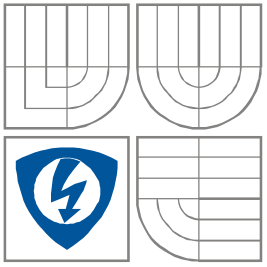
	<p>VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY</p>
	<p>FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY</p> <p>FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS</p>

Modely odrušovacích filtrů

Models of EMC filters

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

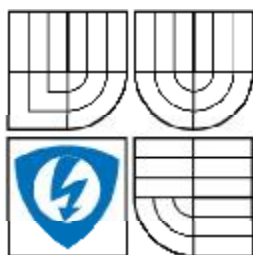
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. Zdeněk Kejík

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. Jiří Dřínovský, Ph.D.

BRNO, 2009



**VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ**

**Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií**

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Zdeněk Kejík

ID: 83649

Ročník: 2

Akademický rok: 2008/2009

NÁZEV TÉMATU:

Modely odrušovacích filtrů

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Podrobně prostudujte možnosti vytváření modelů odrušovacích filtrů. Zejména se zaměřte na modelování parazitních prvků jednotlivých součástek, které degradují vložný útlum na vyšších kmitočtech. Jako modelové prostředí použijte Matlab a výsledky optimalizujte vhodnou metodou.

Vámi získané modely využijte pro výpočet vložného útlumu. Dosažené výsledky porovnejte s naměřenými a to pro různé měřicí systémy. Zakončovací impedance zatím uvažujte jako 50-ti ohmové.

Stejnou analýzu aplikujte i na různé impedanční systémy. Získané výsledky porovnejte s naměřenými daty, které vám budou dodány. Na závěr zhodnoťte přesnost jednotlivých přístupů.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] DŘÍNOVSKÝ, J. SVAČINA, J., Estimation of EMI Filter Performance for the "Worst-Case" system. Radioengineering. 2006, vol. 15, no. 4, p 16-21. ISSN 1210-2512.

[2] ČSN CISPR 17: Metody měření útlumových charakteristik pasivních vysokofrekvenčních filtrů a odrušovacích součástek. Česká technická norma, Český normalizační institut. Praha, Listopad 2000. 27 stran. (tř. znak 33 4227).

Termín zadání: 9.2.2009

Termín odevzdání: 29.5.2009

Vedoucí práce: Ing. Jiří Dřínovský, Ph.D.

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
Předseda oborové rady

LICENČNÍ SMLOUVA POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Bc. Zdeněk Kejík
Bytem: Rybáře 3, Tvrdonice
Narozen/a (datum a místo): 21. prosince 1984 ve Valticích

(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
se sídlem Údolní 53, Brno, 602 00
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:
prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida, předseda rady oboru Elektronika a sdělovací technika
(dále jen „nabyvatel“)

Čl. 1

Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- disertační práce
 - diplomová práce
 - bakalářská práce
 - jiná práce, jejíž druh je specifikován jako
- (dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Modely odrušovacích filtrů

Vedoucí/ školitel VŠKP: Ing. Jiří Dřínovský, Ph.D.

Ústav: Ústav radioelektroniky

Datum obhajoby VŠKP: _____

VŠKP odevzdal autor nabyvateli*:

- v tištěné formě – počet exemplářů: 2
- v elektronické formě – počet exemplářů: 2

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.

3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.

4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

* hodíci se zaškrtněte

Článek 2

Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
 - ihned po uzavření této smlouvy
 - 1 rok po uzavření této smlouvy
 - 3 roky po uzavření této smlouvy
 - 5 let po uzavření této smlouvy
 - 10 let po uzavření této smlouvy
(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

Článek 3

Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: 29. května 2009

.....
Nabyvatel

.....
Autor

Abstrakt

Cílem úvodu práce je vysvětlení základních pojmů odrušovacích filtrů a uvedení problémů, které se při návrhu a měření vlastností odrušovacích filtrů vyskytují. Jde hlavně o problém neurčitosti impedancí na vstupu a výstupu odrušovacího filtru. Je také představen současný stav možností měření vloženého útlumu filtrů dle platných norem a uvedena motivace pro vytvoření modelů odrušovacích filtrů.

Druhá část práce obsahuje kapitoly, které se zabývají prvky, ze kterých se odrušovací filtr skládá. Pozornost je zaměřena na parazitní vlastnosti těchto prvků a jejich modelování. Dále se zabývá popisem obvodového řešení filtru tak, aby bylo možno vyjádřit matematický popis pro útlum filtru. Je představena optimalizační metoda roje částic PSO. Její základní princip a názvosloví.

Třetí část práce je věnována vlivům vlastních a parazitních obvodových prvků filtru na útlumovou charakteristiku. Vlivy jednotlivých prvků jsou demonstrovány v mnoha grafech. Je řešeno hledání činitele vazby k .

Poslední část práce je věnována návrhu náhradních ekvivalentních obvodů s parazitními prvky pro asymetrický a symetrický měřicí systém. Byla ukázána souvislost mezi náhradními ekvivalentními obvody a útlumovou charakteristikou. Ze zlomů v útlumové charakteristice byly získány akumulární parazitní prvky.

Abstract

Basic problems of the EMI mains filter is explained in the introduction of this thesis. These problems appear during the measurement of insertion loss of filters and by design of EMI mains filter. The important problem is uncertainly of the terminating impedances. Eventualities measurement insertion loss of EMI mains filter and motivation of creation filter models are shown.

The following part of this project shows the electronic components, from which are realized the EMI mains filter. Parasitic properties of these real devices are also discussed. The circuitry of EMI mains filter is described by the Modified Nodal Voltage Method. The optimization method called Participle Swarm Optimization is introduced, too. Basic principle and terminology are mentioned.

The third part of this project is focused on the own filter and spurious components. Influence of own filter and spurious filters components on insertion loss curve are showed. Magnetic factor coefficient k is searched by the optimization method PSO.

The last part of this thesis deals with creation of the alternative circuits with spurious filters components. The performances of the alternative circuits were compared with the measured data for symmetrical and asymmetrical measurement setup. The breakages in the insertion loss curve were used for determining the spurious components.

Klíčová slova

Vložný útlum, odrušovací filtry, impedance napájecí sítě, modifikovaná metoda uzlových napětí, proudově kompenzovaná tlumivka, metoda roje částic, parazitní prvky

Keywords

Insertion loss, EMI mains filter, supply network impedance, Modified Nodal Voltage Method, Current compensated inductors, particle swarm optimization, parasitic elements

Bibliografická citace

KEJÍK, Z. *Modely odrušovacích filtrů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 83 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Jiří Dřínovský, Ph.D.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Modely odrušovacích filtrů jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 29. května 2009

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Jiřímu Dřínovskému, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 29. května 2009

.....
podpis autora

Obsah

1	Úvod	- 1 -
1.1	Síťový odrušovací filtr	- 1 -
1.2	Impedance energetické sítě	- 2 -
1.3	Typy rušení	- 3 -
2	Měření vloženého útlumu filtru	- 4 -
2.1	Měřicí metody z hlediska obecného postupu	- 4 -
2.1.1	Absolutní metoda	- 4 -
2.1.2	Substituční metoda	- 5 -
2.2	Metody z hlediska konfigurace měřicího pracoviště	- 5 -
2.2.1	Standardní metoda	- 5 -
2.2.2	Metoda nejhoršího případu	- 6 -
2.2.3	Aproximační metoda pro síťové filtry	- 6 -
3	Obvodové řešení odrušovacích filtrů	- 9 -
3.1	Odrušovací tlumivky	- 9 -
3.2	Odrušovací kondenzátory	- 10 -
3.3	Odrušovací filtry	- 12 -
3.4	Obvodové modely reálných prvků	- 14 -
4	Matematické vyjádření vloženého útlumu filtru	- 16 -
4.1	Obecná analýza měřicích systémů	- 17 -
4.2	Vložný útlum	- 17 -
4.3	Vytvoření admitanční matice síťového odrušovacího filtru	- 18 -
4.4	Příklad vytvoření admitanční matice pro filtr Schurter 5110.1033.1	- 19 -
5	Optimalizace metodou roje částic	- 22 -
5.1	Koncepce metody roje částic	- 22 -
5.2	Názvosloví metody roje částic	- 23 -
5.3	Popis algoritmu PSO	- 24 -
5.4	Výběr hodnot parametrů	- 27 -
5.5	Hraniční podmínky	- 27 -
6	Vliv obvodových součástek filtru a jejich určení	- 29 -
6.1	Zjednodušený ekvivalentní obvod pro asymetrický měřicí systém	- 29 -
6.2	Zjednodušený ekvivalentní obvod pro symetrický měřicí systém	- 31 -
6.3	Vliv obvodových součástek filtru	- 32 -
6.4	Vliv obvodových součástek filtru v asymetrickém měřicím systému	- 32 -
6.5	Vliv obvodových součástek filtru v symetrickém měřicím systému	- 34 -
6.6	Přesné určení obvodových součástek filtru	- 37 -
6.7	Výsledné obvodové součástky filtrů	- 40 -
7	Vliv parazitních prvků obvodových součástek	- 47 -
7.1	7.1 Vliv odporových parazitních prvků	- 48 -
7.2	Vliv akumulčních parazitních prvků	- 52 -
7.3	Vliv různých párových prvků L_p a C_y	- 56 -
7.4	Snaha o optimalizaci všech parazitních prvků současně	- 58 -
8	Zjištění parazitních prvků analýzou vloženého útlumu	- 60 -
8.1	Zjednodušený ekvivalentní obvod s parazitními prvky pro asymetrický měřicí systém	- 60 -
8.2	Zjednodušený ekvivalentní obvod s parazitními prvky pro symetrický měřicí systém	- 63 -
8.3	Určení frekvencí zlomů v útlumové charakteristice	- 66 -
8.4	Zjištění parazitních prvků z útlumové charakteristiky	- 69 -

8.5	Hodnocení získání parazitních prvků analýzou vložného útlumu.....	- 78 -
Závěr	- 79 -
Literatura	- 80 -
Seznam použitých symbolů a zkratk	- 82 -
Obsah příloženého CD	- 83 -

1 Úvod

Odušovací filtry jsou lineární elektrické obvody, jejichž hlavní funkcí je potlačování vysokofrekvenčního rušení, které se šíří po vedení. Nejčastěji jsou navrhovány jako filtry LC typu dolní propust, které bez potlačení propouštějí signály (proudy) s kmitočtem nižším než je určitý mezní kmitočet f_m a naopak tlumí složky, jejichž kmitočet je vyšší než tento mezní kmitočet. Existuje řada druhů odušovacích filtrů EMC:

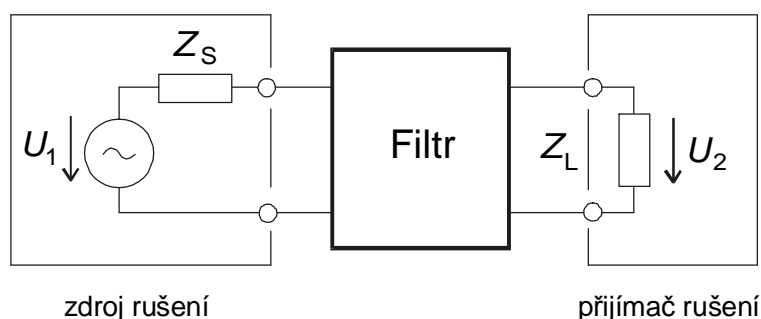
- síťové odušovací filtry,
- filtry **NEMP** (*Nuclear Electromagnetic Pulse*) příp. **LEMP** (*Lightning Electromagnetic Pulse*), někdy též nazývané filtry **EMP** (*Electromagnetic Pulse*). V katalogích jsou filtry **EMP** označovány jako „*RFI/EMI filters*“, byly vyvinuty pro ochranu elektronických zařízení proti působení rušivých impulsů velké intenzity. Od síťových se liší tím že na vstupu mají zapojeny součástky omezující přepětí,
- filtry **TEMPEST** (*TEMPorary Emanation and Spurious Transmission*), slouží k zamezení úniku informací předávaných telekomunikačními zařízeními a zařízeními pro přenos dat, které mohou být zneužity nepovolanými osobami,
- datové filtry (*Data-Line Filters*), se používají k omezení rušení na datových a signálových vedeních.

1.1 Síťový odušovací filtr

Jako síťový odušovací filtr označujeme filtr zapojený do energetické napájecí sítě nebo do napájecího vstupu přístroje. Tento druh odušovacího filtru je asi v současné EMC nejčastější. Principiální zapojení filtru do vedení mezi zdroj a přijímač rušení je na obr. 1.1. Jakožto lineární obvod může být filtr LC, příp. RC popsán libovolnou sadou svých čtyřpólových parametrů. Např. pomocí kaskádních parametrů lze vložný filtru na obr. 1.1 vyjádřit vztahem [1]

$$L = 20 \cdot \log \left| \frac{U_{20}}{U_2} \right| = 20 \cdot \log \left| \frac{Z_L}{Z_S + Z_L} \cdot A_{11} + \frac{1}{Z_S + Z_L} \cdot A_{12} + \frac{Z_S \cdot Z_L}{Z_S + Z_L} \cdot A_{21} + \frac{Z_S}{Z_S + Z_L} \cdot A_{22} \right|. \quad (1.1)$$

Kde U_2 je napětí na výstupu filtru (na zátěži Z_L), U_{20} je totéž napětí bez filtru a A_{11} , A_{12} , A_{21} , A_{22} jsou (komplexní) kaskádní parametry filtru, tj. prvky jeho kaskádní matice $[A]$. Z (1.1) je patrné, že vlastnosti filtru a velikost jeho vložného útlumu závisí jednak na jeho vlastních parametrech, jednak na impedančních parametrech zdroje i přijímače rušení (tedy např. impedance napájecí sítě Z_S a impedance napájecího vstupu přístroje Z_L). Právě neurčitost těchto impedancí způsobuje značné obtíže při návrhu síťového odušovacího filtru a je hlavní příčinou toho, že určitý filtr vykazuje velké odchylky hodnot vložného útlumu v závislosti na vnějších

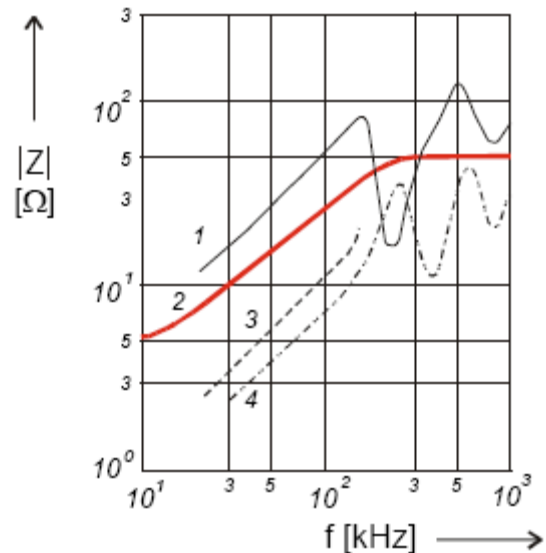


Obr. 1.1 Odušovací filtr jako lineární dvojbřan.

pracovních (impedančních) podmínkách obvodů, v nichž je zapojen. Rozdíly mezi útlumem filtrů udávaným v katalogích a skutečnými hodnotami měření v provozních podmínkách tak mohou dosáhnout až několik desítek dB.

1.2 Impedance energetické sítě

Impedance energetické sítě silně závisí na typu (venkovní energetická síť, průmyslová energetická síť, kabelová zemní rozvodná síť, atd.), provedení sítě a místě připojení do sítě (městská aglomerace, vesnická zástavba, atd.) a značně se mění v závislosti na kmitočtu v širokém rozsahu od jednotek Ω až po stovky Ω . Neurčitost této impedance je dále zvyšována okamžitým zatížením sítě (výkon, který aktuálně distribuuje). Typické průběhy jsou uvedeny na obr. 1.2 [1] spolu se "střední" hodnotou impedance napájecí sítě stanovenou mezinárodní normou CISPR. Návrh kmitočtového filtru se téměř vždy provádí pro pevný impedanční systém, tedy pro kmitočtově stálé a předem známé impedance na vstupu a výstupu filtru. Stejně tak i navrhování odrušovacích filtrů je téměř vždy řešeno pro pevné vstupní a výstupní impedance o hodnotě 50Ω . Výsledné vlastnosti odrušovacích filtrů, zejména hodnota vloženého útlumu, se pak mohou velmi lišit. Tato odchylka je způsobena nedodržením již zmíněných pracovních (impedančních) podmínek, pro které byl daný filtr navržen. Navržení odrušovacího filtru, který by respektoval proměnnou impedanci na jeho vstupu příp. na jeho výstupu, je velmi obtížné a při praktickém návrhu nerealizovatelné. Jediný způsob, který se nabízí, je navrhnout odrušovací filtr standardním způsobem (např. pro vstupní a výstupní impedanci 50Ω) a následně proměřit jeho vlastnosti v systému s proměnnou impedancí a nebo v systému, který nejlépe vystihuje vlastnosti systému konečné instalace odrušovacího filtru. Poté na základě těchto měření provést korekce vlastního návrhu odrušovacího filtru a tento postup následně opakovat až do té doby, než bude filtr vyhovovat zadaným požadavkům. Hlavním problémem této metody je nedostatečná propracovanost měřicího prostředí, které by umožňovalo měření v tzv. „proměnném impedančním systému“. Proto by bylo velmi výhodné a žádané vytvořit model odrušovacího filtru, který by zahrnoval konkrétní nastavení impedančních podmínek. Koncový uživatel filtru by si mohl sám impedanční podmínky nadefinovat podle sebe a tím jednoduše zjistit zda daný filtr bude vyhovovat jeho podmínkám na místě instalace. Také by se tím značně usnadnil návrh odrušovacího filtru, který by se mohl případně odvíjet podle podmínek koncového uživatele.

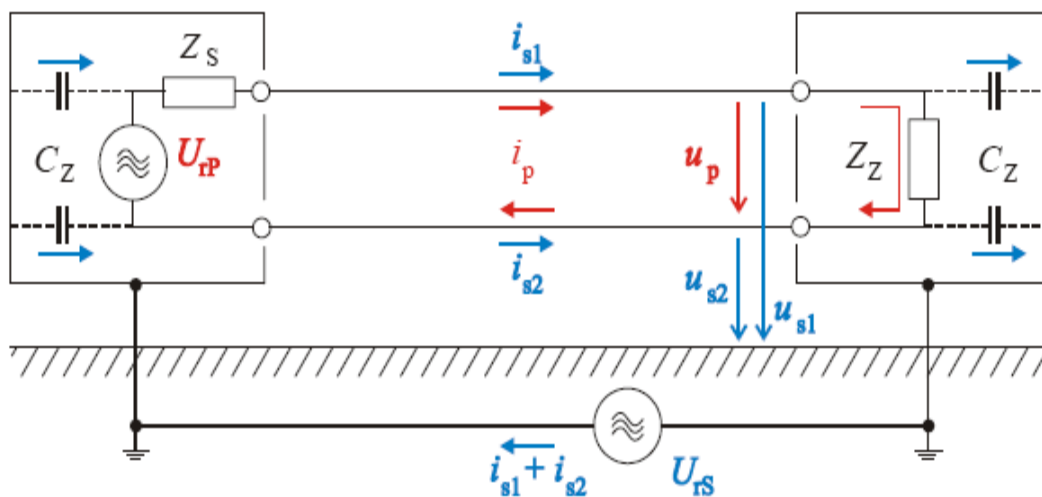


Obr. 1.2 Impedance různých typů energetických sítí (1 – venkovní síť; 2 – průběh CISPR; 3- průmyslová síť; 4- kabelová zemní rozvodná síť).

1.3 Typy rušení

Protifázové rušivé signály, proudy i_p a napětí u_p (označovaná též jako „symetrická rušivá napětí“ nebo „differential mode voltages“) se projevují mezi jednotlivými vodiči vedení navzájem, tj. jsou přímo superponovány na užitečné (pracovní) napájecí či datové proudy a napětí na přenosovém vedení. Protifázové rušivé proudy i_p mají tedy v jednotlivých vodičích vedení stejný směr jako užitečné proudy. Protifázové rušivé napětí u_p působí přímo na impedanci užitečné zátěže. Protifázové rušení tak může vyvolat chybnou funkci celého spotřebiče. Příčinou vzniku protifázových rušivých signálů jsou různé rušivé zdroje U_{rp} přímo ve vlastním „vysílacím“ (tj. zdrojovém) zařízení, např. tedy přímo v napájecí energetické síti.

Soufázové rušivé signály, proudy i_s a napětí u_s (označovaná též jako „nesymetrická rušivá napětí“ nebo „common mode voltages“) se projevují mezi jednotlivými vodiči vedení a společnou zemí systému (společným zemním vodičem). Soufázové rušivé proudy i_{s1} a i_{s2} mají tedy ve vodičích vedení stejný směr a uzavírají se „přes“ společný zemní vodič (společnou zem) průtokem parazitními zemními kapacitami systému C_z . Soufázové rušivé signály vznikají zejména vlivem parazitních zemních potenciálů U_{rs} , příp. indukci z vnějšího rušivého magnetického pole. Poznamenejme ještě, že vlivem obvyklé nesymetrie celého vyšetřovaného systému (zejména nesymetrie jeho zemnicích částí) se vždy část soufázového rušivého napětí daná rozdílem $u_{s1}-u_{s2}$ projevuje jako protifázové rušivé napětí a působí tak přímo na vstupních svorkách přijímače (vstupní impedanci Z_z).



Obr. 1.3 Protifázové (p) a soufázové (s) rušivé napětí a proudy na vedení.

Vzhledem k uvedeným skutečnostem je zřejmé, že na zastoupení protifázových a soufázových složek rušení v celém „spekttru“ rušivých signálů šířících se po vedení, závisí jak konstrukce konkrétních odrušovacích filtrů, tak i způsob měření jejich parametrů. Je tedy zejména nutné rozlišovat vložný útlum odrušovacího filtru vůči protifázovému (symetrickému) rušení tzv. **symetrická složka vložného útlumu** a vložný útlum téhož filtru vůči soufázovému (asymetrickému) rušení tzv. **asymetrická složka vložného útlumu**. Se stejnými pojmy se můžeme setkat i u vazebních a odrušovacích obvodů. Na jejich příkladu lze velmi dobře definovat jednotlivé systémy pro měření vložného útlumu odrušovací filtrů.

2 Měření vloženého útlumu filtru

Při vytváření modelů odrušovacích filtrů je nutno výsledky porovnávat s naměřenými charakteristikami vloženého útlumu. V současné době je měření vloženého útlumu filtrů v Evropské unii a mnoha dalších zemích prováděno dle mezinárodního standardu CISPR 17 Methods of measurement of the suppression characteristics of passive radio interference filters and suppression components z roku 1981. Tento standard byl v České republice harmonizován jako Česká technická norma ČSN CISPR 17 [3]. Norma definuje zkušební podmínky pro měření vloženého útlumu odrušovacích filtrů a požadavky na měřicí přístroje, kterými je měření prováděno [2].

Z hlediska obecného postupu měření vloženého útlumu popisuje norma [3] v podstatě dva základní postupy:

- absolutní metoda měření,
- substituční metoda měření.

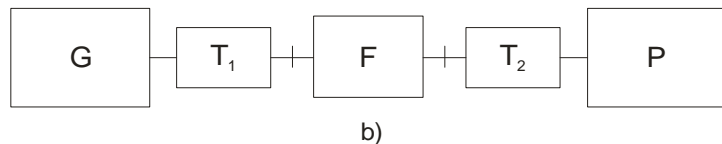
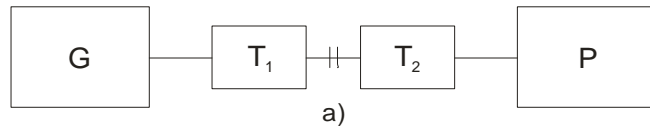
Z hlediska konfigurace měřicího pracoviště lze dělit na následující metody:

- standardní metoda,
- metoda nejhoršího případu,
- aproximační metoda.

2.1 Měřicí metody z hlediska obecného postupu

2.1.1 Absolutní metoda

Základní uspořádání měřicí aparatury pro měření vloženého útlumu filtru **absolutní metodou** bez jeho výkonové zátěže je naznačeno na obr. 2.1. Vlastní měření se na každém kmitočtu provádí ve dvou krocích. V prvním kroku obr. 2.1a se zkoumaný filtr F z měřicí trasy odstraní, tj. generátor G se s měřicím přijímačem P spojí přímo pomocí vhodného kabelu a případných útlumových či transformačních členů T. Při nastavené úrovni výstupního napětí U_G generátoru G se odečte údaj napětí na vstupu měřicího přijímače P, tj. hodnota U_{20} . Do nezměněné měřicí trasy (tj. do trasy se stejnými kabely a útlumovými členy) se pak zapojí filtr F podle obr. 2.1b a při nezměněné výstupní úrovni U_G generátoru G se čte nová hodnota napětí U_2 na vstupu měřicího přijímače P. Dle základní definice je pak vložený útlum odrušovacího filtru L [dB] roven



Obr. 2.1 Měření vloženého útlumu filtru bez výkonové zátěže absolutní metodou: kalibrační obvod (a), měřicí obvod (b).

$$L = 20 \cdot \log \frac{U_{20}}{U_2} [\text{dB}],$$

$$L[\text{dB}] = U_{20}[\text{mV}] - U_2[\text{mV}]. \quad (2.1)$$

Měří-li se vložný útlum v širším pásmu kmitočtů, provede se nejprve celková kalibrace systému (tj. měření hodnot U_{20} při vyřazeném filtru F) v celém kmitočtovém pásmu a teprve pak se realizuje vlastní měření výstupních hodnot U_2 při připojeném filtru.

2.1.2 Substituční metoda

Substituční metoda vychází ze stejného základního zapojení jako absolutní metoda obr 2.1a. V bodě pro rozpojení jsou však zařazeny dvě větve. První větev obsahuje zkoušený odrušovací filtr, zatímco druhá větev obsahuje přesně kalibrovaný proměnný zeslabovač (nastavitelný útlumový člen). Měřicí zapojení ještě obsahuje dva přepínače, kterými je prováděn výběr mezi těmito dvěma větvemi. Metoda spočívá v nastavování stejného útlumu, jaký vykazuje zkoušený odrušovací filtr pomocí proměnného zeslabovače. Výsledná hodnota vložného útlumu filtru se pak čte z údaje útlumu proměnného zeslabovače. Nevýhodou této metody je použití již zmíněného zeslabovače, který musí vykazovat velmi dobré vlastnosti ve velmi širokém kmitočtovém pásmu (10 kHz až 1 GHz).

2.2 Metody z hlediska konfigurace měřícího pracoviště

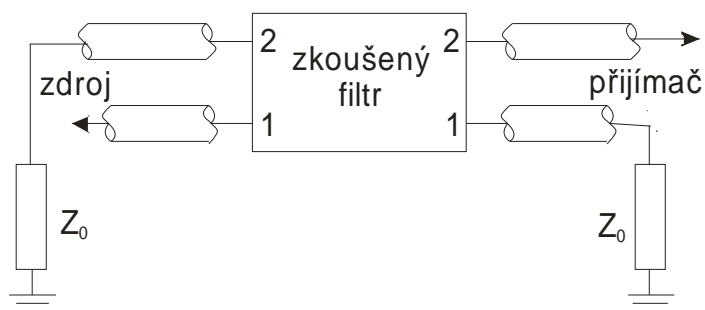
2.2.1 Standardní metoda

Měření útlumových charakteristik filtru se provádí s jeho vstupem a výstupem zakončeným pevnými rezistory, obvykle $Z_0 = 50 \Omega$ až 75Ω . Filtry s vícenásobnými nespojenými obvody se musí zkoušet pro každý vývod samostatně. Na všechny nezkoušené vývody se připojí impedance Z_0 , která musí odpovídat charakteristické impedanci vedení, impedanci generátoru a přijímače. Navíc se musí změřit vazba mezi jednotlivými vývody tak, že se zatíží impedancí Z_0 . Užívají se tyto varianty:

- filtr bez zátěže (kmitočtový rozsah 10 kHz až 100 MHz),
- filtr při plné AC zátěži (proud až 100 A v kmitočtovém rozsahu 10 kHz až 100 MHz),
- filtr při plné DC zátěži (napětí až do několika kV v kmit. rozsahu 10 MHz až 300 MHz).

Získané charakteristiky se mohou lišit od charakteristik provozovaných v praxi, protože zatěžovací impedance při měření se liší od impedancí při praktickém použití se skutečným zařízením.

Měření se musí provádět podle postupu uvedeného výše, přičemž základní uspořádání měřící aparatury je na obr. 2.2 [3].



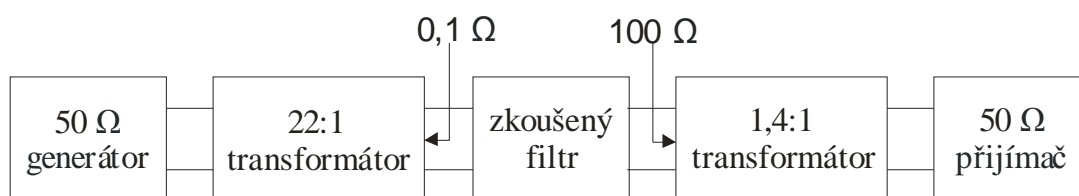
Obr. 2.2 Zkušební sestava standardní laboratorní metody.

2.2.2 Metoda nejhoršího případu

V normě [3] označována jako metoda proměnné impedance. Měření jsou provedena se zatěžovací impedancí, která mění hodnoty v celém rozsahu efektivní sériové rezistance a reaktance tak, až se získá hodnota minimálního útlumu. Velkou nevýhodou této metody je právě nutnost použití proměnných impedancí, protože jejich konstrukce pro široká kmitočtová pásma (10 Hz až 1 GHz) je velmi obtížná. Z tohoto důvodu se tato metoda při praktických měřeních nepoužívá.

2.2.3 Aproximační metoda pro síťové filtry

Tato zkušební metoda je doporučena pro ověření vlastností zejména síťových odrušovacích filtrů. V této metodě se místo měření vloženého útlumu v systému $50\ \Omega/50\ \Omega$ se musí měřit v systému $0,1\ \Omega/100\ \Omega$ (a opačném). V kmitočtovém rozsahu 1 kHz až 300 kHz je nutné použít dva širokopásmové transformátory (1,4:1 a 22:1 pro systém $50\ \Omega$). Účelem této metody je stanovení vloženého útlumu při skutečném provozu, tj. s nejistou impedancí připojených zařízení. Zvláště se zkoumá zda filtr má v nepropustném pásmu dobrou a předem odhadnutelnou útlumovou charakteristiku a zda filtr nevykazuje v propustném pásmu nepřijatelné oscilace. Uspořádání měřicí aparatury je na obr. 2.3 [3].



Obr. 2.3 Sestava měřicí aparatury u aproximační metody pro síťové filtry.

Z teoretické analýzy nepřizpůsobených filtrů vyplývají dva následující problémy:

1) *Oscilace v propustném a přechodovém pásmu* je způsobena dvěma odlišnými mechanismy různé významnosti:

- Vnější rezonance na připojení (filtr rezonuje s generátorem anebo zatěžovací impedancí odpovídající zrcadlovému imaginárnímu zakončení). Ve skutečných obvodech jsou takové rezonance naštěstí velmi tlumeny vlivem nízkého odporu náhradního ekvivalentního obvodu.
- Vyjádřené oscilace, které mohou být přiřazeny vlastním rezonancím filtru. Kritické vlastní rezonance se mohou vyskytnout tehdy, a právě tehdy, když jedna připojená (vnější) impedance je mnohem vyšší a druhá mnohem nižší než je charakteristická impedance filtru. Pak je vysoké Q filtru dominantní. To může vést k vloženému zisku (negativnímu vloženému útlumu) až 30 dB. Tento jev se vyskytuje při měřicím systému $0,1/100\ \Omega$ (a opačném). Vhodným návrhem filtru ho lze eliminovat.

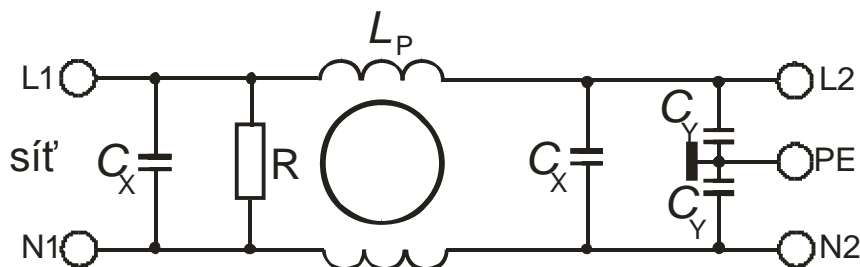
2) *Nedokonalé vlastnosti ve spodní části nepropustného pásma.* Obecně platí pro filtry typu dolní propusti jako jsou síťové filtry, že vlivy impedančního nepřizpůsobení jsou nejnepříjemnější na nejnižších kmitočtech nepropustného pásma. Metoda $0,1/100\ \Omega$ (a opačná) identifikuje jakýkoliv filtr, jehož vlastnosti se silně odchyľují od vlastností očekávaných podle výsledků měření v $50\ \Omega$ systému. V tomto kontextu je třeba po-

dotknout, že násobné dílčí filtry (multiple section filters - členěné filtry) jsou v podmínkách nepřizpůsobení nejen daleko lepší než jednoduché filtry, ale i daleko menší a levnější.

Dodatečně se musí provést zkoušky s prohozenými a otočenými transformátory. Transformátory musí být širokopásmové (feritové) a musí pokrývat kmitočtové pásmo 1 kHz až 300 kHz. Pro systém 75Ω musí být převody transformátorů 27:1 a 1,15:1. Uspokojivý filtr by v kmitočtovém rozsahu 1 kHz až 100 kHz měl mít na jakémkoliv kmitočtu maximální „zesílení“ menší než 10 dB. V kmitočtovém rozsahu nepropustného pásma se nesmí odchylovat vložený útlum o více než 10 dB od stanovené hodnoty[3].

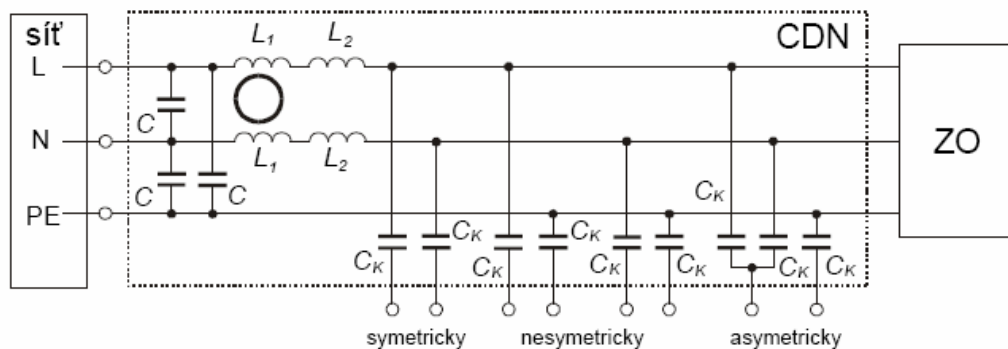
2.3 Měřicí systémy

Na obr. 1.1. je uveden síťový odrušovací filtr jako dvojbran. Na obr. 2.4 [11] je ukázáno typické obvodové řešení jednofázového odrušovacího filtru a je vidět že filtr má více vstupních a výstupních svorek. Jsou to vstupní svorky L1 a N1, výstupní svorky L2 a N2 a společná zemní svorka PE, která je na vstupu i na výstupu (na obrázku není na vstupu zakreslena). U vícefázových odrušovacích filtrů (typické jsou třífázové) je vstupních a výstupních svorek více.



Obr. 2.4 Obvodové řešení jednofázového síťového odrušovacího filtru Schaffner FN 2020-16-06.

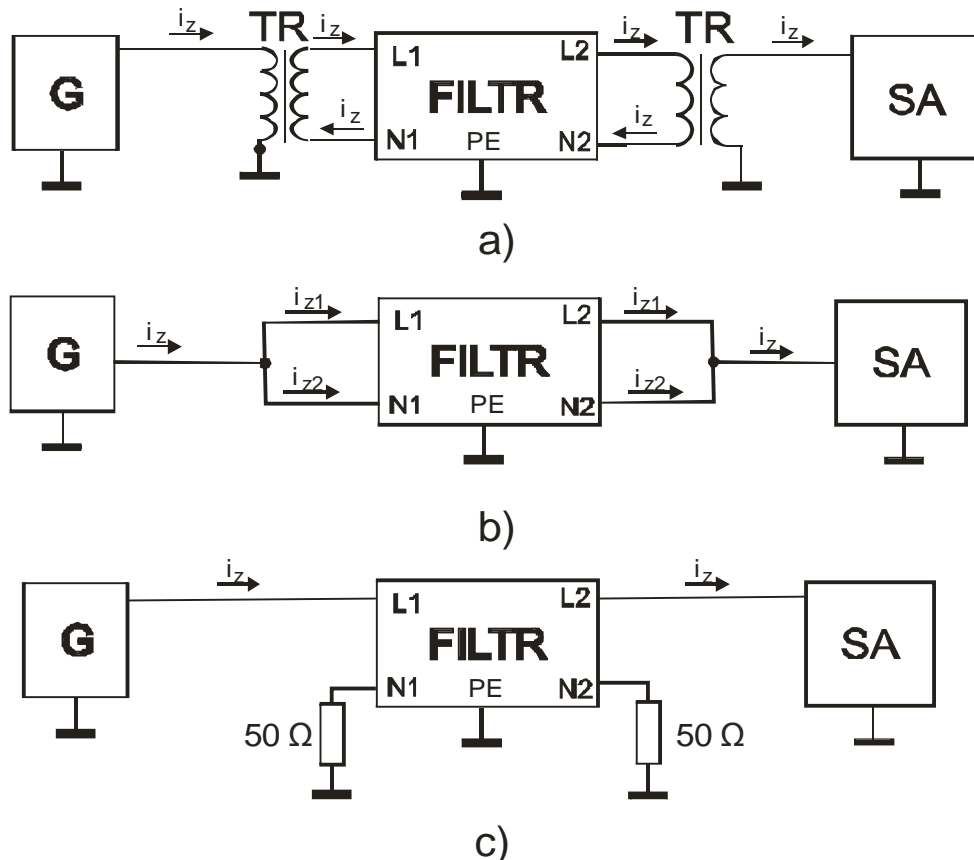
Díky většímu počtu vstupních a výstupních svorek, obr. 1.1 [1] neurčuje vzhledem k jakým svorkám chceme síťový odrušovací filtr měřit. To umožňuje vznik tří základních měřicích systémů, které se odlišují konfiguračním zapojením vstupních a výstupních svorek v měřicím systému. Rozdělení měřicích systémů nejlépe vystihuje



Obr. 2.5 Kapacitní vazební a oddělovací obvod se vstupy pro symetrické, nesymetrické a asymetrické navázání zkušební signálu do napájecího vedení.

obvod používaný v oboru elektromagnetické kompatibility pro přivedení rušivých signálů do síťového zařízení. Obvod označován jako vazební a oddělovací obvod CDN (*Coupling Decoupling Network*) uveden na obr. 2.5. plní dvě základní funkce a to vazební, která umožňuje navázání zkušebních signálů z generátoru do přístroje, a funkce oddělovací která zabraňuje šíření zkušebních signálů do vnější napájecí sítě. Dle způsobu navázání zkušebního signálu rozlišujeme následující měřicí systémy:

- **Asymetrický systém:** zkušební signál je přiveden k oběma vodičům L i N současně (ke svorce L i N přiveden zkušební signál ve stejné fázi) a soufázově vůči zemnímu vodiči PE. Tento systém je tedy vhodný pro měření soufázových rušivých signálů. Principiální zapojení při měření odrušovacího filtru v tomto systému je na obr. 2.6. b).
- **Symetrický systém:** zkušební signál je přiveden soufázově mezi svorky L a N (ke svorce L jde signál s opačnou fází než ke svorce N), svorka PE zůstává nevyužita. V praxi to znamená že potřebujeme generátor se symetrickým výstupem a spektrální analyzátor se symetrickým vstupem, nebo běžný nesymetrický vstup a výstup doplnit vhodným transformátorem. Tento systém je tedy vhodný pro měření protifázových rušivých signálů.



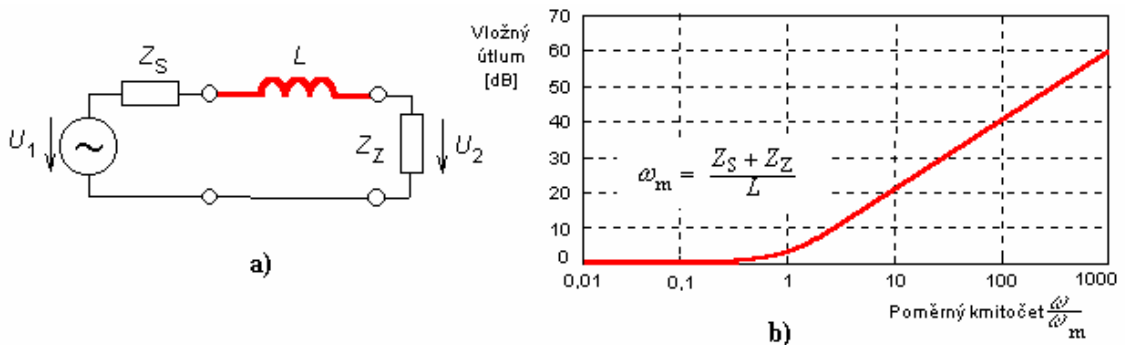
obr. 2.6. Principiální zapojení měřicích systémů: symetrický systém (a), asymetrický systém (b), nesymetrický systém (c).

- **Nesymetrický systém:** Zkušební signál je přiveden mezi svorky L či N a PE a to samostatně, tzn. obvod se zkouší pro každý vývod samostatně. Mohou tedy vzniknout následující kombinace: L1-L2, L1-N2, N1-N2 a N1-L2. Ostatní nevyužité vývody by měli být zakončeny charakteristickou impedancí Z_0 .

3 Obvodové řešení odrušovacích filtrů

Vložný útlum odrušovacího filtru závisí jednak na impedančních parametrech na vstupu a výstupu filtru (kap. 1.1) a samozřejmě také na jeho obvodovém řešení. Aby bylo možno odhadnout vlastnosti filtru je nutno určit základní vlastnosti jeho obvodových prvků. Těmito prvky jsou odrušovací tlumivky a odrušovací kondenzátory, které mohou být použity i samostatně a spadají, stejně jako odrušovací filtry, mezi odrušovací prostředky.

3.1 Odrušovací tlumivky



Obr. 3.1 Zapojení odrušovací tlumivky do vedení (a) a průběh vložného útlumu (b).

