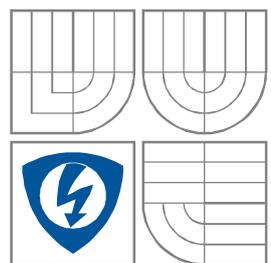


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ  
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ  
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

# MĚŘENÍ SYMETRICKÉHO A NESYMETRICKÉHO RUŠENÍ NA NAPÁJECÍCH VODIČÍCH

DIFFERENTIAL AND COMMON MODE CONDUCTED EMISSIONS MEASUREMENT

DIPLOMOVÁ PRÁCE

DIPLOMA THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

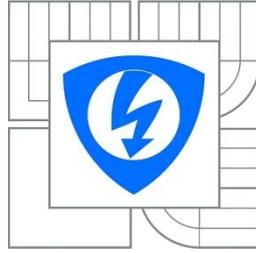
Bc. MICHAL MATÝSEK

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. JIŘÍ DŘÍNOVSKÝ, Ph.D.

BRNO, 2015



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ  
Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií  
Ústav radioelektroniky

# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor  
**Elektronika a sdělovací technika**

**Student:** Bc. Michal Matýsek  
**Ročník:** 2

**ID:** 134555  
**Akademický rok:** 2014/2015

## NÁZEV TÉMATU:

**Měření symetrického a nesymetrického rušení na napájecích vodičích**

## POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

MM2E: Seznamte s měřením emisí, které se přenáší ze zařízení do rozvodné elektrické sítě po vodičích. Dále nastudujte princip umělé zátěže vedení LISN, analyzujte mechanismus vzniku symetrického a nesymetrického rušení vybraného jednofázového síťového obvodu (napájecí zdroj nebo řízení asynchronního motoru) a jak se jednotlivé složky uplatňují na měřicích svorkách LISN. Na základě těchto znalostí navrhnete koncept přípravku, pomocí něhož bude možné měřit odděleně symetrické a nesymetrické rušení ke snadnějšímu nalézání zdroje celkových emisí vycházejících ze zařízení zpátky do napájecích vodičů. MMSE: Podle zvoleného konceptu vytvořte konkrétní schéma zapojení a proveďte analýzu vložného útlumu přípravku. Navrhnete desku plošných spojů a mechanickou konstrukci. Nakonec přípravek zrealizujete a proveďte praktická měření s konkrétním zařízením.

## DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] DŘÍNOVSKÝ, J., FRÝZA, T., SVAČINA, J., KEJÍK, Z., RŮŽEK, V., ZACHAR, J., Elektromagnetická kompatibilita - přednášky. Skriptum. Brno: VUT v Brně, 2010.

[2] ČSN EN 55022 ed. 2, Zařízení informační techniky - Charakteristiky vysokofrekvenčního rušení - Meze a metody měření, duben 2007.

**Termín zadání:** 22.9.2014

**Termín odevzdání:** 21.5.2015

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

**Konzultanti bakalářské práce:** Ing. Jiří Priškin

**doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.**

*Předseda oborové rady*

**UPOZORNĚNÍ:**

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

## **ABSTRAKT**

Práce se zabývá rušivými signály a šumy, možnostmi jejich měření, způsobem jejich odstranění a následně návrhem umělé sítě LISN. V teoretické části je uveden způsob vzniku rušivých signálů, jejich druhy a přehled měřících přístrojů pro jednotlivé druhy těchto signálů a jejich vlastností. V rámci praktické části byla vyvinuta umělá síť LISN pro dlouhodobou zátěž 5 A, frekvenčním rozsahem 150 kHz až 30 MHz s možností měřit odděleně symetrické a asymetrické rušivé napětí a přepnutím do funkce smíšené jako klasický LISN. Síť LISN byla pro lepší parametry řešena jako dvoustupňový filtr LC.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

Napájecí síť, Symetrické rušení, Asymetrické rušení, Elektromagnetická interference, Umělá zátěž vedení

## **ABSTRACT**

This work deals with interfering signals and noises, possibilities of their measurement, their reduction and afterwards with design of LISN. The theoretical part analyzes formation of interfering signals, their types, with possible measuring instruments for each type of these signals and their properties. In framework of practical part LISN for long-term load of 5 A, frequency range from 150 kHz to 30 MHz, with possibility to measure symmetrical and asymmetrical noise separately and also with possibility to switch to normal mode of LISN was developed. For better results LISN was realized as two stage LC filter.

## **KEYWORDS**

Power grid, Differential mode noise, Common mode noise, Electromagnetic interference, Line impedance stabilization network

MATÝSEK, Michal. *Měření symetrického a nesymetrického rušení na napájecích vodičích*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2014. 83 s., 5 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: ing. Jiří Dřínovský, Ph.D.

## PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma měření symetrického a nesymetrického rušnění na napájecích vodičích jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a 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/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

## PODĚKOVÁNÍ

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

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

Výzkum popsáný v této diplomové práci byl realizovaný v laboratořích podpořených projektem Centrum senzorických, informačních a komunikačních systémů (SIX); registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operačního programu Výzkum a vývoj pro inovace.

# OBSAH

<b>Seznam Obrázků</b>	<b>xi</b>
<b>Seznam tabulek</b>	<b>xv</b>
<b>Úvod</b>	<b>1</b>
<b>TEORETICKÁ ČÁST</b>	<b>2</b>
<b>1 Druhy rušivých signálu</b>	<b>2</b>
<b>2 Vznik rušivých signálu</b>	<b>3</b>
2.1 Vlastnosti energetické sítě .....	3
2.2 Rušivé signály elektrické sítě .....	3
2.2.1 Současné problémy s rušivými signály ze sítě.....	4
2.3 Rušivé signály spotřebičů .....	4
<b>3 Měření rušivých signálů</b>	<b>4</b>
3.1 Měření napětovou sondou .....	5
3.2 Měření proudovou sondou .....	6
3.3 Měření absorpčními kleštěmi.....	6
3.4 Měření s umělou sítí LISN.....	7
3.5 Měřiče šumu RFI .....	9
<b>4 Umělé sítě LISN</b>	<b>11</b>
4.1 Dolní propust .....	11
4.2 Horní propust .....	12
4.3 Impedanční přizpůsobení .....	13
4.3.1 Nízkonapětové sítě .....	13
4.3.2 Průmyslové sítě .....	13
4.3.3 Palubní napájecí sítě .....	14
4.3.4 Klasické napájecí sítě.....	14
4.4 Mechanická konstrukce sítě LISN .....	15
<b>5 Analýza CM A DM rušivých signálů z AC/DC měničů</b>	<b>16</b>
5.1 CM rušivé signály na AC/DC měniči .....	16
5.2 DM rušivé signály na AC/DC měniči .....	17
5.3 Ostatní rušivé signály na AC/DC měniči.....	18

<b>6</b>	<b>Oddělení CM a DM složky rušivých signálu</b>	<b>19</b>
6.1	Oddělení CM a DM pomocí signálových slučovačů .....	19
6.1.1	Typy a volba signálních slučovačů .....	20
6.2	Oddělení CM a DM pomocí transformátorů.....	22
6.3	Oddělení CM a DM pomocí operačních zesilovačů.....	24
6.4	Oddělení CM a DM pomocí proudových sond.....	24
6.5	Oddělení CM a DM pro trojfázové soustavy .....	25
6.5.1	Pasivní řešení .....	25
6.5.2	Aktivní řešení.....	26
	<b>NÁVRH ZAŘÍZENÍ</b>	<b>28</b>
<b>7</b>	<b>Návrh sítě LISN s možností měření odděleného symetrického a asymetrického rušení</b>	<b>28</b>
7.1	Návrh dolní propusti .....	28
7.2	Návrh horní propusti .....	32
7.3	Návrh oddělovače CM a DM rušivého signálu .....	33
7.4	Dimenzování a volba vodičů .....	34
<b>8</b>	<b>Výroba dané sítě LISN</b>	<b>35</b>
8.1	Návrh indukčností.....	35
8.1.1	Indukčnosti 50 $\mu$ H .....	36
8.1.2	Indukčnosti 250 $\mu$ H .....	37
8.1.3	Vzájemná indukčnost.....	38
8.2	Návrh horní propusti .....	38
8.3	Návrh atenuátoru.....	41
8.4	Návrh ochrany výstupu .....	43
8.5	Návrh desky plošných spojů .....	45
8.5.1	Impedanční přizpůsobení DPS.....	47
8.5.2	Volba rezistorů.....	48
8.5.3	Volba relé.....	48
8.5.4	Návrh layoutu DPS .....	48
8.5.5	Dodatečné změny na DPS v napájecí části .....	51
8.5.6	Dodatečné změny na DPS v RF části .....	53
8.6	Návrh transformátorů.....	56
8.6.1	Počet závitů a sycení jádra.....	57
8.6.2	Typ vinutí.....	57
8.7	Návrh krabice pro zařízení.....	57

