč s -parametry nazýváme rozptylovými parametry.

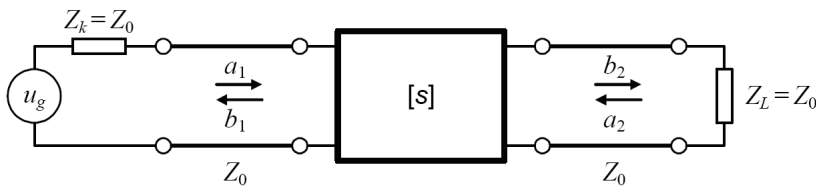
V mnoha případech je vhodné předpokládat, že referenční impedance Z_k je pro všechny brány shodná a nabývá kladné reálné hodnoty (typicky $Z_k = Z_0 = 50 \Omega$). Potom není formálního ani číselného rozdílu mezi výkonovou vlnou a_k a napět'ovou postupnou vlnou U_k^+ normovanou faktorem $2\sqrt{Z_0}$ a mezi vlnou b_k a odraženou vlnou U_k^- normovanou faktorem $2\sqrt{Z_0}$, platí

$$a_k = \frac{u_k + Z_0 i_k}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{U_k^+}{2\sqrt{Z_0}}, \quad b_k = \frac{u_k - Z_0 i_k}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{U_k^-}{2\sqrt{Z_0}}. \quad (7)$$

Aplikujeme-li výše uvedenou teorii na LTI dvojbran, přičemž předpokládáme, že Z_0 je kladná, reálná a pro obě brány shodná, obdržíme známý zápis

$$\begin{aligned} b_1 &= s_{11}a_1 + s_{12}a_2, \\ b_2 &= s_{21}a_1 + s_{22}a_2. \end{aligned} \quad (8)$$

Odtud lze z příbuznosti výkonových vln a napět'ových vln odvodit význam jednotlivých rozptylových parametrů.



Obrázek 2. Definice dopadajících a odražených vln na bráně k n -branu

Parametr s_{11} je určen poměrem odražené a dopadající vlny na vstupu dvojbranu za podmínky impedančního přizpůsobení výstupní brány, tj. $Z_L = Z_0$. Potom lze psát

$$s_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0}. \quad (9)$$

Parametr představuje vstupní napět'ový činitel odrazu dvojbranu.

Parametr s_{22} je určen poměrem odražené a dopadající vlny na výstupu dvojbranu za podmínky impedančního přizpůsobení vstupní brány, tj. $Z_k = Z_0$. Potom lze psát

$$s_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0}. \quad (10)$$

Parametr představuje *výstupní napěťový činitel odrazu dvojbranu*.

Parametr s_{12} je určen poměrem napěťové vlny šířící se od vstupu dvojbranu k vlně dopadající na výstup dvojbranu za podmínky impedančního přizpůsobení vstupní brány, tj. $Z_k = Z_0$. Potom lze psát

$$s_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0}. \quad (11)$$

Parametr představuje *činitel napěťového přenosu dvojbranu ve zpětném směru*.

Parametr s_{21} je určen poměrem napěťové vlny šířící se z výstupu dvojbranu k vlně dopadající na vstup dvojbranu za podmínky impedančního přizpůsobení výstupní brány, tj. $Z_L = Z_0$. Potom lze psát

$$s_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0}. \quad (12)$$

Parametr představuje *činitel napěťového přenosu dvojbranu v přímém směru*.

1.2 Elektrické filtry

Elektrické frekvenční filtry jsou důležitou součástí téměř všech radiotechnických zařízení. Rozumíme jimi obvykle obvody, které umožňují oddělení jednotlivých přenášených frekvenčních pásem. Přitom jejich přenosové i konstrukční vlastnosti do značné míry ovlivňují jakost toho kterého zařízení. Nejinak je tomu i v případě zde navrhovaného filtru. Je pochopitelné, že při obrovském množství různých použití elektrických frekvenčních filtrů existuje mnoho metod syntézy filtrů, počínaje těmi elementárními, jejichž principem je empirická volba určitého zapojení filtru, jeho analýza a provedení vlastního návrhu hodnot stavebních prvků filtru několikerým opakováním analýzy, přes metody empirické, tabulkové (katalogy filtrů) až k metodám exaktním, které jsou kromě iteračních metod jedním z nejvyšších vývojových typů syntézy, dovolují úplné řešení i velmi složitých a náročných případů ekonomickými obvody a které použijeme k návrhu požadovaného filtru v této úloze.