Odrušovací tlumivky jsou nejnákladnějšími a nejobjemnějšími pasivními prvky užívanými v technice odrušování, a to buď samostatně nebo jako součást odrušovacích filtrů. Protože se odrušovací tlumivky zapojují do proudových obvodů odrušovaného zařízení, jsou jejich rozměry v první řadě dány velikostí protékajícího pracovního proudu. Principiální zapojení odrušovací tlumivky mezi zdroj rušení (např. výstup napájecí energetické sítě) a přijímač rušení (např. napájecí vstup elektronického přístroje) je uvedeno na obr. 3.1a. Odrušovací tlumivka je zapojena v sérii s vnitřní impedancí (vnitřním odporem) sítě Z_s a vstupní impedancí (odporem) napájecího vstupu chráněného přístroje Z_z . Analýzou tohoto jednovprvkového tlumivkového filtru snadno určíme jeho základní parametr - vložný útlum v [dB]

$$L = 20 \cdot \log \left| \frac{U_{20}}{U_2} \right| = 20 \cdot \log \left| 1 + \frac{j\omega L}{Z_s + Z_z} \right|, \quad (3.1)$$

kde U_2 je napětí na výstupu filtru (na zátěži Z_z) a U_{20} je stejné napětí, avšak bez přítomnosti filtru, tj. bez zapojené tlumivky. Kmitočtový průběh vložného útlumu (3.1) má dvě oblasti naznačené v obr. 3.1b:

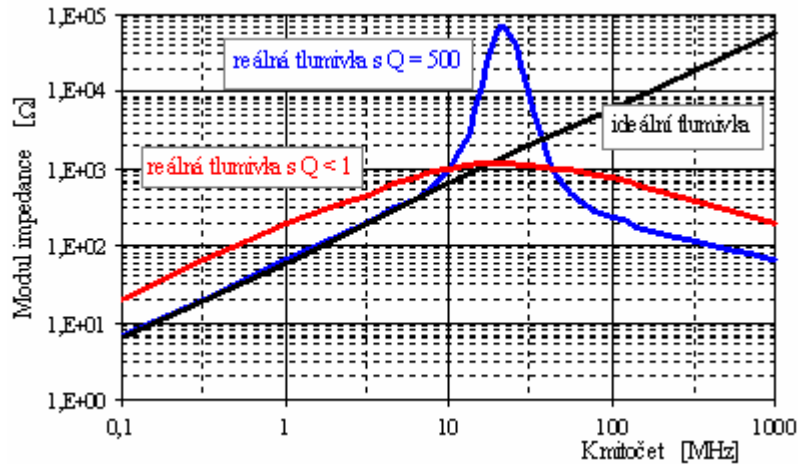
$$L \approx 0 \text{ dB pro } \omega L \ll Z_s + Z_z,$$

$$L \approx 20 \cdot \log \frac{\omega L}{Z_s + Z_z} \text{ pro } \omega L \gg Z_s + Z_z. \quad (3.2)$$

Ze vzorce (3.2) je zřejmé že tlumivku lze použít v nízkoimpedančních systémech, tj. když impedance zdroje i přijímače rušení jsou menší než reaktance tlumivky.

U ideální tlumivky by útlum v závislosti na frekvenci se zvyšujícím se kmitočtem neustále rostl. U reálné tlumivky ovšem existují její parazitní parametry, odpor vinutí a parazitní kapacity (mezi závity, proti jádru, proti zemi). Na vysokých frekvencích se reaktance parazitních kapacit zvětšuje, reálná tlumivka se chová jako rezonanční obvod a nad svým rezonančním kmitočtem má kapacitní charakter, což snižuje hodnotu vložného útlumu na vysokých frekvencích. Tato skutečnost je zřejmá z obr. 3.2 [1], kde

je zobrazen kmitočtový průběh modulu impedance ideální tlumivky (černá křivka), reálné tlumivky s vysokým činitelem jakosti Q (modrá křivka) a reálné tlumivky s nízkým činitelem jakosti $Q < 1$ (červený průběh). Pro odrušovací tlumivky je vhodný průběh s $Q < 1$, protože pozvolným přechodem impedance tlumivky jejím vlastním rezonančním kmitočtem se rozšiřuje odrušované pásmo tlumivky.

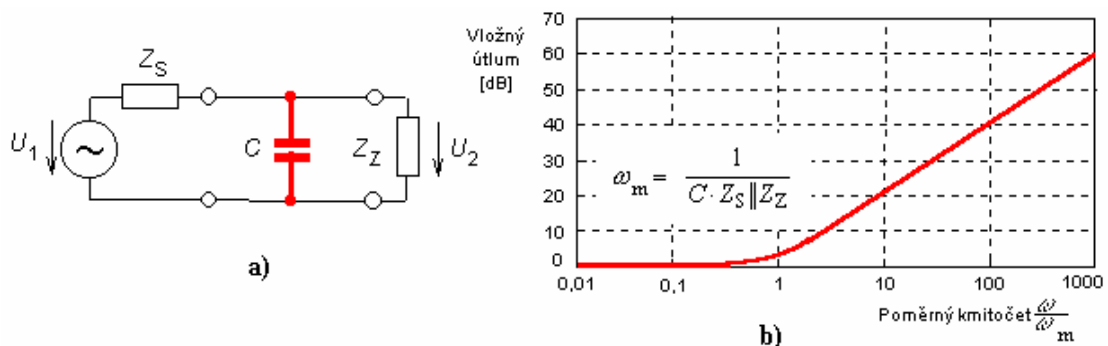


Obr. 3.2 Kmitočtová závislost modulu impedance reálné tlumivky.

Odrušovací tlumivky dělíme podle typu potlačovaného rušení na dvě základní skupiny:

- Tlumivka pro potlačení symetrické složky rušení. Tato tlumivka se zapojuje podélně do proudových vodičů a pracovní proud obvodu jí protéká ve stejném směru jako rušivý proud
- Tlumivka pro potlačení nesymetrické složky rušení. Tato tlumivka se nazývá **tlumivka s proudovou kompenzací**. Fázový a zpětný vodič jsou zde navinuty na společné jádro ve stejném smyslu tak, že pracovní proudy vytvoří opačně orientované magnetické toky. Pro pracovní proudy tedy proudově kompenzovaná tlumivka představuje zanedbatelnou impedanci. Rušivé proudy, v případě asymetrického rušení, protékají vodiči ve stejném smyslu, jejich magnetické toky se sčítají a výsledkem je velká impedance této tlumivky pro tyto rušivé signály.

3.2 Odrušovací kondenzátory



Obr. 3.3 Zapojení odrušovacího kondenzátoru do vedení (a) a kmitočtový průběh jeho vložného útlumu (b).

Odrušovací kondenzátor se zapojuje paralelně k vnitřní impedanci sítě Z_S a vstupní impedanci napájecího vstupu chráněného (odrušovaného) přístroje Z_Z dle obr. 3.3 a. Vložný útlum v [dB] tohoto jednoprvkového kondenzátorového filtru je zřejmě roven

$$L = 20 \cdot \log \left| \frac{U_{20}}{U_2} \right| = 20 \cdot \log \left| 1 + j\omega C \frac{Z_s \cdot Z_z}{Z_s + Z_z} \right|, \quad (3.3)$$

kde U_2 je napětí na výstupu filtru (na zátěži Z_Z) a U_{20} je stejné napětí bez přítomnosti filtru, tedy bez zapojeného kondenzátoru. Kmitočtový průběh vložného útlumu má dvě oblasti uvedené v obr. 3.3 b:

$$L \approx 0 \text{ dB pro } \omega C \ll 1/(Z_s \parallel Z_z),$$

$$L \approx 20 \cdot \log(\omega C \cdot \frac{Z_s \cdot Z_z}{Z_s + Z_z}) \text{ dB pro } \omega C \gg 1/(Z_s \parallel Z_z). \quad (3.4)$$

Odtud je zřejmé, že použití odrušovacích kondenzátorů nebo kondenzátorových filtrů je účinné pouze tehdy, je-li jejich reaktance mnohem menší než vnitřní impedance zdroje rušení a impedance napájecí sítě. Odrušovací kondenzátor je tedy nutno užívat ve vysokoimpedančních systémech. Pokud jsou hodnoty impedancí zdroje a přijímače rušení nižší, účinnost odrušení kondenzátorem klesá.

Kmitočtový průběh vloženého útlumu podle obr. 3.3b představuje ideální kondenzátor. Reálný kondenzátor, stejně jako reálná tlumivka, má své parazitní parametry. U kondenzátorů jsou parazitním parametrem zejména indukčnosti přívodů kondenzátoru. Platí, že čím je délka přívodů větší, tím větší je i parazitní indukčnost. Tato parazitní indukčnost vytváří s vlastní kapacitou kondenzátoru na určitém kmitočtu vlastní rezonanční obvod, za tímto kmitočtem má odrušovací kondenzátor induktivní charakter a jeho vložný útlum s rostoucím kmitočtem klesá.

Protože kondenzátory odvádí rušivé napětí na zemnicí vodič či kostru přístroje, jsou jejich důležitými vlastnostmi elektrické průrazné parametry z hlediska bezpečnosti úrazu elektrickým proudem. Z tohoto pohledu se odrušovací kondenzátory dělí na dvě třídy:

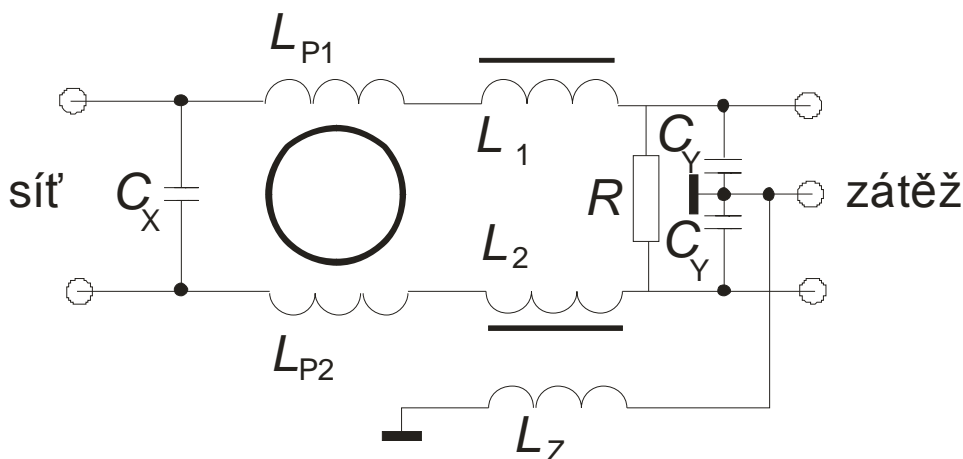
- **Odrušovací kondenzátory třídy X.** Jsou určeny pro použití tam, kde jejich případný průraz nemůže ohrozit bezpečnost lidského života. Tyto kondenzátory se dále dělí na podtřídy X1 a X2. Kondenzátory X1 se používají tam kde je nebezpečí výskytu napěťových špiček větších než 1,2 kV. V případě menších přepětí se používají kondenzátory X2.
- **Odrušovací kondenzátory třídy Y.** Zapojují se vždy mezi fázový a ochranný vodič či uzemněný kryt přístroje a všude tam, kde je omezena přípustná hodnota unikajícího (svodového) proudu.

Dělení kondenzátorů podle konstrukčního provedení. Použití jednotlivých typů závisí na tom chceme-li potlačit symetrické (protifázový rušivý proud I_p) nebo nesymetrické rušení (soufázový rušivý proud I_s) :

- **Dvoupólové kondenzátory** se používají pro potlačení soufázového i protifázového rušivého proudu. Používají se v zapojení obsahujícím tři tyto kondenzátory, z nichž dva jsou zapojeny jako bezpečnostní C_Y mezi fázovým popřípadě nulovým vodičem a zemí. Ty slouží k potlačení soufázového rušivého proudu. Třetí kondenzátor C_X zapojuje se mezi fázový a nulový vodič a slouží jako ochrana před protifázovým rušivým proudem. Toto zapojení bývá nejčastější.

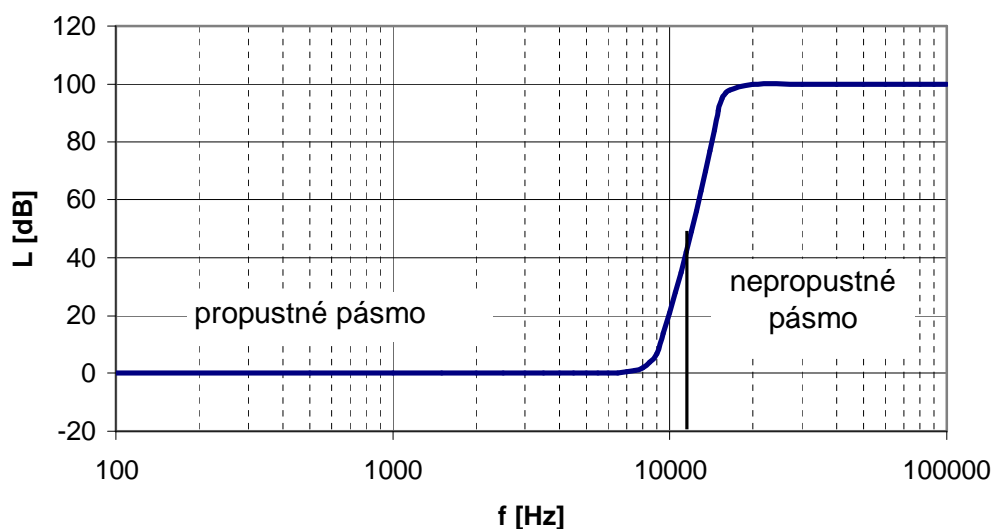
- **Troj pólové kondenzátory** chrání vstup spotřebiče jen proti soufázovým rušivým proudům.
- **Čtyř pólové kondenzátory** chrání vstup spotřebiče pouze proti protifázovým rušivým proudům.
- **Více pólové kondenzátory** se používají výjimečně. Nejrozšířenější zástupce tohoto typu je pětipólový kondenzátor, který potlačí jak soufázový rušivý proud tak i protifázový rušivý proud.

3.3 Odrušovací filtry



Obr. 3.4 Příklad zapojení komerčního síťového odrušovacího filtru.

Síťový odrušovací filtr je tvořen odrušovacími tlumivkami a odrušovacími kondenzátory tak že výsledné zapojení tvoří dolní propust. Většina dnes navrhovaných a používaných síťových filtrů LC je sestavena ze základních Zobelových článků typu L, Γ , Π , T a jejich kombinací.



Obr. 3.5 Vložný útlum ideálního odrušovacího filtru.

Na obrázku 3.5 je zobrazena frekvenční závislost vložného útlumu pro ideální odrušovací filtr. Ideální odrušovací filtr má do určité frekvence minimální útlum, aby

nezhoršil činnost zařízení připojeného za filtr. Za určitou mezní frekvencí, která bývá v okolí 10 kHz by měl útlum prudce narůstat a v nepropustném pásmu by měl být dostatečný útlum, aby potlačil rušení šířící se po vedení. Reálný odrušovací filtr je tvořen reálnými odrušovacími tlumivkami a kondenzátory, jejichž parazitní parametry na vysokých frekvencích způsobí vlastní rezonance těchto prvků a výsledná charakteristika filtru se nad těmito vlastními rezonancemi může chovat jako horní propust a tím sníží hodnotu vložného útlumu na vysokých kmitočtech. Dále bývá problémem u reálných filtrů s oscilacemi v propustném pásmu. Zde může vložný útlum na určitých frekvencích nabýt záporné hodnoty, to znamená že na těchto kmitočtech filtr vykazuje vložný zisk. To bývá časté v praxi a takový filtr by neměl být použit pokud je jím chráněné zařízení ohroženo rušením právě na kmitočtech s vložným ziskem [16].

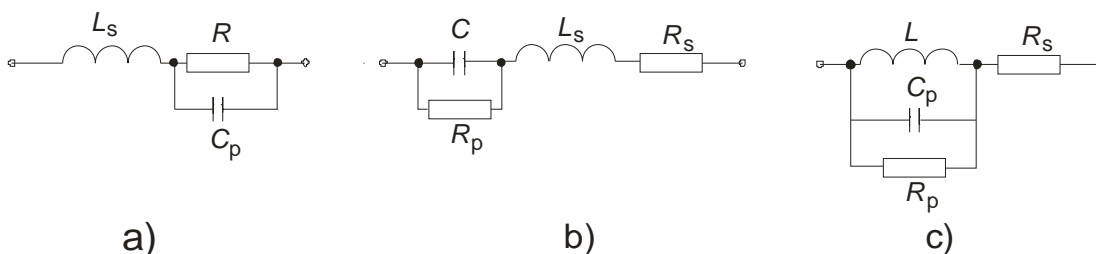
Na obr. 3.4 je uveden příklad zapojení komerčního odrušovacího filtru. Nejedná se o zapojení od konkrétního výrobce, bylo uvedeno pro vysvětlení jednotlivých prvků filtru, které se v podobné konfiguraci vyskytují snad u všech běžných komerčních síťových odrušovacích filtrů. Filtr obsahuje jeden odrušovací kondenzátor třídy X (C_X), dva kondenzátory třídy Y (C_Y), dvě proudově kompenzované tlumivky (L_{P1} , L_{P2}), další dvě odrušovací tlumivky bez proudové kompenzace (L_1 , L_2), zemní tlumivku L_Z a odpor R . V následujícím přehledu je uvedeno které rušení dané prvky zvláště potlačují:

- **Kondenzátor C_X** tvoří vlastně vysokofrekvenční zkrat pro rušivé signály mezi oběma pracovními vodiči. Mezi jednotlivými pracovními vodiči navzájem se projevují symetrická rušivá napětí (napětí u_p , proud i_p). Kondenzátor C_X tedy slouží k potlačení symetrických rušivých napětí.
- **Kondenzátory C_Y** tvoří zase vysokofrekvenční zkrat pro rušivé signály mezi jednotlivými pracovními vodiči a zemí, proto musí být bezpečnostní (třídy Y). Zde se projevují nesymetrické rušivé signály (napětí u_s , proud i_s). Kondenzátory C_Y tedy slouží k potlačení nesymetrických rušivých napětí.
- **Proudově kompenzované tlumivky L_{P1} , L_{P2}** jsou vytvořeny tak že fázový a zpětný vodič jsou navinuty na společném jádru ve stejném smyslu tak že pro pracovní proud se v jádru (ale i pro symetrické rušivé signály, které jsou superponovány ve stejném smyslu přímo na pracovní signály) vytvořené magnetické toky navzájem vykompenzují a tlumivka má pro tyto proudy zanedbatelnou reaktanci. Naopak pro nesymetrické rušivé proudy, které mají v obou vodičích stejný směr, se magnetické toky vyvolané těmito proudy sečtou a pro tyto proudy je reaktance značná. Proudově kompenzované tlumivky slouží tedy k potlačení nesymetrických rušivých signálů.
- **Tlumivky bez proudové kompenzace L_1 , L_2** se zapojují podélně do proudových vodičů a pro rušivé proudy superponované na pracovních proudech tvoří na vysokých frekvencích značnou reaktanci. Slouží tedy k potlačení symetrických rušivých napětí.
- **Zemní tlumivka L_Z** se zapojuje do zemního vodiče. Je známo, že nesymetrické rušivé signály (napětí u_s , proud i_s) se uzavírají přes parazitní kapacity mezi pracovními vodiči a zemním vodičem. Vzniká tak parazitní galvanická vazba zemní smyčkou. Zapojením zemní tlumivky L_Z do zemního vodiče se dosáhne zvětšení impedance této parazitní zemní smyčky. Zemní tlumivka tedy slouží k potlačení nesymetrických rušivých napětí.
- **Odpor R** na potlačení rušivých signálů prakticky nemá vliv. Umožňuje vybíjení náboje všech kondenzátorů filtru v době odpojení od napájecí sítě. Jeho hodnota se pohybuje od stovek k Ω po jednotky M Ω .

3.4 Obvodové modely reálných prvků

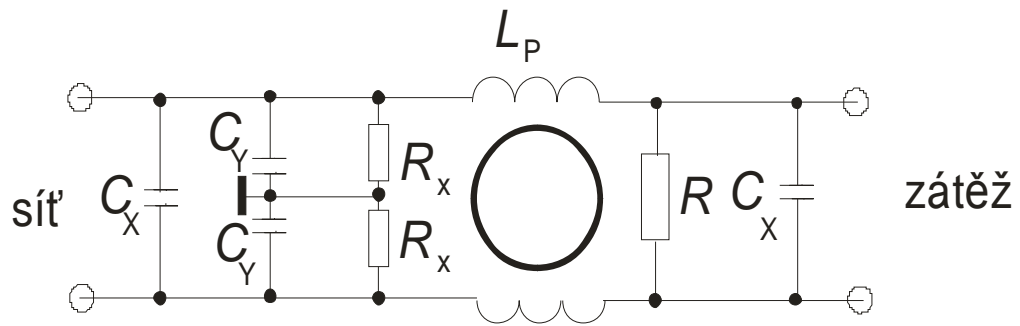
V katalogových listech je uváděno obvodové řešení filtrů. V těchto obvodech jsou uváděny ideální prvky (rezistory, induktory a kondenzátory), ovšem jak již bylo zmíněno všechny tyto prvky použité v obvodu odrušovacího filtru nejsou ideální, což se projevuje zvláště na vyšších kmitočtech. Proto pro postižení těchto parazitních vlivů je nutno vytvořit modely obvodových prvků filtru, které by respektovaly reálné chování prvků v širokém kmitočtovém rozsahu. Uvedené modely jsou jen orientační, poloha jednotlivých parazitních prvků a hlavně jejich velikost závisí na typu součástky (klasická, SMD), na impedančním systému v kterém obvod pracuje, atd..

- **Model reálného rezistoru:** kromě samotného odporu se u reálného rezistoru zvláště na vyšších kmitočtech projevuje indukčnost přívodů, která je v modelu respektována sériovou indukčností L_s , a parazitní kapacita mezi přívody, jejíž vliv zahrnuje paralelní kapacita C_p .
- **Model reálného kondenzátoru:** u kondenzátoru se projevuje parazitní indukčnost přívodů L_s a jejich svodový odpor R_s . Obecně platí, že velikost parazitních prvků roste s délkou přívodů.
- **Model reálné cívky:** parazitními prvky u reálné cívky jsou ztrátový odpor vinutí R_s a parazitní kapacity, jednak vzniklá mezi závitů – mezizávitová a kapacita proti zemi.

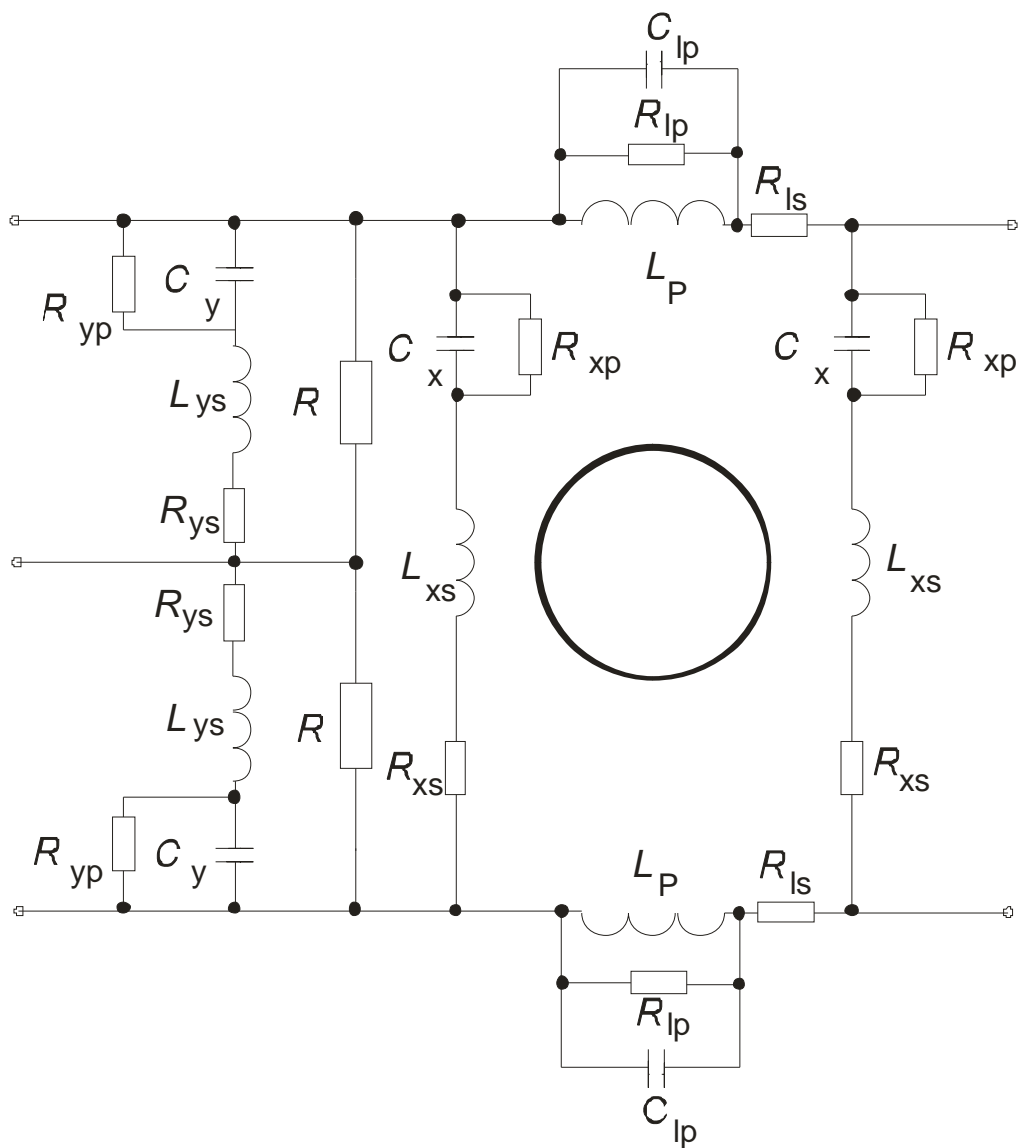


Obr. 3.6 Obvodové modely reálných prvků: rezistoru (a), kondenzátoru (b), cívky (c).

Na obr. 3.7 je obvodové řešení filtru Elfis 1ELF 16V. Na obr. 3.8 je uveden jeho obvodový model [6] při respektování obvodových modelů reálných prvků z obr. 3.6. Poloha jednotlivých parazitních prvků byla stanovena z chování filtru v 50-ti Ω systému. V obvodovém modelu přibylo následujících deset parametrů: R_{XS} , R_{XP} , L_{XS} , R_{YS} , R_{YP} , L_{YS} , R_{LS} , R_{LP} , C_{LP} a L_{LS} , které jsou zobrazeny na obr. 3.8 spolu s kompletním obvodovým modelem reálného odrušovacího filtru. Problémem je, zjistit hodnotu těchto parametrů. Jako řešení se nabízí na základě naměřených dat, respektive na základě útlumové charakteristiky provést optimalizaci těchto prvků tak, aby reálný obvodový model měl stejnou útlumovou charakteristiku jako měřený filtr. Jako vhodná optimalizační metoda se jeví metoda roje částic blíže specifikovaná v kap. 5.



Obr. 3.7 Obvodové zapojení filtru Elfis 1ELF 16 V.



Obr. 3.8 Reálný obvodový model filtru Elfis 1ELF 16V.

4 Matematické vyjádření vložného útlumu filtru

V kapitole 2.1.1 je představena absolutní metoda pro měření útlumu síťového odrušovacího filtru. Útlum filtru je zde vyjádřen vztahem (2.1), přičemž jádrem tohoto vztahu je poměr napětí U_{20} (napětí v měřicí konfiguraci bez filtru) ku U_2 (napětí s vloženým filtrem). Pro matematické vyjádření útlumu filtru tedy potřebujeme získat tato dvě neznámá napětí U_{20} a U_2 . K jejich získání je potřeba vyjít z toho, v jakém měřicím systému (asymetrickém, symetrickém, nesymetrickém) chceme vztah pro výpočet vložného útlumu vyjádřit. Dále potřebujeme znát obvodové vlastnosti samotného filtru, nejlépe vyjádřené pomocí admitančních parametrů.

4.1 Obecná analýza měřicích systémů

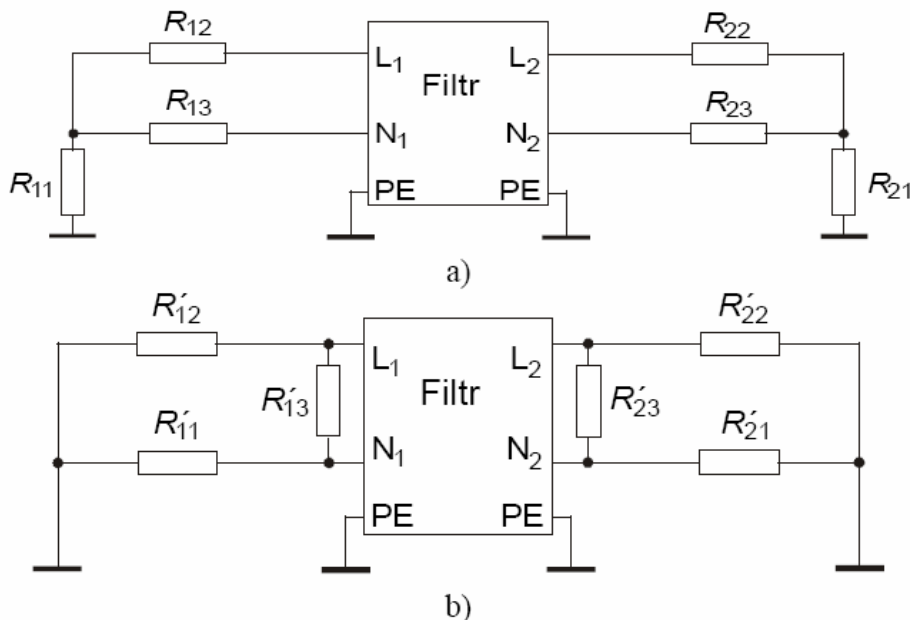
Zatím byly v kapitole 2.3 uvedeny tři základní měřicí systémy (asymetrický, symetrický a nesymetrický) ve kterých se dle dostupných norem síťové odrušovací filtry proměřují. Z obecného hlediska jsou ale tyto tři systémy jen zvláštní případy obecného měřicího systému. Obecný měřicí systém, který vystihuje tři základní měřicí systémy, je reprezentován dvěma zapojeními na obr. 4.1 [2]. Obě zapojení jsou ekvivalentní a mohou být impedančně transformovány jedno na druhé, a to pomocí transfigurace $\Delta - Y$ (trojúhelník – hvězda). Pro vzájemný převod lze použít známé přepočební vztahy [2]. Pro transfiguraci $\Delta \rightarrow Y$ platí

$$R'_{11} = \frac{R'_{12}R'_{13}}{R'_{11} + R'_{12} + R'_{13}}, R'_{12} = \frac{R'_{12}R'_{13}}{R'_{11} + R'_{12} + R'_{13}}, R'_{13} = \frac{R'_{11}R'_{13}}{R'_{11} + R'_{12} + R'_{13}}, \quad (4.1)$$

kde označení jednotlivých rezistorů odpovídá označení na obr. 4.1. Obdobně pro zpětnou transfiguraci $Y \rightarrow \Delta$ platí

$$R'_{11} = R_{11} + R_{13} + \frac{R_{11}R_{13}}{R_{12}}, R'_{12} = R_{11} + R_{12} + \frac{R_{11}R_{12}}{R_{13}}, \quad (4.2)$$

$$R'_{13} = R_{12} + R_{13} + \frac{R_{11}R_{13}}{R_{11}}.$$



Obr. 4.1 Filtr v obecných měřicích systémech: hvězda (a), trojúhelník (b), pro měření vložného útlumu (impedanční analýza).

Z obecných měřicích systémů na obr. 4.1 lze případy definované v kapitole 2.3 získat následovně:

- **asymetrický měřicí systém:** v zapojení a) nahradíme impedance R_{12} , R_{13} , R_{22} a R_{23} zkratem. Je možno přímo definovat impedance zdroje (R_{11}) a impedanci zátěže (R_{21}) připojené k odrušovacímu filtru.
- **symetrický měřicí systém:** v zapojení b) nahradíme impedance R'_{11} , R'_{12} , R'_{21} a R'_{22} nekonečně velkou impedancí. Je možno přímo definovat impedance zdroje (R'_{13}) a impedanci zátěže (R'_{23}) připojené k odrušovacímu filtru.

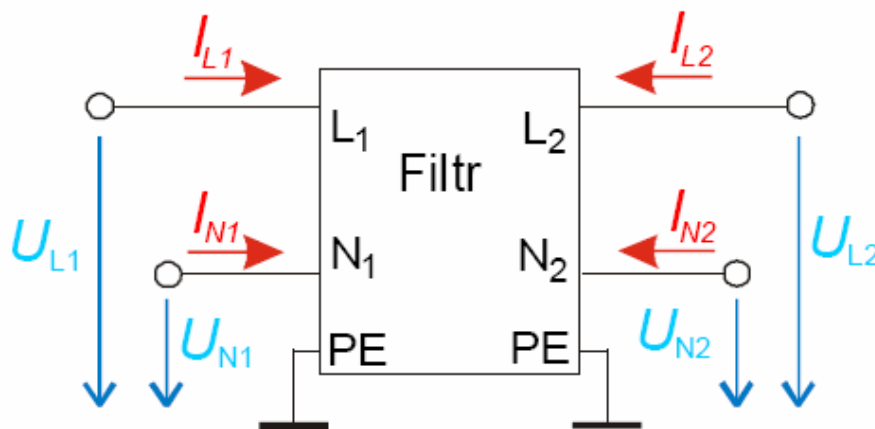
Z předchozího rozboru je patrné, že je možné použít při měření vložného útlumu odrušovacích filtrů různé konfigurace zatěžovacích rezistorů a jejich hodnot, s ohledem na otestování nejhorsího možného případu (nejmenší vložný útlum odrušovacího filtru). Vložný útlum naměřený v takovýchto obecněji definovaných impedančních podmínkách může poskytnout zcela jiné hodnoty vložného útlumu oproti obecně uvažovaným systémům nejhorsího případu ($0,1 \Omega/100 \Omega$ apod.). Impedanční síť se navíc nemusí skládat vždy pouze z rezistorů, ale mohou být složeny z jakýchkoliv prvků, např. tak, aby aproximovaly impedanci nízkonapěťové distribuční sítě [2].

4.2 Vložný útlum

K zařazení filtru do obecných měřicích systémů na obr. 4.1 [2] je třeba čtyřpólová analýza filtru. To neodpovídá skutečným podmínkám, protože jednofázové síťové odrušovací filtry mají šestipólovou konfiguraci. Zapojení filtru do měřicího obvodu dle obr. 4.1 lze zapsat následujícími rovnicemi

$$\begin{aligned} I_{L1} &= Y_{11}U_{L1} + Y_{12}U_{N1} + Y_{13}U_{L2} + Y_{14}U_{N2}, \\ I_{N1} &= Y_{21}U_{L1} + Y_{22}U_{N1} + Y_{23}U_{L2} + Y_{24}U_{N2}, \\ I_{L2} &= Y_{31}U_{L1} + Y_{32}U_{N1} + Y_{33}U_{L2} + Y_{34}U_{N2}, \\ I_{N2} &= Y_{41}U_{L1} + Y_{42}U_{N1} + Y_{43}U_{L2} + Y_{44}U_{N2}, \end{aligned} \quad (4.3)$$

kde Y_{xy} jsou prvky admitanční matice \mathbf{Y} daného síťového odrušovacího filtru. Význam jednotlivých napětí a proudů je patrný z obr. 2.2.



Obr. 4.2 Význam jednotlivých napětí a proudů v rovnicích (4.3).

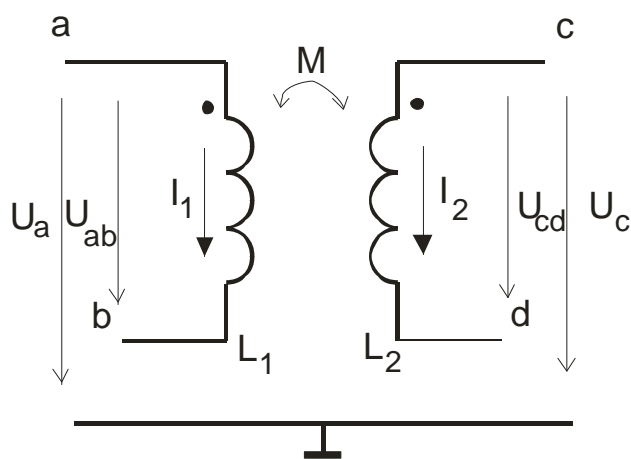
Soustavu rovnic (4.3) lze jednoduše přepsat na následující maticový zápis

$$\mathbf{I} = \mathbf{Y} \cdot \mathbf{U}, \quad (4.4)$$

kde \mathbf{I} je vektor neznámých proudů, \mathbf{U} vektor proměnných napětí a \mathbf{Y} je admitanční matice daného síťového odrušovacího filtru. Po doplnění soustavy rovnic (4.3) o rovnice, které udávají závislost mezi napětími U_{L1} a U_{N1} a napětím U_0 (napětí generátoru zkušební signálu) a napětími U_{L2} a U_{N2} a napětím U_2 , jde z těchto vztahů uvést závislost pro U_2 . To stejné se provede pro získání napětí U_{20} , ale v tomto případě bude z obvodu analyzovaný filtr vypuštěn. Po dosazení napětí U_2 a U_{20} do rovnice pro útlum filtru (2.1) se vykrátí závislost na napětí generátoru zkušební signálu U_0 . Výsledný vztah pro útlum filtru bude závislý jen na \mathbf{Y} parametrech daného síťového odrušovacího filtru a impedančních podmínkách definovaných impedanční konfigurací obecného měřicího systému. Výsledný vzorec pro útlum filtru v obecném měřicím systému je značně složitý, zjednoduší se pro určitý měřicí systém (asymetrický, symetrický).

4.3 Vytvoření admitanční matice síťového odrušovacího filtru

Admitanční matici \mathbf{Y} lze získat z obvodového zapojení daného síťového odrušovacího filtru. Specifikací většiny síťových odrušovacích filtrů jsou tlumivky s proudovou kompenzací, které popis pomocí obvodového zapojení komplikují. Při jejich zahrnování do admitanční matice musíme počítat i s jejich vzájemnou indukčností M .



Obr. 4.3 Proudově kompenzovaná tlumivka.

Pro řešení lze využít *Modifikované Metody Uzlových Napětí (MMUN)* [8]. Nejdříve bude vytvořena admitanční matice z obvodového zapojení, přičemž proudově kompenzovaná tlumivka bude vyřazena (deaktivace naprázdno). Poté se pomocí této metody vytvoří k admitanční matici „razítko“ zbytku obvodu určující chování proudově kompenzované tlumivky dle následujících rovnic

$$\begin{aligned} U_{ab} &= j\omega L_1 I_1 + j\omega M I_2, \\ U_{cd} &= j\omega M I_1 + j\omega L_2 I_2, \end{aligned} \quad (4.5)$$

jednotlivé veličiny jsou vysvětleny na obr. 4.3. Vzájemná indukčnost je svázána s vlastními indukčnostmi L_1 a L_2 vztahem

$$M = k\sqrt{L_1 L_2}, \quad (4.6)$$

kde k je stupeň magnetické vazby, ten může být v rozmezí od nuly do jedné. Téměř u všech síťových odrušovacích filtrů se používají odrušovací tlumivky s proudovou kompenzací se stejnými hodnotami vlastních indukčností

$$L_1 = L_2 = L. \quad (4.7)$$

Rovnice (4.5) je možné přepsat do maticového tvaru dle obr. 2.3 a tím získat „razítko“, kterým po rozšíření admitanční matice pro zbytek obvodu dostaneme kompletní popis obvodu filtru.

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I_d \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ -11 & 0 & 0 & j\omega L & j\omega M \\ 0 & 0 & -11 & j\omega M & j\omega L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \\ U_d \\ I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}. \quad (4.8)$$

Pro obdržení impedanční matice, která by odpovídala čtyřpólové analýze síťového odrušovacího filtru, tedy impedanční matice o rozměru 4×4 je nutno použít principu pivotní kondenzace [2], který lze jednoduše zapsat následovně

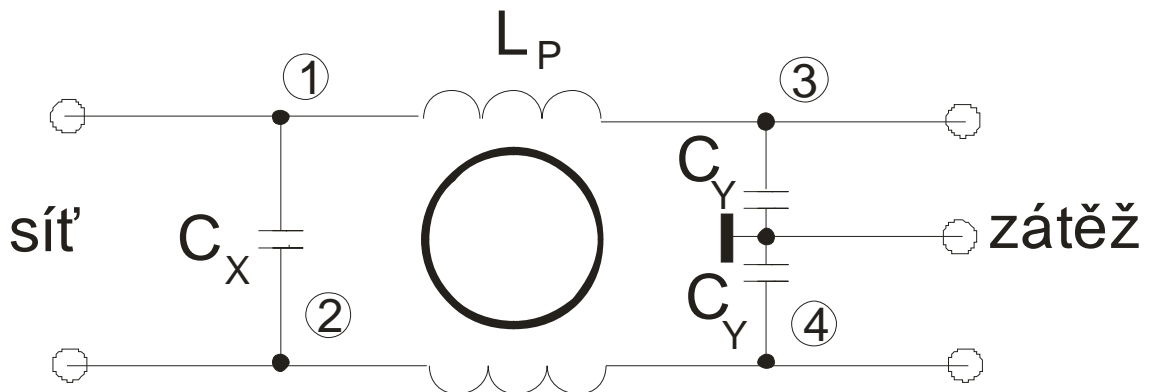
$$\mathbf{M}_R = \mathbf{M}_E - \mathbf{M}_{EI} \cdot (\mathbf{M}_I)^{-1} \cdot \mathbf{M}_E. \quad (4.9)$$

Matice \mathbf{M}_I , \mathbf{M}_E , \mathbf{M}_{EI} , \mathbf{M}_E vznikly z rozšířené admitanční matice jejím rozdělením následujícím způsobem [2]

$$\begin{bmatrix} \mathbf{M}_E & \mathbf{M}_{IE} \\ \mathbf{M}_{EI} & \mathbf{M}_I \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{X}_I \\ \mathbf{X}_E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_I \\ \mathbf{L}_E \end{bmatrix}, \quad (4.10)$$

kde \mathbf{X}_I reprezentuje interní neznámé, \mathbf{X}_E reprezentuje externí neznámé, obdobně vektory pravých stran \mathbf{L}_I a \mathbf{L}_E reprezentují budící zdroje. Matice \mathbf{M}_R je pak výsledná matice po provedení pivotní kondenzace a má rozměr 4×4 . Při použití pivotní kondenzace je pouze nutné správně zvolit řádky a sloupce, které se mají kondenzovat. Obvykle se při kondenzaci volí právě ty řádky a sloupce, o které byla původní admitanční matice \mathbf{Y} rozšířena a nedošlo tak ke kondenzaci řádků a sloupců, které jsou vztaženy ke vstupním a výstupním svorkám resp. uzlům. Podobný postup lze aplikovat i na složitější struktury filtrů např. na dvoustupňový odrušovací filtr.

4.4 Příklad vytvoření admitanční matice pro filtr Schurter 5110.1033.1



Obr. 4.4 Obvodové zapojení filtru Schurter 5110.1033.1.