<b>9</b>	<b>Měření na vyrobené síti LISN</b>	<b>59</b>
9.1	Měření na dolní propusti.....	60
9.1.1	Měření indukčnosti cívek.....	60
9.1.2	Mezní kmitočet DP .....	60
9.2	Měření na horní propusti.....	61
9.3	Měření na CM/DM transformátorech .....	62
9.4	Měření vstupní impedance sítě LISN .....	63
9.5	Měření výstupní impedance sítě LISN .....	65
9.6	Měření VDF sítě LISN v klasickém módu .....	66
9.7	Měření VDF a impedance sítě LISN v separovaném módu .....	68
9.8	Porovnávací měření s jinou sítí LISN jako referencí.....	70
<b>10</b>	<b>Porovnání parametrů průmyslových sítí LISN</b>	<b>71</b>
<b>11</b>	<b>Odstranění rušivých signálů</b>	<b>72</b>
11.1	Odstranění vnitřních rušivých signálů .....	72
11.1.1	Omezení CM rušení .....	72
11.1.2	Omezení DM rušení.....	73
11.2	Odstranění vnějších rušivých signálů .....	73
11.2.1	Odrušovací tlumivky.....	74
11.2.2	Odrušovací kondenzátory .....	74
11.2.3	Síťové filtry.....	76
<b>12</b>	<b>Závěr</b>	<b>77</b>
<b>13</b>	<b>Varování</b>	<b>78</b>
	<b>Literatura</b>	<b>79</b>
	<b>Seznam symbolů, veličin a zkratk</b>	<b>82</b>
	<b>Seznam příloh</b>	<b>84</b>

# SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1:	Rozdělení rušivých zdrojů napětí (převzato z [1]).....	2
Obr. 2.1:	Náhradní schéma vedení .....	3
Obr. 2.2:	Nejčastější poruchy na napájecí síti (převzato z [1]).....	4
Obr. 3.1:	Symetrické a asymetrické rušení. (převzato z [2]).....	5
Obr. 3.2:	Měření pomocí napěťové sondy (převzato z [3]).....	5
Obr. 3.3:	Měření pomocí napěťové sondy (převzato z [3]).....	6
Obr. 3.4:	Měření pomocí absorpčních kleští (převzato z [3]) .....	6
Obr. 3.5:	Zapojení operátoru umělé ruky .....	7
Obr. 3.6:	Blokové schéma sítě LISN (převzato z [4]).....	8
Obr. 3.7:	Měřicí stanoviště se sítě LISN (převzato z [5]) .....	8
Obr. 3.8:	Blokové schéma RFI metru (převzato z [3]).....	9
Obr. 3.9:	Schéma zapojení špičkového detektoru .....	9
Obr. 3.10:	Schéma zapojení detektoru středních hodnot napětí.....	10
Obr. 3.11:	Schéma zapojení kvazi-špičkového detektoru .....	10
Obr. 4.1:	Náhradní schéma nízko napěťové sítě .....	13
Obr. 4.2:	Náhradní schéma průmyslové napájecí sítě .....	14
Obr. 4.3:	Náhradní schéma palubní napájecí sítě .....	14
Obr. 4.4:	Náhradní schéma klasické napájecí sítě.....	15
Obr. 4.5:	Příklad konstrukce sítě LISN od Rohde & Schwarz.....	15
Obr. 5.1:	Funkční schéma zapojení zkoumaného AC/DC měniče.....	16
Obr. 5.2:	Cesta nesymetrického rušivého proudu zkoumaným měničem.....	17
Obr. 5.3:	Cesta symetrického rušivého proudu zkoumaným měničem.....	17
Obr. 5.4:	Naměřené rušení na AC/DC měniči (převzato z [6]).....	18
Obr. 5.5:	Cesta rušivého proudu NIDM při rozepínání spínače.....	19
Obr. 5.6:	Cesta rušivého proudu NIDM při zapínání spínače .....	19
Obr. 6.1:	Separace CM a DM pomocí signálních slučovačů (převzato z [14]) .....	20
Obr. 6.2:	Rezistivní 0 stupňový signální slučovač (převzato z [13]) .....	21
Obr. 6.3:	Indukční 0 stupňový signální slučovač (převzato z [8]) .....	21
Obr. 6.4:	Indukční 180 stupňový signální slučovač (převzato z [8]) .....	22
Obr. 6.5:	Frekvenční charakteristika slučovače ZMSC-2-1 (převzato z [7]).....	22
Obr. 6.6:	Frekvenční charakteristika slučovače ZFSCJ-2-1 (převzato z [7]).....	23