U exaktních metod se nevychází z volby určitého konkrétního zapojení, ale vlastní proces syntézy postupuje přímo od zadaných parametrů k určení přenosových funkcí a posléze k jim odpovídajícím zapojením a hodnotám stavebních prvků filtru. Nevýhodou této metody je zejména složitost a pracnost, kterou však redukuje užití výpočetní techniky. Exaktní metodu syntézy lze rozdělit na dvě zásadní části, tj. na úlohu aproximační a úlohu realizační. Aproximační úlohou rozumíme, že je třeba nalézt takovou přenosovou funkci, která bude splňovat nároky na amplitudovou, fázovou či přechodovou odezvu danou tolerančním polem a zároveň bude vyhovovat i podmínce fyzikální realizovatelnosti filtru. Realizační úlohou pak rozumíme přechod od obvodové funkce specifikované aproximační úlohou ke konkrétnímu zapojení spolu s hodnotami stavebních prvků.

K realizaci filtru je tedy třeba nejprve zvolit vhodnou aproximaci (například Butterworth, Bessel, Čebyšev, atd.), kterou vymezíme tolerančním polem podle předem daných požadavků na filtr. Pokud se podaří nalézt zadání vyhovující přenosovou funkci, přichází na řadu poměrně složitá druhá etapa exaktní syntézy spočívající v nalezení konfigurace a výpočtu hodnot stavebních prvků. Obě dvě etapy lze značně usnadnit použitím výpočetní techniky. Vstupními parametry pro návrh pasivního filtru RLC v programu NAF, který k návrhu použijeme, jsou typ filtru (dolní, horní a pásmová propust, pásmová zadrž), tomu odpovídající toleranční pole amplitudové charakteristiky filtru, vstupní a výstupní impedance a volba jedné z programem nabízených aproximací. Výstupem programu je obvodové zapojení spolu s hodnotami stavebních prvků – součástek. Aproximační a realizační úloha je kromě volby aproximace plně pod kontrolou programu, který zaručuje, že výsledné zapojení splňuje původní požadavky, a že obvodová realizace využívá minimum stavebních prvků pro dosažení těchto požadavků. Uživatel má možnost modifikovat vstupní požadavky nebo hodnoty stavebních prvků filtru, a tím tak ovlivnit výslednou přenosovou charakteristiku filtru, která však vždy vstupní požadavky splňuje.

2 Návrh a konstrukce LC filtru

2.1 Zadání


Pro tranzistorový koncový stupeň vysílače o výstupním výkonu 2 W pracujícího na provozním kmitočtu $f_c = [35 + ((12 \cdot \text{číslo-týdne-v-semestru}) + 6) \bmod 21]$ MHz v pásmu o šířce $B = 500$ kHz je třeba zkonstruovat filtr, který potlačí druhou harmonickou složku signálu alespoň o 30 dB a třetí nejméně o 15 dB. K dosažení dobré účinnosti vysílače je v propustném pásmu B požadován poměr stojatého vlnění PSV na vstupu filtru menší než 1,35, což představuje akceptovatelnou ztrátu asi čtyř procent výkonu po průchodu signálu filtrem. Vstupní impedance filtru má být 50Ω , zatěžovací impedance je taktéž 50Ω . Zadavatel s ohledem na výrobní nenáročnost dále požaduje filtr s minimálním počtem obvodových prvků, zvláště pak cívek.

2.2 Výpočet tolerančního pole filtru

Toleranční pole filtru je zadavatelem definováno pouze ve třech oblastech, tj. v okolí frekvencí (dáno šířkou pásma vysílače B a jejími násobky), které odpovídají 1., 2. a 3. harmonické složce provozního kmitočtu vysílače. Útlum filtru na 2. a 3. harmonické složce je určen již v zadání, maximální povolený útlum filtru v propustném pásmu v okolí první harmonické (též základní, fundamentální) složky lze vypočítat z požadavku na maximální povolený PSV. Pro přenos signálu způsobený nepřizpůsobením platí

$$A_{\text{dB}} = \frac{P_o}{P_i} = 10 \log_{10} (1 - |\Gamma_i|^2) = \left| |\Gamma_i| = \frac{\text{PSV} - 1}{\text{PSV} + 1} \right| = 10 \log_{10} \left[\frac{4 \cdot \text{PSV}}{(\text{PSV} + 1)^2} \right]. \quad (13)$$