Obvodové zapojení filtru Schurter 5110.1033.1 je na obr. 2.4 [9]. Nezávislé uzly v obvodu jsou uzly 1 až 4 v obvodu označené zakroužkováním. Vztažným uzlem je zemní svorka. Nejprve byla deaktivována proudově kompenzovaná tlumivka (naprázdno) a napsána impedanční matice zbytku obvodu dle pravidel metody uzlových napětí. Tím vznikly řádky a sloupce jedna až čtyři ve výsledné matici uvedené (4.11). Následně se přidalo pomocí MMUN razítko pro proudově kompenzovanou tlumivku a to s využitím obr. 2.3. a matice (4.8). Tím vznikly řádky a sloupce pět a šest výsledné admitanční matice (4.11). Jedna tlumivka byla připojena mezi uzly 1 a 3, což je respektováno pá-

tým řádkem a sloupcem, přičemž řádek se týká napětí a sloupec proudů. Druhá tlumivka je mezi uzly 2 a 4, což je zase respektováno šestým řádkem a sloupcem výsledné matice (4.11)

$$\begin{array}{c}
 \begin{array}{cccccc}
 & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 \\
 1 & \left[\begin{array}{cc|cc}
 j\omega C_x & -j\omega C_x & 0 & 0 & 1 & 0 \\
 -j\omega C_x & j\omega C_x & 0 & 0 & 0 & 1 \\
 0 & 0 & j\omega C_y & 0 & -1 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & j\omega C_y & 0 & -1 \\
 \hline
 -1 & 0 & 1 & 0 & j\omega L_p & j\omega M \\
 0 & -1 & 0 & 1 & j\omega M & j\omega L_p
 \end{array} \right. & (4.11)
 \end{array}
 \end{array}$$

Dostali jsme výslednou matici (4.11), kterou ovšem nelze použít pro vztah pro vyjádření vložného útlumu, protože nemá požadovaný rozměr 4×4. Rozměr výsledné matice (6×6) upravíme na požadovaný rozměr pomocí pivotní kondenzace. Dle vztahu (4.10) rozdělíme výslednou matici (4.11) následovně

$$\mathbf{M}_E = \begin{bmatrix} j\omega C_x & -j\omega C_x & 0 & 0 \\ -j\omega C_x & j\omega C_x & 0 & 0 \\ 0 & 0 & j\omega C_y & 0 \\ 0 & 0 & 0 & j\omega C_y \end{bmatrix}, \mathbf{M}_{IE} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

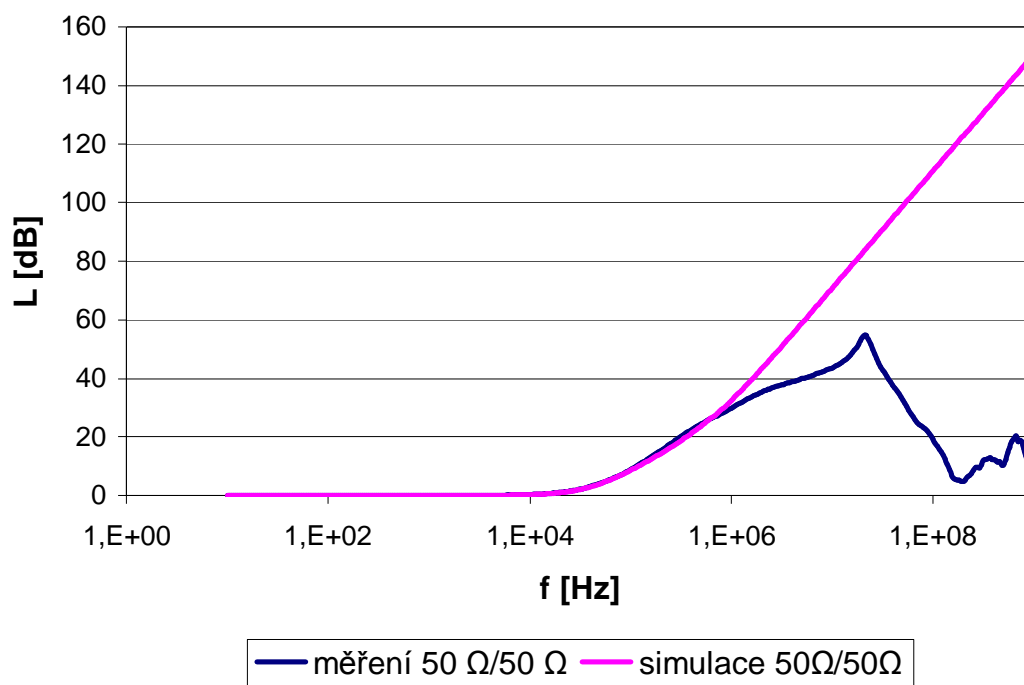
$$\mathbf{M}_{EI} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{M}_I = \begin{bmatrix} j\omega L_p & j\omega M \\ j\omega M & j\omega L_p \end{bmatrix}.$$

Matice (4.12), které vznikly rozdělením výsledné matice byly dosazeny do vztahu (4.10) a tím vznikla pivotně zkondenzovaná admitanční matice o rozměru 4×4 vhodná pro matematické vyjádření vložného útlumu filtru

$$\begin{array}{c}
 \left[\begin{array}{cc|cc}
 j\omega C_x & -j\omega C_x & 1/j\omega L_p(-L_p^2 + M^2) & -1/j\omega L_p(-L_p^2 + M^2) \\
 -1/j\omega L_p(-L_p^2 + M^2) & +1/j\omega L_p(-L_p^2 + M^2) & & \\
 \hline
 -j\omega C_x & j\omega C_x & -1/j\omega L_p(-L_p^2 + M^2) & 1/j\omega L_p(-L_p^2 + M^2) \\
 +1/j\omega L_p(-L_p^2 + M^2) & -1/j\omega L_p(-L_p^2 + M^2) & & \\
 \hline
 1/j\omega L_p(-L_p^2 + M^2) & -1/j\omega L_p(-L_p^2 + M^2) & j\omega C_y & 1/j\omega M(-L_p^2 + M^2) \\
 -1/j\omega L_p(-L_p^2 + M^2) & 1/j\omega L_p(-L_p^2 + M^2) & -1/j\omega L_p(-L_p^2 + M^2) & \\
 \hline
 -1/j\omega L_p(-L_p^2 + M^2) & 1/j\omega L_p(-L_p^2 + M^2) & 1/j\omega M(-L_p^2 + M^2) & j\omega C_y \\
 & & & -1/j\omega L_p(-L_p^2 + M^2)
 \end{array} \right] \cdot \\
 (4.13)
 \end{array}$$

Lze pozorovat, že proudově kompenzovaná tlumivka postihla všechny členy pivotně zkondenzované admitanční matice. Matice (4.13) je již vhodná k vyjádření vložného útlumu filtru. Pro výpočet vložného útlumu v asymetrickém měřicím systému byl vytvořen script v programu Matlab. Výsledná útlumová charakteristika v asymetrickém měřicím systému 50 Ω/50 Ω je na obr. 4.5 a je porovnána s naměřenými daty, které byly taktéž naměřeny v asymetrickém systému 50 Ω/50 Ω. Z obr. 4.5 je patrné, že vložný útlum filtru koresponduje s naměřenou útlumovou charakteristikou až do frekvence cca 1 MHz, dále teoretický útlum roste, kdežto změřený útlum vlivem parazitních vlastností reálných prvků použitých ve filtru již neroste, dokonce klesá. Proto je nutné do modelu odrušovacího filtru zařadit parazitní prvky filtru.

Porovnání simulace a měřených hodnot pro asymetrický systém



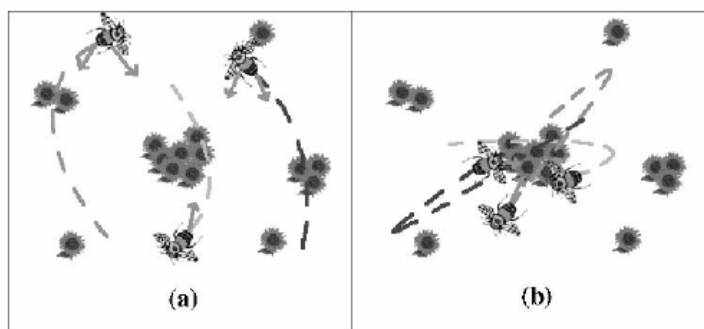
Obr. 4.5 Vložný útlum filtru Schurter 5110.1033.1 v asymetrickém měřicím systému.

5 Optimalizace metodou roje částic

Metoda roje částic (*Particle swarm optimization - PSO*) je silná stochastická vývojová výpočetní technika, která je technicky založená na pohybu a inteligenci včelího roje. Tato metoda bývá s oblibou používána při řešení problémů v oblasti elektromagnetického pole, např. při návrhu antén. V této kapitole bude představena koncepce této optimalizační metody, názvosloví užívané v souvislosti s metodou, výběr parametrů metody a hraniční podmínky metody.

5.1 Koncepce metody roje částic

Metoda roje částic je robustní stochastická vývojová výpočetní technika založená na pohybu a inteligenci včelího roje. Metodě se dá porozumět při představě včelího roje na poli s květinami. Cílem roje je najít místo s nejvyšší hustotou květin. Na začátku včelky pole ještě vůbec neznají. Jednotliví jedinci roje tedy začnou hledat na náhodném místě a letí náhodnou rychlostí. Každý jedinec roje si zapamatuje místo, kde on sám našel nejvíce květin (Pbest). Zároveň každý jedinec roje zná místo, kde je nejvíce květin v rámci celého roje (Gbest). Trajektorie letu včelky je pak určena body Pbest a Gbest. K místu Pbest je včelka přitahována vlastním objevem nejlepšího místa a k bodu Gbest je přitahována společenským vlivem celého roje. Při dalším letu mohou včelky objevit místo s lepší koncentrací květin než předtím. Do tohoto místa pak bude postupně přitahován celý roj, ale každý jedinec poletí jinou cestou v závislosti na svém nejlepším objevu Pbest. V průběhu cesty jedinci prozkoumávají pole, a pokud přeletí místo s větší koncentrací květin, jsou taženy zpět k němu. Včelky neustále porovnávají trajektorii svého letu, jestli se předtím nesetkali s větší koncentrací květin, v naději že najdou místo s největší koncentrací květin. Brzy se všechny včelky nakonec stáhnou k jednomu místu, kde je nejlepší koncentrace květin. Neschopnost najít ještě vyšší koncentraci květin vede k tomu, že včelky jsou neustále přitahovány zpět k tomuto místu s největší koncentrací květin.



Obr. 5.1 Včelky hledají na poli místo s nejlepší koncentrací květin. Každá včelka je přitahována mezi místa s největším objevem pro celý roj a svým nejlepším objevem (a). Po chvíli se většina včelicek stáhne nad místo s největší koncentrací květin pro celý roj Gbest. Včelky krouží nad tímto místem v naději, že najdou ještě větší koncentraci květin (b).

5.2 Názvosloví metody roje částic

Názvosloví používané u PSO vychází z analogie včel v roji. Základní terminologie se stručným popisem je uvedena v tabulce 5.1. Názvosloví pochází z anglické literatury [7], některé výrazy jsou ponechány.

Tab. 5.1 Základní terminologie PSO se stručným popisem.

český termín	anglický termín	stručný popis významu
jedinec	Particle / Agent	jedinec ve skupině (v roji)
roj	Swarm	úplný soubor jedinců
pozice	Location / Position	N-rozměrná pozice jedince v prostoru řešení
kritérium	Fitness	jediné číslo reprezentující nejlepší řešení problému (je reprezentováno pozicí v prostoru řešení)
pbest	pbest	pozice v prostoru parametrů, kde bylo nalezeno nejlepší kritérium pro daného jedince
gbest	gbest	pozice v prostoru parametrů, kde bylo nalezeno nejlepší kritérium pro celý roj
V_{\max}	V_{\max}	maximální povolená rychlost pro průlet agenta prostorem parametrů v daném směru

Detailnější popis základních výrazů PSO:

- **jedinec:** Každé individuum ve skupině (v roji) je označeno za jedince. Všichni jedinci v roji se chovají individuálně podle předem určené zásady: mění svou rychlost tak, aby se přibližovali k osobnímu nejlepšímu objevu pbest a nejlepšímu objevu roje gbest, přičemž ustavičně kontrolují hodnoty, které jsou současnou pozicí jedince.
- **pozice:** V analogii s včelkami v roji se v podstatě jedná o určení místa v poli, kde včelky hledají místo s největší hustotou květin. V tomto případě se jedná o dvourozměrný prostor. Obecně však může být prostor N-rozměrný. Tento N-rozměrný prostor je prostorem řešení, kde bude daný problém optimalizován. Každý rozměr prostoru reprezentuje hodnotu parametru, který má být optimalizován (může být například hledána optimální amplituda a fáze; amplituda představuje první prostor, fáze prostor druhý). Omezení optimalizačního problému, ve smyslu nastavení hranic prostorů dle aktuálního fyzikálního smyslu problému, je nezbytný krok v použití PSO.
- **kritérium:** V každém technickém vývojovém výpočtu musí být určitá funkce nebo metoda pro vyhodnocení nejlepší pozice. Kriteriační funkce je funkcí, jejíž vstupem je pozice agenta v N-prostoru řešení, a jejím vyhodnocením se dostane jedno číslo (výsledek pro danou pozici) označené kritérium. V analogii s včelím rojem se jedná jednoduše o vyjádření míry hustoty květin. Čím větší je hustota květin, tím lepší je kritérium. Všeobecně to může být např. zisk antény, zesílení, a jiné faktory. Kriteriační funkce vlastně poskytuje rozhraní mezi fyzikálním problémem a optimalizačním algoritmem.
- **pbest (*personal best*):** V analogii s včelkami v roji je to místo na poli, kde daný jedinec narazil na místo s největší hustotou květin. Je to tedy pozice, při které

byl nejlepší výsledek kritériální funkce. Tuto pozici si každý jedinec zapamatuje jako svůj osobní nejlepší objev - pbest. Každý jedinec má vlastní pbest, daný dráhou svého letu. Během letu jedinec neustále porovnává kritérium hodnotu pro pbest s kritériem pro nynější pozici. Pokud je kritérium pro nynější pozici lepší, pbest se přepíše na nynější pozici.

- **gbest (global best):** Každá včelka zároveň nějakým způsobem zná místo s nejlepší hustotou květin pro celý roj. Tato pozice je známá jako gbest. Pro celý roj je jeden jediný gbest. K tomuto místu je každý jedinec přitahován. Během letu všichni jedinci neustále porovnávají kritérium své aktuální pozice a kritérium pro pozici gbest. Pokud najde pozici s lepším kritériem, gbest je přepsáno aktuální pozicí jedince.

5.3 Popis algoritmu PSO

- **Definice prostoru řešení:** Prvním krokem k implementaci metody PSO je vybrat parametry, které mají být optimalizovány a dát jim dostatečný rozsah v kterém se bude hledat optimální řešení. Rozsah parametrů bývá určen maximální a minimální hodnotou parametru pro každý rozměr v N – rozměrném prostoru. Zadává se $x_{\min n}$ a $x_{\max n}$ pro každý prostor, tedy $n = 1$ až N .
- **Definice kritériální funkce:** Tento důležitý krok poskytuje spojení mezi optimalizačním algoritmem a fyzickým světem. Je velmi důležité, aby byla vybrána správná funkce, jejíž výsledek lze reprezentovat jednou číselnou hodnotou. Tato číselná hodnota musí vystihovat „správnost“ řešení, tzn. hledáme místo kde bude výsledek kritériální funkce maximální (jako v analogii s včelím rojem – hledáme maximální hustotu květin), nebo minimální, nebo roven nule. Na kritériální funkci se může též dívat jako na funkční závislost, která závisí na všech parametrech, které jsou optimalizovány. Prostor řešení a kritériální funkce musí být nalezeny pro každou optimalizaci specificky. Zbytek implementace je závislý na fyzickém systému během optimalizace.
- **Inicializace náhodné pozice a rychlosti jedinců:** Na začátku hledání optimální pozice v prostoru řešení začíná každý jedinec na své náhodné pozici a letí náhodnou rychlostí (náhodný směr i velikost). Protože jedinci zatím nemají žádnou znalost prostoru řešení je pro každého jedince tato počáteční pozice zároveň hodnota pbest. Počáteční gbest je vybrána z takto inicializovaných hodnot pbest.
- **Systematický let jedinců nad prostorem řešení:** Každý jedinec se musí pohybovat prostorem řešení, tak jako by byl včelkou v roji. Algoritmus chování každého jedince je stejný, pohybovat se po malých úsecích a kmitat skrz celý roj. Následující kroky jsou vykonávány každým jedincem individuálně:
 - a) **Vyhodnocení kritériální funkce pro aktuální pozici každého jedince, porovnání pbest a gbest:** Použitá kritériální funkce vrací hodnotu, která odpovídá aktuální pozici jedince. Pokud je hodnota kritériální funkce lepší než hodnota kritériální funkce pro pozici pbest respektive gbest, dojde k nahrazení pbest respektive gbest stávající pozicí. Kritériální funkce je tedy použita pro koordinaci jedince v prostoru řešení.
 - b) **aktualizace rychlosti jedince:** Manipulace s rychlostí jedince je jádrem celé optimalizace. Pochopení rovnice pro aktualizaci rychlosti jedince je klíčem

k pochopení této optimalizační metody jako celku. Rychlost jedince je měněna na základě pozic pbest a gbest. Rychlost je zvyšována ve směru těchto pozic podle rovnice [7]:

$$v_n = w \cdot v_n + c_1 \cdot \text{rand}() \cdot (pbest_n - x_n) + c_2 \cdot \text{rand}() \cdot (gbest_n - x_n). \quad (5.1)$$

V této rovnici v_n vyjadřuje rychlost jedince v n-tém prostoru a x_n je pozice jedince v n-tém prostoru. Rychlost se aktualizuje v každém z N prostorů. Z rovnice vyplývá, že nová rychlost jedince závisí v určité míře na stávající rychlosti jedince, míra této závislosti je určena konstantou w , nazývanou **inerciální váha**. Inerciální váha určuje, jak hodně bude jedinec setrvačný ve své stávající trajektorii bez ohledu na případnou změnu lokací pbest a gbest. Hodnota w může být v rozsahu 0 až 1. Dále je z rovnice patrné, že rychlost narůstá ve směru lokací pbest a gbest. Jakou silou je jedinec přitahován k lokacím pbest a gbest ovlivňují konstanty c_1 a c_2 . Tyto konstanty bývají popisovány jako poznávací a společenský faktor působící na jedince. Konstanta c_1 představuje poznávací faktor jedince, tedy to do jaké míry je jedinec ovlivněn svým osobním nejlepším objevem pbest. Vysoká hodnota konstanty c_1 dodává jedinci větší sebedůvěru a každý jedinec se při hledání soustředí spíše na okolí své pbest lokace. Naopak konstanta c_2 představuje společenský faktor jedince, tedy to jak je jedinec ovlivněn celým rojem. Při vysoké konstantě c_2 se jedinec soustředí obzvláště do okolí globálně nejlepšího objevu, tedy pozice gbest.

V rovnici pro aktualizaci rychlosti jedince se vyskytují jisté náhodné funkce $\text{rand}()$. Tyto náhodné funkce vrací hodnotu v rozmezí 0 až 1. V rovnici (5.1) představuje $\text{rand}()$ vždy nové vyvolání náhodné funkce, tedy všechna náhodná čísla v rovnici (1.1) jsou na sobě nezávislá. Tyto náhodná čísla vnáší do rovnice pro rychlost jedince stochastickou změnu přitahu jedince k lokacím pbest a gbest. Tímto je simulována nepředvídatelnost přírodního roje. Jedinec se nepohybuje přímou trajektorií k místům pbest a gbest, ale jeho pohyb, který k lokacím pbest a gbest směřuje, je chaotický. Tím dojde k důkladnějšímu prohledání okolí trajektorie letu jedince.

Na základě rovnice můžeme předpokládat pohyb jedinců. Jedinci, kteří se nacházejí nejdále od pozic pbest a gbest jsou k těmto pozicím nejvíce přitahováni a jejich rychlost je zvyšována více než rychlost jedinců, kteří jsou blíže k těmto lokacím. Rychlost jedinců se vyvíjí tak, že nakonec přeletí místa lokálního a globálního maxima. Jakmile přes tato místa přeletí, jsou dle rovnice (1.1) taženy zpět k pozicím pbest a gbest, pokud se tyto pozice nezměnily.

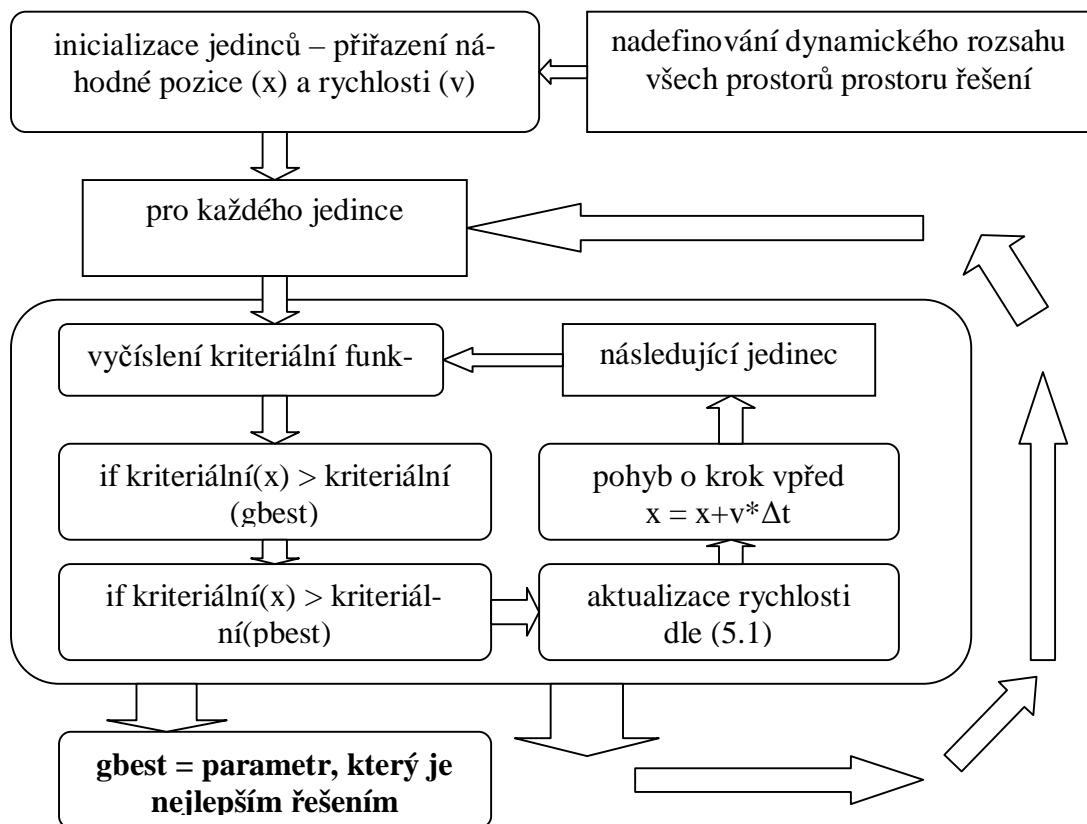
- c) **Pohyb agentů:** Po vyhodnocení rychlosti jedince se již jedná o jednoduchý pohyb jedince konstantní rychlostí k další pozici. Rychlost zůstává stabilní po časový krok Δt . Podle následující rovnice se určí nová pozice všech jedinců a to ve všech N prostorech:

$$x_n = x_n + \Delta t \cdot v_n. \quad (5.2)$$

Agent x_n je přenesen na pozici vypočtenou rovnicí (5.2). Časový krok Δt se většinou dává roven jedné. Pozice agenta se musí aktualizovat v každém časovém kroku pro všechny agenty ve všech N prostorech.

- **Opakování:** Opakování se děje po zvoleném časovém kroku Δt . Z praktických důvodů, kvůli zjednodušení vztahu (5.2), se časový krok Δt volí 1 sekunda. Po každém časovém kroku se provede vyhodnocení pozice každého jedince, jsou

aktualizovány pozice pbest každého jedince a poloha gbest pro celý roj. Pak je umožněno provést posun o další časový krok. To se děje do okamžiku kdy nejsou splněna ukončovací kritéria. Ukončovací kritéria mohou být definovány více způsoby. Jeden z nejběžnějších způsobů je, že uživatel nadefinuje tzv. iterační číslo (počet opakování), které určuje kolikrát má být posun o časový krok Δt proveden. Další ukončovací kritérium také vyžaduje od uživatele nadefinování iteračního čísla, ale zároveň uživatel nastaví podmínku na výsledek kriteriální funkce. Pokud dojde ke splnění podmínky pro výsledek kriteriální funkce je proces optimalizace ukončen, i když neproběhl nadefinovaný počet posunů o Δt . Toto ukončovací kritérium je výhodné, pokud chce uživatel splnit zadání s jistou přesností a není nutné nalezení nejlepšího řešení. Podmínka na výsledek funkce kriteriální může být např. minimální standardní odchylka, kdy je porovnávána střední standardní odchylka od všech jedinců s uživatelem definovanou minimální standardní odchylkou. Jestliže je střední standardní odchylka menší než minimální pak je optimalizace zastavena. Při určování střední standardní odchylky je nutné uvažovat dynamické rozsahy všech prostorů uvažovaných v optimalizaci. Po ukončení v důsledku splnění kritéria pro minimální standardní odchylku je dobré zkontrolovat, zda většina jedinců krouží kolem výsledného bodu.



Obr. 5.2 Vývojový diagram algoritmu PSO.

5.4 Výběr hodnot parametrů

Řízení optimalizace se provádí nastavením hranic jednotlivých prostorů. Bez určitých hranic prostorů by jedinci v podstatě mohli letět mimo fyzicky smysluplný prostor řešení. Další omezení se týká maximální povolené rychlosti v_{\max} . Bylo zjištěno, že bez uvažování inerciální váhy ($w = 1$) je nejlepším řešením nastavit v_{\max} pro každý prostor zvlášť a to nejlépe na 10 až 20 % z dynamického rozsahu pro každý prostor. Tímto opatřením se chce zajistit, aby jedinci nepřekročili během jednoho časového kroku hranice v jednotlivých prostorech, které jsou v podstatě dány jejich dynamickým rozsahem.

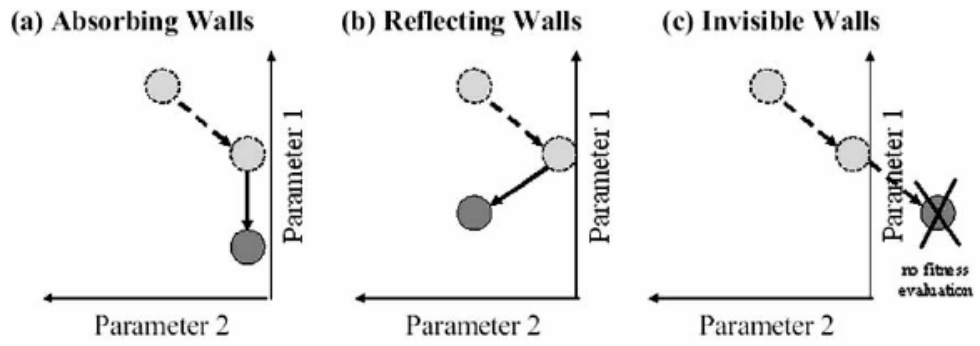
Dalším parametrem, který je nutno nadefinovat je inerciální váha w . Hodnota w určuje rovnováhu mezi globálním a lokálním průzkumem. Při volbě velké inerciální váhy se podpoří globální průzkum, tedy jedinci jsou méně taženi k lokacím pbest a gbest a více se soustředí na let ve svém originálním směru. Naopak při volbě malé inerciální váhy se více podpoří lokální průzkum, kdy jedinci jsou rapidně taženi k lokacím pbest a gbest. Bylo zjištěno, že vhodný rozsah inerciálních vah je od 0,4 do 0,9. V [7] je navrženo obměňovat inerciální váhu lineárně, právě v těchto mezích. Jak hodně je jedinec přitahován k lokacím pbest a gbest ovlivňují konstanty c_1 a c_2 , v [7] je uvedeno, že je dobré volit tyto konstanty stejně a to $c_1 = c_2 = 2,0$.

Dalším parametrem je populační velikost roje, to znamená kolik jedinců bude prohledávat prostor řešení. Je logické, že čím větší bude populační velikost, tím důkladněji bude prostor řešení prohledán. Nevýhodou je že každý jedinec potřebuje vyčíslit kritériální funkci, což zvedá nároky na výpočetní čas. Ukázalo se jako ideální volit populační velikost kolem 30 jedinců [7], a i menší populační velikost kolem 10 až 20 jedinců je pro řešení některých problémů postačující. Důležité je také přihlídnout k počtu opakování, viz kap. 5.3.

5.5 Hraniční podmínky

Téměř ve všech případech potřebujeme omezit hledání v prostoru řešení pouze na to co je fyzicky možné. Tento problém byl již řešen zavedením maximální rychlosti v_{\max} v kap. 5.4, ale zkušenosti ukazují, že to není dostatečný způsob jak udržet jedince ve smysluplném prostoru řešení. Proto byly zavedeny tři následující hraniční podmínky [7]:

- 1) **Poutavé stěny:** Když jedinec narazí na hranici v prostoru řešení, je jeho rychlost v daném prostoru vynulována a jedinec může být následovně vtažen zpět do platného prostoru řešení. Rychlosti v ostatních prostorech, kde jedinec hranici nepřekročil, jsou mu zachovány.
- 2) **Odrasné stěny:** Když agent zasáhne hranici v jednom z prostorů, je znaménko rychlosti v tomto prostoru změněno a jedinec je odražen zpět do platného prostoru řešení.
- 3) **Neviditelné stěny:** Jedincům je povoleno pohybovat se jen ve smysluplném prostoru řešení, jakmile tento prostor opustí, není pro tyto jedince vyčíslena kritériální funkce. Rychlosti jedince jsou vynulovány ve všech prostorech. Motivací k této hraniční podmínce je ušetření výpočetního času.



Obr. 5.3 Hraniční podmínky: poutavé stěny (a), odrazné stěny (b), neviditelné stěny (c).

6 Vliv obvodových součástek filtru a jejich určení

Odrušovací filtr je v podstatě dolní propust, jejímž základem je článek LC. Většina komerčních odrušovacích filtrů se skládá z odrušovací tlumivky, odrušovacího kondenzátoru typu X a Y, popřípadě odporu (viz kap. 3). V analyzovaných filtrech jsou všechny odrušovací tlumivky proudově kompenzované, tzn. jde o dvě vinutí na jednom jádře, mezi kterými je vzájemná indukčnost M . Ta je určena stupněm magnetické vazby k (viz vztah 4.6). Na rozdíl od obvodových prvků, jejichž hodnoty jsou běžně uvedeny v katalogovém listu, se činitel vazby k neuvádí. Vystává tedy problém určení stupně vazby k . V následujících podkapitolách je uvedeno, jak obvodové prvky odrušovacího filtru ovlivňují jeho útlumovou charakteristiku ve dvou základních měřicích systémech – asymetrickém a symetrickém. Pro tyto dva systémy jsou také uvedeny zjednodušené ekvivalentní obvody respektující dané měřicí systémy. Jsou zkoumány vlivy L , C_x , C_y , k . Vliv odporu R se nezkoumá, protože z dosavadních simulací bylo zjištěno, že na útlumovou charakteristiku má velmi malý vliv.

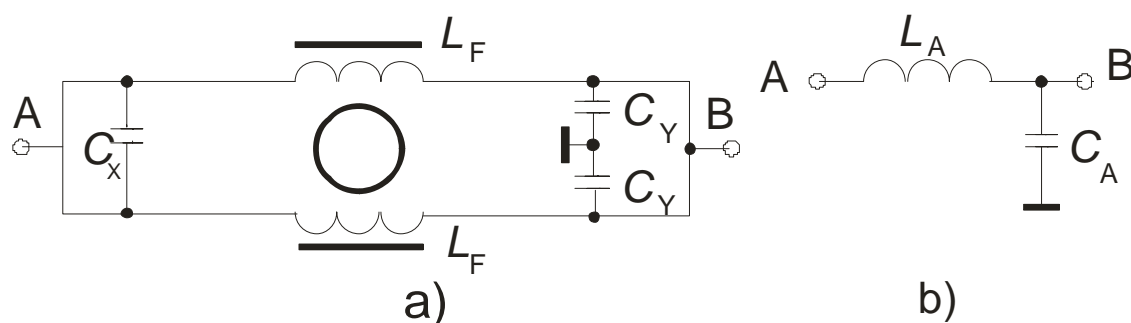
6.1 Zjednodušený ekvivalentní obvod pro asymetrický měřicí systém

Při uvažování toku zkušebních signálů (kap. 2.3) lze obvodové schéma síťového odrušovacího filtru nahradit zjednodušeným ekvivalentním obvodem [2]. Ekvivalentní obvod je Zobelův článek typu Γ nebo Π . Na obr. 6.1a je uvedeno obvodové zapojení síťového odrušovacího filtru Schurter 5110.1033.1 s vyznačenými branami platnými v případě měření v asymetrickém módu. V tomto případě má zkoušený filtr formu dvojbranu (brány A a B). Na obr. 6.1b je uveden zjednodušený ekvivalentní obvod pro tento filtr, který je platný v asymetrickém měřicím systému. Je vidět, že zjednodušený ekvivalentní obvod se skládá pouze ze dvou akumulárních prvků. Jednotlivé akumulární prvky závisí na původních obvodových prvcích filtru dle následujících přepočtených vztahů [2]

$$L_A = \frac{(1+k) \cdot L_F}{2 \cdot N_L}, \quad (6.1)$$

$$C_A = N_Y \cdot C_Y, \quad (6.2)$$

kde N_L je počet proudově kompenzovaných tlumivek, N_Y je počet kondenzátorů C_Y , k je činitel vazby. Význam ostatních symbolů je patrný z obr. 6.1. Kondenzátor C_x se v asymetrickém měřicím systému vůbec neuplatní, protože je zkratován.



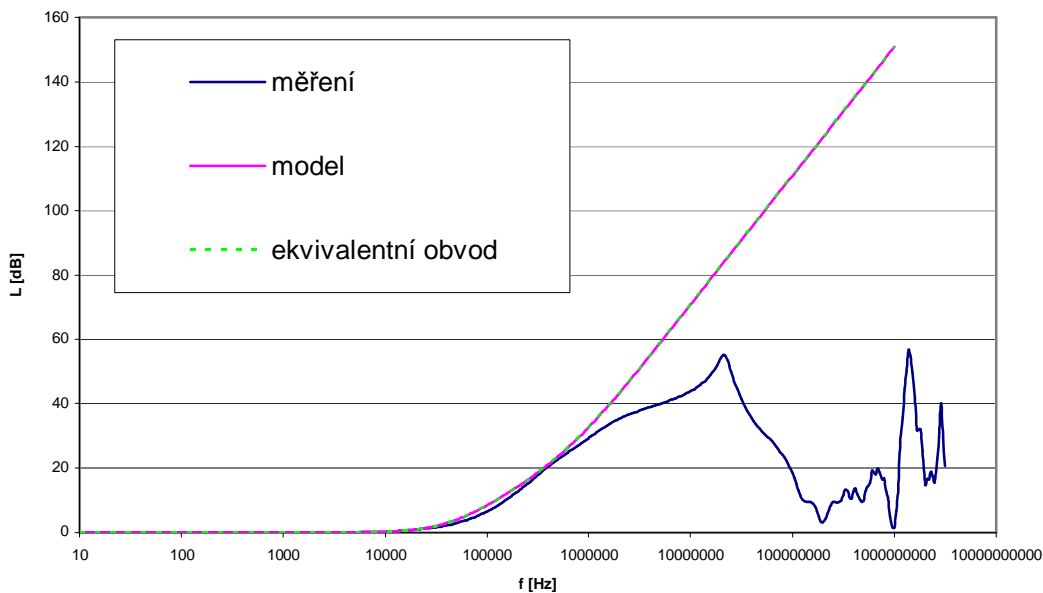
Obr. 6.1 Obvod odrušovacího filtru Schurter 5110.1033.1 v asymetrickém měřicím systému (a), ekvivalentní obvod platný v asymetrickém měřicím systému (b).

Z obr. 6.1b je patrné, že obvod je pouze dvojbran, oproti čtyřbranu, jak tomu bylo u základního náhledu na síťový odrušovací filtr (kap. 4.2). Ekvivalentní obvod může být tedy popsán čtyřpólovými parametry. Ve vztahu (1.1) je vyjádřen vložný útlum fil-

tru pomocí kaskádních parametrů. V literatuře [2] lze nalézt i vyjádření útlumu filtru pomocí admitančních parametrů:

$$L[db] = 20 \cdot \log \left| \frac{Y_{12}}{Y_S + Y_L} - \frac{Y_{11} \cdot Y_L}{Y_{21} \cdot (Y_S + Y_L)} - \frac{Y_{22} \cdot Y_S}{Y_{21} \cdot (Y_S + Y_L)} - \frac{Y_{11} \cdot Y_{22}}{Y_{21} \cdot (Y_S + Y_L)} - \frac{Y_S \cdot Y_L}{Y_{21} \cdot (Y_S + Y_L)} \right|, (6.3)$$

kde Y_{11} až Y_{22} jsou admitanční parametry ekvivalentního obvodu, Y_S je admitance zdroje a Y_L je admitance zátěže. Simulace ekvivalentního obvodu pomocí vztahu (6.3) je ukázána na obr. 6.2. Je patrné, že útlumová charakteristika ekvivalentního obvodu je totožná s útlumovou charakteristikou modelu síťového odrušovacího filtru bez ohledu na parazitní prvky, jehož vytvoření je popsáno v kap. 4, kdy je brán odrušovací filtr jako čtyřbran.



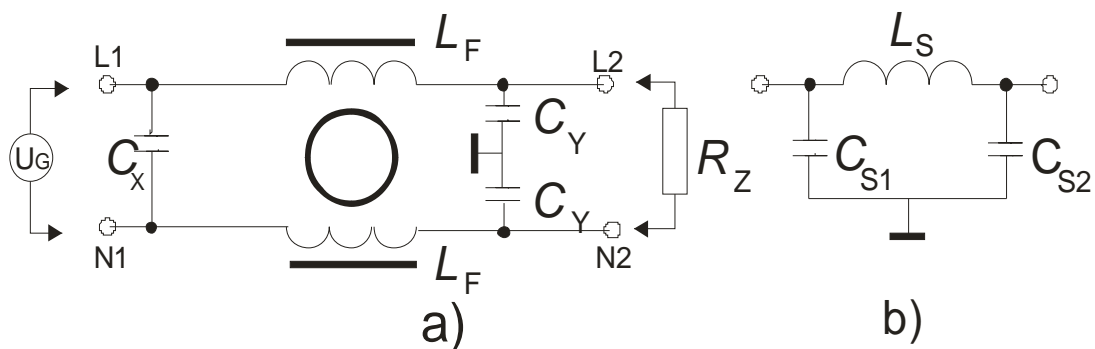
Obr. 6.2 Porovnání útlumových charakteristik ekvivalentního obvodu pro asymetrický systém, příklad pro filtr Schurter 5110.1033.1.

Místo připojení kondenzátoru C_A v ekvivalentním LC článku (připojení ke svorce A nebo B) by mělo přesně korespondovat s místem připojení kondenzátorů C_Y v obvodovém zapojení konkrétního filtru. Nedodržení této podmínky se projeví zejména při stanovování odhadů v impedančních měřicích systémech s odlišnou impedancí zdroje a zátěže (např. $0,1 \Omega/100 \Omega$ a $100 \Omega/0,1 \Omega$). Odhadnuté hodnoty vložného útlumu odrušovacího filtru pomocí ekvivalentního obvodu nebudou odpovídat hodnotám naměřeným a to v případě, že místo připojení kondenzátoru C_A se od C_Y odlišuje (C_Y je zapojeno ke vstupním svorkám filtru). Je tedy vhodné obvodové schéma náhradního obvodu změnit tak, že kondenzátor C_A je přemístěn na vstup ekvivalentního obvodu (mezi svorku A a zemnicí svorku). Tímto postupem však obdržíme dva různé ekvivalentní obvody pro dva různé typy filtrů, čímž se ztrácí jednoduchost vytvoření modelů pro více typů filtrů. Přepočtení vztahy zůstávají stejné, mění se ale admitanční parametry ekvivalentního obvodu. Pokud filtr má kondenzátory C_Y jak na vstupní, tak na výstupní bráně, bude to respektováno v ekvivalentním obvodu, který bude zobolovým článkem typu II a bude obsahovat dva kondenzátory C_A . Změnu struktury ekvivalentního modelu si vyžádá dvoustupňový odrušovací filtr. Pokud jsou mezi odrušovacími tlumivkami připojeny

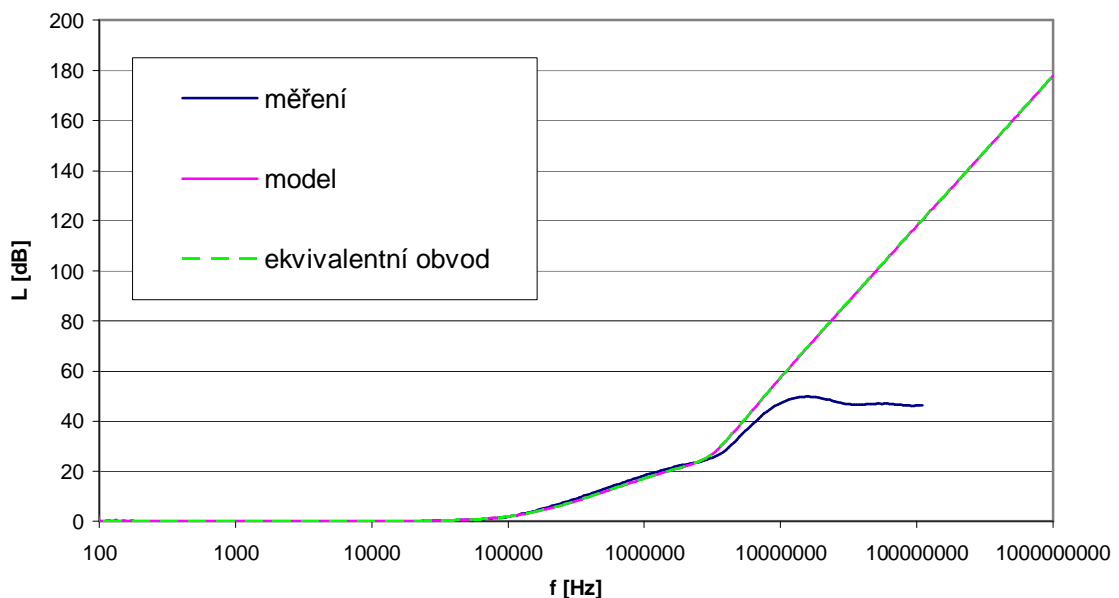
odrušovací kondenzátory C_Y . Struktura bude složitější a lze ji i s přepočteními vztahy nalézt v [2].

6.2 Zjednodušený ekvivalentní obvod pro symetrický měřicí systém

Zavedení metody odhadu vloženého útlumu odrušovacích filtrů pro symetrický systém je trochu komplikovanější oproti asymetrickému systému. Komplikace spočívají zejména ve složitější struktuře náhradního LC článku, který má tentokrát strukturu zobelova článku typu Π (obr. 6.3b). Ekvivalentní LC obvod je definován pomocí dvou kondenzátorů C_{S1} a C_{S2} , z nichž jeden je umístěn na vstupu a druhý na výstupu ekvivalentního LC obvodu, tak aby co nejpřesněji korespondovaly se základním obvodovým zapojením odrušovacího filtru (Schurter 5110.1033.1 - obr 6.3a).