Obr. 6.7:	Separátor CM a DM na principu oddělovacích transformátorů (převzato z [15]).....	23
Obr. 6.8:	Princip separace CM a DM pomocí proudových sond (převzato z [8]) .....	24
Obr. 6.9:	Schéma zapojení separátoru CM a DM pomocí proudových sond (převzato z [8]).....	25
Obr. 6.10:	Schéma zapojení pasivního separátoru CM a DM pro trojfázovou soustavu (převzato z [9]).....	26
Obr. 6.11:	Schéma zapojení aktivního separátoru CM a DM pro trojfázovou soustavu (převzato z [9]).....	27
Obr. 7.1:	Blokové schéma sítě LISN s možností oddělení CM a DM rušení .....	28
Obr. 7.2:	Simulované schéma dolní propusti sítě LISN druhého řádu .....	29
Obr. 7.3:	Simulované schéma dolní propusti čtvrtého řádu navrhované sítě LISN....	29
Obr. 7.4:	Frekvenční charakteristika dolní propusti druhého řádu pro rušivý signál z napájecí sítě.....	30
Obr. 7.5:	Frekvenční charakteristika dolní propusti druhého řádu pro rušivý signál z testovaného zařízení .....	31
Obr. 7.6:	Frekvenční charakteristika dolní propusti čtvrtého řádu pro rušivý signál z napájecí sítě.....	31
Obr. 7.7:	Frekvenční charakteristika dolní propusti čtvrtého řádu pro rušivý signál z testovaného zařízení .....	32
Obr. 7.8:	Frekvenční charakteristika horní propusti .....	33
Obr. 7.9:	Frekvenční charakteristika materiálu VITROPERM 500F (převzato z [11]) .....	34
Obr. 8.1:	Impedance cívek horní propusti před a po rezonanci .....	35
Obr. 8.2:	Ověření parametrů 50 $\mu$ H cívek pomocí online kalkulátoru .....	36
Obr. 8.3:	Fotografie vyrobené 50 $\mu$ H cívky .....	37
Obr. 8.4:	Fotografie vyrobené 250 $\mu$ H cívky .....	38
Obr. 8.5:	Simulační schéma přídatné HP .....	40
Obr. 8.6:	Přenosová charakteristika přídatné HP .....	41
Obr. 8.7:	Závislost impedance na frekvenci přídatné HP.....	41
Obr. 8.8:	Simulační schéma atenuátoru .....	42
Obr. 8.9:	Simulace napěťového přenosu atenuátoru .....	43
Obr. 8.10:	Závislost proudu na napětí diody 1N4148 .....	44
Obr. 8.11:	Schéma zapojení první verze plošného spoje .....	46
Obr. 8.12:	Výpočet parazitních vlastností cest DPS .....	47
Obr. 8.13:	Výpočet šířky cest DPS .....	47
Obr. 8.14:	Frekvenční charakteristika rezistorů MEF(MELF) 0207 (převzato z [18]).	48
Obr. 8.15:	Vrstva top první verze DPS .....	49

Obr. 8.16: Vrstva bottom první verze DPS .....	49
Obr. 8.17: Osazovací plán první verze DPS.....	50
Obr. 8.18: Fotografie první verze DPS .....	50
Obr. 8.19: Simulace odběru relé a diody při použití 12 V transformátoru. ....	51
Obr. 8.20: Zapojení přídavné napájecí desky.....	52
Obr. 8.21: Vrstva bottom přídavné napájecí desky .....	52
Obr. 8.22: Fotografie napájecí desky plošných spojů .....	52
Obr. 8.23: Schéma finální verze DPS .....	54
Obr. 8.24: Vrstva top finální verze DPS .....	55
Obr. 8.25: Vrstva bottom finální verze DPS .....	55
Obr. 8.26: Osazovací plán finální verze DPS.....	56
Obr. 8.27: Vyrobený a osazený DPS verze 2 .....	56
Obr. 8.28: Fotografie zařízení .....	58
Obr. 8.29: Fotografie předního panelu zařízení .....	58
Obr. 8.30: Fotografie zadního panelu zařízení.....	59
Obr. 9.1: Mezní kmitočty dolní propusti .....	61
Obr. 9.2: Mezní kmitočty horní propusti s PET kondenzátory .....	62
Obr. 9.3: Závislost přenosu napětí na frekvenci za použití zvonkového drátu při výstupní zátěži 50 $\Omega$ .....	62
Obr. 9.4: Závislost přenosu napětí na frekvenci za použití zvonkového drátu při rozpojeném sekundárním vinutí.....	63
Obr. 9.5: Impedance sítě LISN na svorce EUT při použití DPS verze 1 .....	64
Obr. 9.6: Impedance sítě LISN na svorce EUT při použití DPS verze 2 .....	65
Obr. 9.7: Impedance sítě LISN na výstupní svorce při použití DPS verze 1 .....	66
Obr. 9.8: Impedance sítě LISN na výstupní svorce při použití DPS verze 2 .....	66
Obr. 9.9: Napěťový přenos sítě LISN na mezi svorkou EUT a svorkou výstupní při použití DPS verze 1 .....	67
Obr. 9.10: Napěťový přenos sítě LISN na mezi svorkou EUT a svorkou výstupní při použití DPS verze 2 .....	67
Obr. 9.11: Simulační schéma obvodu pro oddělení CM a DM.....	68
Obr. 9.12: Simulace napěťového přenosu CM a DM separátorem.....	69
Obr. 9.13: Simulace impedance CM a DM separátoru v bodě EUT.....	69
Obr. 9.14: Měření rušení na silnějším zdroji (fáze) na LISN od R&S.....	70
Obr. 9.15: Měření rušení na silnějším zdroji (fáze) na zde vyrobené síti LISN .....	70
Obr. 9.16: Měření CM v separovaném módu.....	71
Obr. 9.17: Měření DM v separovaném módu .....	71