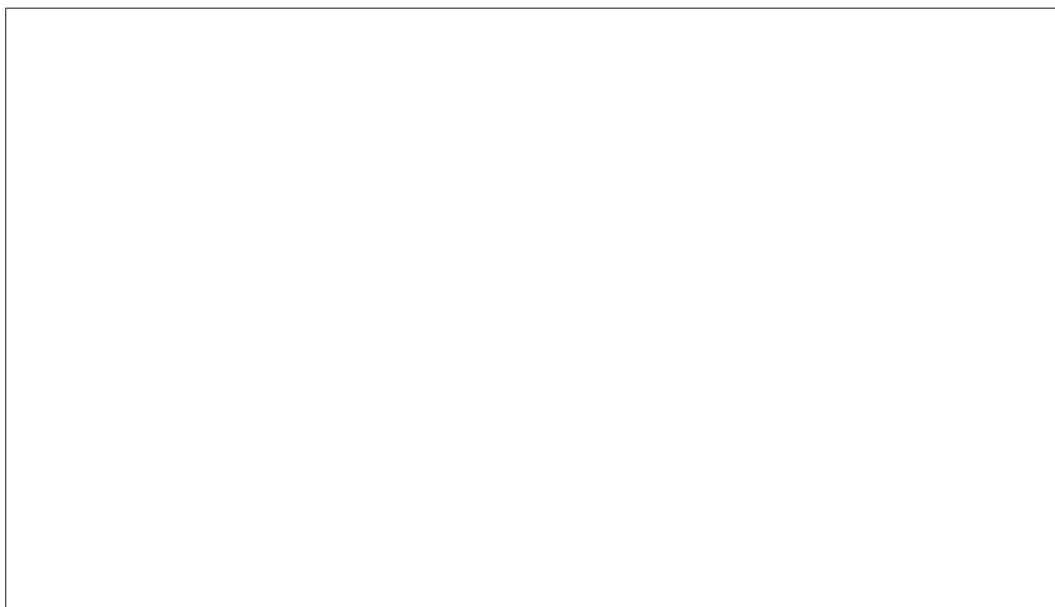
Ze vztahu (13) získáme maximální povolený útlum filtru v propustném pásmu přibližně jako $A_{\text{max}} = -A_{\text{dB}}$. Tím je zcela definováno toleranční pole filtru podle zadavatele.

 Vypočítejte střední kmitočty 1., 2. a 3. harmonické složky vysílače a příslušné šířky pásma $B_1 = B$, $B_2 = 2B$ a $B_3 = 3B$, v nichž mohou tyto harmonické složky ležet. Poté vypočítejte maximální povolený útlum A_{max} . Zapište parametry do tab. 1., následně do obr. 3 zakreslete toleranční pole filtru vycházející z těchto parametrů.

Tabulka 1.

Kmitočet první harmonické složky	$f_c = 53$	MHz
Šířka pásma na první harmonické složce	$B_1 = 0.5$	MHz
Kmitočet druhé harmonické složky	$2f_c = 106$	MHz
Šířka pásma na druhé harmonické složce	$B_2 = 1$	MHz
Kmitočet třetí harmonické složky	$3f_c = 159$	MHz
Šířka pásma na třetí harmonické složce	$B_3 = 1.5$	MHz
Maximální povolený útlum	$A_{\text{max}} = 0.0974$	dB

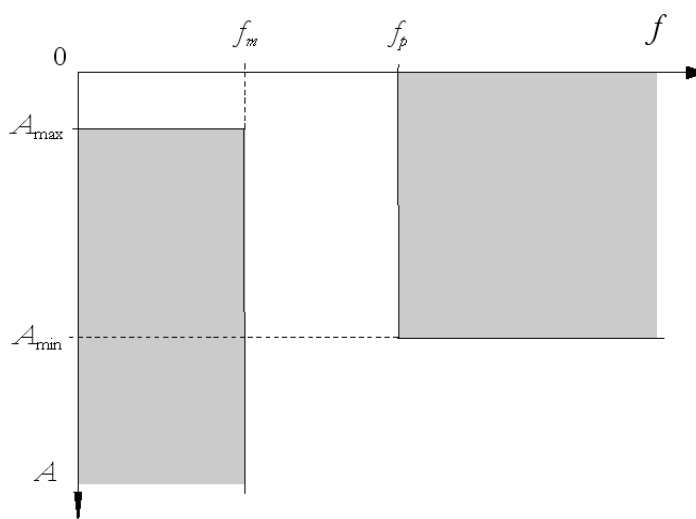
Je zřejmé, že k dosažení požadované útlumové charakteristiky lze použít pásmovou propust – například filtr s laděnými vázanými rezonančními obvody či s dutinovými rezonátory, který se používá u profesionálních rozhlasových (VKV) a televizních vysílačů. Navrhnout takový filtr není s pomocí výpočetní techniky nijak složité, mnohem komplikovanější je jeho praktická realizace, spočívající v nutnosti použití cívek či dutin s vysokým činitelem jakosti, nutnosti sladění filtru, jeho přizpůsobení apod.