Obr. 6.3 Obvod odrušovacího filtru Schurter 5110.1033.1 v symetrickém měřicím systému (a), ekvivalentní obvod v symetrickém měřicím systému (b).



Obr. 6.4 Porovnání útlumových charakteristik ekvivalentního obvodu pro symetrický systém, příklad pro filtr Schurter 5110.1033.1.

Parametry zjednodušeného ekvivalentního obvodu je možno získat pomocí následujících přepočtených vztahů [2]

$$L_S = 2 \cdot (1 - k) \cdot L_F, \quad (6.4)$$

$$C_{S1} = N_{Xinput} \cdot C_X + \frac{N_{Yinput} \cdot C_Y}{4}, \quad (6.5)$$

$$C_{S2} = N_{Xoutput} \cdot C_X + \frac{N_{Youtput} \cdot C_Y}{4}. \quad (6.6)$$

Kde N_{Xinput} je počet kondenzátorů C_X na vstupní straně filtru a $N_{Xoutput}$ je počet kondenzátorů C_X na výstupní straně filtru. Stejně tak N_{Yinput} je počet kondenzátorů C_Y na vstupní straně filtru a $N_{Youtput}$ je počet kondenzátorů C_Y na výstupní straně filtru. Význam ostatních symbolů je patrný z obr. 6.3. Stejně jako u asymetrického měřicího systému si dvoustupňový odrušovací filtr vyžádá změnu struktury ekvivalentního modelu. Pokud jsou mezi prvním a druhým stupněm odrušovacích tlumivek připojeny odrušovací kondenzátory C_Y nebo C_X . Struktura bude složitější a lze ji i s přepočtenými vztahy nalézt v [2].

Stejně jako v případě asymetrického měřicího systému, lze i v tomto případě nahlížet na zjednodušený ekvivalentní obvod jako na dvojbran, a lze ho tedy popsat čtyřpólovými parametry. Opět byla použita rovnice (6.3). Výsledná simulovaná útlumová charakteristika ekvivalentního obvodu (pro filtr Schurter 5110.1033.1) je uvedena na obr. 6.4. Je vidět, že i v tomto případě je útlumová charakteristika ekvivalentního obvodu totožná s útlumovou charakteristikou modelu síťového odrušovacího filtru bez ohledu na parazitní prvky, jehož vytvoření je popsáno v kap. 4. V tom případě je brán odrušovací filtr jako čtyřbran.

6.3 Vliv obvodových součástek filtru

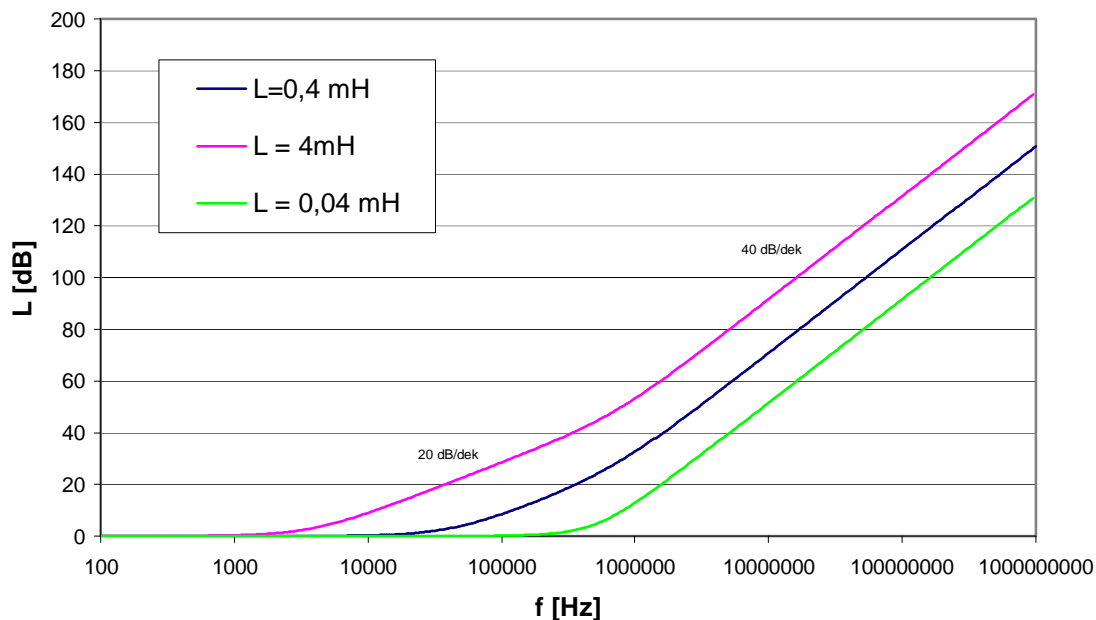
Vliv obvodových součástek na útlumovou charakteristiku bude v každém měřicím systému odlišný, protože v různých měřicích systémech se různé obvodové prvky uplatňují s různou vahou. V této kapitole bude ukázán vliv obvodových prvků ve dvou základních měřicích systémech a to v asymetrickém a symetrickém.

6.4 Vliv obvodových součástek filtru v asymetrickém měřicím systému

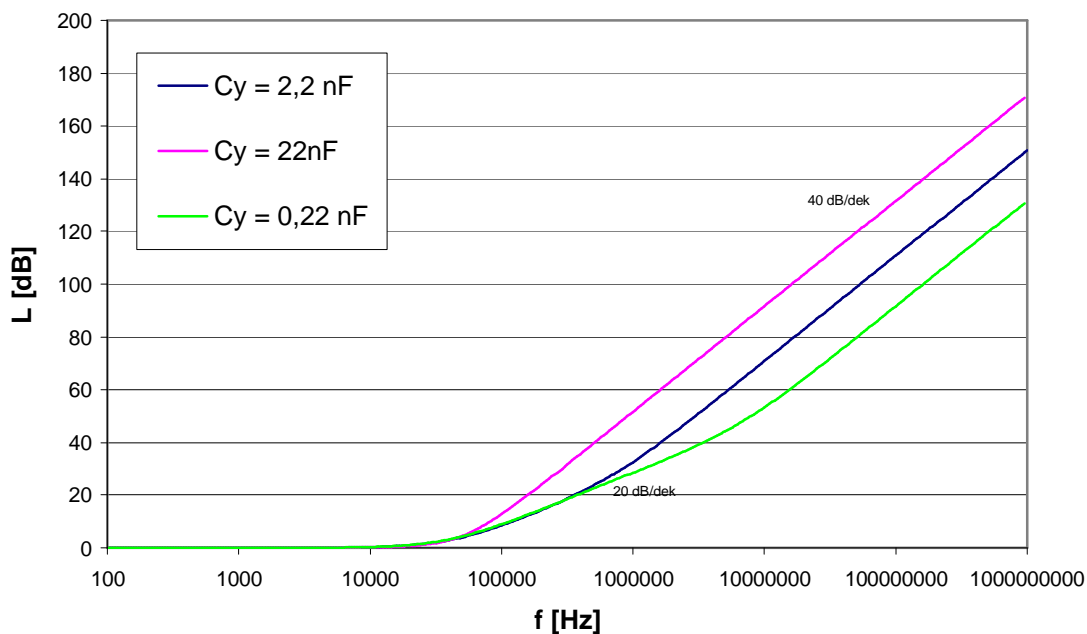
Analýza vlivu obvodových součástek v asymetrickém měřicím systému pro filtr s jednou proudově kompenzovanou tlumivkou je uvedena na příkladu filtru Schurter 5110.1033.1, jehož zapojení i zjednodušený ekvivalentní obvod v asymetrickém měřicím systému jsou na obr. 6.1. Zjednodušený ekvivalentní obvod je článek typu Γ . Tento článek obsahuje dva akumulární prvky, a to L_A a C_A . Prvek L_A závisí na cívce L , činiteli vazby k a celkovém počtu tlumivek (v našem případě jde o jednu proudově kompenzovanou tlumivku). Prvek L_A tedy kompletně zahrnuje vliv proudově kompenzované tlumivky. Parametr C_A zahrnuje vliv kondenzátorů C_Y , které jsou v asymetrickém systému řazeny paralelně. Kondenzátory C_X se v asymetrickém měřicím systému neuplatní, protože jsou zkratovány.

Zjednodušený ekvivalentní obvod obsahuje dva akumulární prvky, jedná se tedy o obvod druhého řádu. Tomu odpovídá i útlumová charakteristika. Na útlumové charakteristice můžeme zaznamenat dva zlomové kmitočty. Od prvního zlomového kmitočtu roste útlum se strmostí 20 dB/dek, za druhým zlomovým kmitočtem roste útlum se strmostí 40 dB/dek. Na příkladu filtru Schurter 5110.1033.1 je při změnách parametrů obvodových součástek filtru vidět, že první zlomový kmitočet je ovlivněn velikostí cív-

ky L_A (tedy změnami hodnot parametrů L a činitele vazby k , obr. 6.5). Druhý zlomový kmitočet je ovlivněn hodnotou kondenzátoru C_Y (obr. 6.6).



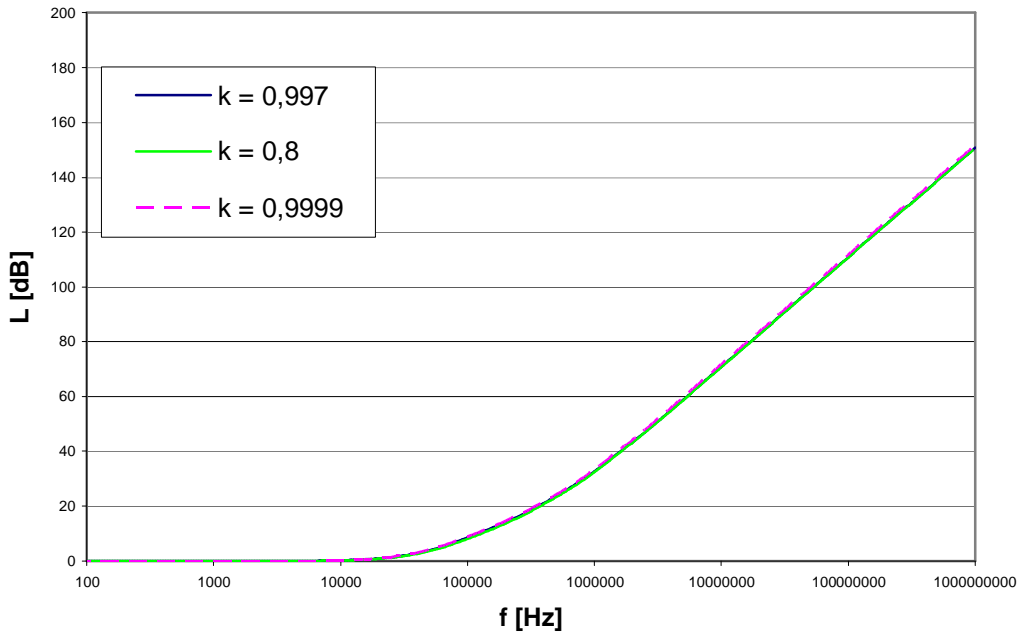
Obr. 6.5 Vliv změny indukčnosti L na útlumovou charakteristiku v asymetrickém systému pro filtr Schurter 5110.1033.1.



Obr. 6.6 Vliv změny kapacity C_Y na útlumovou charakteristiku v asymetrickém systému pro filtr Schurter 5110.1033.1.

V grafech je modře vynesena útlumová charakteristika filtru Schurter 5110.1033.1. Zelenou barvou jsou vyneseny útlumové charakteristiky, u nichž je hodnota sledovaného obvodového prvku nižší (o řád u indukčností a kapacit). Naopak rů-

žovou barvou jsou vyneseny útlumové charakteristiky, u nichž je hodnota sledovaného obvodového prvku vyšší (o řád u indukčností a kapacit). Je zřejmé, že čím je hodnota indukčnosti cívky L nebo hodnota kapacity kondenzátoru C_y vyšší, tím na nižší frekvenci zlomový kmitočet bude a tím dříve nastane přechod z propustné oblasti do nepropustné (křivka bude v grafu závislosti vložného útlumu na frekvenci více vlevo). Naopak čím bude hodnota prvku L nebo C_y nižší, tím bude charakteristika vložného útlumu posunuta více vpravo.

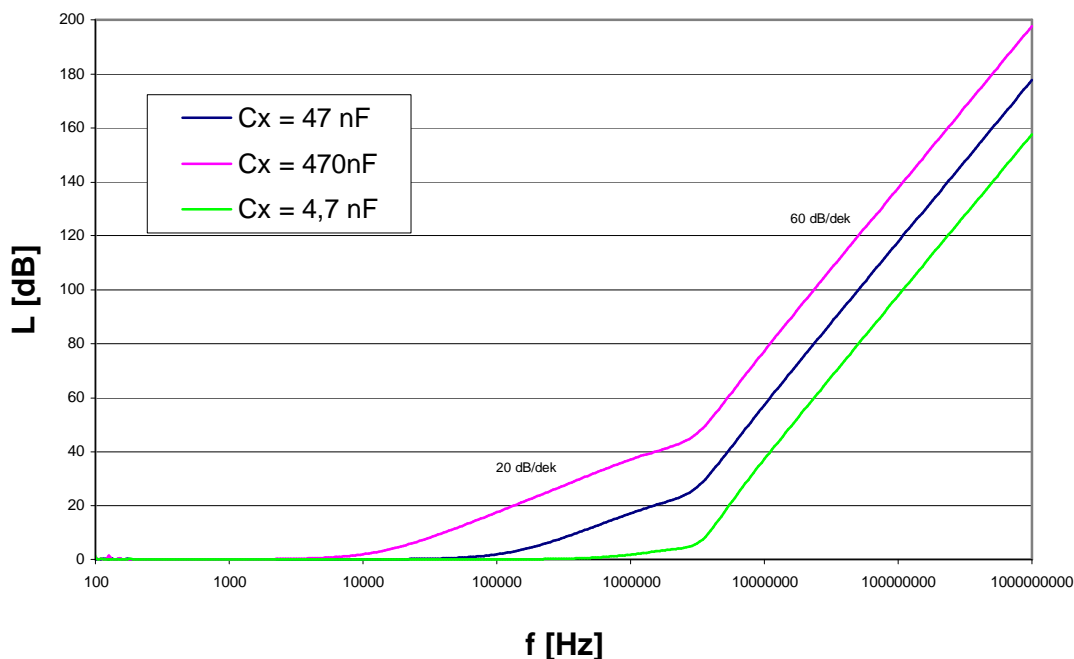


Obr. 6.6 Vliv změny činitele vazby k na útlumovou charakteristiku v asymetrickém systému pro filtr Schurter 5110.1033.1.

Změna činitele vazby k ovlivňuje ve zjednodušeném ekvivalentním obvodu hodnotu indukčnosti L_A dle vztahu (6.1). Vliv na útlumovou charakteristiku je tedy obdobný jako při změně parametru L . Na obr. 6.6 je možné vidět, že zmenšení činitele vazby posune křivku v grafu závislosti vložného útlumu na frekvenci doprava, tedy stejně jako když je snižována hodnota indukčnosti L . Lze pozorovat, že změna činitele vazby k v rozmezí dvou desetín nemá na posun útlumové charakteristiky v asymetrickém měřicím systému tak velký vliv, jako ta samá změna k v symetrickém měřicím systému (obr. 6.10).

6.5 Vliv obvodových součástí filtru v symetrickém měřicím systému

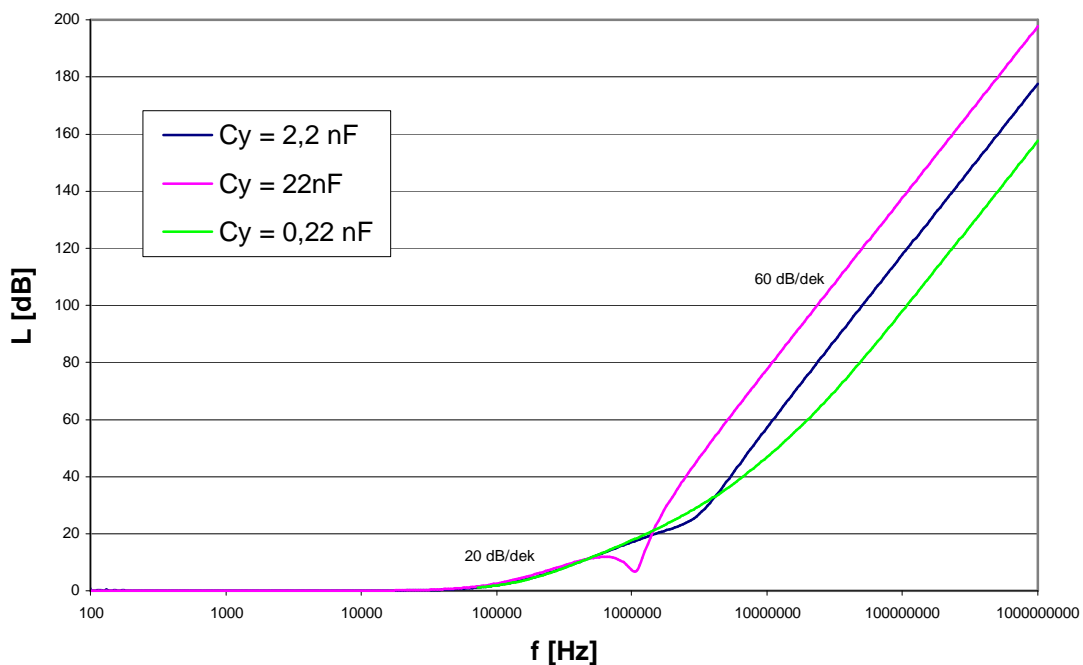
V symetrickém měřicím systému je vliv jednotlivých obvodových součástí opět demonstrován na filtru Schurter 5110.1033.1, jehož obvodové zapojení je spolu se zjednodušeným ekvivalentním obvodem pro symetrický měřicí systém uvedeno na obr. 6.3. Je vidět, že zjednodušený ekvivalentní obvod je oproti obvodu pro asymetrický měřicí systém složitější. Tvoří jej článek typu II. Obsahuje tři akumulární prvky, a to kondenzátory C_{s1} , C_{s2} a indukčnost L_s . Z toho vyplývá, že útlumová charakteristika bude dosahovat strmosti až 60 dB/dek. Je zřejmé, že útlumová charakteristika bude pro různé měřicí systémy rozdílná.



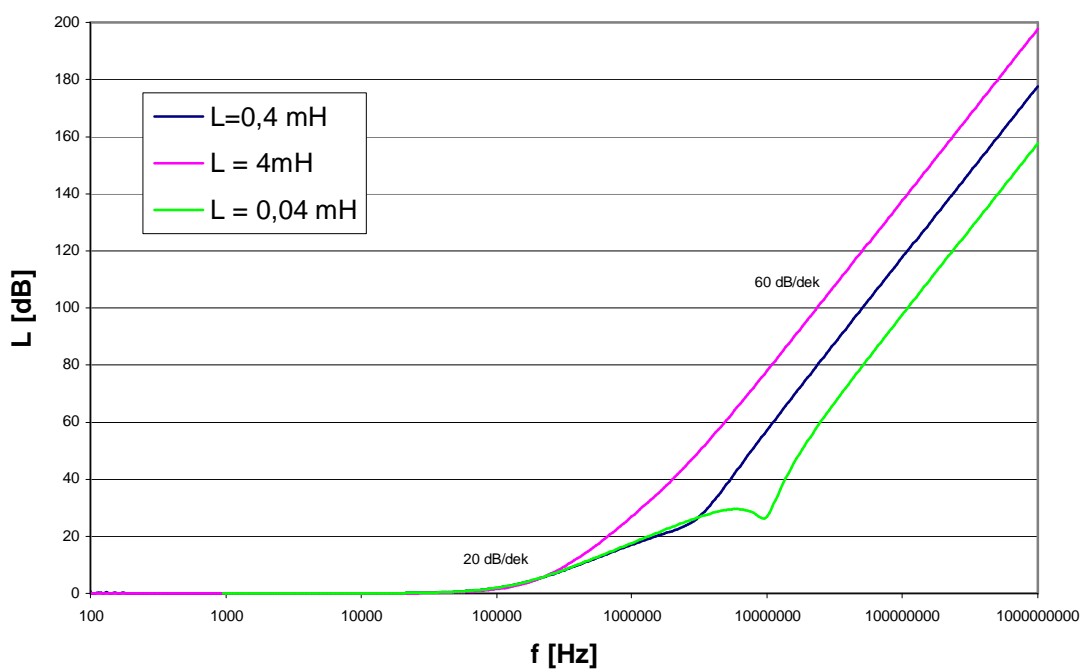
Obr. 6.7 Vliv změny kapacity C_x na útlumovou charakteristiku v symetrickém systému pro filtr Schurter 5110.1033.1.

Velikost kapacity C_{s1} závisí dle vztahu (6.5) na kondenzátorech C_x a C_y připojených ke vstupní bráně. Velikost kapacity C_{s2} závisí na kondenzátorech C_x a C_y připojených k výstupní bráně dle vztahu (6.6). Ze vztahů (6.5) a (6.6) je zřejmé, že kondenzátory C_x se na výsledné kapacitě C_s projeví s větší vahou. V našem konkrétním případě (filtr Schurter 5110.1033.1) je na vstupní bráně pouze kondenzátor C_x , který ovlivňuje kapacitu C_{s1} a na výstupní bráně dvojice kondenzátorů C_y , které ovlivňují kapacitu C_{s2} . Z obr. 6.7 je vidět, že velikost kondenzátoru C_x ovlivňuje první zlomový kmitočet. Opět čím větší je hodnota C_x , tím nižší je zlomový kmitočet. Vzhledem k tomu, že ekvivalentní obvod je třetího řádu, mohli by se zde nalézt tři zlomové kmitočty. Druhý a třetí zlomový kmitočet jsou ale v útlumových charakteristikách hodně blízko sebe a nelze je od sebe v podstatě rozlišit. Z obr. 6.8 a 6.9 je vidět že změna velikosti kondenzátoru C_y a indukčnosti L ovlivňují druhý a třetí zlomový kmitočet. Opět čím větší je hodnota kapacity či indukčnosti, tím nižší zlomový kmitočet bude.

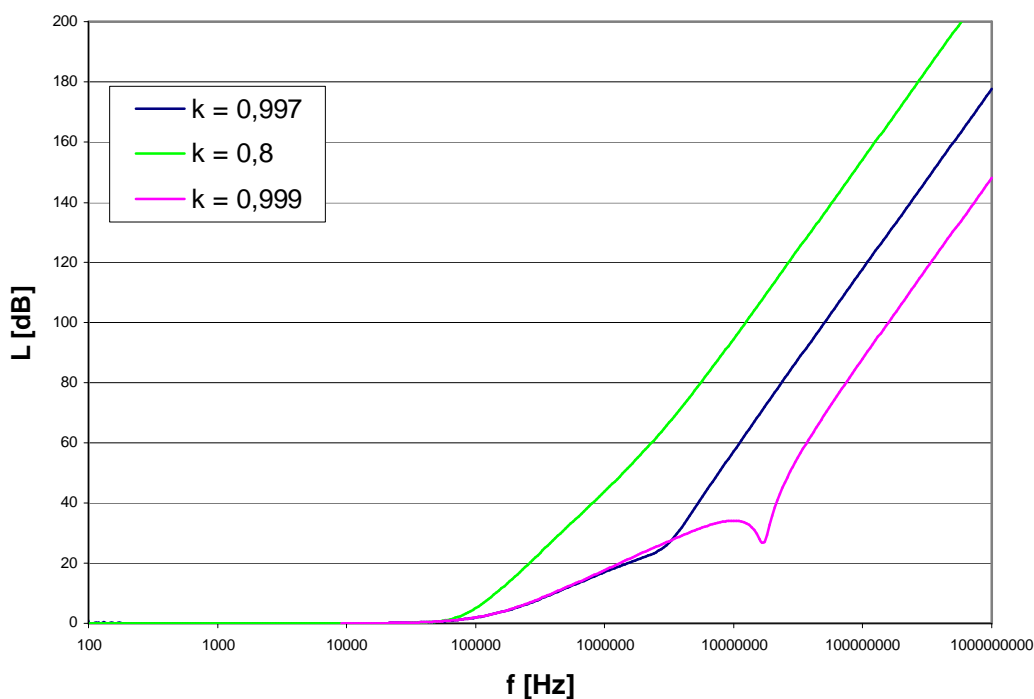
Hodnota indukčnosti L_s ve zjednodušeném ekvivalentním obvodu pro symetrický měřicí systém je ovlivněna jak indukčností L , tak činitelem vazby k . Tedy změna činitele vazby k bude mít na tvar útlumové charakteristiky stejný vliv jako změna indukčnosti L . Ale ze vztahu (6.4) vyplývá, že čím větší činitel vazby k bude, tím menší bude indukčnost L_s . To se projeví v útlumové charakteristice (obr. 6.10), kdy pro vyšší činitel vazby k je vyšší zlomový kmitočet. Porovnáním obr. 6.6 a 6.10 je vidět, že v asymetrickém měřicím systému má změna k v podstatě opačný vliv na posun útlumové charakteristiky. Této skutečnosti je využito při hledání činitele vazby k pomocí optimalizace PSO, kdy se porovnávají měřené a vypočtené útlumové charakteristiky v obou měřicích systémech současně. Tím se dosáhne rychlejšího ustálení jedinců, hledajících činitel vazby k , nad optimální hodnotou. Také je pozorovatelné, že symetrický měřicí systém je na změnu činitele vazby k mnohem citlivější.



Obr. 6.8 Vliv změny kapacity C_y na útlumovou charakteristiku v symetrickém systému pro filtr Schurter 5110.1033.1.



Obr. 6.9 Vliv změny indukčnosti L na útlumovou charakteristiku v symetrickém systému pro filtr Schurter 5110.1033.1.



Obr. 6.10 Vliv změny činitele vazby k na útlumovou charakteristiku v symetrickém systému pro filtr Schurter 5110.1033.1.

6.6 Přesné určení obvodových součástí filtru

Velký nedostatek při potřebě simulovat síťový odrušovací filtr na základě jeho obvodového zapojení je neznalost činitele vazby k , který se v katalogích neuvádí. To zneprůjemňuje simulace zvláště v symetrickém měřicím systému, kde jsou útlumové charakteristiky na změnu činitele vazby k náchylnější. Hodnoty všech ostatních obvodových prvků filtru lze běžně nalézt v příslušném katalogovém listu. Ovšem zde uváděné hodnoty obvodových prvků jsou samozřejmě s tolerancí, která bývá až 20%.

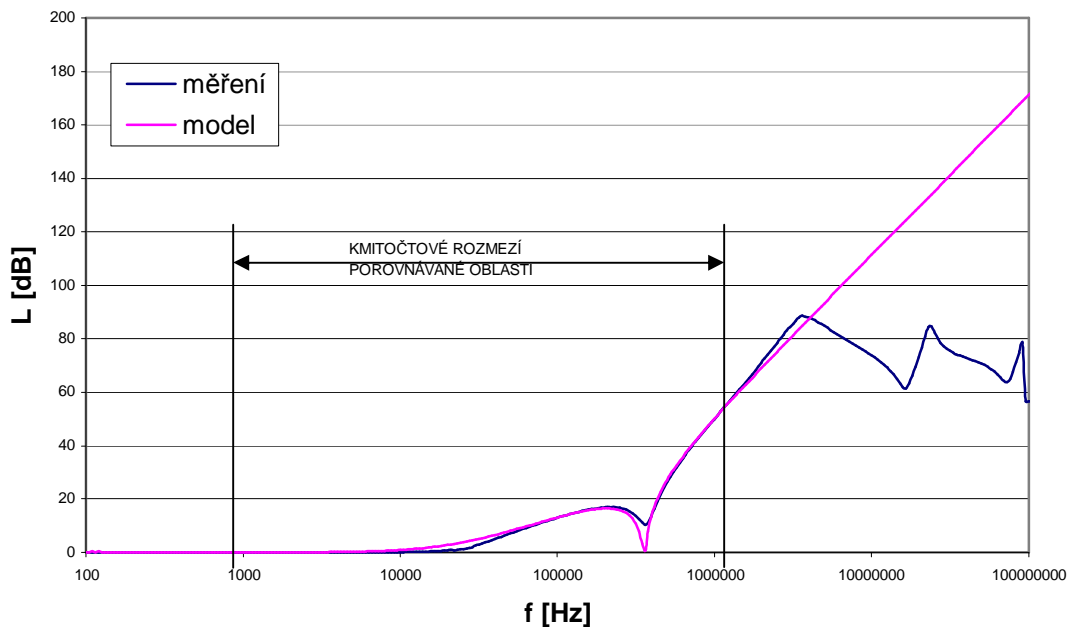
Ke zjištění činitele vazby k se nabízí použít jednorozměrnou optimalizaci, která by nebyla náročná na čas a výpočetní výkon. Optimalizace by probíhala na základě naměřených útlumových charakteristik v asymetrickém a symetrickém měřicím systému v impedančním systému $50 \Omega/50 \Omega$. Při pokusech o tuto jednorozměrnou optimalizaci metodou roje částic (kap. 5) se naráželo na problém, že hodnota činitele vazby k nalezená pomocí optimalizace byla jiná pro asymetrický a symetrický měřicí systém. Navíc optimalizace přes svou jednoduchost nemohla často najít uspokojivý výsledek kritériální funkce.

Neúspěchy jednorozměrné optimalizace, která by hledala pouze hodnotu činitele vazby k tkvěly v tom, že hodnoty obvodových prvků uvedené v katalogových listech měly značnou toleranci (až 20 %). Protože v různých měřicích systémech se uplatňují různé obvodové prvky s různou vahou, byl vliv tolerancí součástí na určení činitele vazby k rozdílný v asymetrickém a symetrickém měřicím systému, a tedy i výsledky optimalizace činitele vazby k byly pro oba měřicí systémy rozdílné. Pro odstranění tohoto nedostatku byla vytvořena čtyřrozměrná optimalizace, která hledá nejen neznámý činitel vazby k , ale také přesné hodnoty obvodových součástí optimalizovaného filtru.

Jedná se tedy o neznámé L , C_x , C_y , k . Odpor R , jak již bylo uvedeno, nemá ve sledované oblasti na útlumovou charakteristiku podstatný vliv.

Parametry optimalizace jsou následující:

- **Prostor řešení:** Jedná se o čtyřrozměrný prostor. Jednotlivé prostory tvoří hledané obvodové prvky filtru: L , C_x , C_y a činitel vazby k . Určení hranic jednotlivých prostorů je dáno tolerancí optimalizovaných obvodových součástek. Hraniče činitele vazby k vychází z definice, podle níž k má být v rozmezí 0 až 1.
- **Kriteriální funkce:** Kriteriální funkce je založena na sledování rozdílu mezi vypočtenými a naměřenými útlumovými charakteristikami (pro asymetrický a symetrický měřicí systém) zkoumaného filtru. K porovnávání charakteristik dochází jen v určitém kmitočtovém rozmezí. Kmitočtové rozmezí se určí pro každý měřicí systém zvlášť. Určení kmitočtového rozmezí vychází z porovnání naměřené útlumové charakteristiky daného filtru s útlumovou charakteristikou jeho modelu, který byl získán s nepřesnými hodnotami obvodových prvků. Spodní kmitočet rozmezí se uvažuje před prvním zlomovým kmitočtem útlumové charakteristiky. Horní kmitočet porovnávané oblasti se určí odklonem měřené útlumové charakteristiky od modelové. Odklon je způsoben vlivem parazitních vlastností prvků filtru. Příklad určení kmitočtového rozmezí je na obr. 6.11.



Obr. 6.11 Určení kmitočtového rozmezí pro kriteriální funkci v symetrickém měřicím systému pro filtr Schaffner FN 2020-16-06.

V každém kroku optimalizace dojde k vypočtení Y-parametrů. Dále se s určitým frekvenčním krokem vypočte útlum pro frekvence v kmitočtovém rozmezí. Toto se provede zvlášť pro asymetrický i symetrický měřicí systém. Pro oba měřicí systémy se stanoví odchylka:

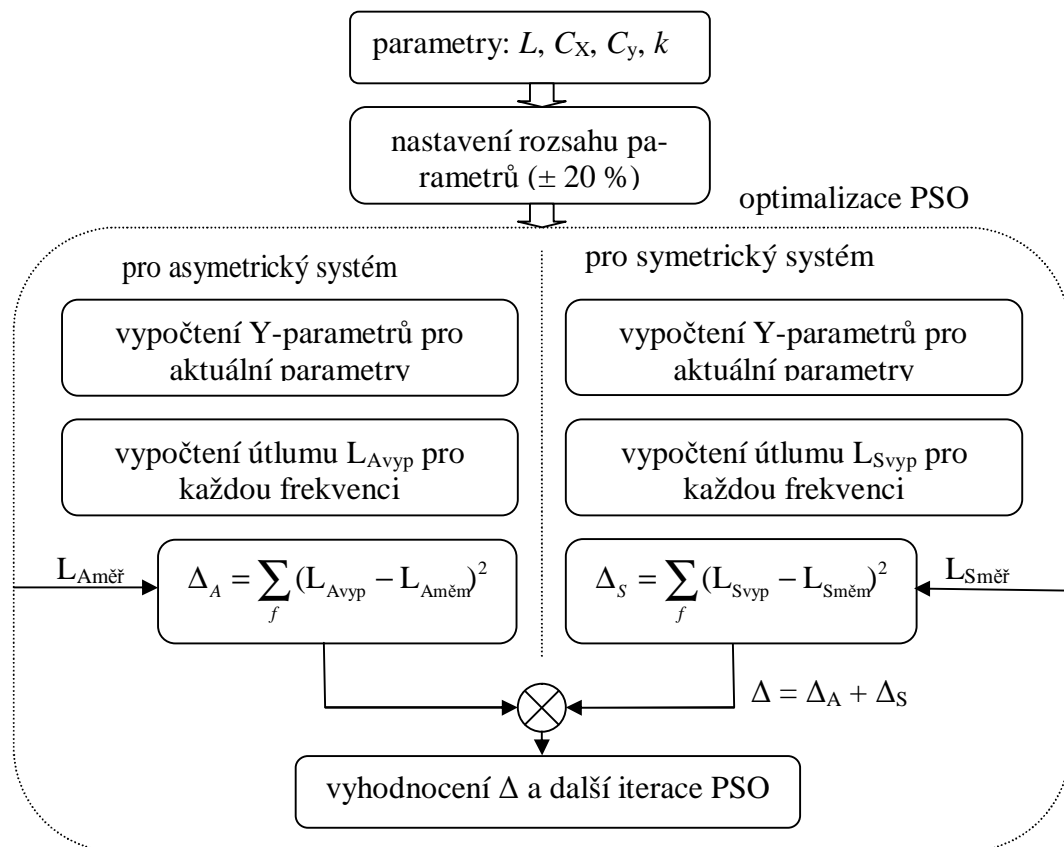
$$\Delta_A = \sum_f (L_{A\text{vyp}} - L_{A\text{m\acute{e}m}})^2, \quad (6.7)$$

$$\Delta_S = \sum_f (L_{Svyp} - L_{Směr})^2. \quad (6.8)$$

Index A značí asymetrický systém, index S značí symetrický měřicí systém. L_{vyp} je vypočtená hodnota útlumu (kap. 4) a $L_{měr}$ je naměřená hodnota útlumu pro jednu frekvenci. Odchylka na jedné frekvenci se určí jako kvadrát rozdílu vypočteného a naměřeného útlumu. Výsledná odchylka pro daný měřicí systém se určí jako součet odchylek na všech kmitočtech. Výsledkem kritériální funkce je konečná odchylka Δ dána součtem odchylky pro oba měřicí systémy

$$\Delta = \Delta_A + \Delta_S. \quad (6.9)$$

Výsledek kritériální funkce je dále zpracován algoritmem optimalizace PSO (kap. 5.3). Vývojový diagram vytvoření kritériální funkce je uveden na obr. 6.12.



Obr. 6.12 Vývojový diagram kritériální funkce.

- **Parametry optimalizace PSO:** Aktualizace rychlostí jedinců probíhala dle vztahu (5.1). Inerciální váha w byla zvolena $w = 0,729$. Konstanty c_1 a c_2 byly zvoleny $c_1 = c_2 = 1,494$. Byly zkoušeny i jiné varianty nastavení, ale ve většině případů byla optimalizace s uvedeným nastavením neúspěšnější. Počet jedinců byl volen až 100 a počet opakování také až 100. Většinou došlo k ustálení asi po třiceti opakováních. Optimalizace byla spuštěna vždy vícekrát. Parametrem pro posouzení optimalizace byl výsledek kritériální funkce, tedy konečná odchylka útlumových charakteristik.

6.7 Výsledné obvodové součástky filtrů

Podle postupu uvedeného v kap. 6.6 bylo optimalizováno pět filtrů: Schurter 5110.1033.1, Schaffner FN 2020-16-06, Schaffner FN 321-1/05, Filtana TS 800 1006 a Elfis 1ELF 16V. Společným znakem těchto filtrů je, že mají jednu proudově kompenzovanou tlumivku. Kmitočtové rozmezí v kterém dochází k porovnání změřených útlumových charakteristik je uvedeno v tab. 6.1. Kmitočtové rozmezí je odlišné pro asymetrický a pro symetrický měřicí systém. V tab. 6.3 až 6.7 jsou uvedeny katalogové hodnoty obvodových součástek pro zkoumané filtry a výsledné hodnoty obvodových součástek a činitele vazby k po optimalizaci. Pro posouzení výsledku optimalizace každého filtru slouží konečná odchylka útlumových charakteristik Δ . Ta však záleží na šířce kmitočtových rozmezí. Pokud tedy chceme porovnat výsledek optimalizace u více filtrů navzájem, musíme konečnou odchylku Δ vztáhnout na jeden vzorek v kmitočtovém rozmezí. Dle vztahů (6.8) a (6.9) je vidět, že je brán kvadrát odchylky na jednom vzorku. Chybu optimalizace ε , která udává odchylku v dB vztaženou na jeden frekvenční vzorek lze tedy zjistit dle

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{\Delta}{n_f}}, \quad (6.10)$$

$$n_f = n_{fa} + n_{fs}, \quad (6.11)$$

kde n_{fa} je počet frekvenčních vzorků v kmitočtovém rozmezí pro asymetrický měřicí systém a n_{fs} je počet frekvenčních vzorků v kmitočtovém rozmezí pro symetrický měřicí systém. Pro získání měřených útlumových charakteristik bylo použito 50 vzorků na frekvenční dekádu. Během optimalizace bylo porovnáváno všech 50 vzorků na dekádu. Odchylky Δ a chyby optimalizace ε jsou uvedeny v tab. 6.8.

Tab. 6.1 Přehled nastavených kmitočtových rozmezí v asymetrickém měřicím systému.

typ filtru	dolní frekvence [Hz]	horní frekvence [Hz]	počet vzorků
Schurter 5110.1033.1	1000	479000	85
Schaffner FN 321-1/05	100	173780	163
Schaffner FN 2020-16-06	1000	550000	138
Filtana TS 800 1006	1000	832000	147
Elfis 1ELF 16V	1000	524800	137

Tab. 6.2 Přehled nastavených kmitočtových rozmezí v symetrickém měřicím systému.

typ filtru	dolní frekvence [Hz]	horní frekvence [Hz]	počet vzorků
Schurter 5110.1033.1	1000	2750000	173
Schaffner FN 321-1/05	1000	1450000	160
Schaffner FN 2020-16-06	1000	1380000	158
Filtana TS 800 1006	1000	1050000	152
Elfis 1ELF 16V	1000	3310000	177

Tab. 6.3 Hodnoty obvodových součástek filtru Schurter 5110.1033.1.

Schurter 5110.1033.1	k [-]	L [mH]	C_x [nF]	C_y [nF]
katalogová hodnota	-	0,40	47,0	2,2
výsledek optimalizace	0,998	0,35	52,3	2,4

Tab. 6.4 Hodnoty obvodových součástek filtru Schaffner FN 321-1/05.

Schaffner FN 321-1/05	k [-]	L [mH]	C_x [nF]	C_y [nF]
katalogová hodnota	-	10,00	47,0	3,3
výsledek optimalizace	0,994	8,67	37,6	2,6

Tab. 6.5 Hodnoty obvodových součástek filtru Schaffner FN 2020-16-06.

Schaffner FN 2020-16-06	k [-]	L [mH]	C_x [nF]	C_y [nF]
katalogová hodnota	-	0,65	150,0	4,7
výsledek optimalizace	0,998	0,61	147,5	5,5

Tab. 6.6 Hodnoty obvodových součástek filtru Filtana TS 800 1006.

Filtana TS 800 1006	k [-]	L [mH]	C_x [nF]	C_y [nF]
katalogová hodnota	-	0,36	150,0	3,3
výsledek optimalizace	0,993	0,44	168,1	3,2

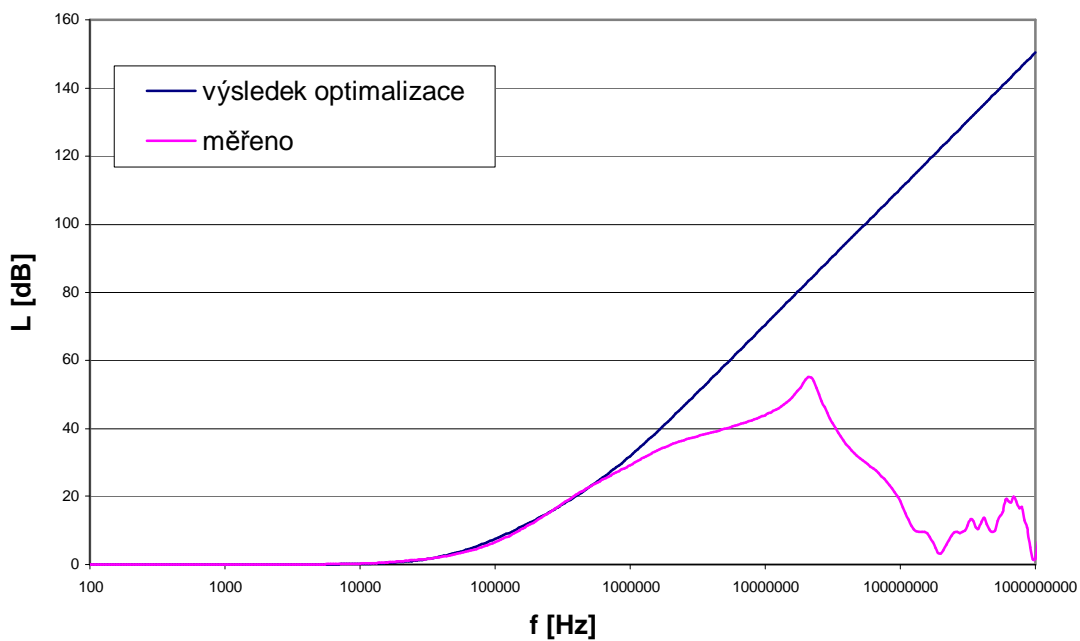
Tab. 6.7 Hodnoty obvodových součástek filtru Elfis 1ELF 16V.