Obr. 11.1: Typické využití snubberu (převzato z [22]).....	73
Obr. 11.2: Princip cívek pro filtraci CM (převzato z [3]) .....	74
Obr. 11.3: Zapojení různých filtračních kondenzátorů (převzato z [3]) .....	75
Obr. 11.4: Typické zapojení a charakteristika síťového filtru (převzato z [3]).....	76

# SEZNAM TABULEK

Tab. 4.1: Frekvenční rozsahy jednotlivých typů LISN. ....	11
Tab. 8.1: Koeficienty filtru Butterworthova typu .....	39
Tab. 9.1: Změřené indukčnosti a činitele jakosti .....	60
Tab. 9.2: Normované hodnoty impedance dle CISPR 16-1 .....	63
Tab. 10.1: Porovnání parametrů komerčních LISN .....	72
Tab. 11.1: Hodnoty odrušovacích kondenzátoru .....	75

# ÚVOD

Problematika rušivých signálů existuje už od vzniku elektroniky, nicméně v poslední době začíná nabírat na významu a to hlavně kvůli velkému rozvoji polovodičových součástek. V dnešní době používáme velké množství mikroprocesorů a tranzistorů řízených elektrickým polem, které jsou na rušivé signály velmi náchylné. Tyto zařízení je proto nutno proti rušení chránit. Samotná ochrana by, ale ve většině případů nebyla dostačující, a proto vznikly normy EMI, které udávají, jaké maximální rušení mohou zařízení vydávat do sítě.

Práce se zabývá měřením tohoto rušení pronikajícího z přístroje do sítě, aby bylo možno najít jeho příčinu a eliminovat ho již u jeho zdroje. Pro tento účel byla vyvinuta speciální umělá síť LISN, která umožní měřit symetrické a asymetrické rušení odděleně. Výhoda této sítě LISN naproti běžným spočívá především v upřesnění zdroje rušení. Nevýhodou těchto sítí LISN bývá ovšem útlum měřeného signálu, tento útlum bývá navíc často proměnný s frekvencí rušivého signálu. Cílem této práce bylo, dosáhnout útlumu menšího 6 dB na celém měřeném spektru.

Navrhovaná síť v této práci bude sloužit pro měření emisí ve firmě Honeywell. Toto téma bylo zvoleno z důvodu nedostatku širšího sortimentu těchto zařízení na trhu a jejich vysoké pořizovací ceny. Náklady na takto navržené zařízení se pohybují kolem 5 tisíc Kč, což je daleko méně, než cena, za kterou by se dal v profesionálním provedení pořídit.

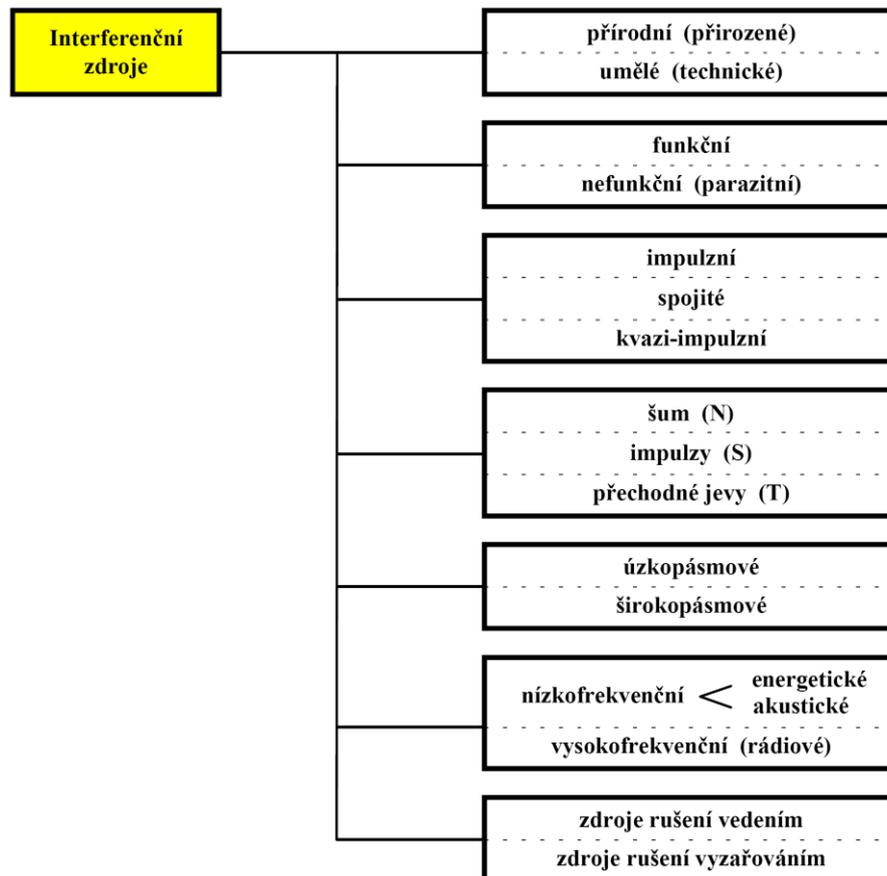
Teoretická část obsahuje přehled jednotlivých druhů rušivého napětí, příčinu jejich vzniku, možnosti jejich měření a možnostmi odstranění těchto rušivých signálů. Podrobněji zde bude rozebrána umělá síť LISN a to včetně možných modifikací.