Obrázek 3. Toleranční pole filtru vytvořené podle zadání

Z tolerančního pole určeného v předchozí části vyplývá, že jednoduchým rezonančním obvodem s činitelem jakosti dosahujícím hodnoty několika desítek nelze filtr realizovat, neboť nelze dosáhnout požadované šířky propustného pásma B_1 s amplitudovým poklesem přes 30 dB na oktávu (což je relativní vzdálenost mezi první a druhou harmonickou složkou). Varianta s vázanými rezonančními obvody je v rozporu s požadavkem zadavatele, neboť ten požaduje jednoduchý filtr s co možná nejmenším počtem prvků.

Nabízí se tedy použít dolnoproustný filtr. Jeho zlomová frekvence f_m bude ležet nad provozním kmitočtem vysílače s uvažáním šířky propustného pásma B_1 . Nepropustné pásmo s požadovaným útlumem bude začínat od kmitočtu f_p , který je pod kmitočtem druhé harmonické složky signálu vysílače s uvažáním šířky pásma B_2 okolo druhé harmonické složky. Toleranční pole dolnoproustného filtru je naznačeno na obr. 4.



Obrázek 4. Parametry tolerančního pole dolnoproustného filtru

 Vypočtete a запиšte hodnoty parametrů tolerančního pole (obr. 4) dolnoproustného filtru do tab. 2.

Tabulka 2.


$f_m = f_c + B_1/2?$	$f_p = 2f_c - B_2/2$
$A_{\max} = A_{\max}$	$A_{\min} =$

2.3 Návrh filtru

Zkusme tedy nejprve navrhnout filtr typu dolní propust s aproximací podle Butterwortha (tj. s monotónní maximálně plochou charakteristikou v propustném pásmu):

1. Po spuštění programu NAF zvolíme v nabídce postupně hesla <APROXIMACE>, <TYP FILTRU>, <DOLNÍ PROPUST>, <APROX.+TOLER.POLE>, <BUTTERWORTH>.
2. Po zobrazení tolerančního pole ve tvaru podle obr. 4 zadejte všechny čtyři parametry (A_{\max} , A_{\min} , f_m , f_p) v souladu s tolerančním polem určeným v kapitole 2.2.
3. Proved'te návrat a zvolte v nabídce <APROXIMACE>, <CHARAKTERISTIKY FILTRU>. Zobrazí se amplitudová (a/nebo fázová) charakteristika filtru. Typ charakteristiky a rozsah hodnot na osách provedeme výběrem z nabídky <TYP CHARAKTER>, <ZMĚNA OS>.
4. Proved'te návrat a zvolte <REALIZACE RLC>, <ZAKONČOVACÍ R1 A R2>. Vyberte položku <a) $R1 = R2 = ?$ > a zadejte impedanci 50 Ω . Vrat'te se zpět a nechte si zobrazit schéma zapojení filtru <REALIZACE RLC>, <SCHÉMA ZAPOJENÍ>, <SCHÉMA S VOLBOU T a Pi>.


Z vypočteného minimálního řádu filtru plyne jeho značná obvodová složitost, což potvrzují zapojení obou jeho realizací (T i II).

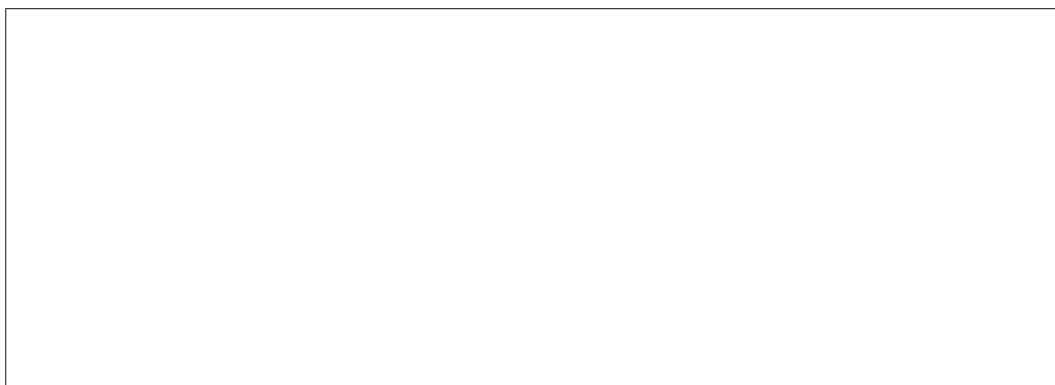
 Poznamenejte si do tab. 3 počty prvků L a C a potřebný řád dolnoproustného filtru typu Butterworth nutný pro splnění podmínek vymezených tolerančním polem.

Tabulka 3.