Elfis 1ELF 16V	k [-]	L [mH]	C_x [nF]	C_y [nF]
katalogová hodnota	-	1,00	100,0	200,0
výsledek optimalizace	0,994	1,00	73,66	240,0

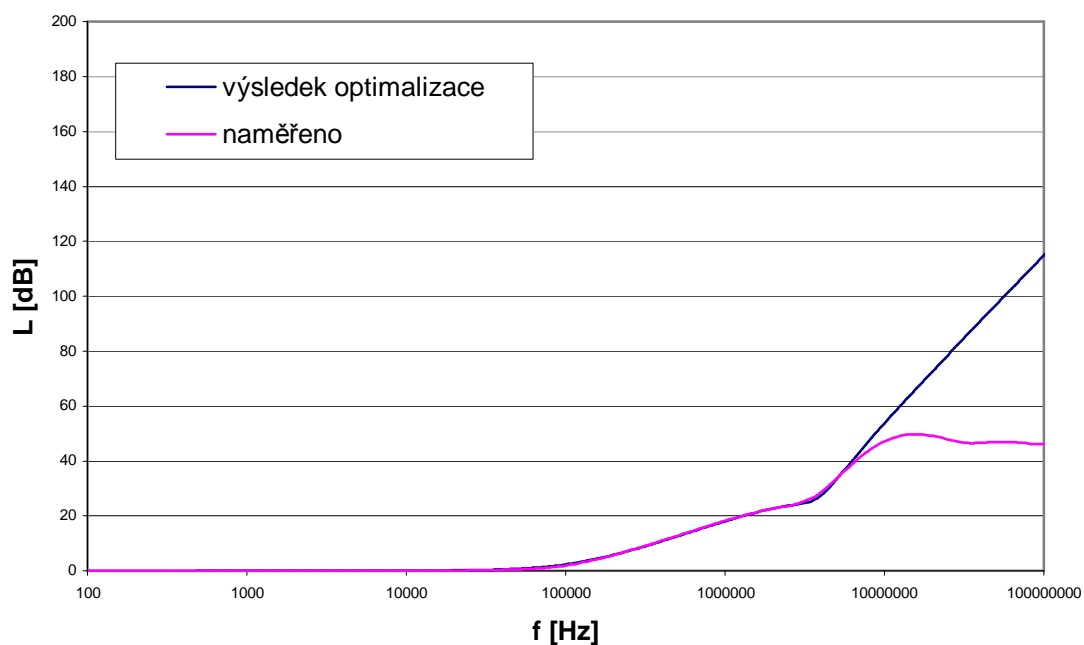
Tab. 6.8 Srovnání konečných odchylek Δ a chyb optimalizací ε .

typ filtru	konečná odchylka Δ [(dB.n _f) ²]	chyba optimalizace ε [dB/vzorek]
Schurter 5110.1033.1	4,8	0,14
Schaffner FN 321-1/05	117,2	0,60
Schaffner FN 2020-16-06	319,6	1,04
Filtana TS 800 1006	199,7	0,82
Elfis 1ELF 16V	61,50	0,45

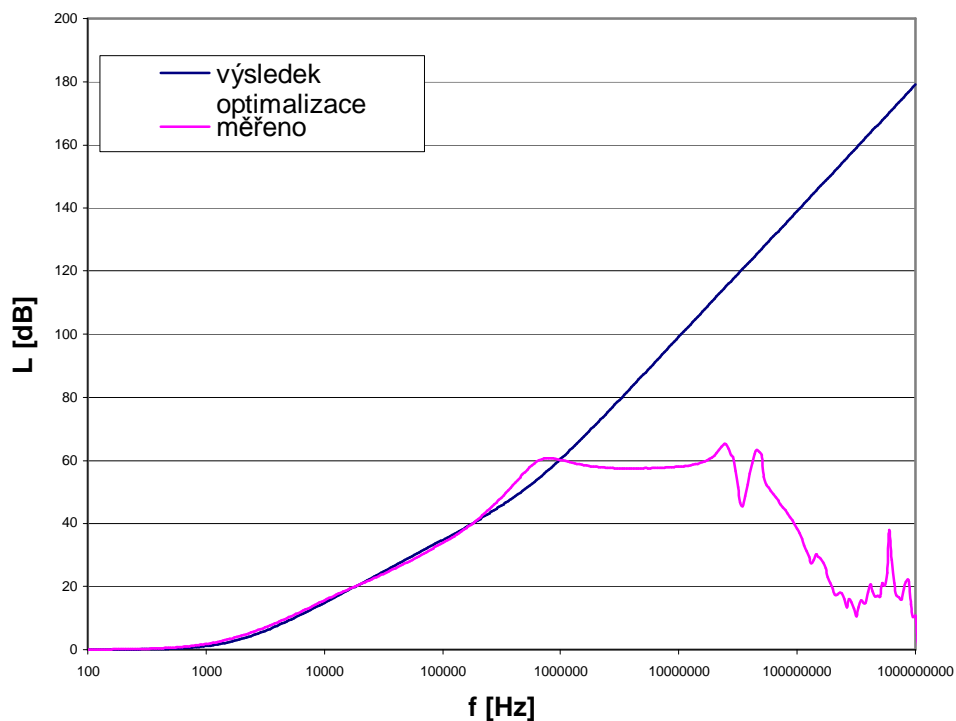
Výsledky optimalizace byly značně závislé na správném výběru kmitočtového rozmezí. Proto bylo důležité jeho správné stanovení. Kontrolou výstupu optimalizace bylo vykreslení útlumových charakteristik pro asymetrický a symetrický měřicí systém. Porovnání útlumových charakteristik vzniklých na základě výstupů optimalizace a naměřených útlumových charakteristik je vidět na obr. 6.13 až 6.22. Je zde uvedeno porovnání pro každý filtr v asymetrickém i symetrickém měřicím systému. Lze pozorovat, že charakteristiky se ve stanoveném kmitočtovém rozmezí téměř shodují. Chyba optimalizace byla od desetin po jednotku dB/vzorek. Zde je nutné uvážit chybu měření, zvláště v propustné části, kde je útlum téměř nulový. Dále je možné, že do tvaru útlumových charakteristik v daném kmitočtovém rozmezí již promlouvá některý parazitní prvek. Zřejmě se jedná o parazitní prvek odporového charakteru, který zvedá útlum v propustné oblasti. Proto hodnoty vlastních obvodových prvků filtru (L , C_x , C_y) nemohou být tímto způsobem určeny s úplnou přesností, ale je možné s těmito hodnotami dále pracovat při hledání parazitních prvků. Velkým přínosem této optimalizace je zjištění činitele vazby k , který se v katalogích vůbec neuvádí. Dle výsledků lze usoudit, že indukční vazba mezi cívkami je těsná. Protože se změna činitele vazby k zásadně projevuje na tvaru útlumových charakteristik pro symetrický měřicí systém, je nutné jeho určení alespoň na dvě desetinná místa.



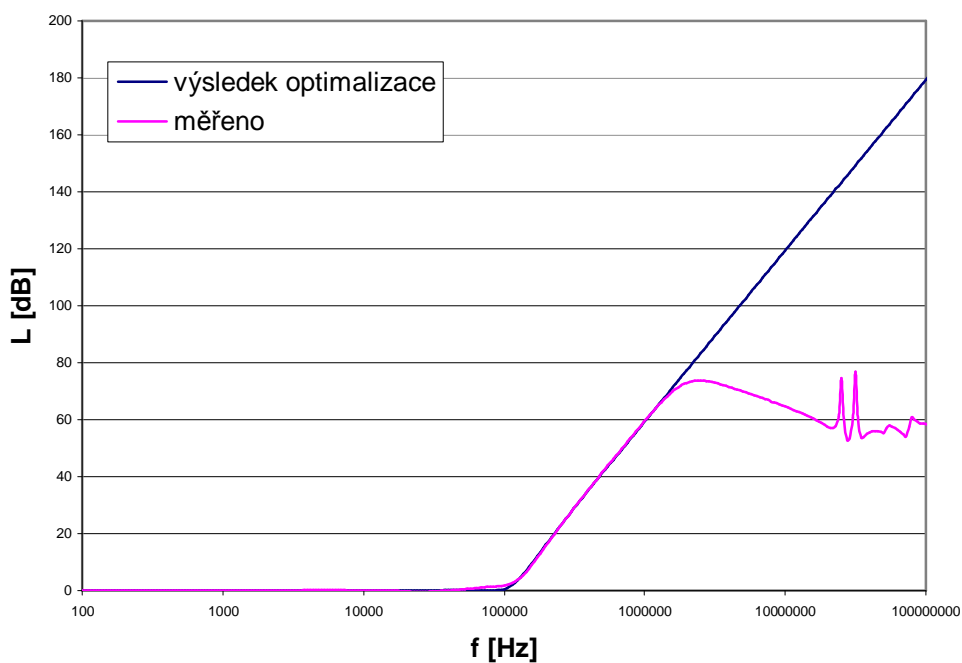
Obr. 6.13 Útlumové charakteristiky pro filtr Schurter 5110.1033.1 v asymetrickém měřicím systému.



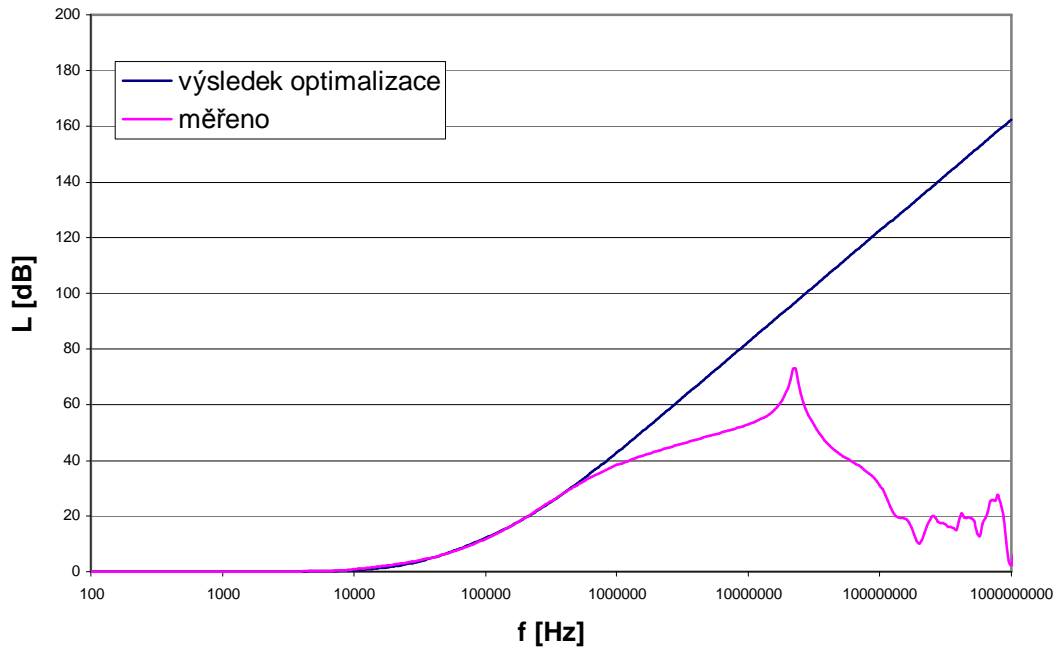
Obr. 6.14 Útlumové charakteristiky pro filtr Schurter 5110.1033.1 v symetrickém měřicím systému.



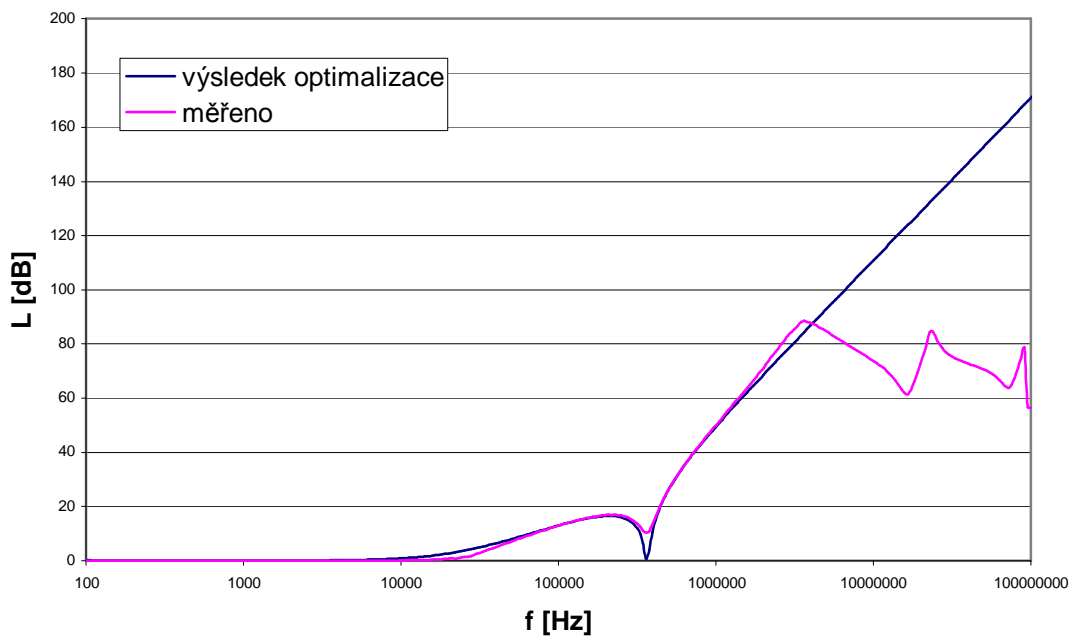
Obr. 6.15 Útlumové charakteristiky pro filtr Schaffner FN 321-1/05 v asymetrickém měřicím systému.



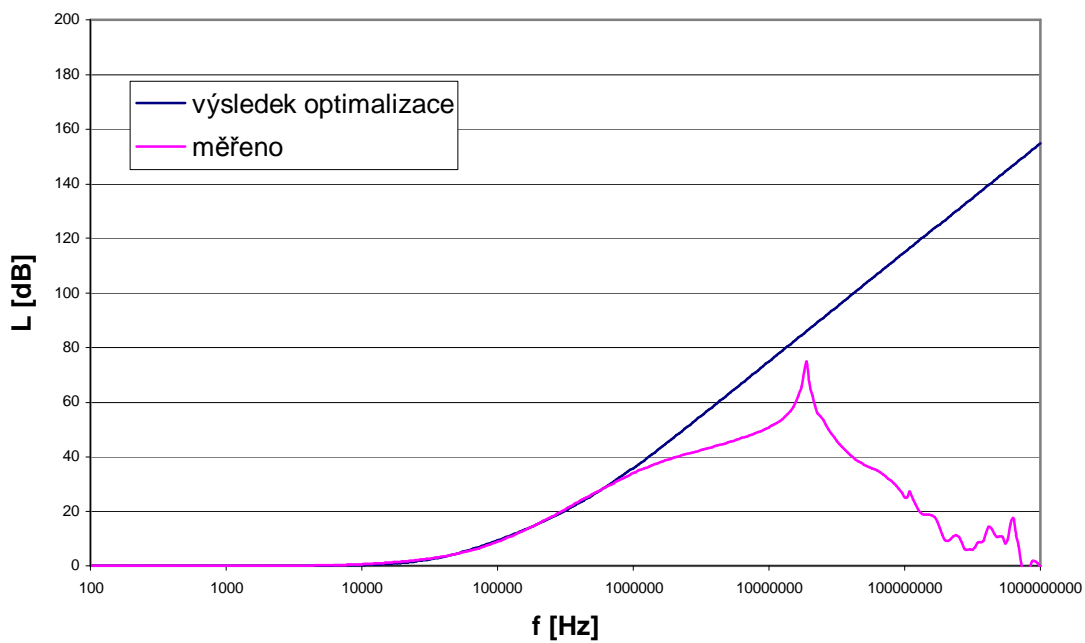
Obr. 6.16 Útlumové charakteristiky pro filtr Schaffner FN 321-1/05 v symetrickém měřicím systému.



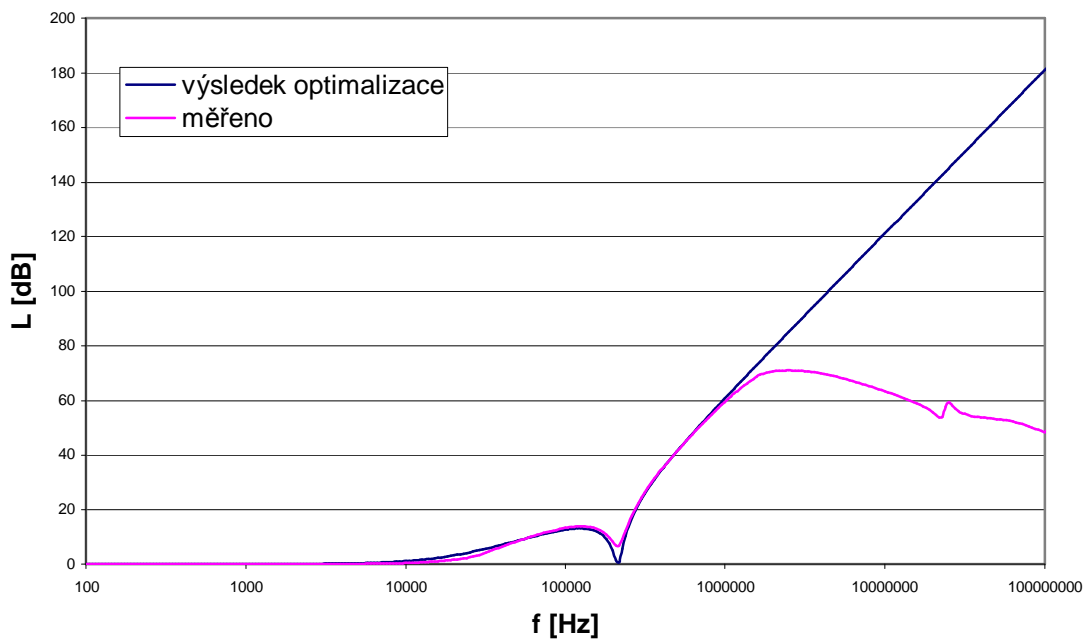
Obr. 6.17 Útlumové charakteristiky pro filtr Schaffner FN 2020-16-06 v asymetrickém měřicím systému.



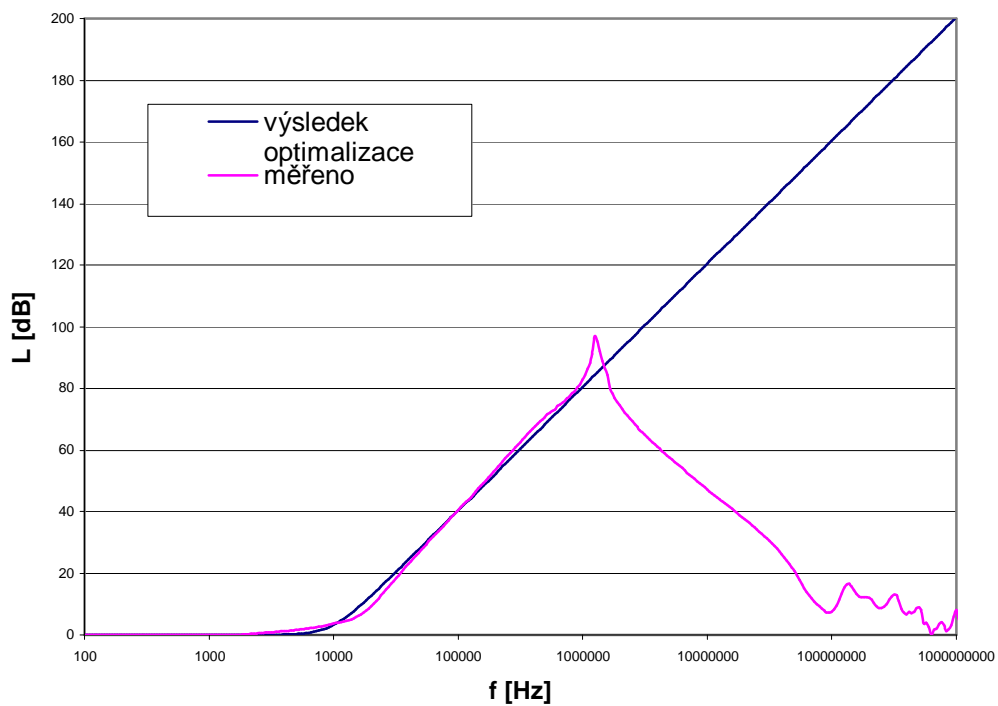
Obr. 6.18 Útlumové charakteristiky pro filtr Schaffner FN 2020-16-06 v symetrickém měřicím systému.



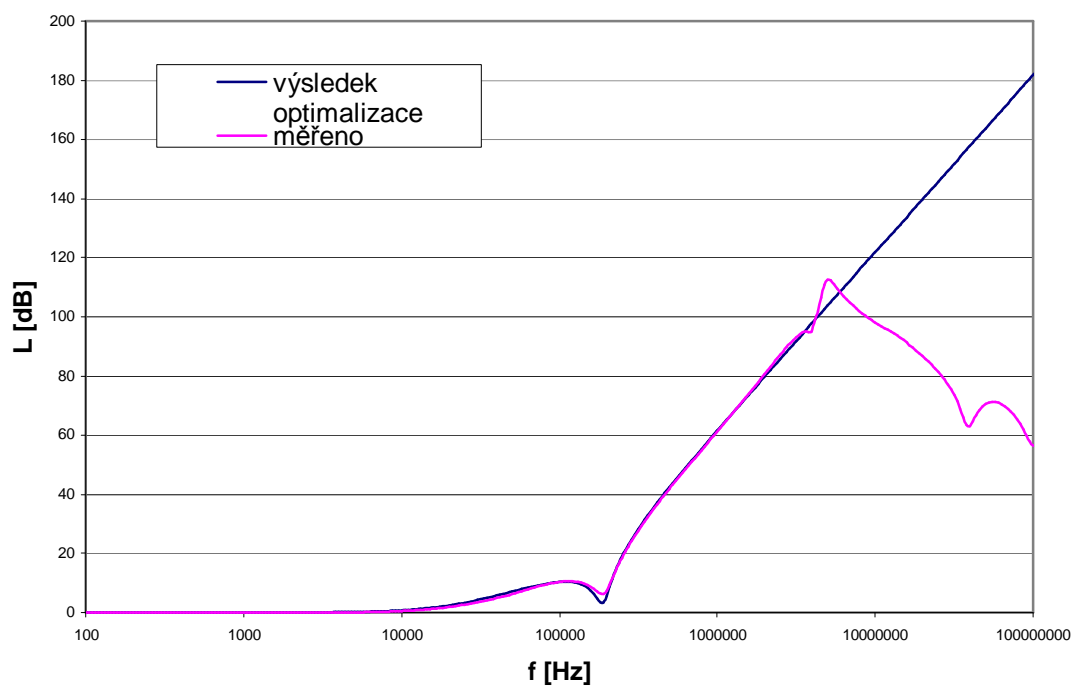
Obr. 6.19 Útlumové charakteristiky pro filtr Filtana TS 800 1006 v asymetrickém měřicím systému.



Obr. 6.20 Útlumové charakteristiky pro filtr Filtana TS 800 1006 v symetrickém měřicím systému.



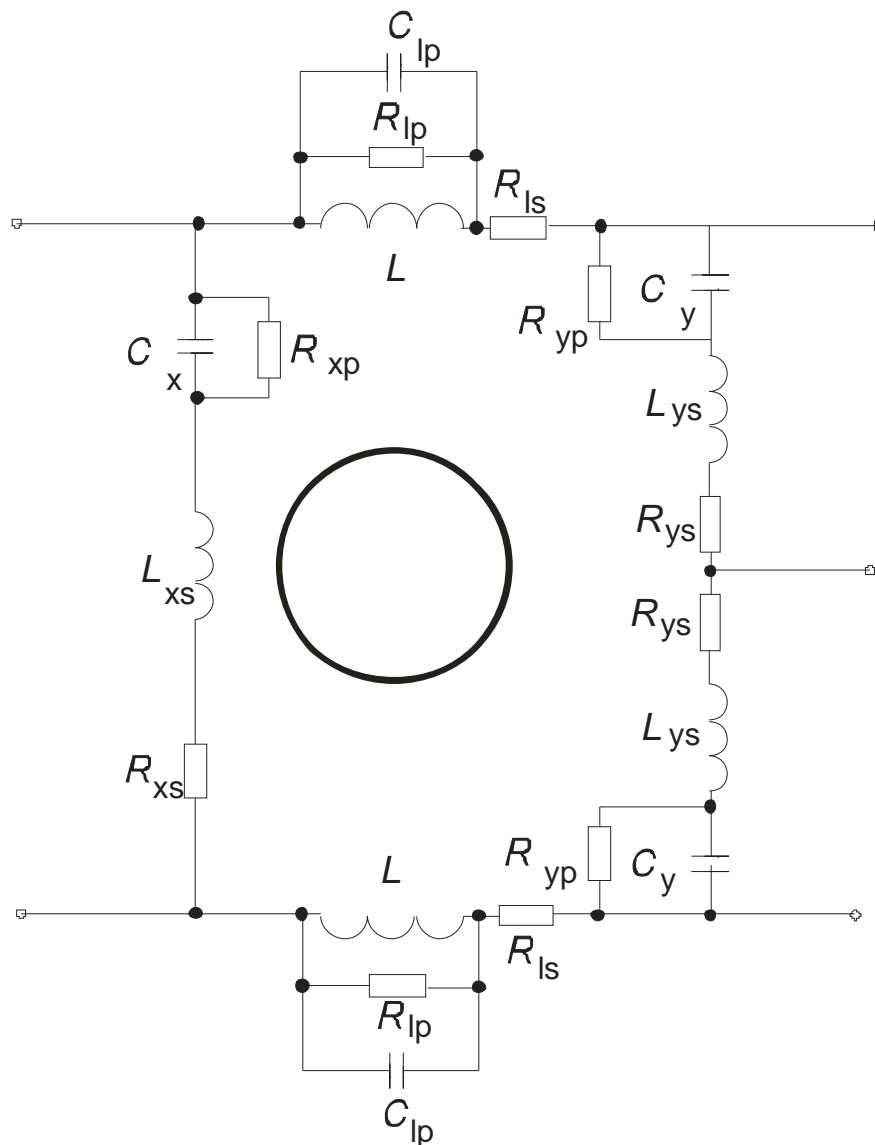
Obr. 6.21 Útlumové charakteristiky pro filtr Elfis 1ELF16V v asymetrickém měřicím systému.



Obr. 6.22 Útlumové charakteristiky pro filtr Elfis 1ELF16V v symetrickém měřicím systému.

7 Vliv parazitních prvků obvodových součástek

Útlumová charakteristika síťového odrušovacího filtru je ovlivňována nejen vlastními obvodovými prvky filtru, ale též jeho parazitními prvky. Každý obvodový prvek filtru lze nahradit modelem reálného obvodového prvku. Tyto modely jsou pro obvodové prvky L , R a C uvedeny v kap. 3.4. Pro popis vlivu jednotlivých parazitních prvků bylo vytvořeno obvodové schéma filtru s modelem reálných obvodových prvků. Takto vzniklý reálný obvodový model síťového odrušovacího filtru Schurter 5110.1033.1 je na obr. 7.1. Pro tento reálný obvodový model byly vytvořeny admitanční parametry, které byly dosazeny do vztahů pro útlum v asymetrickém a symetrickém měřicím systému. Popis vytvoření vztahů pro útlum v asymetrickém a symetrickém měřicím systému je uveden v kap. 4.2. Výhodou je, že vztahy pro útlum závisí pouze na admitančních parametrech a impedančních podmínkách zdroje a zátěže. Jsou tedy variabilní pro jakýkoli obvod, který je popsán admitančními parametry jako čtyřpól.



Obr. 7.1 Reálný obvodový model filtru Schurter 5110.1033.1.

V následujících podkapitolách bude zkoumán vliv jednotlivých parazitních prvků na útlumovou charakteristiku síťového odrušovacího filtru v asymetrickém a symet-

rickém měřicím systému. Vliv parazitních prvků se projeví v asymetrickém a symetrickém měřicím systému odlišně. V asymetrickém systému se neprojeví parazitní prvky vztahující se ke kondenzátoru C_x , stejně jako se neprojeví vliv vlastního obvodového prvku C_x . Parazitní prvky vztahující se k obvodovým prvkům L a C_y se projeví v obou systémech, ale v každém s jinou vahou. Všechny demonstrace budou provedeny na příkladu filtru Schurter 5110.1033.1. Na jeho reálném obvodovém modelu (obr. 7.1) jsou prvky L , C_y a C_x vlastní obvodové prvky filtru. Zbylé prvky jsou parazitní. Jejich popis označuje jaký má parazitní prvek charakter (R, L, nebo C). První písmeno v indexu určuje k jakému vlastnímu obvodovému prvku se parazitní prvek vztahuje (index x k L , x k C_x a y k C_y). Druhé písmeno indexu určuje připojení parazitního prvku k obvodovému prvku (sériově – s, paralelně – p). Např. R_{yp} je označení parazitního odporu vztahujícího se k prvku C_y , který je k prvku C_y paralelně.

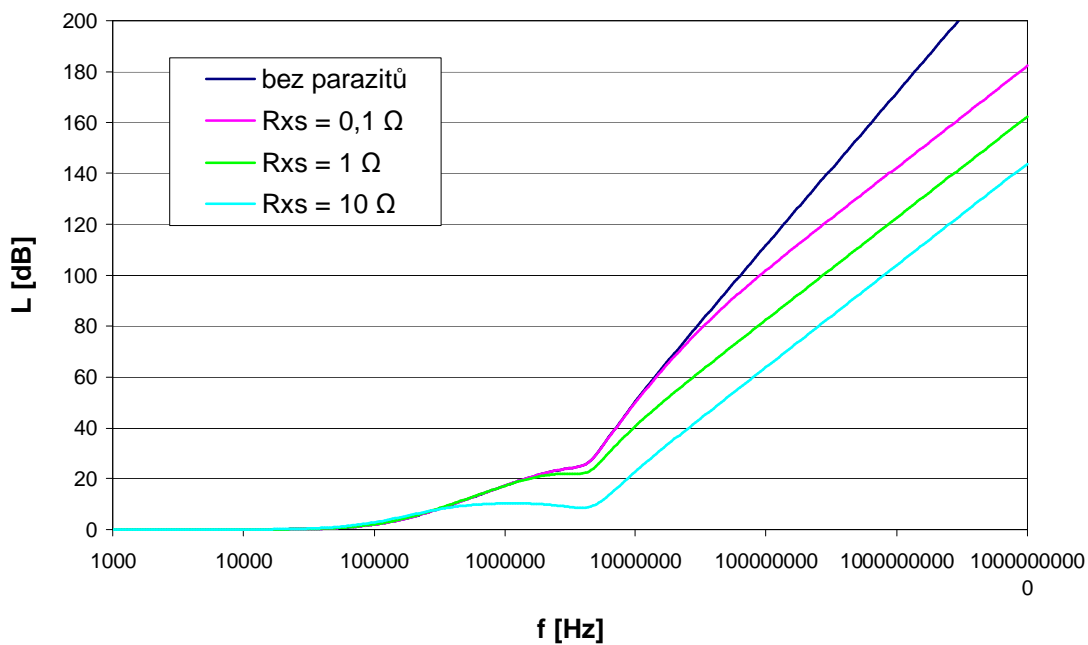
7.1 Vliv odporových parazitních prvků

Vliv parazitních odporových prvků vztahujících se ke kondenzátorům C_x , či C_y lze popsat pomocí obr. 7.2 a. Očekávaná hodnota parazitního odporu R_{xp} je velká. Vliv Odporu R_{xp} bude ovlivňovat charakter impedance obvodu na nízkých frekvencích, při nichž má kapacita C_x velkou reaktanci. Při vyšších frekvencích bude reaktance kondenzátoru klesat a odpor R_{xp} , jehož hodnota se očekává velká, se v paralelním spojení již moc neuplatní. Vliv R_{xp} na útlumovou charakteristiku je nejmenší ze všech parazitních prvků. Jeho vlivem narůstá útlum v propustné oblasti (na nízkých frekvencích). Na vyšších frekvencích je vliv R_{xp} zanedbatelný. Stejný vliv má i R_{yp} .

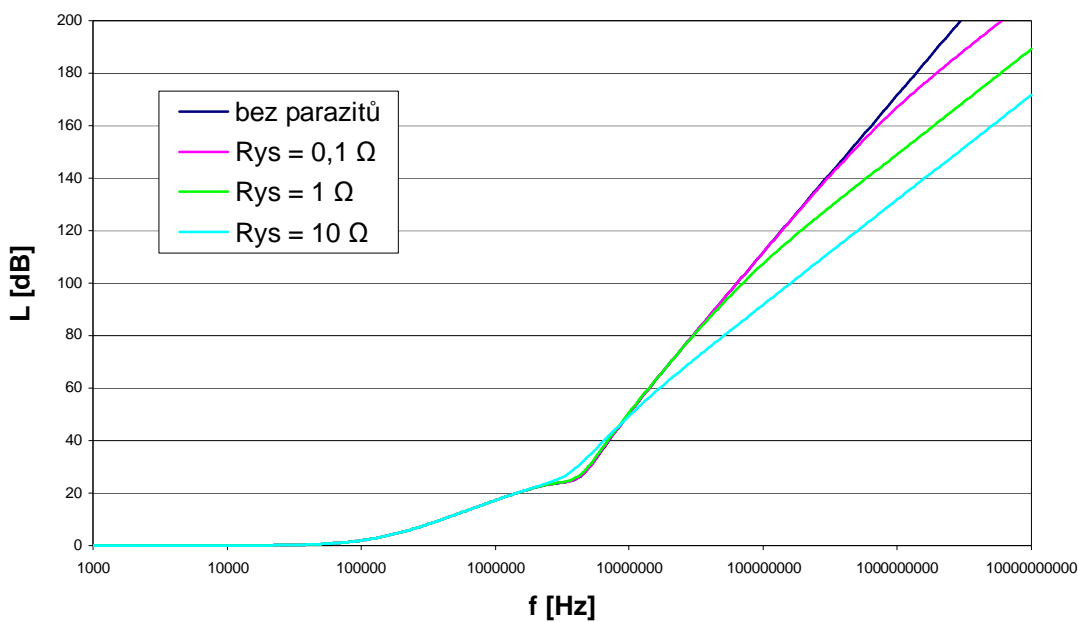
Očekávaná hodnota parazitních odporů R_{xs} či R_{ys} je malá. Vliv R_{xs} je dle obr. 7.2 a na nízkých frekvencích zanedbatelný, vzhledem k velké reaktanci kondenzátoru. Naopak jeho vliv je dominantní na vyšších frekvencích, kde je reaktance kondenzátoru malá, respektive paralelní spojení R_{xp} a C_x má malou impedanci. Na obr. 7.3 je vidět, že R_{xp} má vliv na útlumovou charakteristiku na vyšších frekvencích. Od jisté frekvence je vliv vlastního obvodového prvku C_x zanedbatelný, což se projeví zmenšením strmosti nárůstu útlumové charakteristiky v nepropustném pásmu. Čím větší je hodnota R_{xs} , tím více se v útlumové charakteristice projeví. Podobný vliv bude mít parazitní odpor R_{ys} , který se projeví v asymetrickém i symetrickém měřicím systému. Z obr. 7.4 je patrné, že R_{ys} do útlumové charakteristiky symetrického měřicího systému zasahuje s menší vahou než R_{xs} . Vliv R_{ys} na útlumovou charakteristiku v asymetrickém měřicím systému je na obr. 7.5.



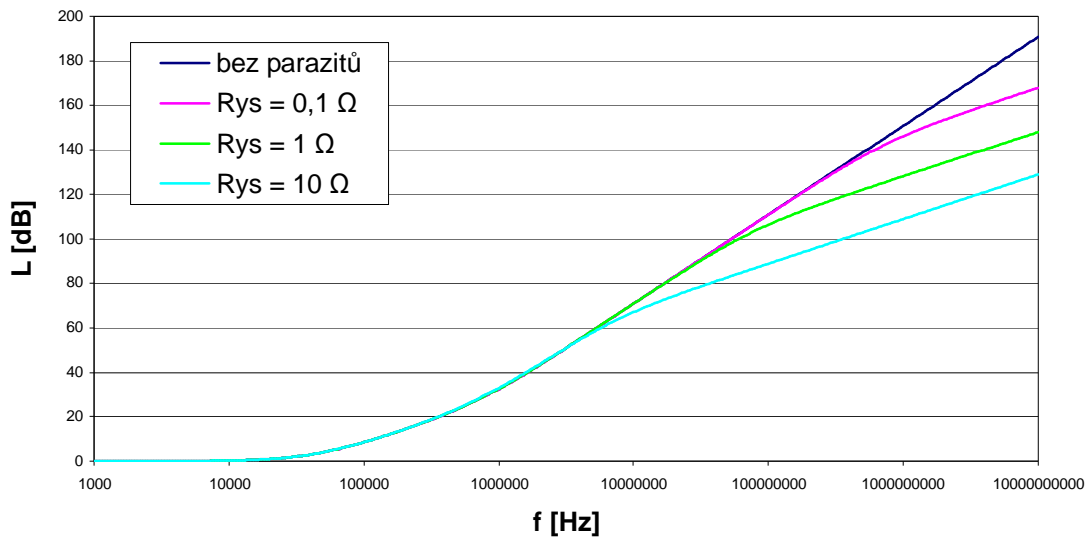
Obr. 7.2 Kondenzátor C_x a jeho odporové parazitní prvky (a), Cívka L a její odporové parazitní prvky (b).



Obr. 7.3 Vliv parazitního prvku R_{xs} na útlumovou charakteristiku v symetrickém měřicím systému.

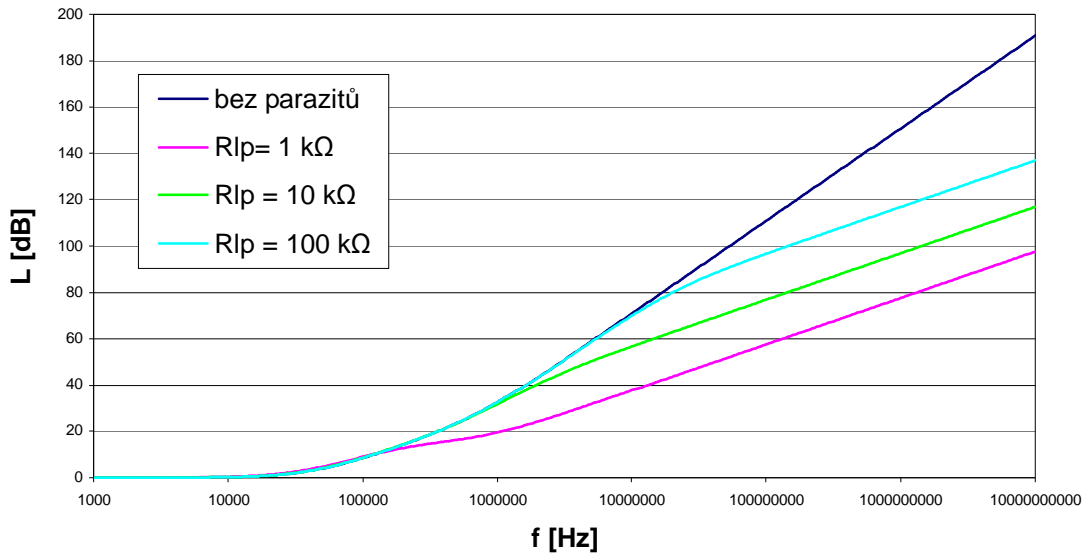


Obr. 7.4 Vliv parazitního prvku R_{ys} na útlumovou charakteristiku v symetrickém měřicím systému.

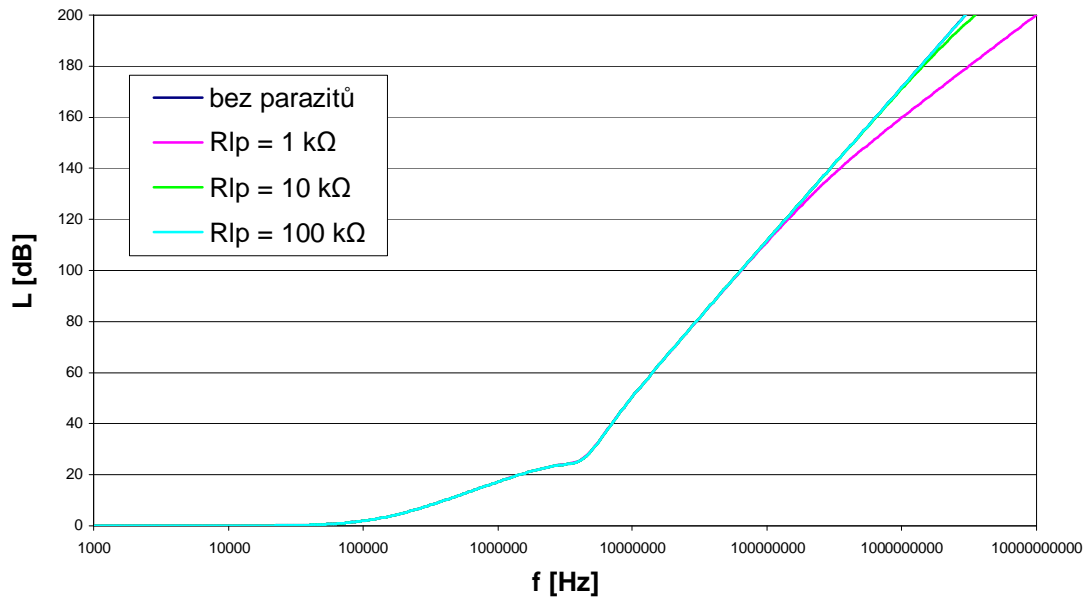


Obr. 7.5 Vliv parazitního prvku R_{ys} na útlumovou charakteristiku v asymetrickém měřicím systému.

Parazitní odporové prvky, vztahujících se k indukčnosti L , jsou R_{ls} a R_{lp} . Tyto parazitní odporové prvky lze popsat pomocí obr. 7.2 b. Cívka má na nízkých frekvencích malou reaktanci. Proto se odporový parazitní prvek R_{lp} , jehož hodnota se předpokládá velká, na nízkých frekvencích téměř neuplatní. Na nízkých frekvencích se uplatní pouze sériový odpor R_{ls} , který se v útlumové charakteristice projeví zvětšením útlumu v propustné oblasti. Hodnota odporu R_{ls} se předpokládá malá, tedy i nárůst útlumu v propustné oblasti vlivem R_{ls} bude malý. Vliv R_{ls} na vyšších frekvencích je zanedbatelný. Se vzrůstající frekvencí roste reaktance cívky a začíná se projevovat vliv parazitního odporového prvku R_{lp} . Od určité frekvence určuje R_{lp} velikost impedance paralelního spojení R_{lp} a L . Od této frekvence dojde ke zmenšení strmosti nárůstu útlumu v nepropustné oblasti útlumové charakteristiky. To je dokumentováno na obr. 7.6 v asymetrickém měřicím systému a na obr. 7.7 v symetrickém měřicím systému. Protože ideální hodnota odporového parazitního prvku R_{lp} je nekonečná (odporový parazitní prvek by se neuplatnil), platí že čím je hodnota parazitního odporového prvku R_{lp} menší, tím menší bude frekvence, pro kterou dojde ke zmenšení strmosti nárůstu útlumu v nepropustné oblasti. Tedy čím menší bude hodnota parazitního odporového prvku R_{lp} , tím více se v útlumové charakteristice projeví.