Praktická část se zabývá vlastním návrhem sítě LISN daných parametrů (napětí 24/115/230 V, proud 5 A a frekvenční rozsah 150 kHz až 30 MHz) a jejími součástmi (filtry, oddělení signálu a mechanické části). Tento návrh byl zkonstruován, proměřen a dané parametry byly porovnány s parametry teoretickými.

# TEORETICKÁ ČÁST

## 1 DRUHY RUŠIVÝCH SIGNÁLU

Rušivé signály vznikají v tzv. interferenčních zdrojích, tyto zdroje lze dělit dle kategorií viz Obr. 1.1 a to především na přírodní a umělé.



Obr. 1.1: Rozdělení rušivých zdrojů napětí (převzato z [1])

Přírodní zdroje rušivých signálů vznikají například při atmosférických poruchách nebo působením magnetických polí země. Jelikož se přírodním rušivým signálům nemůžeme vyhnout a nelze je efektivně měřit (kvůli nestále povaze) nebudou v této práci více rozebírány. Umělé rušivé signály mohou vznikat například u motorů, spínaných zdrojů a jakýchkoliv zařízení s indukčním charakterem nebo s pulzním odběrem.

Funkční rušení se vyskytuje například u vysílačů, kde je rušivý signál zároveň signál užitečný. V této práci se budeme zabývat pouze rušením nefunkčním, které se šíří po napájecích vodičích ze zařízení zpět do sítě.

Rušení lze dále dělit na spojitě a nespojitě. Spojitě rušení vzniká například u motorů, nespojitě u impulzních zdrojů. Tyto rušení je v některých případech obtížné rozlišit, a proto jsou definovány normou jako mžiková (impulzní) porucha s dobou

trvání ne delší než 200 ms, která je oddělena od následující mžikové poruchy nejméně o 200 ms. Obzvláště problematické bývá měření neperiodického rušení, které vzniká například při prvním spuštění kapacitní zátěže nebo při rozpojování indukčnosti tzv. přechodné jevy. V těchto případech je vyžadován měřicí přístroj s pamětí.

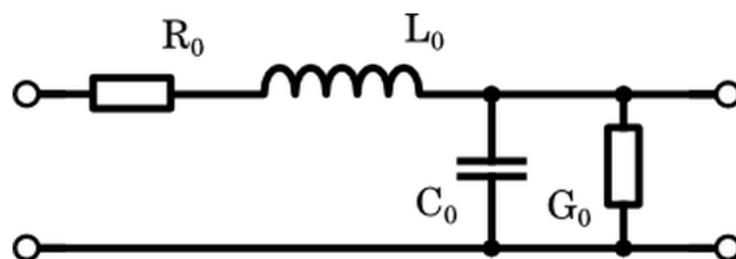
Dalším důležitým parametrem rušení je šířka pásma, úzko-pásmové signály se zpravidla lehčeji filtrují než signály širokopásmové. Při měření širokopásmových signálů je také nutno počítat s omezeným frekvenčním rozsahem měřicího přístroje a sítě LISN (Line Impedance Stabilization Network).

## 2 VZNIK RUŠIVÝCH SIGNÁLU

Rušivé signály mohou vznikat v celé škále elektronických spotřebičů. Z hlediska měření je lze rozdělit na rušivé signály sítě a rušivé signály zařízení.