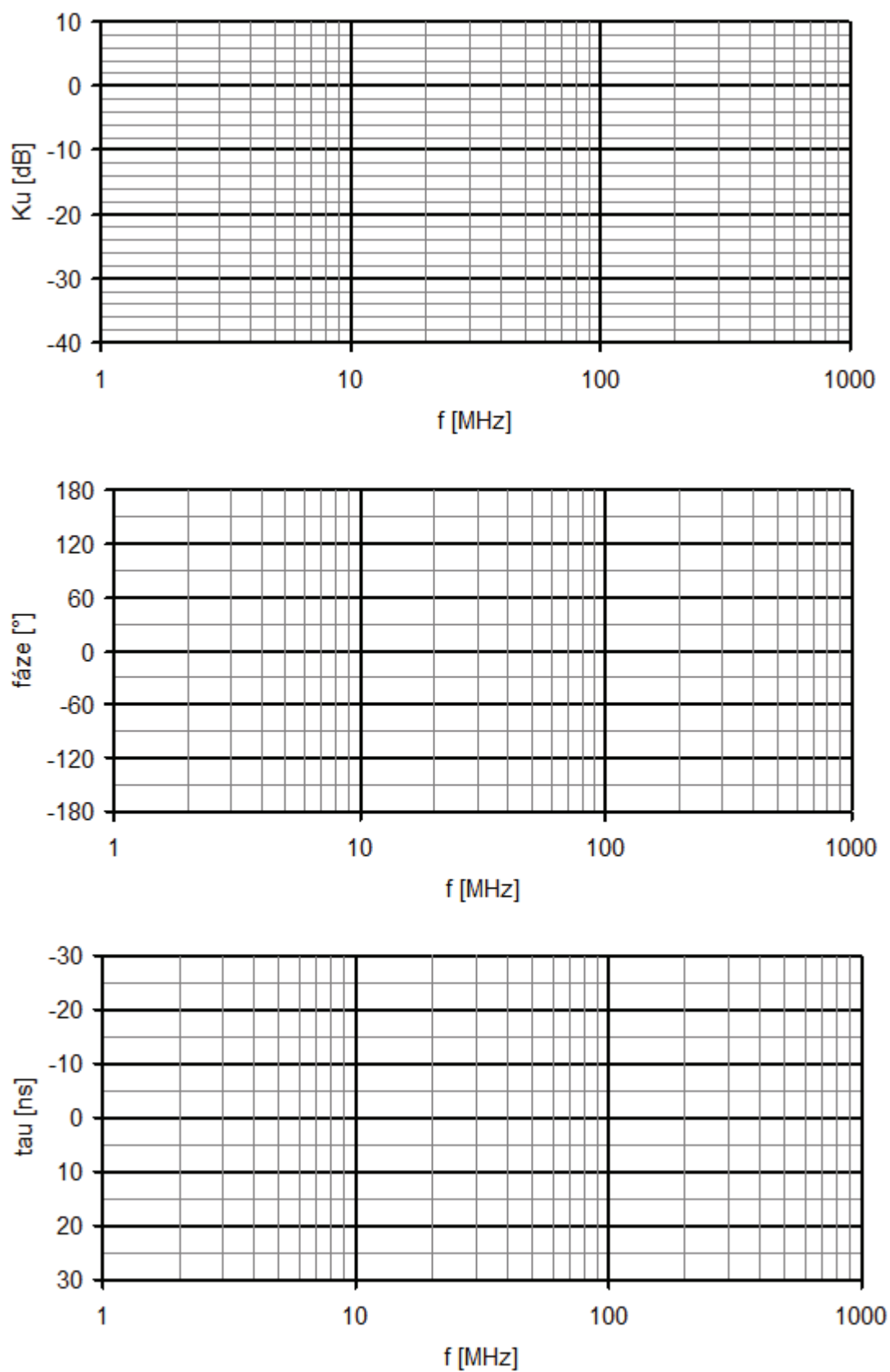
Počet kondenzátorů:	Počet cívek:	Řád filtru:
---------------------	--------------	-------------

Je zřejmé, že požadavek na strmost více než 30 dB na oktávu při současné malé obvodové náročnosti splní pouze některý z množiny filtrů s izoextremální charakteristikou. Velice vhodným typem filtru pro naše účely se jeví Cauerův filtr s izoextremální charakteristikou v propustném i nepropustném pásmu, tj. s Čebyševskou aproximací v obou pásmech. Jeho výhodu lze kromě malé náročnosti na počet obvodových prvků spatřit především v možnosti nastavit nulový bod přenosové charakteristiky v nepropustném pásmu na 2. harmonickou složku signálu vysílače, a dosáhnout tak bez potíží požadovaného útlumu 30 dB. Dále lze využít zvlnění amplitudové charakteristiky v propustném pásmu a změnou zlového kmitočtu filtru posunout poslední lokální maximum v propustném pásmu charakteristiky do oblasti provozního kmitočtu vysílače, a tím tak snížit průchozí útlum filtru. Navrhneme tedy takovýto filtr s aproximací podle Cauera s následujícím postupem.