Obr. 7.6 Vliv parazitního prvku R_{lp} na útlumovou charakteristiku v asymetrickém měřicím systému.



Obr. 7.7 Vliv parazitního prvku R_{lp} na útlumovou charakteristiku v symetrickém měřicím systému.

7.2 Vliv akumulčních parazitních prvků

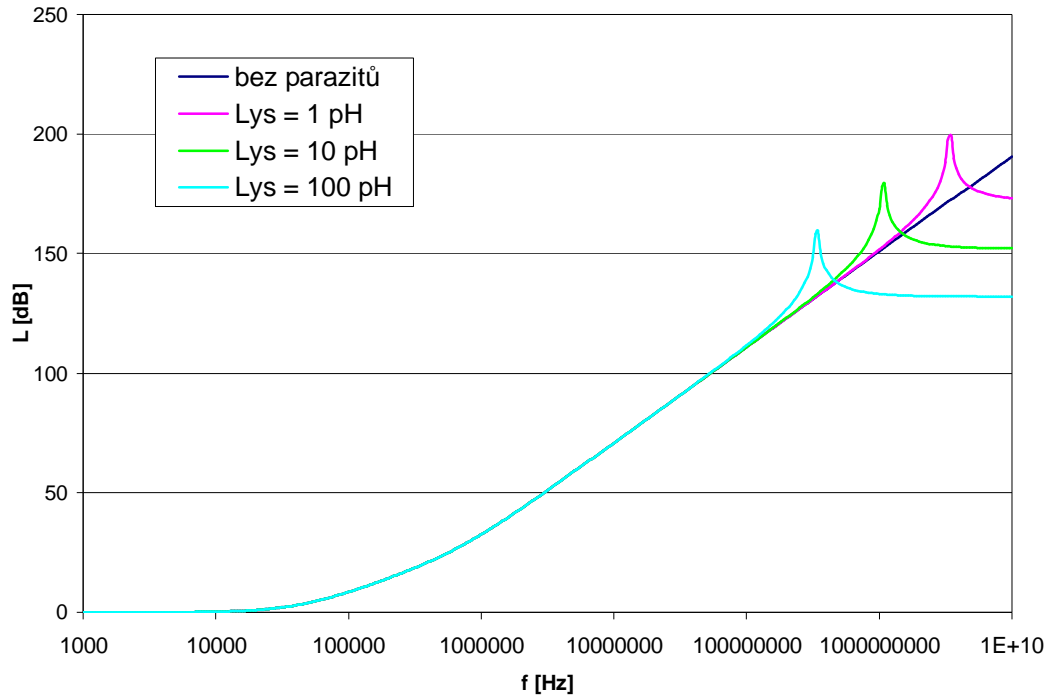
Jedná se o parazitní kapacitu C_{lp} , vztahující se k indukčnosti L , a parazitní indukčnosti L_{xs} a L_{ys} , vztahující se ke kondenzátorům C_x a C_y . Akumulační parazitní prvky mají opačný charakter impedance (kapacitní či induktivní) než vlastní obvodové prvky filtru. To způsobí, že od určité frekvence se změní charakter impedance vlastního obvodového prvku síťového odrušovacího filtru. V útlumové charakteristice se to projeví zlomem, který způsobí pokles útlumu od zlomové frekvence. Frekvence zlomu je závislá na hodnotě parazitního akumulčního prvku. Následující demonstrace budou opět vytvářeny na reálném obvodovém modelu filtru Schurter 5110.1033.1 (obr. 7.1).

Na obr. 7.8 je znázorněna útlumová charakteristika v asymetrickém měřicím systému pro tři různé hodnoty parazitní indukčnosti L_{ys} . Na obr. 7.9 je znázorněna útlumová charakteristika pro symetrický měřicí systém, při zachování parazitních indukčností L_{ys} . Je vidět, že na určité frekvenci dojde ke zlomu v útlumové charakteristice. Za zlomovou frekvencí útlumová charakteristika klesá. Pokud by v obvodu nefigurovaly další obvodové akumulční prvky, útlumová charakteristika by za frekvencí zlomu klesala neustále. Vlivem ostatních obvodových akumulčních prvků přestane útlumová charakteristika klesat, ale strmost nárůstu útlumové charakteristiky je po tomto zlomu menší. Je pozorovatelné, že čím větší je hodnota parazitní indukčnosti, tím nižší je frekvence zlomu. Vyšší hodnota parazitního prvku tedy degraduje útlum od nižší frekvence. Při srovnání obr. 7.8 a 7.9 je vidět, že frekvence zlomů, způsobené vlivem L_{ys} , v útlumové charakteristice pro symetrický a asymetrický měřicí systém jsou totožné. Parazitní prvky L_{ys} se sice v obou měřicích systémech projeví s rozdílnou vahou, ale stejně tak se s rozdílnou vahou projeví vlastní obvodové prvky C_y (viz vztahy (6.2) a (6.6)), tudíž vzájemné působení parazitního prvku L_{ys} na obvodový prvek C_y bude v obou systémech stejné, a tudíž budou i zlomové frekvence v obou měřicích systémech stejné.

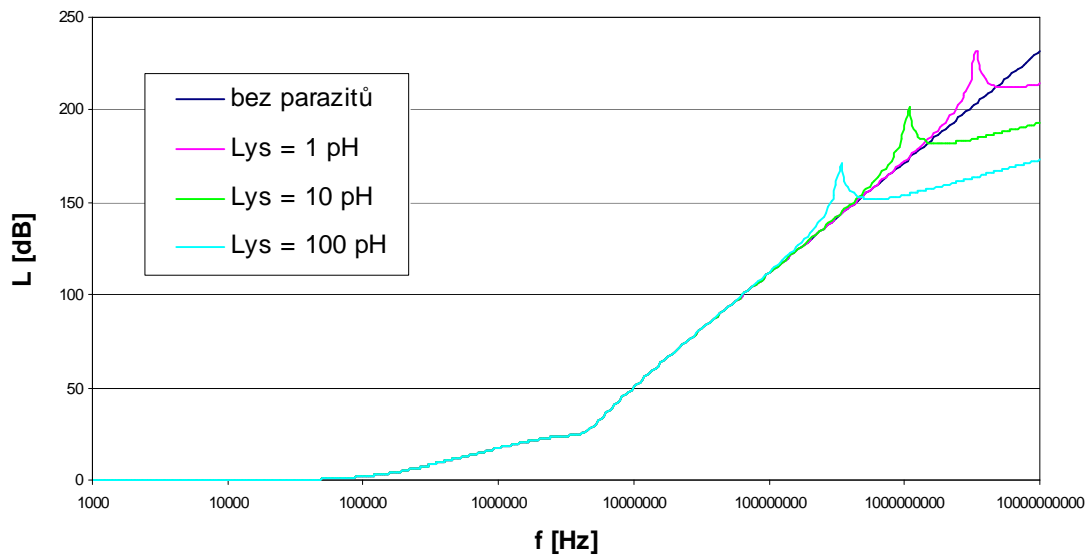
Na obr. 7.10 a 7.11 jsou zobrazeny útlumové charakteristiky v asymetrickém a symetrickém měřicím systému pro tři různé hodnoty parazitní kapacity C_{lp} . Jde o parazitní kapacitu vztahující se k vlastní obvodové indukčnosti L . Je pozorovatelné, že parazitní prvek C_{lp} má obdobný vliv jako parazitní prvek L_{ys} . Na jisté frekvenci dojde ke zlomu útlumové charakteristiky. Opět platí, že čím vyšší hodnota parazitní kapacity, tím na nižší frekvenci dojde ke zlomu útlumové charakteristiky. Porovnáním útlumových charakteristik v asymetrickém a symetrickém měřicím systému je vidět, že frekvence zlomů jsou v obou měřicích systémech odlišné. To s jakou vahou se v jakém měřicím systému indukčnost L projeví, nezávisí dle vztahů (6.1) a (6.4) pouze na obvodovém uspořádání, ale i na vzájemné magnetické indukčnosti působící na cívku. Ta je ve vztazích vyjádřena činitelem vazby k . Na to s jakou vahou se v určitém měřicím systému projeví parazitní kapacita C_{lp} činitel vazby k vliv nemá. To způsobuje odlišné vzájemné působení parazitní kapacity C_{lp} na obvodovou indukčnost L v obou měřicích systémech, a tudíž odlišné zlomové frekvence v obou měřicích systémech.

Poslední parazitní akumulční prvek v reálném obvodovém modelu odrušovacího filtru je L_{xs} . Vliv této parazity je stejný jako v předchozích dvou případech, tedy na jisté frekvenci dojde ke zlomu útlumové charakteristiky. Opět platí, že čím větší je hodnota parazitní indukčnosti, tím na nižší frekvenci dojde k degradaci útlumové charakteristiky. Parazitní indukčnost L_{xs} se vztahuje k obvodovému kondenzátoru C_x . Jak vyplývá z kap. 6, Kondenzátor C_x se v útlumových charakteristikách pro asymetrický měři-

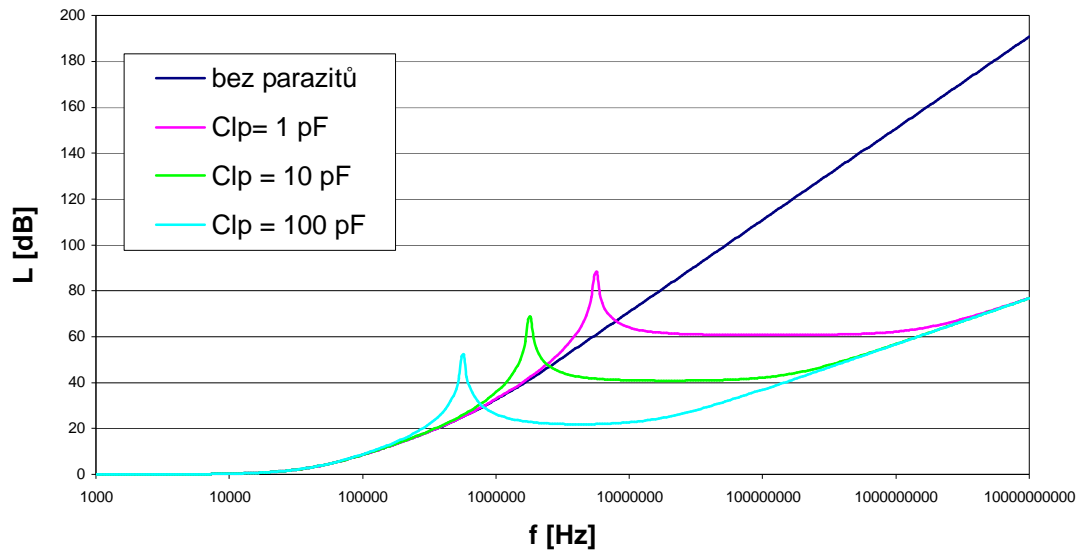
cí systém neprojeví. Neprojeví se zde tedy ani parazitní prvek L_{xs} . Jeho vliv lze pozorovat pouze v útlumových charakteristikách pro symetrický měřicí systém.



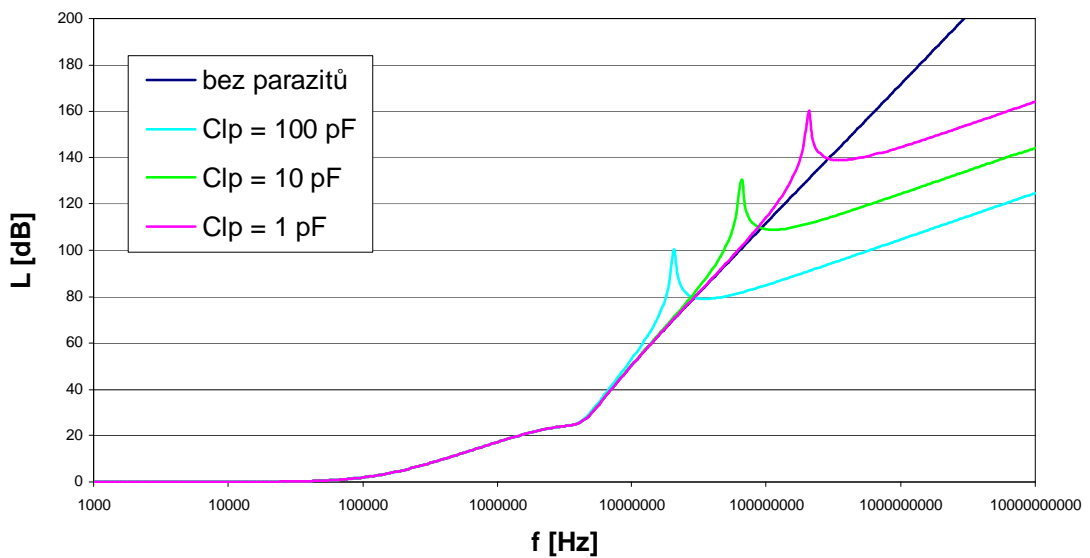
Obr. 7.8 Vliv parazitního prvku L_{ys} na útlumovou charakteristiku v asymetrickém měřicím systému.



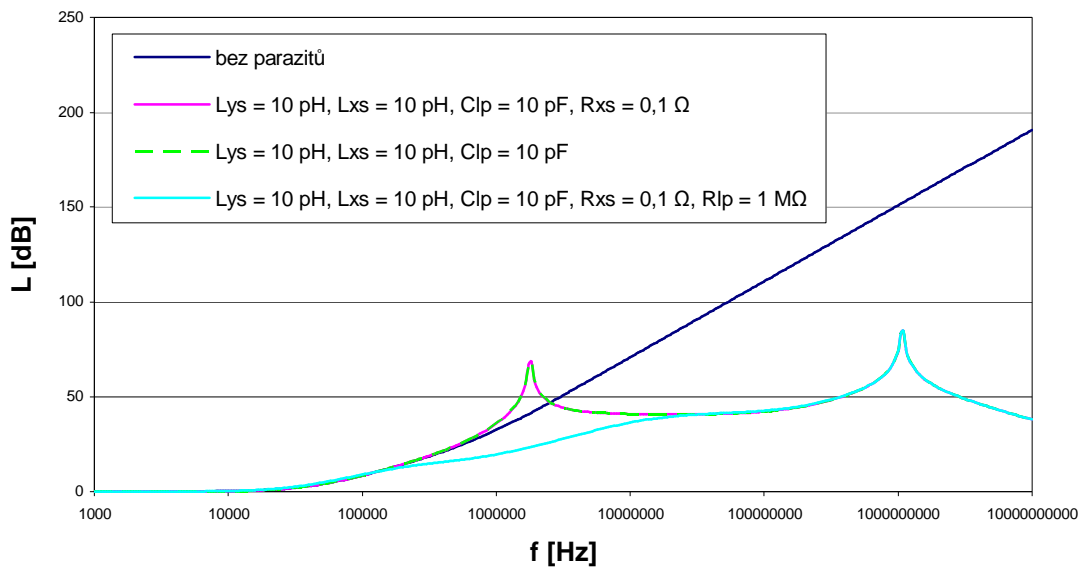
Obr. 7.9 Vliv parazitního prvku L_{ys} na útlumovou charakteristiku v symetrickém měřicím systému.



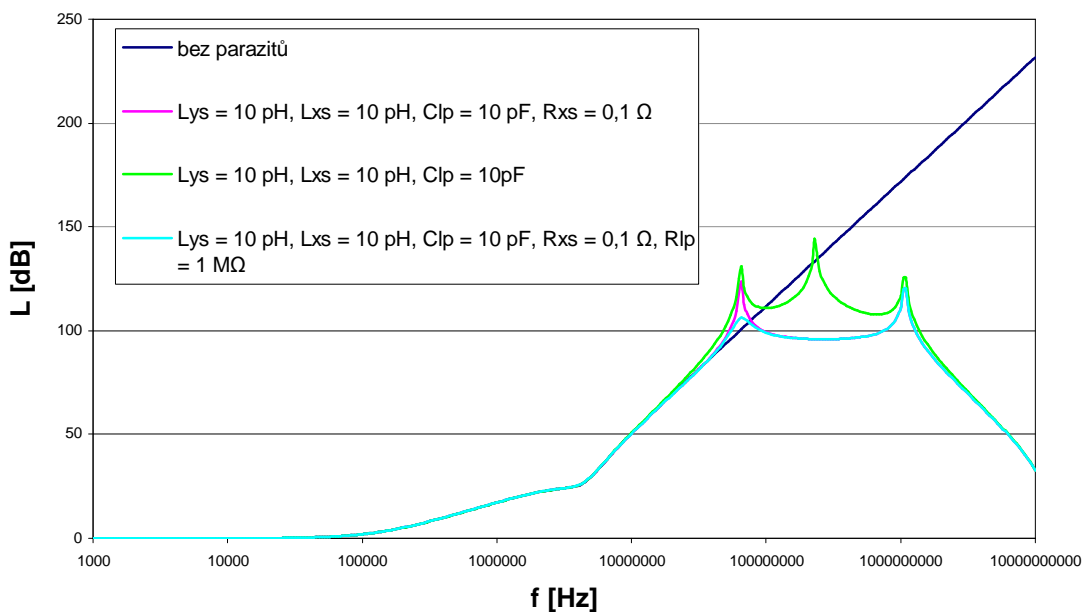
Obr. 7.10 Vliv parazitního prvku C_{1p} na útlumovou charakteristiku v asymetrickém měřicím systému.



Obr. 7.11 Vliv parazitního prvku C_{1p} na útlumovou charakteristiku v symetrickém měřicím systému.



Obr. 7.12 Vliv parazitních prvků C_{xs} , C_{ys} , C_{lp} , R_{xs} , R_{lp} na útlumovou charakteristiku v asymetrickém měřicím systému.



Obr. 7.13 Vliv parazitních prvků C_{xs} , C_{ys} , C_{lp} , R_{xs} , R_{lp} na útlumovou charakteristiku v symetrickém měřicím systému.

Pokud do reálného obvodového modelu odrušovacího filtru zahrneme vliv všech tří akumulačních prvků (L_{xs} , L_{ys} , C_{lp}), projeví se to v útlumové charakteristice více zlomy. U asymetrického měřicího systému se uplatní dva akumulační parazitní prvky (L_{ys} a C_{lp}), proto v útlumové charakteristice pro tento systém budou zlomy dva. Protože útlum mezi zlomy klesá a potom opět narůstá, jde zlomy způsobené parazitními prvky vnímat spíše jako „špičky“ (obr. 7.12 zelená křivka). V symetrickém měřicím systému se uplatní všechny tři parazitní akumulační prvky. V útlumové charakteristice pro tento systém tedy pozorujeme tři špičky (obr. 7.13 zelená křivka). Pokud do hry vstoupí navíc odporový parazitní prvek R_{xs} , pak v symetrickém měřicím systému dojde k utlumení vlivu C_x . To se projeví pouze v symetrickém měřicím systému útlumem špičky, která byla vyvolaná působením obvodového prvku C_x a parazitního prvku L_{xs} (na obr. 7.13 prostřední špička). V obr. 7.13 lze pozorovat, že prostřední špička byla vlivem odporu R_{xs} zcela potlačena (červená křivka), ostatní zlomy ve frekvenční charakteristice zůstaly zachovány. Pokud přidáme vliv parazitního odporu R_{lp} , dojde k utlumení špičky na nejnižší frekvenci (modrá křivka). Je pozorovatelné, že špičky jsou vlivem parazitních odporů R_{xs} a R_{lp} částečně nebo zcela zatlumeny, ale frekvence zlomů v útlumových charakteristikách zůstanou zachovány. Z obr. 7.12 (modrá křivka) je zřejmé, že vliv R_{lp} se projeví i v asymetrickém měřicím systému. Zde je špička úplně potlačena, což svědčí o různém vlivu parazitních prvků v různých měřicích systémech.

Výše uvedené obrázky, kdy je útlumová charakteristika zatížena pouze jedním parazitním prvkem, jsou ve skutečnosti nereálné. Při působení více parazitních prvků je ovšem nemožné z útlumové charakteristiky rozpoznat vliv jednotlivých parazitních prvků. Demonstrace vlivu jednotlivých parazitních prvků slouží k objasnění jejich vlivu a vytváří přibližnou představu o řádových hodnotách parazitních prvků. Očekávané řádové hodnoty parazitních prvků jsou uvedeny v tab. 7.1. Navíc je možné, že naměřená útlumová charakteristika je ovlivněna parazitními prvky, které nejsou v modelu na obr. 7.1 vůbec uvažovány. Je také potřeba zvážit, že při měření filtru vstupují do hry, zvláště na vyšších frekvencích, parazitní prvky připojených konektorů.

Tab. 7.1 Očekávané hodnoty parazitních prvků a jejich vliv.

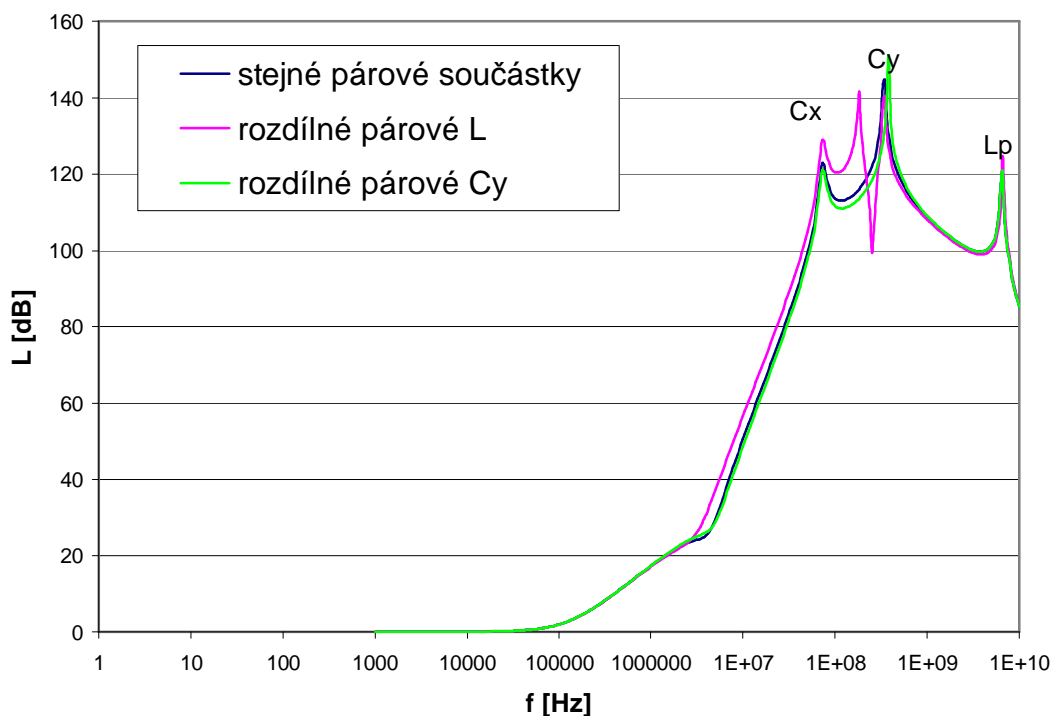
parazitní prvek	předpokládaná hodnota	vliv parazitního prvku
R_{xp}	10 k Ω až 100 k Ω	mírné zvýšení útlumů v propustném směru
R_{yp}	desetiny Ω až jednotky Ω	
R_{ls}	desetiny Ω až jednotky Ω	
R_{xs}	desetiny Ω až jednotky Ω	snížení strmosti nárůstu útlumu na vyšších frekvencích
R_{ys}	desetiny Ω až jednotky Ω	
R_{lp}	1 k Ω až 10 k Ω	
C_{lp}	pF až jednotky nF	zlomy v útlumové charakteristice
C_{xs}	pF až jednotky nF	
L_{ys}	pH až jednotky nH	

7.3 Vliv různých párových prvků L_p a C_y

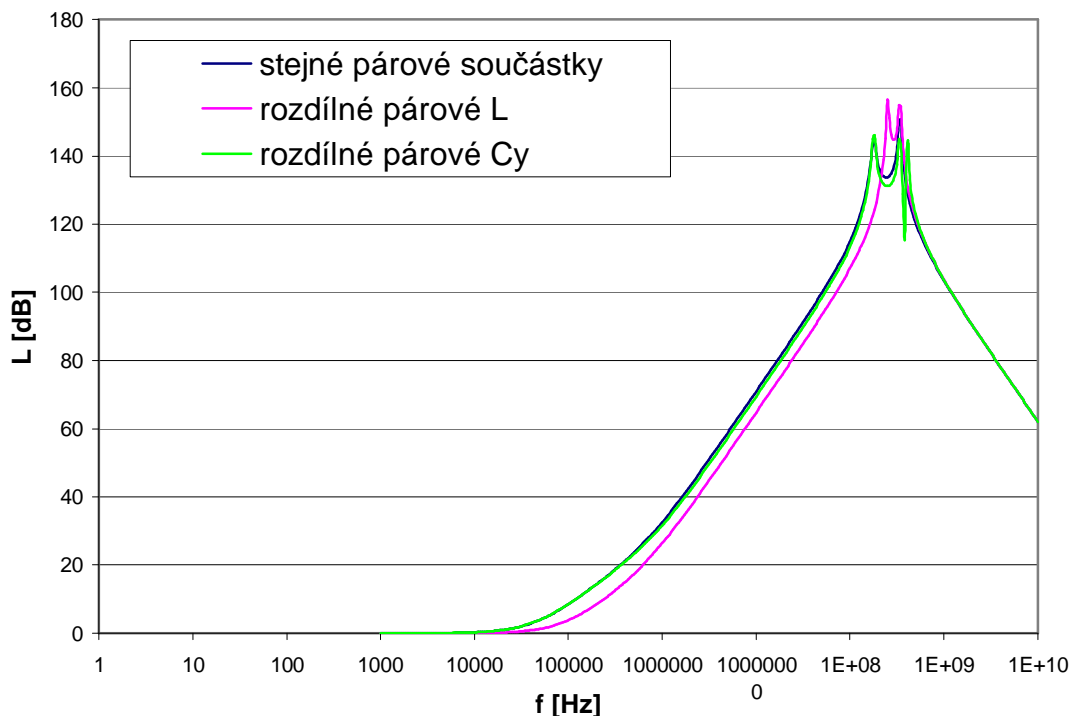
V obvodovém řešení odrušovacího filtru rozšířeném o uvažované parazitní prvky na obr. 7.1, které vychází ze skutečného obvodového zapojení filtru lze vypožorovat, že prvky L_p , C_y a tudíž i jejich parazitní prvky jsou v obvodovém řešení párově. Ve většině filtrů (ve všech zde zkoumaných) jsou součástky v páru shodné, a to jak do jmenovité hodnoty, tak do provedení. Proto se předpokládá, že i jejich parazitní prvky budou velmi podobné. Přesto zde hraje nemalou roli odchylka jednotlivých součástek od jme-

novité hodnoty a výrobní rozptyl. Nelze tedy zahrnout případ, kdy se budou jednotlivé párové součástky či jejich parazitní prvky lišit. Tato situace může nastat u tlumivek vlivem nestejného rozložení závitů, u kondenzátorů zase hraje roli délka přívodů vytvářející parazitní indukčnost přívodů.

Případ pro lišící se párové prvky byl simulován na filtru Schurter 5110.1033.1 ($L_p = 0,4\text{mH}$, $C_y = 2,2\text{ nF}$, $C_x = 47\text{nF}$). Parazitní prvky byly zvoleny náhodně, tak aby padly do intervalu očekávaných hodnot (viz tab. 7.1) (zvoleno $C_{lp} = 1 \cdot 10^{-15}\text{F}$, $R_{lp} = 1 \cdot 10^7\ \Omega$, $L_{xs} = 1 \cdot 10^{-10}\text{ H}$, $R_{xs} = 5 \cdot 10^{-3}\ \Omega$, $L_{ys} = 1 \cdot 10^{-10}\text{ H}$, $R_{ys} = 1 \cdot 10^{-3}\ \Omega$). Během simulace byly měněny hodnoty jednoho z párových prvků ($L_{p2} = 0,36\text{ mH}$, $C_{y2} = 1,5\text{ nF}$). Hodnoty byly pozměněny tak, aby byly změny v grafech patrné. Na obr. 7.14 lze pozorovat změny způsobené v symetrickém měřicím systému. Je vidět, že změnou jednoho z páru L_p jsou zachovány zlomové frekvence od všech stávajících akumulčních parazitních prvků. Zlom od L_{p1} bude na stejné frekvenci jako v případě stejných párových L_p , ale od L_{p2} přibude v útlumové charakteristice další zlom. Z obr. 7.1 je patrné, že cívka vytváří paralelní rezonanční obvod s parazitní kapacitou C_{lp} . V symetrickém systému při tvorbě zjednodušeného ekvivalentního obvodu s parazitními prvky (viz kap. 8.1) se spojí tyto dva paralelní rezonanční obvody do série a tudíž vytvoří dvě paralelní rezonance. Oproti tomu prvky C_y tvoří s prvky L_{ys} sériovou rezonanci. Při tvorbě náhradního modelu s parazitními prvky se tyto dva sériové rezonanční obvody spojí do série a tudíž vznikne pouze jedna sériová rezonance. Rezananční frekvence se tudíž změní oproti případu, kdy jsou párové prvky C_y shodné (obr. 7.14). V asymetrickém systému je tomu naopak (obr. 7.15). U nestejných párových prvků C_y vzniknou dvě rezonance, u nestejných párových prvků L_p se projeví pouze jedna rezonance, ovšem její frekvence bude posunuta. Opět se vychází z tvorby zjednodušeného ekvivalentního obvodu s parazitními prvky.



Obr. 7.14 Vliv různých párových prvků L_p a C_y v symetrickém měřicím systému.



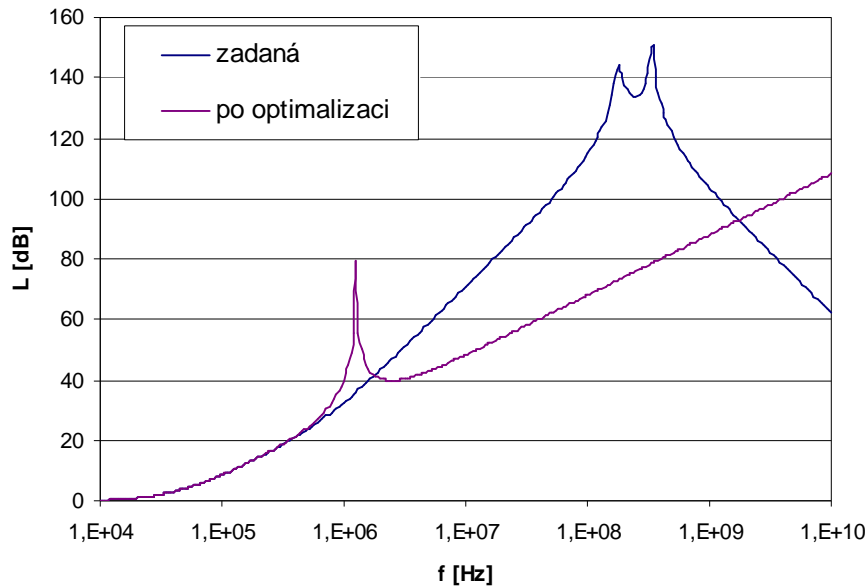
Obr. 7.15 Vliv různých párových prvků L_p a C_y v asymetrickém měřicím systému

7.4 Snaha o optimalizaci všech parazitních prvků současně

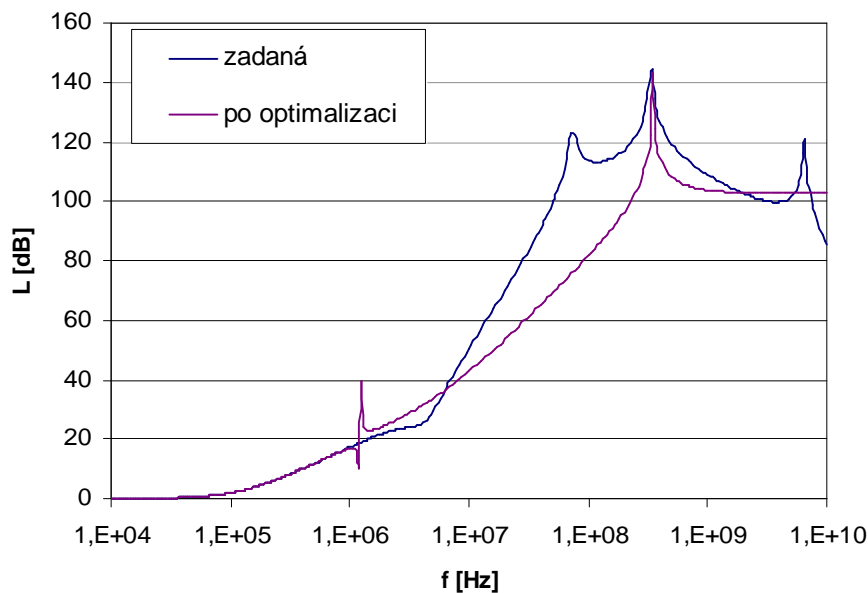
Optimalizace byla prováděna na základě reálného obvodového modelu na obr. 7.1. Do úvahy byly brány parazitní prvky C_{lp} , R_{lp} , L_{xs} , R_{xs} , L_{ys} , R_{ys} . Byla použita metoda roje částic, popsána v kap. 5. Nastavení optimalizace bylo obdobné jako u přesného určení obvodových součástek filtru (kap. 6.6). Kriteriační funkce, použitá v optimalizaci, byla opět založena na porovnání útlumových charakteristik. Porovnává se zadaná útlumová charakteristika, pro kterou chceme zjistit hodnoty parazitních prvků, s útlumovou charakteristikou, která je vygenerována v daném kroku optimalizace. Vyhodnocením optimalizace je součet čtverců odchylek mezi zadanou a optimalizovanou útlumovou charakteristikou pro asymetrický a symetrický měřicí systém současně (vztahy (6.7 až (6.9)). Počet jedinců byl volen 100 a opakování 100 a více.

Právě použitá kriteriační funkce byla příčinou neúspěchu této optimalizace. Útlumová charakteristika, kde dochází při hledání parazitních prvků k porovnávání, není monotónní funkcí, obsahuje lokální maxima a minima. Rychlost jedinců v jednotlivých prostorech je ovlivňována odchylkou Δ , která je výsledkem kriteriační funkce. V určité fázi optimalizace, vlivem nemonotónnosti útlumové charakteristiky, dojde k tomu, že odchylka v každém směru narůstá, i když výsledek ještě není optimální. Optimalizace tak uvízne na mrtvém bodě. Ukázka je na obr. 7.16 a 7.17, kde je optimalizován příklad vzniklý simulací reálného obvodového modelu filtru. Je simulován filtr Schurter 5110.1033.1 ($L_p = 0,4\text{mH}$, $C_y = 2,2\text{ nF}$, $C_x = 47\text{nF}$). Parazitní prvky byly zvoleny náhodně, tak aby padly do intervalu očekávaných hodnot (viz tab. 7.1) (zvoleno $C_{lp} = 1 \cdot 10^{-15}\text{F}$, $R_{lp} = 1 \cdot 10^7\ \Omega$, $L_{xs} = 1 \cdot 10^{-10}\text{ H}$, $R_{xs} = 5 \cdot 10^{-3}\ \Omega$, $L_{ys} = 1 \cdot 10^{-10}\text{ H}$, $R_{ys} = 1 \cdot 10^{-3}\ \Omega$). Z obrázků je patrné, že optimalizace nebyla úspěšná. Je vidět, že v útlumové charakteristice pro symetrický měřicí systém je optimalizován jeden zlom.

Tento zlom je ovšem v původním modelu způsoben jiným prvkem, což se projeví nesprávným zlomem v útlumové charakteristice pro asymetrický měřicí systém. I když se budou optimalizované prvky blížit ke svým správným rozměrům, chyba optimalizace bude narůstat a optimalizace uvízne.



Obr. 7.16 Simulace filtru Schurter 5110.1033.1 a výsledek neúspěšné optimalizace všech parazitních prvků současně v asymetrickém měřicím systému.



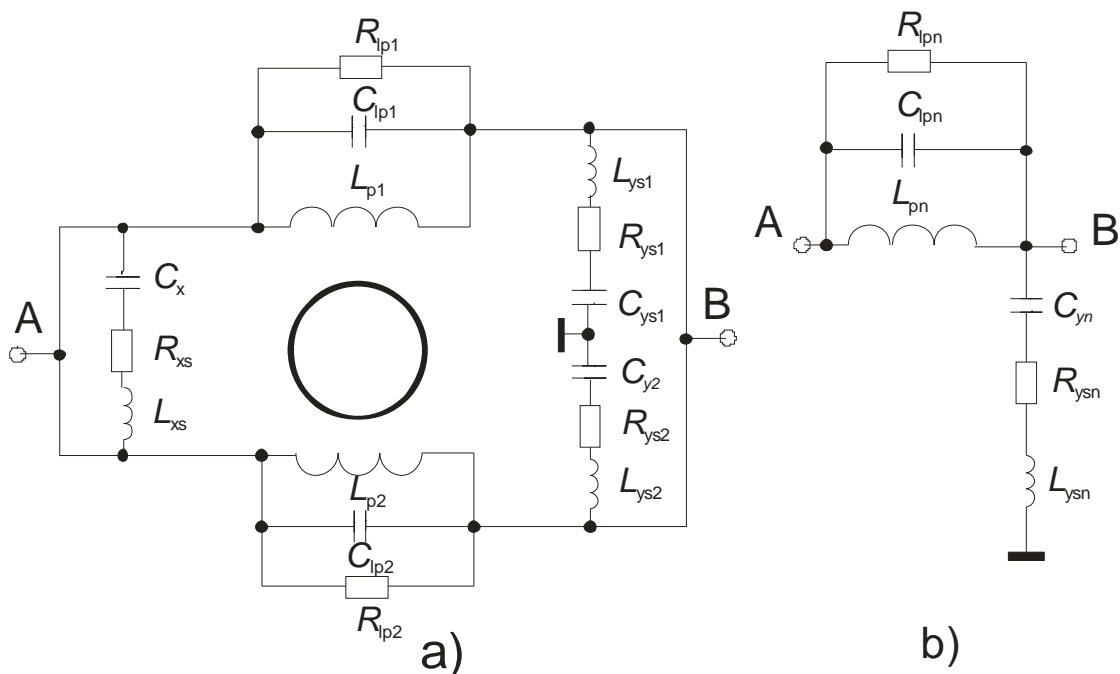
Obr. 7.17 Simulace filtru Schurter 5110.1033.1 a výsledek neúspěšné optimalizace všech parazitních prvků současně v symetrickém měřicím systému.

8 Zjištění parazitních prvků analýzou vložného útlumu

V předchozích kapitolách byl rozebrán vliv vlastních obvodových součástek a parazitních prvků síťového odrušovacího filtru. Reálný obvodový model (obr. 7.1) je složitý na popis a vyjádření vložného útlumu (kap. 4). Proto byly vytvořeny zjednodušené ekvivalentní obvody pro nejpoužívanější měřicí systémy. V této kapitole budou zjednodušené ekvivalentní obvody doplněny o parazitní prvky. Dále bude uvedena souvislost mezi zjednodušenými ekvivalentními obvody s parazitními prvky a útlumovou charakteristikou.

8.1 Zjednodušený ekvivalentní obvod s parazitními prvky pro asymetrický měřicí systém

Zjednodušený ekvivalentní obvod, který zahrnuje i vliv parazitních prvků, vychází z reálného obvodového modelu. Reálný obvodový model je v tomto případě oproti modelu z obr. 7.1 oproštěn od odporových parazitních prvků R_{xp} , R_{yp} a R_{ls} . Vliv těchto odporových parazitních prvků se projevuje pouze v propustném směru, kde došlo k mírnému zvýšení vložného útlumu. Takto upravený reálný obvodový model je na obr. 8.1 a, kde je zakreslena konfigurace vstupních a výstupních svorek v případě asymetrického měřicího systému. Základním předpokladem při tvorbě ekvivalentního obvodu je, že párové prvky (v obr. 8.1 rozlišeny indexem 1 nebo 2) jsou shodné, tzn. $L_{p1} = L_{p2} = L_p$ atd. V případě asymetrického měřicího systému je, vlivem připojení měřicích svorek, zkratován kondenzátor C_x i se svými parazitními prvky. Podélná větev obvodu je zakreslena na obr. 8.3 a. Všechny prvky jsou zde paralelně, lze tedy vytvořit ekvivalentní obvod obsahující pouze prvky se stejným charakterem (obr. 8.3 b). Hodnoty těchto ekvivalentních prvků budou odpovídat paralelnímu spojení dvou shodných prvků. Tím lze získat vztahy pro ekvivalentní obvodové prvky



Obr. 8.1 Reálný obvodový model filtru Schurter 5110.1033.1 (a), jeho zjednodušený ekvivalentní obvod v asymetrickém měřicím systému (b).

$$C_{lpn}^{asym} = 2 \cdot C_{lp}, \quad (8.1)$$

$$R_{lpn}^{asym} = \frac{R_{lp}}{2}. \quad (8.2)$$

Při řešení ekvivalentní cívky k proudově kompenzované tlumivce musí být započítán vliv vzájemné indukčnosti M mezi oběma tlumivkami. Ta je určena činitelem vazby k . Obecná proudově kompenzovaná tlumivka je znázorněna na obr. 4.3 a popsána rovnicemi (4.5). V našem řešení je zahrnut předpoklad, že tlumivky mají stejnou indukčnost (L_p) a vstupy a výstupy obou tlumivek jsou spojeny dle obr.8.3 (uzel $a = c$, $b = d$). Z toho vyplývá, že rozdělení proudů, které potečou přes jednotlivé tlumivky závisí na poměru indukčnosti tlumivek. Pokud jsou tedy tlumivky shodné, budou jimi protékat i stejné proudy. Lze psát

$$I_1 = I_2 = I, \quad (8.3)$$

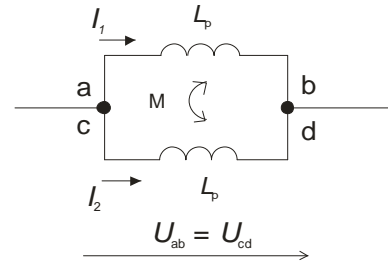
$$L_{p1} = L_{p2} = L_p, \quad (8.4)$$

$$M = k \cdot L_p, \quad (8.5)$$

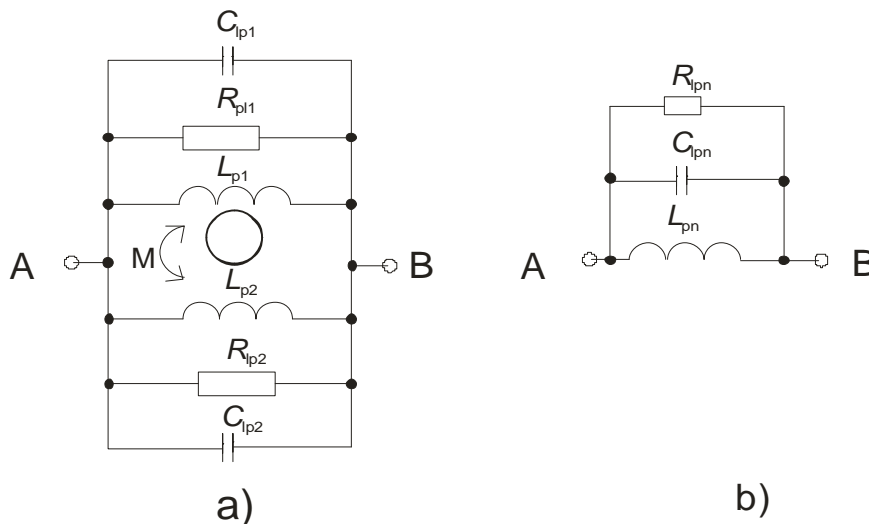
$$U_{ab} = U_{cd} = j \cdot \omega \cdot L \cdot I + j \cdot \omega \cdot M \cdot I = j \cdot \omega \cdot L \cdot (1+k) \cdot I. \quad (8.6)$$

Ze vztahu (8.6) je vidět, že za zmiňovaných předpokladů (vztahy (8.3) až (8.5)) lze proudově kompenzovanou tlumivku nahradit klasickým prvkem. Nyní již může být uváženo paralelní spojení cívek, které je patrné z obr. 8.3, a lze uvést vztah pro ekvivalentní cívku

$$L_{pn}^{asym} = \frac{L_p \cdot (1+k)}{2}. \quad (8.7)$$



Obr. 8.2 proudově kompenzovaná tlumivka v případě asymetrického měřicího systému.