### 2.1 Vlastnosti energetické sítě

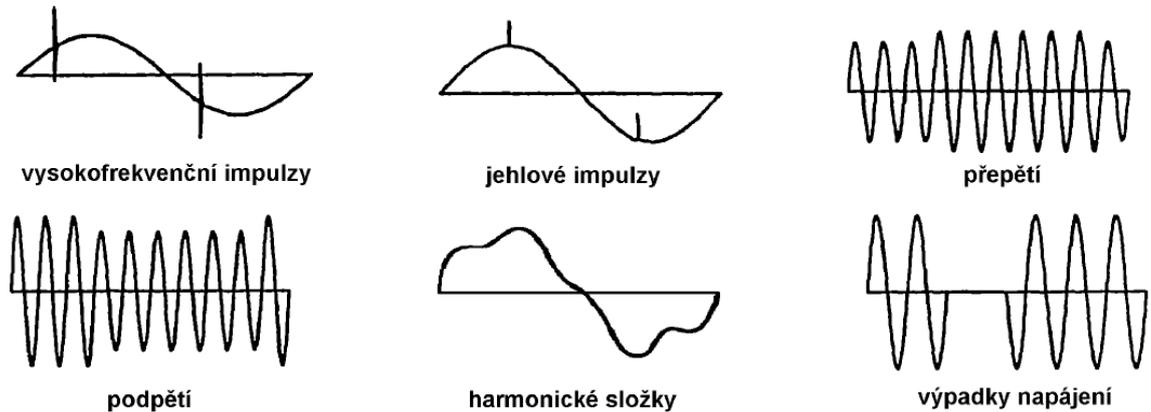
Rozvodná energetická síť není ideální vodič a má celou řadu parazitních vlastností. S těmito vlastnostmi je nutno počítat a uvážit je při návrhu zařízení a měření rušivých signálů. Krom odporové složky impedance má rozvodná síť ještě kapacitu, která vzniká mezi vodiči a zemí a indukčnost, která vzniká na dlouhých úsecích vedení. Jelikož indukčnost sítě většinou mnohokrát převažuje její kapacitu, uvažujeme rozvodnou síť indukčního charakteru. Na Obr. 2.1 lze vidět úplné náhradní schéma vodičů v rozvodné síti.



Obr. 2.1: Náhradní schéma vedení

### 2.2 Rušivé signály elektrické sítě

Vznikají především při samotné generaci elektrického proudu jako harmonické složky a indukci v elektronických rozvodech. Nejobvyklejší druhy rušivých signálů v síti lze pozorovat na Obr. 2.2. Tyto signály jsou při měření EMI spotřebiče nežádoucí a je nutno s nimi počítat a oddělit je pomocí umělé sítě LISN.



Obr. 2.2: Nejčastější poruchy na napájecí síti (převzato z [1])

### 2.2.1 Současné problémy s rušivými signály ze sítě

V dnešní době se potýkáme s novým zdrojem rušení a tím jsou solární elektrárny. Solární panely vyrábí malé stejnosměrné napětí, které je nutno pomocí měničů a tvarovačů signálu převést na napětí síťové, jelikož tvarovače nejsou ideální, vzniká zde poměrně hodně harmonických složek, které vnikají do sítě. Další problém solárních panelů je ten, že při změně oblačnosti dodávají menší proud, na což síť reaguje sníženým napětím nebo naopak při rozjasnění napětíovou špičkou.

### 2.3 Rušivé signály spotřebičů

Jsou to rušivé signály vznikající přímo ve spotřebičích šířící se po napájecím vedení zpět do sítě. Tyto rušivé signály je před sériovou výrobou zařízení změřit a potlačit podle norem EMI (Electro-Magnetic Interference). Nejčastějším zdrojem rušení jsou spínané zdroje, relé, usměrňovače a tyristorové řízení motorů.

Spínané zdroje generují výrazný širokopásmový rušivý signál. Toto rušení vzniká pulzní povahou odběru těchto zařízení

V případě relé a stykačů se jedná o krátkodobé vysokonapětové impulzy způsobené zapálením oblouku při rozepínání a prudké změně zátěže sítě.