1. V nabídce programu NAF zvolíme postupně hesla <APROXIMACE>, <TYP FILTRU>, <DOLNÍ PROPUST>, <APROX. +TOLER. POLE>, <CAUER>.
 2. Po zobrazení tolerančního pole ve tvaru podle obr. 4 zadejte všechny čtyři parametry (A_{\max} , A_{\min} , f_m , f_p) v souladu s tolerančním polem určeným v kapitole 2.2. Oproti předešlému filtru zde však bude jedna odlišnost. Útlum filtru v nepropustném pásmu (A_{\min}) tentokrát nebude 30 dB, ale pouhých 15 dB; druhá harmonická složka signálu vysílače totiž bude potlačena nulovým bodem přenosové charakteristiky filtru.
 3. Proved'te návrat a zvolte v nabídce <APROXIMACE>, <CHARAKTERISTIKY FILTRU>. Zobrazí se amplitudová charakteristika filtru. Typ charakteristiky a rozsah hodnot na osách provedeme výběrem z nabídky <TYP CHARAKTER>, <ZMĚNA OS>. Nyní si prohlédněte amplitudovou charakteristiku filtru. Je zřejmé, že ke splnění požadovaných parametrů je třeba provést změny v tolerančním poli filtru návrhového softwaru:
 - Nejprve zvyšujte zlomovou frekvenci f_m filtru tak, abyste dosáhli posunutí posledního maxima amplitudové charakteristiky v propustném pásmu do oblasti provozní frekvence vysílače f_c (tím zajistíte minimální možný útlum užitečné složky). Pozn.: Vždy musíte v programu NAF potvrdit (ENTER) všechny vstupní parametry.
 - Poté, pokud je to potřeba, zvyšujte útlum filtru v nepropustném pásmu A_{\min} , abyste posunuli nulový bod útlumu v nepropustném pásmu na 2. harmonickou složku signálu vysílače (tím zajistíte maximální možný útlum druhé harmonické složky).
 4. Proved'te návrat a zvolte <REALIZACE RLC>, <ZAKONČOVACÍ R1 A R2>. Vyberte položku <a) $R1 = R2 = ?$ > a zadejte impedanci 50 Ω . Vrat'te se zpět a nechte si zobrazit schéma zapojení filtru <REALIZACE RLC>, <SCHÉMA ZAPOJENÍ>, <SCHÉMA S VOLBOU T a Pi>. S ohledem na požadavek zadavatele (minimální počet cívek) je výhodnější zapojení v topologii II.
-  Zakreslete si do obr. 5 výsledné schéma navrženého filtru typu Cauer včetně hodnot všech prvků. Dále vyneste do obr. 6 graf amplitudové a fázové přenosové charakteristiky a skupinového zpoždění filtru podle výsledků počítačové simulace (v charakteristikách okótujte klíčové body, tj. polohy a hodnoty lokálních extrémů apod., tak, aby bylo možné později provést srovnání s naměřenými výsledky).



Obrázek 5. Schéma filtru včetně hodnot použitých součástek



Obrázek 6. Graf amplitudové a fázové přenosové charakteristiky a skupinového zpoždění filtru podle výsledků počítačové simulace

2.4 Konstrukce filtru

Sestavte navržený filtr typu Cauer. Filtr pájejte do příslušných pájecích bodů na přípravku, při pájení šetřete vnitřní kontakt panelových konektorů N. Všechny součástky je vhodné přeměřit na LRC můstku při kmitočtu například 30 MHz. Návod k přístroji je k dispozici jako příloha (návod k přístroji – LCR metr Hewlett Packard 4285A).

Kondenzátory je třeba vybírat (a případně paralelně kombinovat) tak, aby se výsledné hodnoty neodchylovaly o více než asi 5 % od vypočtených hodnot. Běžnou praxí je zkrátit přívody součástek na potřebnou délku. Je třeba si uvědomit, že filtr pracuje na frekvencích (především 2. a 3. harmonické složky), kde se již použití součástek se soustředěnými parametry stává poněkud problematické.