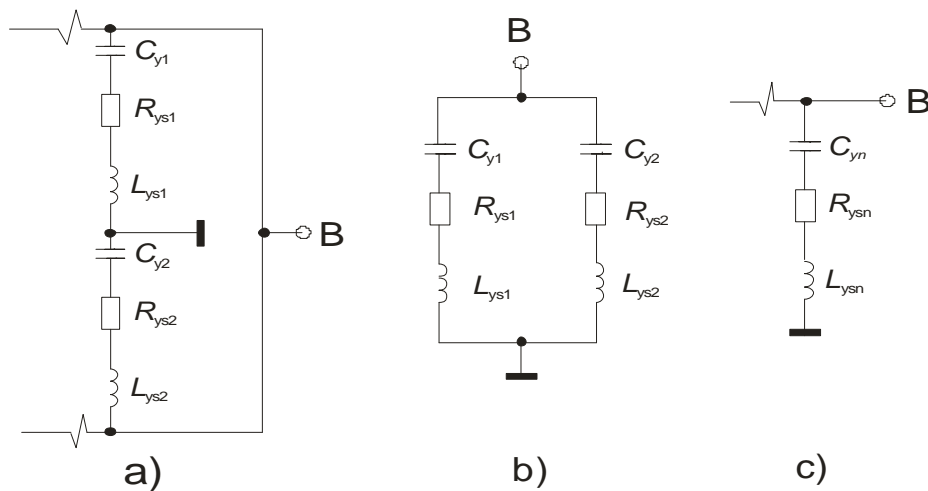
Obr. 8.3 Spojení párových prvků v podélné větvi při uvažování asymetrického měřicího systému (a), jejich náhrada v zjednodušeném ekvivalentním obvodu (b).

Příčná větev nahrazovaného obvodu je na obr. 8.4 a. Lze pozorovat, že dochází k paralelnímu spojení dvou sériových rezonančních obvodů. To v případě nestejných párových prvků způsobí dvě sériové rezonance, na rozdíl od případu v podélné větvi, kde by při různých párových prvcích vznikla pouze jedna rezonance (viz vliv na útlumovou charakteristiku z důvodu různých párových prvků kap. 7.3). Pokud zachováme předpoklad, že se párové prvky rovnají, můžeme psát vztahy pro ekvivalentní obvodové prvky. Hodnoty těchto ekvivalentních prvků budou odpovídat paralelnímu spojení prvků se stejným charakterem.

$$C_{yn}^{asym} = 2 \cdot C_y, \quad (8.8)$$

$$L_{ysn}^{asym} = \frac{L_{ys}}{2}, \quad (8.9)$$

$$R_{yn}^{asym} = \frac{R_{ys}}{2}. \quad (8.10)$$

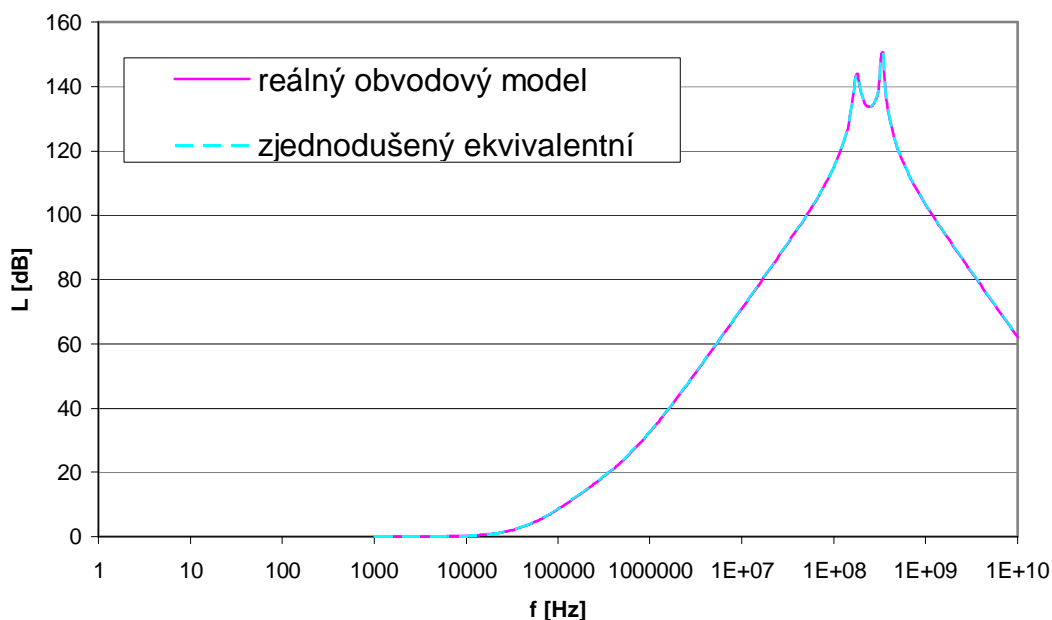


Obr. 8.4 Spojení párových prvků v příčné větvi při uvažování asymetrického měřicího systému (a), překresleno (b), náhrada v zjednodušeném ekvivalentním obvodu (c).

Výsledný ekvivalentní obvod, zahrnující parazitní prvky, je na obr. 8.1 b. Je patrné, že ekvivalentní obvod je pouze dvojbran, oproti čtyřbranu u reálného obvodového modelu. Ekvivalentní obvod lze tedy popsat čtyřpólovými parametry. Nejlépe jde ekvivalentní obvod popsat admitančními parametry, vycházejícími z admitanční matice (viz kap. 4.3). Pomocí získaných admitančních parametrů lze pomocí vztahu (6.3) získat útlumovou charakteristiku ekvivalentního obvodu. Vztah (6.3) je použitelný pro získání útlumové charakteristiky jak v asymetrickém, tak i v symetrickém měřicím systému, protože ekvivalentní obvody se v jednotlivých měřicích systémech liší zapojením, a tedy admitančními parametry. Na rozdíl od popisu filtru jako čtyřbranu, kdy je nutno odvodit vztah pro útlum v každém měřicím systému, ale na druhou stranu struktura obvodu a tedy i admitanční parametry jsou ve všech měřicích systémech stejné. Nutno podotknout, že při popisu filtru jako čtyřbranu je admitančních parametrů čtyřikrát více (Y_{11} až Y_{44}) a vztahy pro útlum v jednotlivých systémech jsou značně složitější. Proto se při výpočtu útlumové charakteristiky pomocí ekvivalentního obvodu šetří výpočetní výkon a tedy i čas potřebný k výpočtu.

Porovnání útlumové charakteristiky vzniklé dle reálného obvodového modelu filtru a zjednodušeného ekvivalentního obvodu je na obr. 8.5. Jsou zde uvedeny výsled-

ky simulace filtru Schurter 5110.1033.1 ($L_p = 0,4\text{mH}$, $C_y = 2,2\text{ nF}$, $C_x = 47\text{nF}$). Parazitní prvky byly zvoleny náhodně, tak aby padly do intervalu očekávaných hodnot (viz tab. 7.1) (zvoleno $C_{lp} = 1 \cdot 10^{-15}\text{F}$, $R_{lp} = 1 \cdot 10^7\ \Omega$, $L_{xs} = 1 \cdot 10^{-10}\text{ H}$, $R_{xs} = 5 \cdot 10^{-3}\ \Omega$, $L_{ys} = 1 \cdot 10^{-10}\text{ H}$, $R_{ys} = 1 \cdot 10^{-3}\ \Omega$). Je pozorovatelné, že útlumové charakteristiky se překrývají. Rozdíl obou charakteristik je nulový.



Obr. 8.5 Útlumová charakteristika reálného obvodového modelu a zjednodušeného ekvivalentního obvodu v asymetrickém měřicím systému.

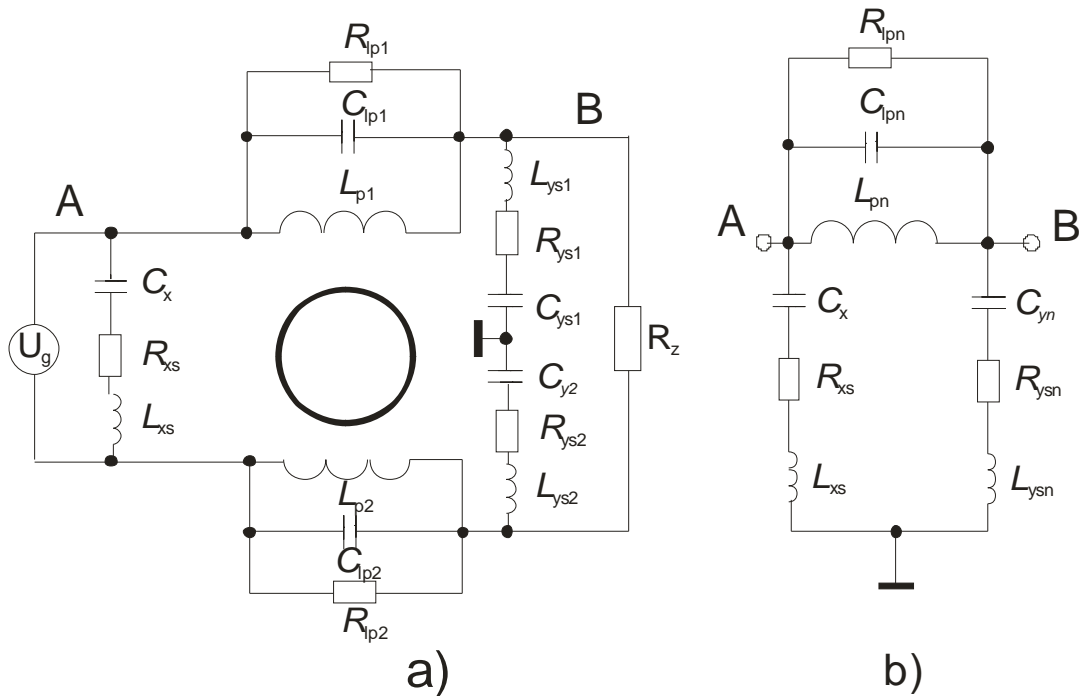
8.2 Zjednodušený ekvivalentní obvod s parazitními prvky pro symetrický měřicí systém

Ekvivalentní obvod zahrnující parazitní vlivy vychází z reálného obvodového modelu na obr. 8.6 a, kde je zakreslena i konfigurace v případě symetrického měřicího systému. V tomto měřicím systému se uplatní i příčná větev tvořená kondenzátorem C_x a jeho parazitními prvky. Tato větev se shodně projeví ve zjednodušeném ekvivalentním obvodu. Prvky C_x , L_{xs} , R_{xs} budou beze změny ve zjednodušeném ekvivalentním obvodu a nejsou pro ně potřeba přepočební vztahy. Další prvky jsou párové a opět uvažujeme předpoklad, že jsou shodné.

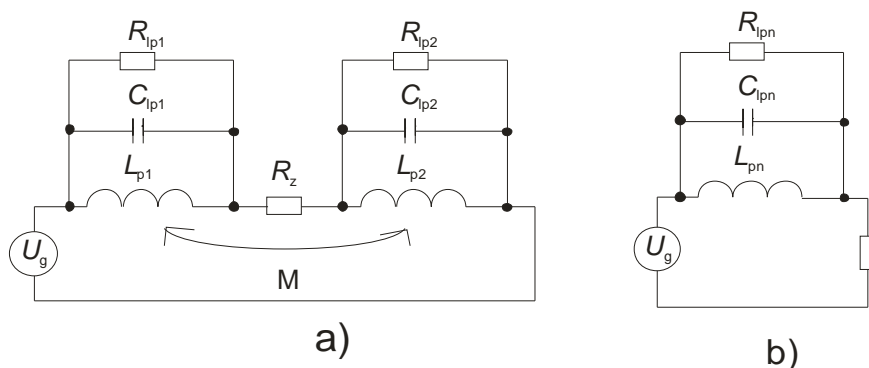
Podélná větev nahrazovaného obvodu, v případě zapojení v symetrickém měřicím systému, je uvedena na obr. 8.7 a. Jde o dva paralelní rezonanční obvody v sérii. Výsledný ekvivalentní obvod s jedním paralelním rezonančním obvodem je na obr. 8.7 b. Pokud by nebyl dodržen předpoklad shodných párových prvků v podélné větvi, nastaly by dvě rezonance a projevíly by se v útlumové charakteristice (viz kap. 7.3). Přepočební vztahy jsou založeny na sériovém spojení prvků se stejným charakterem

$$R_{lpn}^{\text{sym}} = R_{lp} \cdot 2, \quad (8.11)$$

$$C_{lpn}^{\text{sym}} = \frac{C_{lp}}{2}. \quad (8.12)$$



Obr. 8.6 Reálný obvodový model filtru Schurter 5110.1033.1 (a), jeho zjednodušený ekvivalentní obvod v symetrickém měřicím systému (b).



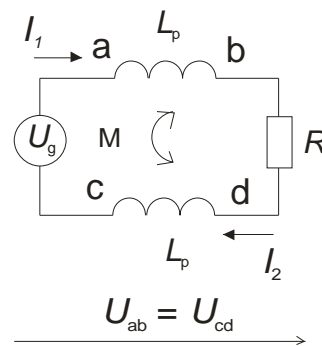
Obr. 8.7 Spojení párových prvků v podélné větvi při uvažování symetrického měřicího systému (a), náhrada v zjednodušeném ekvivalentním obvodu (b).

Při náhradě proudově kompenzované tlumivky dostáváme z obecného zapojení na obr. 4.3 zapojení, které respektuje symetrický měřicí systém, na obr. 8.8. Při předpokladu, že jsou tlumivky shodné, poteče přes ně stejný proud, ovšem přes každou z tlumivek opačným směrem

$$I_1 = -I_2, \quad (8.13)$$

$$L_{p1} = L_{p2} = L_p, \quad (8.14)$$

$$M = k \cdot L_p. \quad (8.15)$$



Obr. 8.8 proudově kompenzovaná tlumivka v případě symetrického měřicího systému.

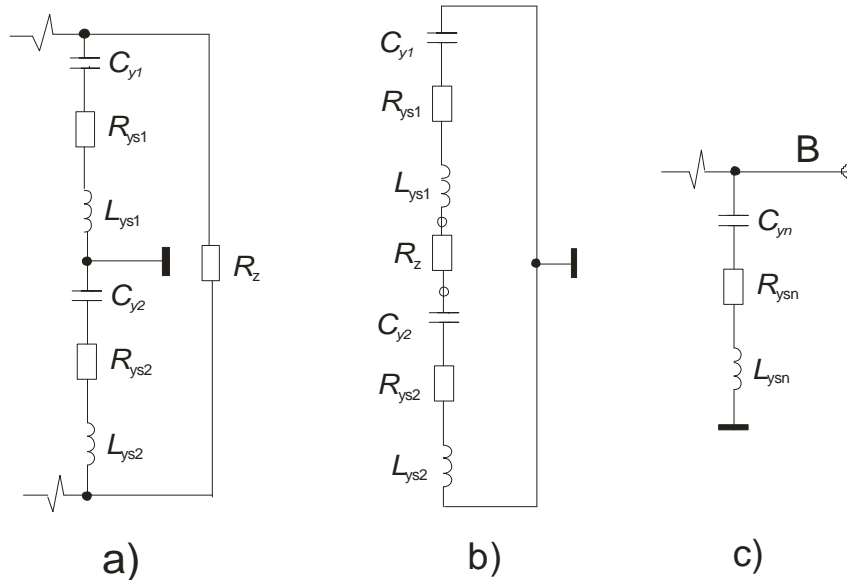
Za platnosti těchto podmínek je možno upravit vztah (4.5) pro obecnou proudově kompenzovanou tlumivku

$$U_{ab} = U_{cd} = j \cdot \omega \cdot L \cdot I + j \cdot \omega \cdot M \cdot (-I) = j \cdot \omega \cdot L \cdot (1 - k) \cdot I. \quad (8.16)$$

Po uvážení sériového spojení obou tlumivek lze uvést přepočtení vztah

$$L_n^{\text{sym}} = L_p \cdot (1 - k) \cdot 2, \quad (8.17)$$

který je platný pro proudově kompenzovanou tlumivku v symetrickém měřicím systému.



Obr. 8.9 Spojení párových prvků v příčné větvi při uvažování symetrického měřicího systému (a), překresleno (b), náhrada v zjednodušeném ekvivalentním obvodu (c).

Příčná větev reálného modelu filtru obsahující prvek C_y je zakreslena na obr. 8.9 a. Lze pozorovat, že při zapojení v symetrickém měřicím systému jsou zde všechny prvky v sérii. Prvky náhradního ekvivalentního obvodu v této příčné větvi získáme sériovým spojením prvků se stejným charakterem

$$C_{yn}^{\text{sym}} = \frac{C_y}{2}, \quad (8.18)$$

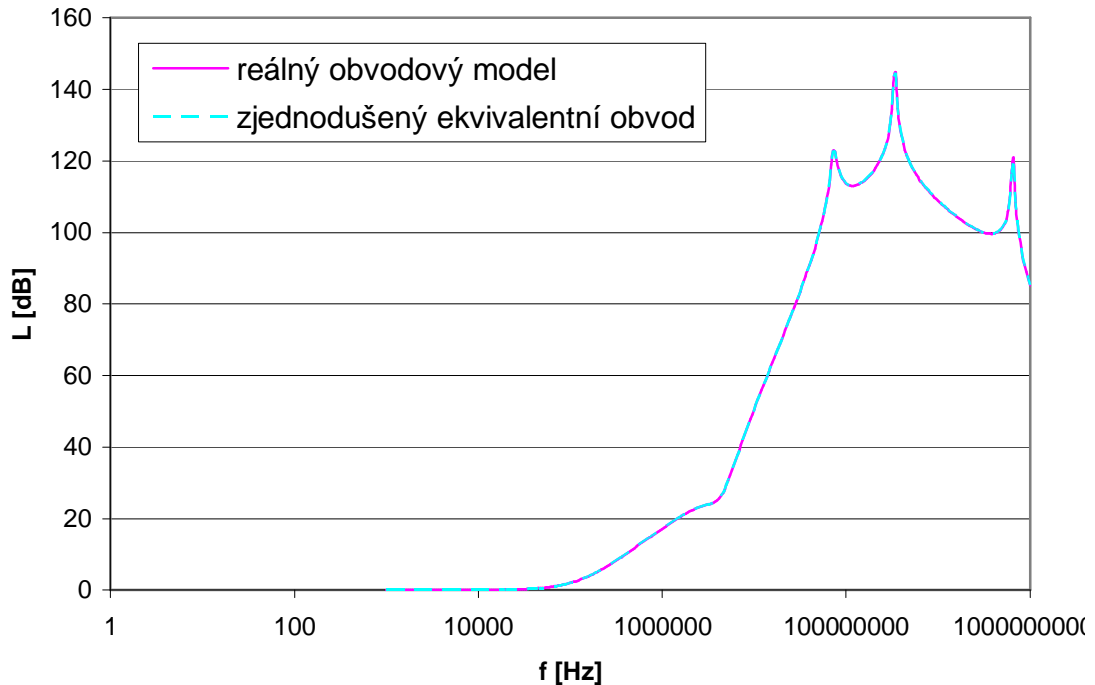
$$L_{yn}^{\text{sym}} = L_{ys} \cdot 2, \quad (8.19)$$

$$R_{yn}^{\text{sym}} = R_{ys} \cdot 2. \quad (8.20)$$

Předpokladem je, jak již bylo zmíněno, shodnost jednotlivých párových součástí. Pokud by shodné nebyly, nevzniklo by více rezonancí, pouze rezonanční frekvence by se, oproti případu shodných párových součástí, posunula (viz kap. 7.3).

Výsledný ekvivalentní obvod, zahrnující parazitní prvky, je na obr. 8.6 b. Je patrné, že ekvivalentní obvod je pouze dvojbran, oproti čtyřbranu u reálného obvodového modelu. Stejně jako v případě asymetrického měřicího systému lze obvod popsat čtyřpólovými parametry, z kterých lze získat útlumovou charakteristiku ekvivalentního obvodu. I zde platí, že vztah pro útlum je mnohem jednodušší než pro původní čtyřbránový obvod. Proto se při výpočtu útlumové charakteristiky pomocí ekvivalentního obvodu šetří výpočetní výkon a tedy i čas potřebný k výpočtu.

Porovnání útlumové charakteristiky vzniklé dle reálného obvodového modelu filtru a zjednodušeného ekvivalentního obvodu je na obr. 8.10. Simulace je provedena pro filtr Schurter 5110.1033.1 ($L_p = 0,4\text{mH}$, $C_y = 2,2\text{ nF}$, $C_x = 47\text{nF}$). Parazitní prvky byly zvoleny náhodně, tak aby padly do intervalu očekávaných hodnot (viz tab. 7.1) (zvoleno $C_{ip} = 1 \cdot 10^{-15}\text{F}$, $R_{ip} = 1 \cdot 10^7\ \Omega$, $L_{xs} = 1 \cdot 10^{-10}\text{ H}$, $R_{xs} = 5 \cdot 10^{-3}\ \Omega$, $L_{ys} = 1 \cdot 10^{-10}\text{ H}$, $R_{ys} = 1 \cdot 10^{-3}\ \Omega$). Je pozorovatelné, že útlumové charakteristiky se překrývají. Rozdíl obou charakteristik je nulový.



Obr. 8.10 Útlumová charakteristika reálného obvodového modelu a zjednodušeného ekvivalentního obvodu v symetrickém měřicím systému.

8.3 Určení frekvencí zlomů v útlumové charakteristice

Výhodou náhradního ekvivalentního obvodu nebylo pouze zjednodušení vztahu pro útlum a tedy rychlejší výpočet vložného útlumu. Zjednodušením se obvod stal přehlednějším a ukázaly se nové souvislosti mezi útlumovou charakteristikou filtru a náhradním ekvivalentním obvodem. Na obr. 8.11 jsou uvedeny zjednodušené ekvivalentní obvody pro asymetrický a symetrický měřicí systém. Lze si všimnout, že v nich je obsaženo několik rezonančních obvodů, které jsou vždy tvořeny vlastním obvodovým prvkem a jeho parazitními prvky. Každý z rezonančních obvodů rezonuje na frekvenci, která obecně vychází z Thompsonova vztahu [15]

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot p \sqrt{L \cdot C}} \quad (8.21)$$

Za L a C se dosadí konkrétní prvky pro daný rezonanční obvod. Rezonanční frekvence způsobují zlomy v útlumové charakteristice (viz kap. 7.2). Dále je uveden příklad pro filtr Schurter 5110.1033.1. Vlastní obvodové prvky jsou použity dle specifikace výrobce, parazitní prvky jsou zvoleny náhodně dle očekávaného rozmezí (tab. 7.1). Hodnoty prvků jsou přehledně zapsány v tab. 8.1. V této tabulce jsou i přepočtené hodnoty pro

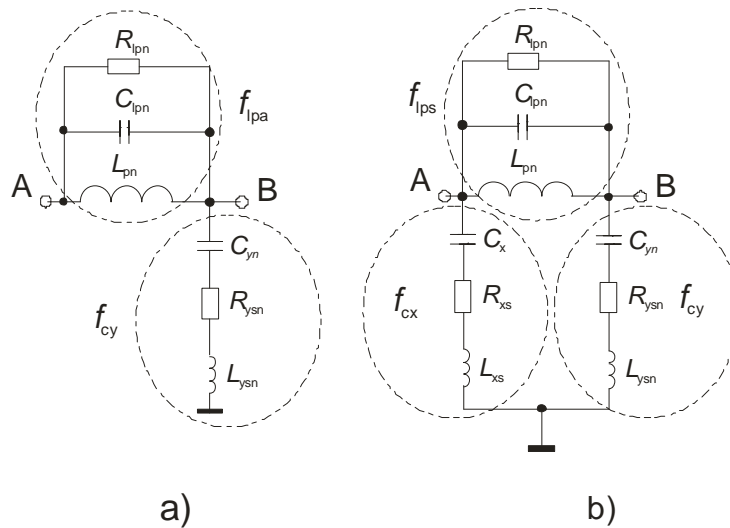
zjednodušené ekvivalentní obvody jak v asymetrickém, tak symetrickém měřicím systému. Dále jsou pro dílčí rezonanční obvody, vycházející ze zjednodušených ekvivalentních obvodů, vypočteny jejich rezonanční frekvence. Zde je uveden příklad výpočtu pro výpočet rezonanční frekvence pro sériový rezonanční obvod, který je tvořen vlastním obvodovým prvkem C_y a jeho parazitními prvky L_{ys} a R_{ys} . V asymetrickém systému dosadíme do vztahu (8.21) za prvky L a C akumulační prvky ze zjednodušeného ekvivalentního obvodu pro asymetrický systém

$$f_{cy}^{asym} = \frac{1}{2 \cdot p \sqrt{L_{ysn}^{asym} \cdot C_{yn}^{asym}}} = \frac{1}{2 \cdot p \cdot \sqrt{5 \cdot 10^{-11} \cdot 4,4 \cdot 10^{-9}}} = 339 \text{ MHz}. \quad (8.22)$$

Obdobný výpočet lze provést i pro symetrický měřicím systém, ovšem musí být dosazeny hodnoty ze zjednodušeného ekvivalentního obvodu pro symetrický měřicím systém

$$f_{cy}^{sym} = \frac{1}{2 \cdot p \sqrt{L_{ysn}^{sym} \cdot C_{yn}^{sym}}} = \frac{1}{2 \cdot p \cdot \sqrt{2 \cdot 10^{-10} \cdot 1,1 \cdot 10^{-9}}} = 339 \text{ MHz}. \quad (8.23)$$

Lze pozorovat, že rezonanční kmitočet byl shodný pro oba měřicím systémy. Tak je tomu pouze v tomto případě.



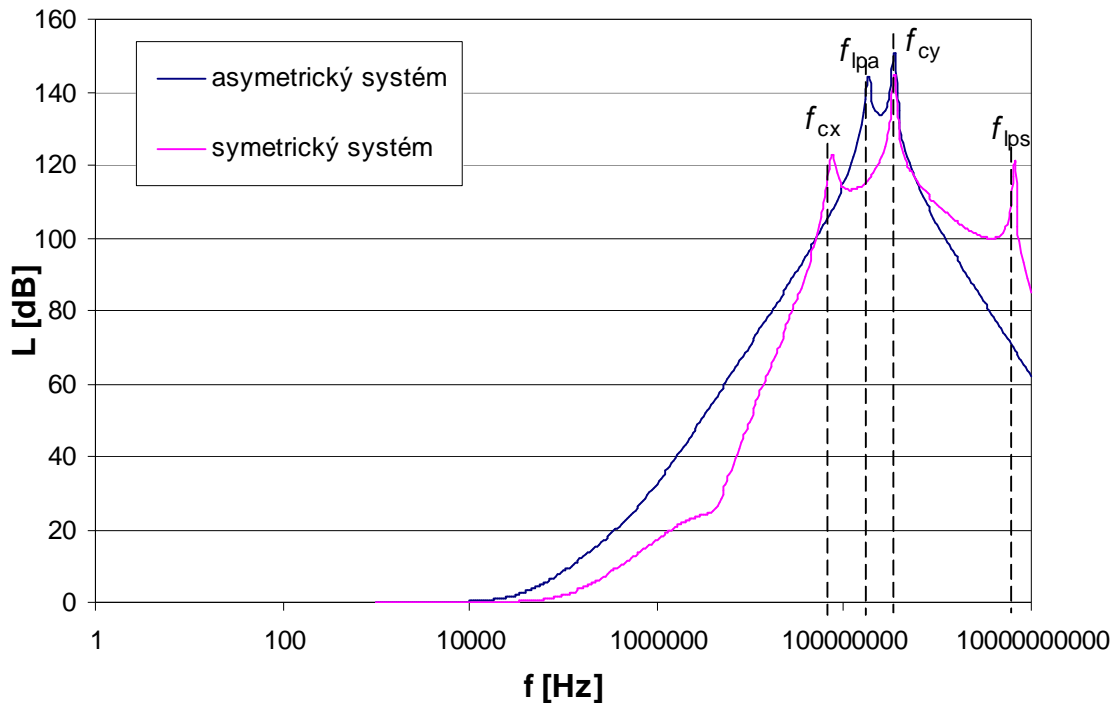
Obr. 8.11 zjednodušený ekvivalentní obvod filtru Schurter 5110.1033.1 v asymetrickém systému (a) a v symetrickém měřicím systému (b).

V obvodech pro oba měřicím systémy lze nalézt paralelní rezonanční obvod tvořený proudově kompenzovanou tlumivkou (nyní již nahrazenou obyčejnou cívkou L_{pn}) a jejími parazitními prvky zastoupenými ekvivalentními prvky C_{lpn} a R_{lpn} . V asymetrickém měřicím systému dostaneme

$$f_{lpa}^{asym} = \frac{1}{2 \cdot p \sqrt{L_{lpn}^{asym} \cdot C_{lpn}^{asym}}} = \frac{1}{2 \cdot p \cdot \sqrt{399,7 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^{-15}}} = 178 \text{ MHz}. \quad (8.24)$$

V symetrickém měřicím systému při uvážení odpovídajících hodnot náhradních prvků

$$f_{lps}^{sym} = \frac{1}{2 \cdot p \sqrt{L_{lpn}^{sym} \cdot C_{lpn}^{sym}}} = \frac{1}{2 \cdot p \cdot \sqrt{1,2 \cdot 10^{-6} \cdot 5 \cdot 10^{-16}}} = 6,61 \text{ GHz}. \quad (8.25)$$



Obr. 8.12 Útlumová charakteristika reálného obvodového modelu pomocí zjednodušených ekvivalentních obvodů v asymetrickém a symetrickém měřicím systému. Příklad pro filtr Schurter 5110.1033.1.

Lze pozorovat, že frekvence tohoto rezonančního obvodu byla v obou měřicích systémech různá. Je to dáno respektováním proudově kompenzované tlumivky do ekvivalentního obvodu vztahy (8.7) pro asymetrický měřicí systém a (8.17) pro symetrický měřicí systém. V obou vztazích vystupuje činitel vazby k . Magnetická vazba bývá v případě kompenzovaných tlumivek, použitých v síťových odrušovacích filtrech, těsná (činitel vazby k přesahující 0,9; viz výsledky optimalizace kap. 6). Při uvážení vztahů (8.7) a (8.17) je výsledná hodnota ekvivalentních tlumivek o dva řády odlišná v asymetrickém a symetrickém měřicím systému, což má konečný vliv na rozdíl rezonančních kmitočtů v obou měřicích systémech cca o řád.

Tab. 8.1 Tabulka prvků a rezonančních frekvencí, simulace filtru Schurter 5110.1033.1.

prvek	L_p	C_{lp}	R_{lp}	C_v	L_{vs}	R_{vs}	C_x	L_{xs}	R_{xs}	
jednotka	[mH]	[fF]	[MΩ]	[nF]	[nH]	[mΩ]	[nF]	[nH]	[mΩ]	
Reálný obvodový model	0,4	1	10	2,2	0,1	1	47	0,1	5	
Asym.	Zjednoduš. ekv. obvod	0,3997	2	5	4,4	0,05	0,5	-	-	-
	Rezonanční frekvence	$f_{lpa} = 178 \text{ MHz}$			$f_{cy} = 339 \text{ MHz}$			-		
Sym.	Zjednoduš. ekv. obvod	0,0012	0,5	20	1,1	0,2	2	47	0,1	5
	Rezonanční frekvence	$f_{lps} = 6,61 \text{ GHz}$			$f_{cy} = 339 \text{ MHz}$			$f_{cx} = 72,4 \text{ MHz}$		

Sériový rezonanční obvod, tvořený vlastním obvodovým prvkem C_x a jeho parazitními prvky L_{xs} a R_{xs} , se projeví pouze v symetrickém měřicím systému, kde vytvoří zlom v útlumové charakteristice na frekvenci

$$f_{cx}^{sym} = \frac{1}{2 \cdot p \sqrt{L_{xs} \cdot C_x}} = \frac{1}{2 \cdot p \cdot \sqrt{1 \cdot 10^{-10} \cdot 47 \cdot 10^{-9}}} = 73,4 \text{ MHz}, \quad (8.26)$$

tedy na rezonanční frekvenci tohoto obvodu. Přehled zlomů v útlumové charakteristice v obou měřicích systémech, způsobených jednotlivými rezonancemi, je na obr. 8.12.

8.4 Zjištění parazitních prvků z útlumové charakteristiky

V předchozí kapitole byl ukázán vztah mezi zlomy v útlumové charakteristice filtru a jeho náhradními ekvivalentními obvody v asymetrickém a symetrickém měřicím systému. Při řešení modelů odrušovacích filtrů se na základě útlumových charakteristik v dostupných měřicích systémech a obvodového modelu rozšířeného o parazitní prvky snažíme zjistit hodnoty těchto parazitních prvků. Základním předpokladem zde je, že reálný obvodový model, který je rozšířen o parazitní prvky, odpovídá skutečnosti. Je totiž možné, že doposud uvažovaný reálný obvodový model není kompletní, tedy nejsou v něm zahrnuty všechny parazitní prvky. Proto v této podkapitole bude příklad pro náhodně zvolené parazitní prvky a jimi vytvořenou útlumovou charakteristiku. Jedná se o příklad pro filtr Schurter 5110.1033.1, na kterém byl demonstrován vliv jednotlivých rezonancí v kap. 8.3. Obvodové a parazitní prvky jsou přehledně uvedeny v tab. 8.1 a útlumové charakteristiky v obou měřicích systémech jsou na obr. 8.12.

Nejprve byly v útlumové charakteristice nalezeny zlomové kmitočty. Využívalo se toho, že frekvenční zlom tvoří v útlumové charakteristice lokální extrém (maximum), a tedy derivace v tomto bodě mění své znaménko. Byly nalezeny, jak je patrné z obr. 8.12, dva frekvenční zlomy v útlumové charakteristice pro asymetrický měřicí systém a tři zlomy v útlumové charakteristice pro symetrický měřicí systém.

Nyní je třeba přisoudit zlomové kmitočty jednotlivým rezonančním obvodům z náhradních ekvivalentních obvodů (obr. 8.11). Z předchozí kapitoly je známo, že rezonanční frekvence, pro rezonanční obvod tvořený prvkem C_y a jeho parazitami L_{ys} a R_{ys} , je stejná v asymetrickém i symetrickém měřicím systému. Proto srovnáním nalezených frekvencí jednotlivých zlomů lze snadno určit, který zlom náleží rezonančnímu obvodu tvořenému prvkem C_y a jeho parazitami. Uvažujme, že vlastní obvodové prvky známe (viz kap. 6.6). Resonanční frekvence je určena Thompsonovým vztahem (8.21), kde vystupují neznámé L_{ys} a C_y . Při známé hodnotě C_y a zjištěné frekvenci určíme hodnotu neznámé parazitní indukčnosti

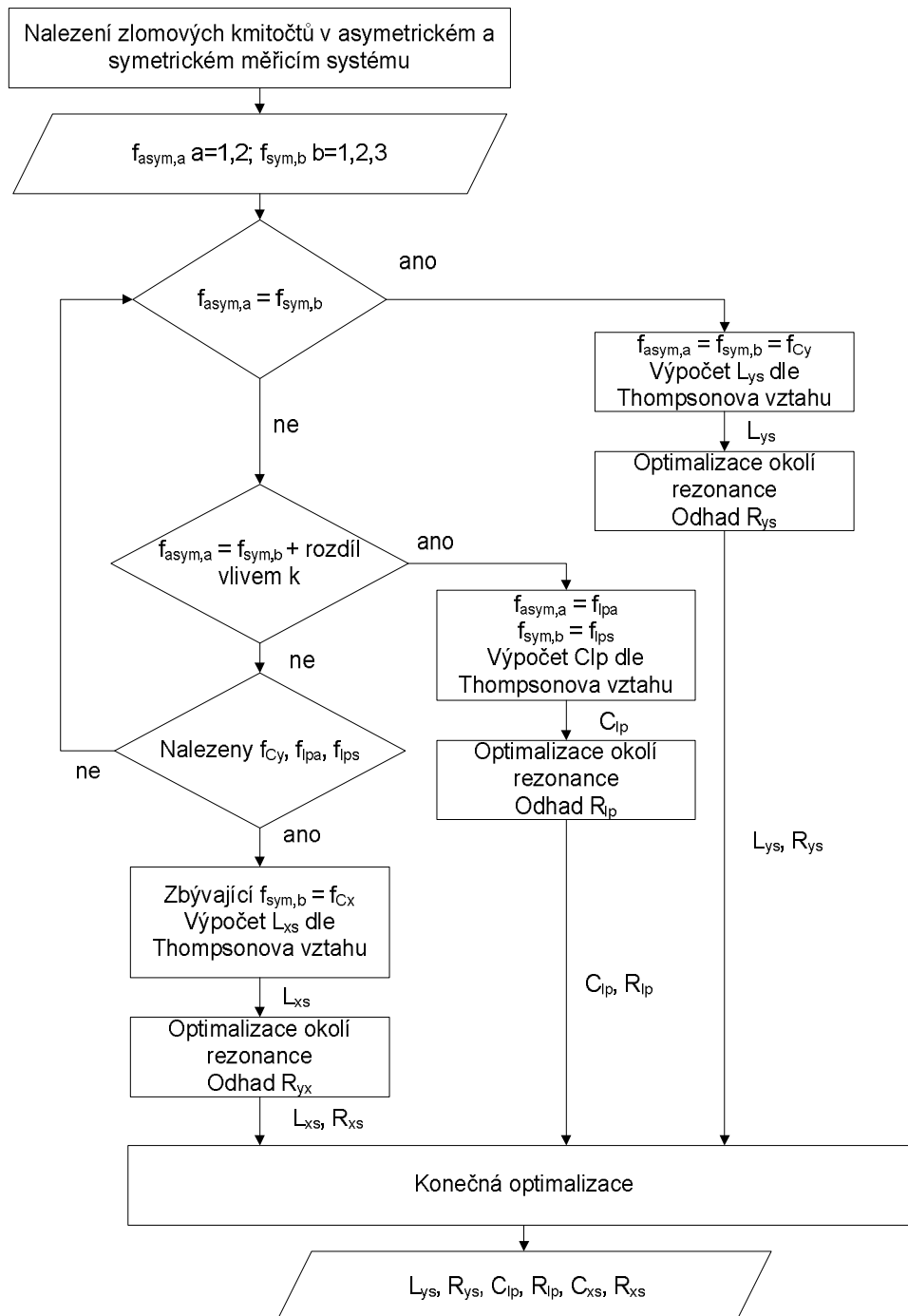
$$L_{ysn} = \frac{1}{f_y^2 \cdot 4 \cdot p^2 \cdot C_{yn}}. \quad (8.27)$$

Kde f_y je frekvence zlomu pro rezonanci prvku C_y . C_{yn} a L_{yn} jsou prvky zjednodušeného ekvivalentního schématu v asymetrickém, či symetrickém měřicím systému. Je libovolné, ve kterém měřicím systému budeme zjednodušené ekvivalentní schéma uvažovat, pouze je nutné použít přepočtení vztahy pro daný měřicí systém, a tím získat hodnotu parazitní indukčnosti L_{ys} .

Dále je známo, že se rezonanční obvod, tvořený proudově kompenzovanou tlumivkou L_p a jejími parazitními prvky C_{lp} a R_{lp} , projevuje v obou měřicích systémech. Vlivem odlišného působení magnetické vazby na proudově kompenzovanou tlumivku v obou měřicích systémech budou frekvence zlomů v útlumové charakteristice odlišné.

Při známém činiteli vazby k , lze při nalezení zlomové frekvence v asymetrickém měřicím systému určit frekvenci zlomu v útlumové charakteristice pro symetrický měřicí systém. Při uvažování vztahů (8.7) a (8.17) dostáváme

$$f_{lp}^{sym} = f_{lp}^{asym} \cdot \sqrt{\frac{1+k}{1-k}}, \quad (8.28)$$



Obr. 8.13 Vývojový diagram hledání parazitních prvků na základě zlomových kmitočtů.

kde f_{lp}^{sym} je frekvence zlomu v symetrickém měřicím systému a f_{lp}^{asym} je frekvence zlomu v asymetrickém měřicím systému. Stejně tak lze při znalosti frekvence zlomu v symetrickém měřicím systému určit frekvenci zlomu v asymetrickém měřicím systému

$$f_{lp}^{asym} = f_{lp}^{sym} \cdot \sqrt{\frac{1-k}{1+k}}. \quad (8.29)$$

Pokud zlomové kmitočty v útlumové charakteristice v symetrickém a asymetrickém měřicím systému splňují vztahy (8.28) a (8.29), lze je přisoudit k rezonančnímu obvodu, který je tvořen proudově kompenzovanou tlumivkou a jejími parazitními prvky. Při znalosti indukčnosti proudově kompenzované tlumivky lze vyjádřit pomocí zlomových frekvencí parazitní kapacita C_{lp} .

$$C_{lpn} = \frac{1}{f_{lp}^2 \cdot 4 \cdot p^2 \cdot L_{pn}}, \quad (8.30)$$

kde f_{lp} je zlomový kmitočet v asymetrickém či symetrickém měřicím systému a C_{lpn} a L_{pn} jsou prvky zjednodušeného ekvivalentního obvodu pro uvažovaný měřicí systém. Parazitní kapacitu C_{lp} dostaneme po aplikování přepočteního vztahu pro daný měřicí systém.

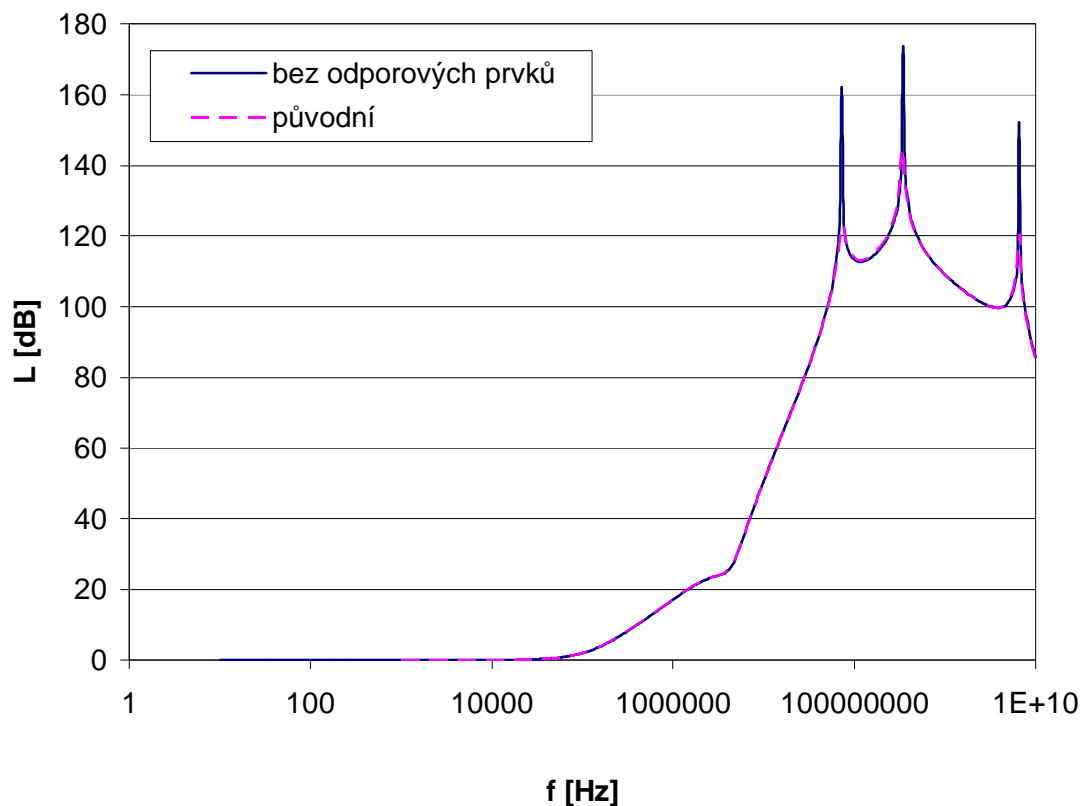
Pokud bude nalezen správný počet zlomových kmitočtů, pak po identifikaci zlomových kmitočtů pro rezonanční obvody, tvořené vlastními obvodovými prvky L_p a C_y , pomocí výše uvedených postupů, zůstane v symetrickém měřicím systému jeden zlomový kmitočet. Tento zlomový kmitočet lze přisoudit rezonančnímu obvodu, který tvoří kondenzátor C_x a jeho parazitní prvky L_{ys} a R_{ys} . Tento rezonanční obvod lze nalézt pouze v zjednodušeném ekvivalentním obvodu pro symetrický měřicí systém, a tedy se uplatní pouze v útlumové charakteristice pro tento měřicí systém. Při určení zlomového kmitočtu lze určit hodnotu parazitní indukčnosti

$$L_{xs} = \frac{1}{f_{cx}^2 \cdot 4 \cdot p^2 \cdot C_x}. \quad (8.31)$$

f_{cx} je frekvence zlomu v symetrickém měřicím systému. Vývojový diagram popisující určování prvků modelu, přičemž se využívá lokalizace a identifikace zlomových kmitočtů, je uveden na obr. 8.13.

Na obr. 8.14 je zobrazena útlumová charakteristika v symetrickém měřicím systému, vytvořená na základě vlastních obvodových prvků a nalezených akumulčních prvků. Odporové parazitní prvky zatím nebyly uvažovány. V porovnání je zobrazena simulovaná útlumová charakteristika pro daný příklad, kdy jsou uvažovány i odporové parazitní prvky. Lze pozorovat, že zlomové frekvence jsou pro obě charakteristiky totožné, což nasvědčuje správnému určení akumulčních parazitních prvků. Odporové parazitní prvky, jak již bylo uvedeno v kap. 7.1, snižují strmost nárůstu útlumu. Špičky v útlumové charakteristice, tvořené frekvenčními zlomy, jsou tedy odporovými parazitními prvky zatlumeny (obr. 8.14), ale na frekvenci zlomů nemají parazitní odporové prvky vliv.

Z předchozího postupu jsou frekvenční zlomy v útlumové charakteristice přiřazeny jednotlivým rezonančním obvodům, které vznikly ve zjednodušených ekvivalentních obvodech. Každý z těchto rezonančních obvodů obsahuje jeden odporový parazitní prvek. Tento jeden odporový parazitní prvek ovlivňuje příslušný zlom v útlumové charakteristice. Odporový parazitní prvek R_{ys} ovlivňuje zlomy způsobené prvky C_y a L_{ys} , které se projevují v obou měřicích systémech. Stejně tak odpor R_{lp} ovlivňuje zlomy způsobené prvky L_p a C_{lp} . Odpor R_{xs} ovlivňuje zlom způsobený prvky C_x a L_{xs} . Zlom nastane pouze v symetrickém měřicím systému.



Obr. 8.14 Útlumová charakteristika v symetrickém měřicím systému pro nalezené akumulční parazitní prvky.

Skutečnosti, že lze určit, ve které části útlumové charakteristiky jednotlivé odporové parazitní prvky působí, se využívá při jejich optimalizaci. K optimalizaci se opět používá metoda roje částic, popsána v kap. 5. Optimalizuje se pouze jeden odporový parazitní prvek, optimalizace je tedy jednorozměrná. Kriteriační funkce, použitá v optimalizaci, je založená na porovnání útlumových charakteristik. Porovnává se zadaná útlumová charakteristika, pro kterou chceme zjistit hodnoty parazitních prvků, s útlumovou charakteristikou, která je vygenerována v daném kroku optimalizace. Ta se mění na základě hledaného odporového prvku. Porovnání se děje pouze v určitém kmitočtovém rozmezí, které se určí v těsné blízkosti zlomu, který daný odporový prvek ovlivňuje. Při hledání odporových prvků R_{ys} a R_{lp} , se porovnávají útlumové charakteristiky v obou měřicích systémech. Při optimalizaci prvku R_{xs} se porovnávají útlumové charakteristiky pouze v symetrickém měřicím systému (v asymetrickém systému daný prvek nepůsobí).

V každém kroku optimalizace dojde k vyčíslení admitančních parametrů. Dále se s určitým frekvenčním krokem spočte útlum pro frekvence v kmitočtovém rozmezí. Toto se provede zvlášť pro asymetrický i symetrický měřicí systém. Pro oba měřicí systémy se stanoví odchylka

$$\Delta_A = \sum_f (L_{Avyp} - L_A)^2, \quad (8.32)$$

$$\Delta_S = \sum_f (L_{Svyp} - L_S)^2. \quad (8.33)$$

Index $_A$ značí asymetrický systém, index $_S$ značí symetrický měřicí systém. L_{vyp} je vypočtená hodnota útlumu (kap. 4) a L je daná hodnota útlumu pro jednu frekvenci. Odchylka na jedné frekvenci se určí jako kvadrát rozdílu vypočteného a správného útlumu. Výsledná odchylka pro daný měřicí systém se určí jako součet odchylek na všech frekvencích. Výsledkem kriteriální funkce při optimalizaci prvku R_{xs} je odchylka Δ_s . V případě optimalizace prvků R_{lp} a R_{ys} je výsledkem kriteriální funkce součet odchylky pro oba měřicí systémy

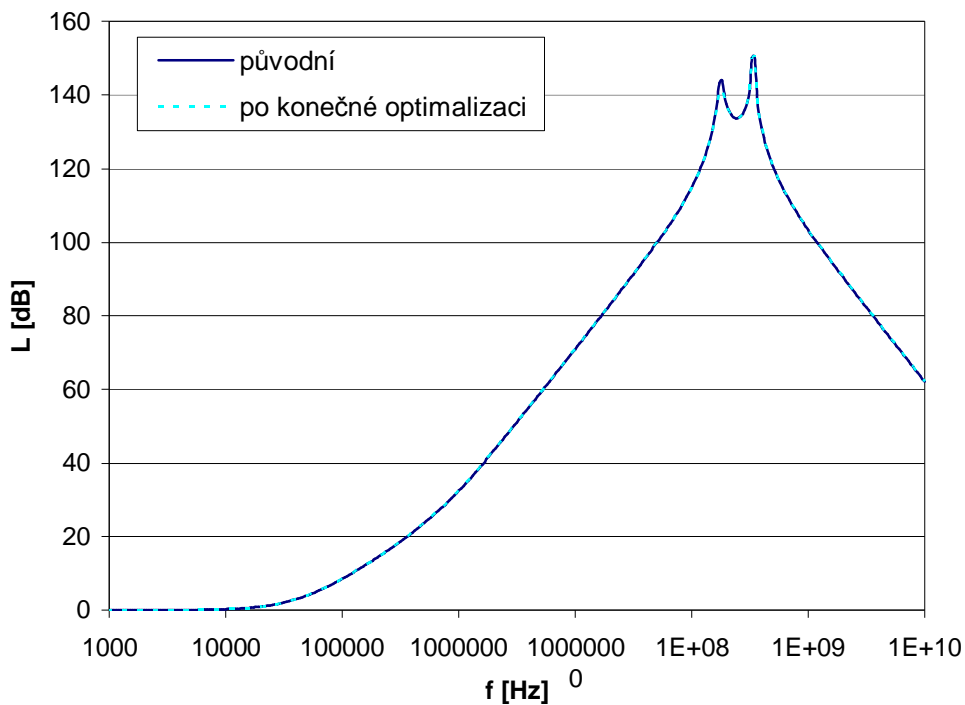
$$\Delta = \Delta_A + \Delta_S. \quad (8.34)$$

Výsledek kriteriální funkce ovlivňuje velikost a směr rychlosti jedinců dle vztahu (5.1). Inerciální váha w byla zvolena $w = 0,729$. Konstanty c_1 a c_2 byly zvoleny $c_1 = c_2 = 1,494$. Byly zkoušeny i jiné varianty nastavení, ale ve většině případů byla optimalizace s uvedeným nastavením nejúspěšnější. Počet jedinců byl volen kolem 30 a počet opakování až 50. Optimalizace byla prováděna opakovaně. Parametrem pro posouzení optimalizace byl výsledek kriteriální funkce, tedy konečná odchylka útlumových charakteristik.

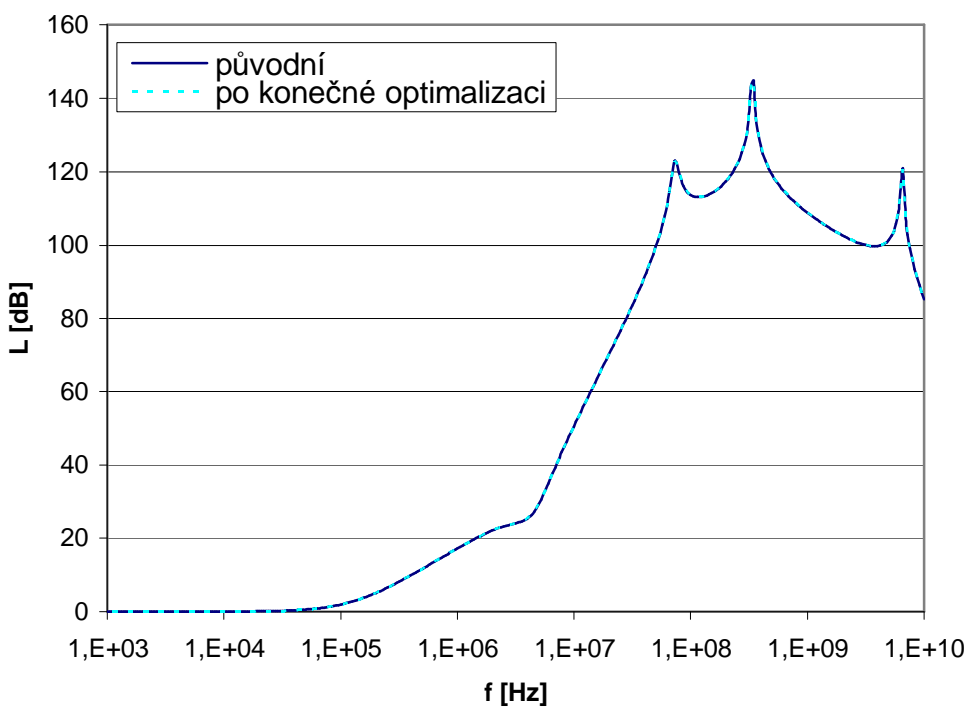
Po nalezení jednotlivých odporových parazitních prvků pomocí jednorozměrné optimalizace následovala konečná optimalizace. Byl použit stejný typ optimalizace, tedy metoda roje částic. Do konečné optimalizace vstupovaly všechny hledané parazitní prvky (C_{lp} , L_{ys} , L_{xs} , R_{lp} , R_{ys} , R_{xs}). Optimalizace měla tedy šest rozměrů. Předpokladem této optimalizace byly předchozí postupy, tedy nalezení akumulčních a parazitních prvků a optimalizace jednotlivých odporových prvků. Po tomto postupu jsou hledané prvky již s jistou tolerancí nalezeny. Toho se využije při nastavení hranic jednotlivých prostorů. Hranice jednotlivých prostorů jsou nastaveny relativně těsně podle dosud nalezených hodnot parazitních prvků (u akumulčních parazitních prvků na 80% až 120% nalezené hodnoty, u odporových parazitních prvků je povolena změna o dva řády oproti nalezené hodnotě). Takto těsné nastavení hranic umožňuje použití stejné kriteriální funkce jako v předchozím případě (porovnávání zadané a optimalizované útlumové charakteristiky v každém kroku optimalizace; vztahy (8.32) až (8.34)), aniž by optimalizace ztroskotala na lokálních maximech a minimech v útlumové charakteristice, jako v případě širších hranic jednotlivých prostorů (viz kap. 7.4). Lokální maxima jsou totiž postihnuta nalezením akumulčních prvků. Porovnávání zadané a optimalizované útlumové charakteristiky probíhalo v kmitočtovém rozmezí, kde se uplatňovaly parazitní prvky. Nebylo chybou, pokud do porovnávaného kmitočtového rozmezí byly zahrnuty i nižší frekvence, na kterých se ještě parazitní prvky neprojevovaly, ale zvyšovala se tím výpočetní náročnost optimalizace. Porovnávaly se současně charakteristiky v obou měřicích systémech. Nastavení optimalizace bylo podobné jako v předchozím případě, byl volen vyšší počet jedinců 50 a počet opakování 100.

Tab. 8.2 Tabulka optimalizovaných parazitních prvků.

parazitní prvek	nastavená hodnota	určeno ze zlomů a jednorozměrné opt.	konečná optimalizace
C_{lp}	1 fF	0,9662 fF	1,0002 fF
L_{ys}	0,1 nH	0,0956 nH	0,0993 nH
L_{xs}	0,1 nH	0,1082 nH	0,0992 nH
R_{lp}	10 M Ω	4,6571 M Ω	7,2051 M Ω
R_{ys}	1 m Ω	8,8087 m Ω	0,0879 m Ω
R_{xs}	5 m Ω	5,2613 m Ω	4,9980 m Ω



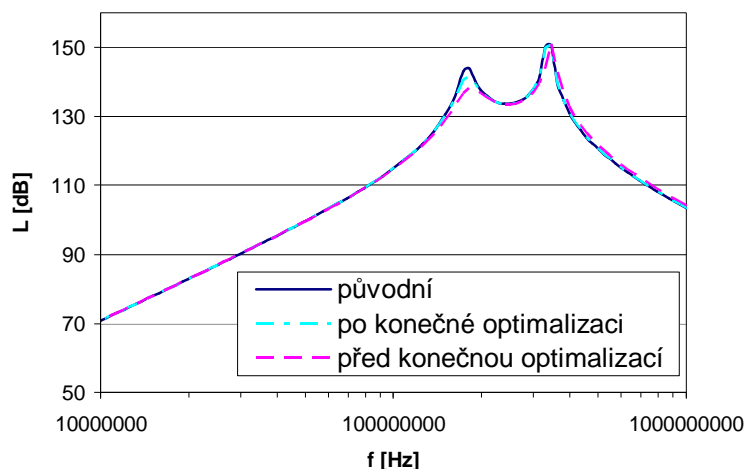
Obr. 8.15 Útlumová charakteristika v asymetrickém měřícím systému po konečné optimalizaci parazitních prvků.



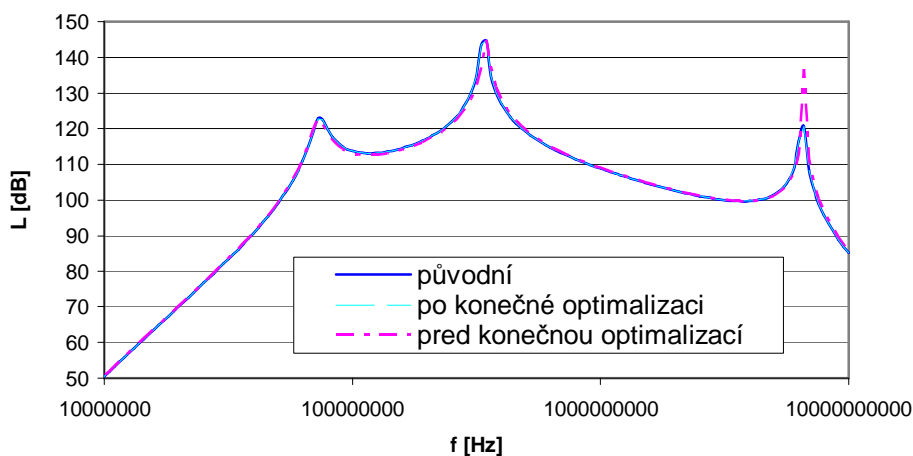
Obr. 8.16 Útlumová charakteristika v symetrickém měřícím systému po konečné optimalizaci parazitních prvků.

Výsledky optimalizace jsou uvedeny v tab. 8.2. Zkoumané útlumové charakteristiky vznikly simulací z hodnot uvedených ve sloupci nastavená hodnota. Druhý sloupec tabulky ukazuje hodnoty akumulčních parazitních prvků určených ze zlomů ve frekvenční charakteristice a hodnoty odporových prvků určených jednorozměrnou optimalizací. Ve sloupci konečná optimalizace jsou hodnoty parazitních prvků jako výsledek konečné optimalizace. Chyba konečné optimalizace, definována vztahem (6.10), je $\varepsilon_{ko} = 0,34$ dB/vzorek. Za stejných podmínek je chyba při uvažování hodnot parazitních prvků před konečnou optimalizací $\varepsilon_{po} = 9,57$ dB/vzorek.

Na obr. 8.15 a 8.16 je uvedena útlumová charakteristika po konečné optimalizaci ve srovnání se zadanou útlumovou charakteristikou. Lze pozorovat aproximaci obou průběhů. Na obr. 8.17 a 8.18 jsou uvedeny výřezy z útlumových charakteristik v oblasti frekvenčních zlomů, tedy v oblasti působení optimalizovaných parazitních prvků. Lze pozorovat, že před konečnou optimalizací je průběh také aproximován. Vlivem porovnávání pouze úseků v okolí zlomových kmitočtů u jednorozměrných optimalizací, je ale odchylka od zadaného průběhu větší než po konečné optimalizaci.



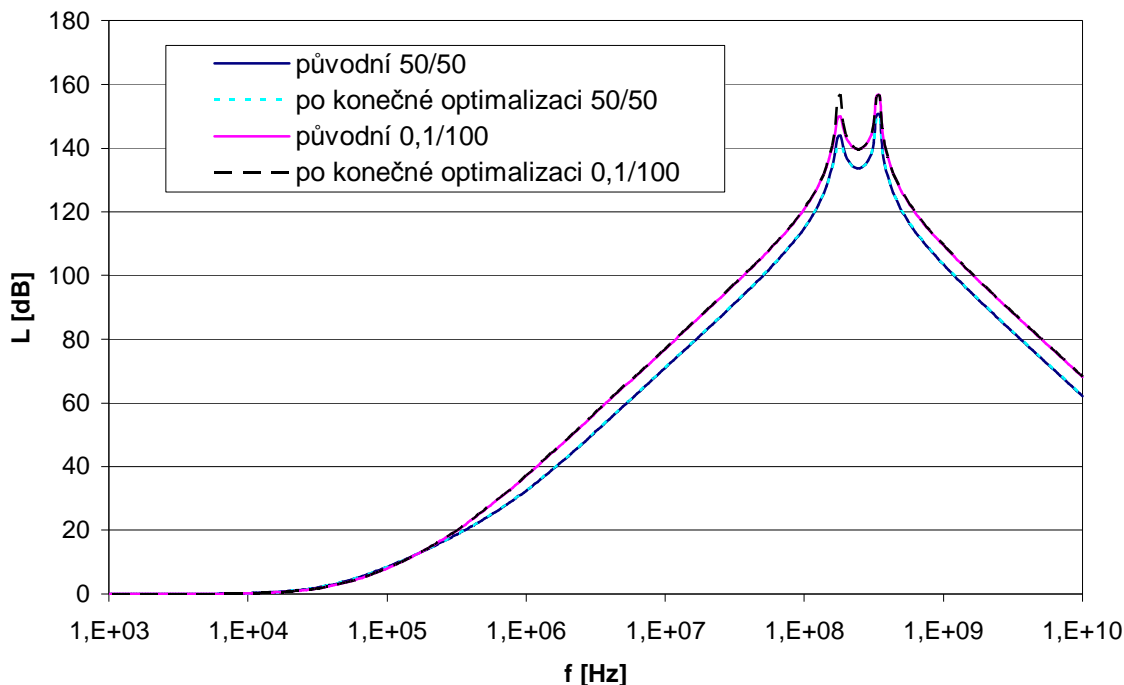
Obr. 8.17 Část útlumové charakteristiky v asymetrickém měřicím systému porovnávající stav před a po konečné optimalizaci.



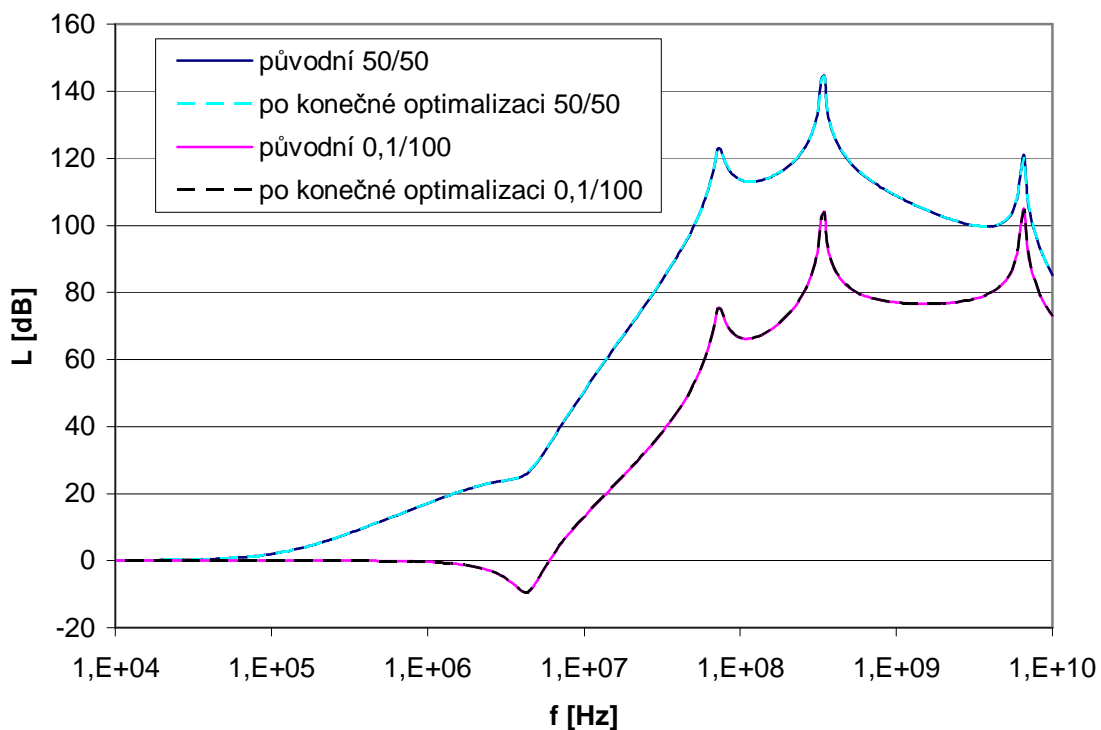
Obr. 8.18 Část útlumové charakteristiky v symetrickém měřicím systému porovnávající stav před a po konečné optimalizaci.

Na následujících obrázcích jsou uvedeny útlumové charakteristiky pro jiné impedanční systémy ($0,1 \Omega/100 \Omega$ a $100 \Omega/0,1 \Omega$). V obrázcích jsou pro porovnání uvedeny útlumové charakteristiky pro doposud uvažovaný impedanční systém $50 \Omega/50 \Omega$. V obrázcích jsou uvedeny jak útlumové křivky vzniklé simulováním původního modelu, jehož parazitní prvky jsou hledány, tak útlumové křivky získané z nalezených parazitních prvků po konečné optimalizaci. Z obrázků lze pozorovat, že útlumové charakteristiky zadané a po konečné optimalizaci se shodují i v jiných impedančních systémech. To ukazuje, že model je variabilní pro různé impedanční systémy a také, jak již bylo ukázáno, pro různé měřicí systémy. Což je velmi výhodné, zvláště pro získávání tzv. nejhoršího případu – *Worst-case*. Vstupní a výstupní impedance jsou ze své podstaty neurčitě, jejich hodnoty pro určité metody měření jsou definovány v [3].

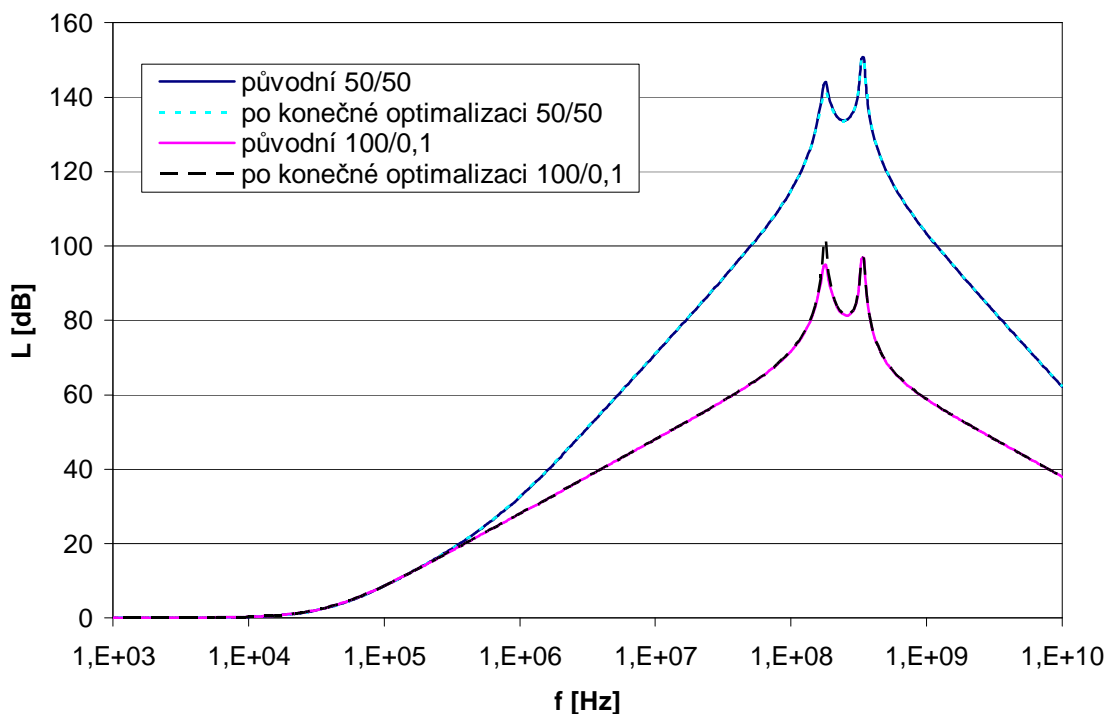
Srovnáním útlumových charakteristik v různých impedančních systémech lze pozorovat, že frekvence zlomů se s uvažovaným impedančním systémem nemění. To platí, pokud jsou impedance na vstupu a výstupu filtru reálné. Pak impedance na vstupu a výstupu filtru ovlivňují působení jednotlivých odporových parazitních prvků a útlumová charakteristika je více či méně tlumena odporovými parazitními prvky.



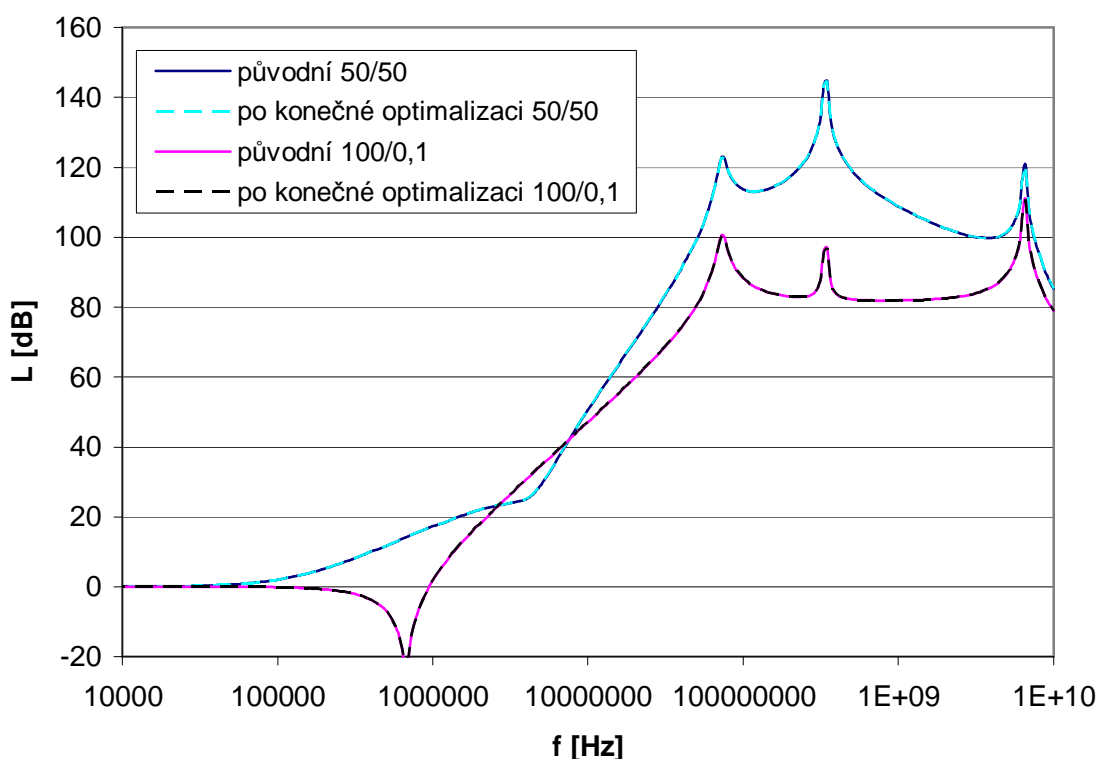
Obr. 8.19 Útlumová charakteristika pro impedanční systémy $0,1 \Omega/100 \Omega$ a $50 \Omega/50 \Omega$ v asymetrickém měřicím systému.



Obr. 8.20 Útlumová charakteristika pro impedanční systémy $0,1 \Omega/100 \Omega$ a $50 \Omega/50 \Omega$ v symetrickém měřicím systému.



Obr. 8.21 Útlumová charakteristika pro impedanční systémy $100 \Omega/0,1 \Omega$ a $50 \Omega/50 \Omega$ v asymetrickém měřicím systému.



Obr. 8.22 Útlumová charakteristika pro impedanční systémy $100 \Omega/0,1 \Omega$ a $50 \Omega/50 \Omega$ v symetrickém měřicím systému.

8.5 Hodnocení získání parazitních prvků analýzou vložného útlumu

Základním předpokladem této metody je platnost reálného obvodového modelu odrušovacího filtru pro vyšší frekvence (obr. 7.1). Je totiž možné, že doposud uvažovaný reálný obvodový model není kompletní, tedy nejsou v něm zahrnuty všechny parazitní prvky. Toto je zvláště možné u proudově kompenzované tlumivky, jejíž parazitní prvky budou zřejmě dominantní. Kondenzátory použité u síťových odrušovacích filtrů budou zřejmě kvalitnější a tudíž jejich parazitní prvky se mohou začít projevovat až na mnohem vyšších frekvencích, než jsme schopni kvalitně proměřit. Pro potvrzení či vyvrácení těchto teorií je nutno proměřit jednotlivé typické prvky, které jsou základem pro obvod síťového odrušovacího filtru (proudově kompenzovaná tlumivka, kondenzátory typu X a Y). Na základě těchto měření určit náhradní obvody těchto prvků, pomocí kterých by byl vytvořen konečný reálný model odrušovacího filtru.

Dalším předpokladem této metody je, že zlomy v útlumové charakteristice, které jsou způsobeny rezonancemi v náhradních ekvivalentních obvodech, jsou dobře identifikovatelné. Když odporový parazitní prvek hodně zatlumí tuto rezonanci, zlom v útlumové charakteristice nebude dobře identifikovatelný. Tento nedostatek se nabízí řešit měření strmostí náběhů či poklesů v útlumové charakteristice.

Velkou výhodou této metody je platnost získaného modelu v různých měřicích a impedančních systémech. Na základě simulací v různých impedančních systémech lze pak vyhodnotit podmínky pro nejhorší případ, ten posléze realizovat a ověřit měření reálného případu.

Závěr

V úvodu byly ukázány problémy, které se vyskytují při návrhu síťového odrušovacího filtru a měření jeho nejdůležitější vlastnosti – vložného útlumu. Hlavním problémem jsou neurčité impedance na vstupu a výstupu filtru, které jsou kmitočtově závislé v širokém rozsahu frekvencí. Dále byl ukázán dosavadní stav měření vložného útlumu dle platných norem.

Byly uvedeny vlastnosti vlastních obvodových prvků síťového odrušovacího filtru. Pozornost byla zaměřena na jejich parazitní vlastnosti a možnosti jejich modelování. Bylo ukázáno získání matematického vyjádření vložného útlumu z obvodového zapojení filtru, což je důležité pro ověření funkčnosti modelů odrušovacích filtrů. V tomto vyjádření vložného útlumu figuruje nejen obvodové zapojení filtru, ale také impedance na vstupu a výstupu filtru, což dává variabilitu simulovat model v různých impedančních podmínkách, což by bylo velmi žádoucí.

Byl představen vliv vlastních obvodových součástí na útlum síťového odrušovacího filtru. Na základě zjednodušených ekvivalentních modelů byl ukázán rozdílný vliv prvků v asymetrickém a symetrickém měřicím systému. Byl řešen problém určení činitele vazby k , který se na rozdíl od ostatních obvodových prvků v katalogích neuvádí. Pro nalezení činitele vazby k bylo použito optimalizační metody roje částic PSO, která byla představena v kap. 5. Prostorem pro optimalizaci se nestal jen neznámý činitel vazby k , ale též ostatní vlastní obvodové prvky odrušovacího filtru. Hranice byla těmto prvkům nastavena dle katalogové hodnoty a tolerance daného obvodového prvku. Při optimalizaci se vyhodnocovala shoda vypočtených a naměřených útlumových charakteristik. Vzhledem k opačnému působení činitele vazby k na útlumovou charakteristiku v asymetrickém a symetrickém měřicím systému bylo s výhodou použito kritérium shody pro útlumové charakteristiky v obou měřicích systémech zároveň. Výsledky optimalizace jsou k nalezení v kap. 6.

V kap. 7 byl ukázán vliv parazitních prvků síťového odrušovacího filtru na jeho útlumovou charakteristiku v asymetrickém i symetrickém měřicím systému. Vlivy byly demonstrovány na základě reálného obvodového modelu síťového odrušovacího filtru. Z modelu byly vyřazeny prvky, které neměly na útlumovou charakteristiku na vyšších frekvencích vliv. Vliv parazitních prvků na útlumovou charakteristiku je popsán v kap. 7. Byla snaha optimalizovat všechny parazitní prvky současně. Jako optimalizační technika byla použita metoda roje částic. Optimalizace se však nezdařila kvůli použití nevhodné kritériální funkce. Optimalizace všech parazitních prvků současně je jedním z možných směrů k získání modelu odrušovacích filtrů. Inspirací byly zejména články [6] a [12]. Při nalezení vhodné kritériální funkce může být optimalizace úspěšná.

Dalším způsobem k získání modelu odrušovacího filtru je analýza vložného útlumu, založená na přiřazení zlomů v útlumové charakteristice. Zlomy v útlumové charakteristice jsou způsobeny rezonancemi v reálném obvodovém modelu odrušovacího filtru. Z frekvencí těchto rezonancí jsou určeny parazitní akumulární prvky. Odporové akumulární prvky jsou získané optimalizací. Tento způsob je nutno zdokonalit z hlediska vytvoření modelu, který by plně respektoval jednotlivé obvodové prvky filtru. Výhodou modelů odrušovacích filtrů, jejichž topologie respektuje původní obvodové řešení filtru (parazitní prvky rozšiřují vlastní obvod filtru), je, že jsou použitelné v různých impedančních a měřicích systémech, což je zvláště výhodné a žádoucí.

Literatura

- [1] SVAČINA, J., *Elektromagnetická kompatibilita, principy a metody*. Brno: Vysoké učení technické 2001. „Připojujeme se k Evropské Unii“, svazek 2, 156 stran. ISBN 80-214-1873-7
- [2] DŘÍNOVSKÝ, J., *Analýza vlastností odrušovacích filtrů EMC ve vnějších neurčitých podmínkách*. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2007. 120 str., disertační práce
- [3] ČSN CISPR 17: *Metody měření útlumových charakteristik pasivních vysokofrekvenčních filtrů a odrušovacích součástek*. Česká technická norma, Český normalizační institut. Praha Listopad 2000. (tř. znak 33 4227)
- [4] ČSN CISPR 16-1: *Specifikace metod a přístrojů pro měření vysokofrekvenčního rušení a odolnosti proti vysokofrekvenčnímu rušení - Část 1: Přístroje pro měření vysokofrekvenčního rušení a odolnosti proti vysokofrekvenčnímu rušení*. Česká technická norma, Český normalizační institut. Praha Říjen 2003. (tř. znak 33 4210)
- [5] ČSN CISPR 16-2: *Specifikace metod a přístrojů na měření rádiového rušení a odolnosti proti rádiovému rušení - Část 2: Metody měření rušení a odolnosti*. Česká technická norma, Český normalizační institut. Praha Duben 1998. (tř. znak 33 4210)
- [6] DŘÍNOVSKÝ, J.; OLIVA, L. *Modelování vlastností odrušovacích filtrů*. In *Sborník příspěvků konference ZVŮLE 2007*. Brno: FEKT, VUT v Brně, 2007. s. 20-23. ISBN: 978-80-214-3468-4.
- [7] ROBINSON, J.; RAHMAT-SAMII, Y. Particle Swarm Optimization in Electromagnetics. *IEEE transactions on antennas and propagation*, Volume 52, No. 2, February 2004 . pages 397 - 407.
- [8] BIOLEK, D., *Řešíme elektrické obvody*. BEN, Praha 2004. 520 stran. ISBN 80-7300-125-X.
- [9] Schurter AG, Switzerland. [cit. dne 1. 5. 2008] dostupné na [www: <http://www.schurter.com/>](http://www.schurter.com/).
- [10] DŘÍNOVSKÝ, J., SVAČINA, J., Estimation of EMI Filter Performance for the „Worst-Case“ System. *Radioengineering* December 2006, Volume 15, Numer 4, pages 16 – 21.
- [11] Schaffner Holding AG, Switzerland. [cit. dne 1. 5. 2008] dostupné na [www: <http://www.schaffner.com/>](http://www.schaffner.com/).
- [12] HÁJEK, J., *Určení náhradního schématu filtru pomocí evolučního algoritmu*. In *Sborník příspěvků konference Zvůle 2008*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008, s. 62-65. ISBN 978-80-214-3709-8.

- [13] PLCH, Z., *Ochrana vojenských objektů proti účinkům výkonových elektromagnetických polí, simulace EMC filtrů* [cit. dne 9. 3. 2009] dostupné na www: <http://dsp.vscht.cz/konference_matlab/MATLAB07/prispevky/plch_z/plch_z.pdf>.
- [14] DŘÍNOVSKÝ, J.; SVAČINA, J.; RAIDA, Z. Simple Models of EMI Filters for Low Frequency Range. *Radioengineering*, 2008, roč. 17, č. 3, s. 8-14. ISSN: 1210-2512.
- [15] SEDLÁČEK, J., VALSA, J., *Elektrotechnika 2*. Vysoké učení technické, Brno 2000. 186 stran. elektronický učební text, [cit. dne 19.2.2009] dostupné na www: <https://www.feec.vutbr.cz/et/skripta/utee/Elektrotechnika_2_S.pdf>.
- [16] Schaffner, *Using 50 Ω attenuation curves to: compare filter performances; select second sources; do incoming inspection*. (application note), 6 pages. [cit. dne 8.3.2008] dostupné na www: <http://www.schaffner.com/components/en/pdf/technical_information/>

Seznam použitých symbolů a zkratk

CISPR	mezinárodní výbor pro rádiovou interferenci v rámci Mezinárodní elektrotechnické komise
ČSN	česká státní norma
EMC	(<i>Electromagnetic Compatibility</i>); elektromagnetická kompatibilita
F	filtr
f	frekvence
G, GEN	generátor
i_p	protifázový rušivý proud
i_s	soufázový rušivý proud
k	činitel magnetické vazby
L	vložný útlum
L_{avyp}	vypočtený útlum pro asymetrický měřicí systém
L_{svyp}	vypočtený útlum pro symetrický měřicí systém
$L_{aměr}$	změřený útlum pro asymetrický měřicí systém
$L_{směr}$	změřený útlum pro symetrický měřicí systém
LEMP	(<i>Lightning Electromagnetic Pulse</i>); elektromagnetický impuls blesku
N_y	počet kondenzátorů C_y
N_x	počet kondenzátorů C_x
N_l	počet proudově kompenzovaných tlumivek
n_{fa}	počet frekvenčních vzorků v útlumové charakteristice pro asymetrický měřicí systém
n_f	počet frekvenčních vzorků v útlumových charakteristikách pro asymetrický a symetrický měřicí systém
n_{fs}	počet frekvenčních vzorků v útlumové charakteristice pro symetrický měřicí systém
NEMP	(<i>Nuclear Electromagnetic Pulse</i>); elektromagnetický impulz vyvolaný jaderným výbuchem
PSO	(<i>Particle Swarm Optimization</i>); metoda roje částic
SA	spektrální analyzátor
TEMPEST	(T emporary E manation and S purious T ransmission); synonymum pro veškerá technická opatření k zamezení úniku a zcizení elektromagneticky přenášených dat a informací
TR	transformátor
u_p	protifázové rušivé napětí
u_s	soufázové rušivé napětí
ω	úhlový kmitočet
Δ_A	odchylka naměřené a vypočtené útlumové charakteristiky v asymetrickém měřicím systému
Δ_S	odchylka naměřené a vypočtené útlumové charakteristiky v symetrickém měřicím systému
Δ	konečná odchylka naměřené a vypočtené útlumové charakteristiky
w	inerciální váha
ε	chyba optimalizace