Při návrhu cívek lze postupovat mnoha způsoby. Pro výpočet indukčnosti jednovrstvých válcových cívek se udává několik vzorců. Jednoduchý a dostatečně přesný je vztah

$$L = \frac{0,41r^2N^2}{9r + 10l}, \quad [\mu\text{H}; \text{cm}, \text{cm}], \quad (14)$$

kde L je indukčnost cívky, r je poloměr závitů cívky, N je počet závitů, l je délka cívky. Tento vzorec nevyžaduje použití opravných činitelů při poměru $l > 0,8r$, což je pro běžné cívky splněno. Počet závitů pro požadovanou indukčnost cívky stanovíme ze vzorce

$$N = \sqrt{\frac{L(9r + 10l)}{0,41r^2}}. \quad (15)$$

Další preferovanou a k cíli rychleji vedoucí možností je navrhnout cívku experimentálně. Změříme indukčnost zkušebně navinuté cívky se dvěma či třemi závitů na LCR metru a na základě změřené hodnoty se navrhne cívka pro filtr. Přesné hodnoty indukčnosti cívky lze poté dosáhnout mírnou změnou geometrie cívky (stoupání závitů).

3 Měření

3.1 Kalibrace vektorového obvodového analyzátoru

Nutnou podmínkou ke korektnímu měření vektorovým obvodovým analyzátozem (Vector Network Analyzer – VNA) je kalibrace. Kalibrací se v případě VNA rozumí provedení takové sady měření referenčních kalibračních prvků známých parametrů, které posléze umožní stanovení vlastností VNA a příslušného připojovacího systému k měřenému obvodu (Device Under Test – DUT). Na základě znalosti vlastností VNA a připojovacího systému je následně možné při měření DUT nežádoucí projevy těchto vlastností vhodným výpočtem eliminovat, a obdržet tak parametry DUT s co možná nejmenší nejistotou měření. Existuje více postupů kalibrace VNA. V tomto měření bude využita metoda SOLT (z angl. *Short, Open, Load a Through*), která využívá čtyř kalibračních prvků: zkratované zakončení ($Z \rightarrow 0$), rozpojený konec ($Z \rightarrow \infty$), přizpůsobené zakončení ($Z \rightarrow Z_0$) a propojovací úsek vedení o charakteristické impedanci $Z \rightarrow Z_0$.

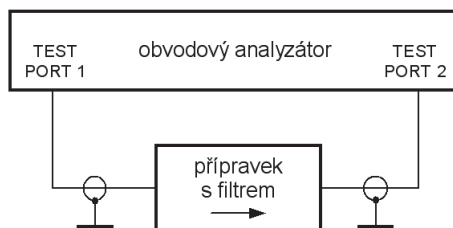
Jistou nepříjemností obvodového analyzátoru R3765CG je skutečnost, že pokud po kalibraci významně změníme některý z parametrů (výkon, kmitočtový rozsah, kmitočtový krok, počet měřicích bodů apod.), budou korekční charakteristiky naměřené během kalibračního procesu zneplatněny a bude nutné provést celý zdoluhavý kalibrační proces znovu. Abychom se tomuto stavu vyhnuli, provedeme kalibraci v předem vhodně zvoleném potřebném pásmu. Pokud to bude možné, nebudeme později frekvenční pásmo, počet měřicích bodů a výkon měřicího signálu během měření měnit.

Proveďte kalibraci v pásmu 10 MHz až 260 MHz s maximálním počtem měřicích bodů při výstupním výkonu měřicího signálu 10 dBm. Postup kalibrace VNA R3765CG je uveden v příloze (návod k přístroji – Vektorový obvodový analyzátor Advantest R3765CG).

3.2 Měření parametrů filtru pomocí vektorového obvodového analyzátoru

Při měření charakteristik dvojbranů obvodovým analyzátozem jsou obě brány DUT připojeny na brány VNA podle blokového schématu na obr. 7. Postup měření je uveden v příloze (návod k přístroji – Vektorový obvodový analyzátor Advantest R3765CG).

Rychlost měření přenosové charakteristiky filtru pomocí obvodového analyzátoru umožňuje pozorovat charakteristiku takřka v reálném čase. Využijte toho a nastavte filtr tak (změnou parametrů cívky), abyste dosáhli nebo se alespoň co nejvíce přiblížili ke splnění požadovaných parametrů filtru.



Obrázek 7. Měření charakteristik filtru pomocí obvodového analyzátoru



Zobrazte si postupně na obvodovém analyzátoru s -parametry, skupinové zpoždění a poměr stojatých vln na vstupu a výstupu v závislosti na frekvenci v rozsahu od 10 MHz do 260 MHz.

Zakreslete parametry filtru do obr. 8 v závislosti na frekvenci v rozsahu od 10 MHz do 260 MHz:

S21 - LOG MAG – Amplitudový přenos (v decibelové míře),

S21 - DELAY – Skupinové zpoždění,

S21 - PHASE – Fázový přenos,

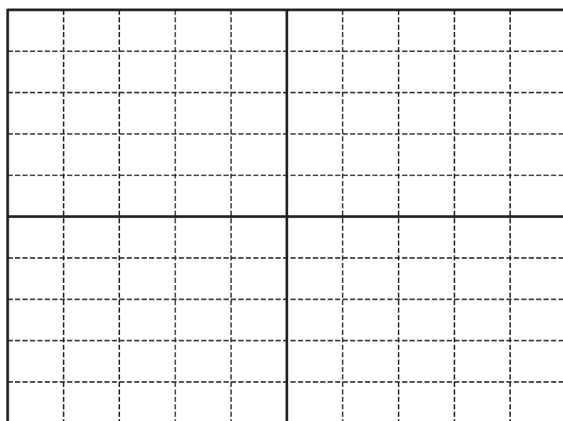
S11 - SWR (Standing Wave Ratio) – Poměr stojatého vlnění PSV na vstupu.

Určete hodnoty důležitých parametrů, shrnutých v tab. 4, v klíčových bodech a zapište je do tabulky.

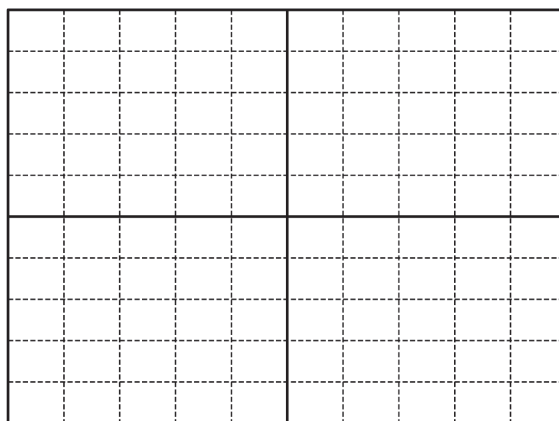
Tabulka 4.

Maximální útlum filtru v propustném pásmu B	$A_B =$	dB
Útlum filtru na kmitočtu $2f_c - \frac{1}{2}B_2$	$A_{2a} =$	dB
Útlum filtru na kmitočtu $2f_c + \frac{1}{2}B_2$	$A_{2b} =$	dB
Útlum filtru na kmitočtu $3f_c - \frac{1}{2}B_3$	$A_{3a} =$	dB
Útlum filtru na kmitočtu $3f_c + \frac{1}{2}B_3$	$A_{3b} =$	dB
Fázový posuv filtru na kmitočtu f_c	$\phi =$	deg
Skupinové zpoždění na kmitočtu f_c	$\tau =$	ns
PSV na vstupu filtru (na kmitočtu f_c)	$PSV_i =$	
PSV na výstupu filtru (na kmitočtu f_c)	$PSV_o =$	

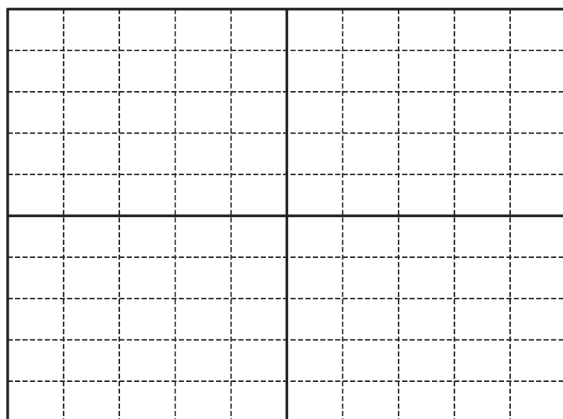
S21 - LOG MAG



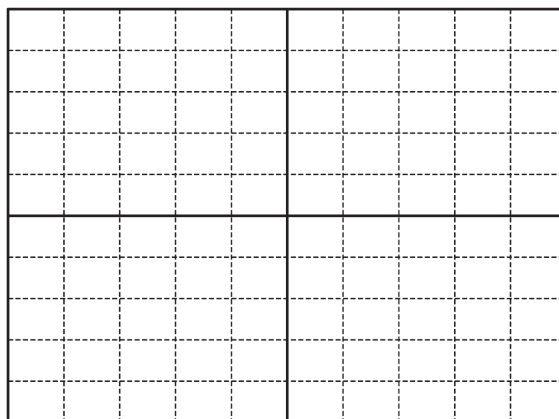
S21 - DELAY



S21 - PHASE



S11 - SWR



Obrázek 8. Graf amplitudové a fázové přenosové charakteristiky, skupinového zpoždění a poměru stojatých vln na vstupu filtru podle měření s VNA

3.3 Zhodnocení, závěr

Dosažené výsledky porovnejte s požadavky návrhu a s výsledky simulace.

...