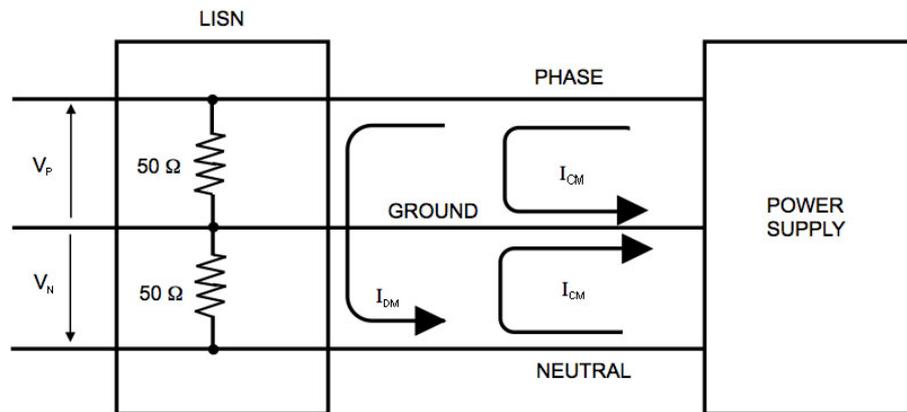
Usměrňovače produkují rušivé signály díky nerovnoměrnému odběru ze sítě. Odebírají proud především při maximální amplitudě sítě.

Tyristorové řízení podobně jako usměrňovače zatěžují síť nerovnoměrně a navíc je tato zátěž proměnná i fázově. Tento druh řízení je navíc ve většině případů použit pro regulaci otáček motoru a je zde nutno použít dobrý síťový filtr.

## 3 MĚŘENÍ RUŠIVÝCH SIGNÁLŮ

Měřené rušivé signály na napájecím vedení obsahují dvě složky. Symetrickou složku také označovanou jako DM (Differential Mode) a Nesymetrickou složku CM (Common Mode). Symetrická složka má na nulovém vodiči a fázi opačnou polaritu, pokud tedy tyto složky sečteme, dostaneme nulovou hodnotu. Asymetrická složka má na nulovém

vodiči a fázi souhlasnou polaritu. Tato složka lze odstranit sečtením rušivého signálu na fázi a rušivého signálu na nulovém vodiči otočeného o  $180^\circ$ . Na Obr. 3.1 můžeme vidět znázornění symetrického a asymetrického rušení.

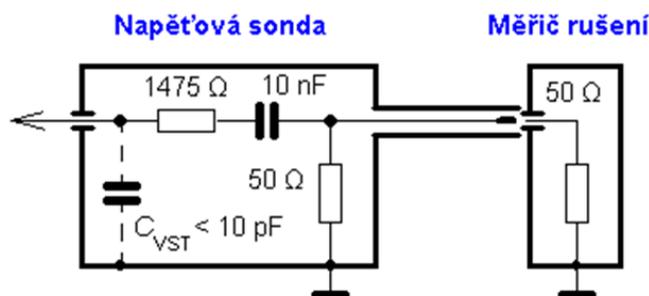


Obr. 3.1: Symetrické a asymetrické rušení. (převzato z [2])

Pro měření těchto rušivých signálů existuje škála zařízení, které zde budou podrobněji popsány, nicméně ve většině případů DM a CM složky měříme dohromady.

### 3.1 Měření napět'ovou sondou

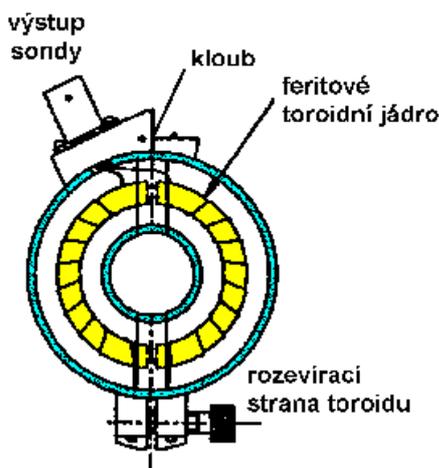
Měření pomocí napět'ové sondy je vhodné zejména v obvodech s vysokou impedancí. V těchto obvodech by síť LISN s její malou impedancí zatížila obvod a znehodnotila výsledky. Jelikož lze sonda jednoduše připojit do měřeného bodu je vhodná k měření jednotlivých částí zařízení během vývoje. Vstupní impedance napět'ové sondy musí být větší než  $1500 \Omega$  a kapacita menší než  $10 \text{ pF}$ . Zemnicí vodič sondy musí být dobře spojen se zemí měřeného přístroje a je nutno dbát na maximální povolené napětí sondy. Sondu na Obr. 3.2 lze využít pouze pro měření relativně velkých rušivých signálů ( $>60 \text{ dB}\mu\text{V}$ ). Vyžaduje-li se měřit signály menší je zapotřebí použít aktivní napět'ovou sondu, která má vstupní odpor větší než  $1 \text{ M}\Omega$  a kapacitu menší než  $5 \text{ pF}$ . Tyto sondy se realizují zesílením měřeného signálu pomocí tranzistorů FET. Měření těmito sondami je spíše orientační a nedoporučuje se na finálním výrobku.



Obr. 3.2: Měření pomocí napět'ové sondy (převzato z [3])

### 3.2 Měření proudovou sondou

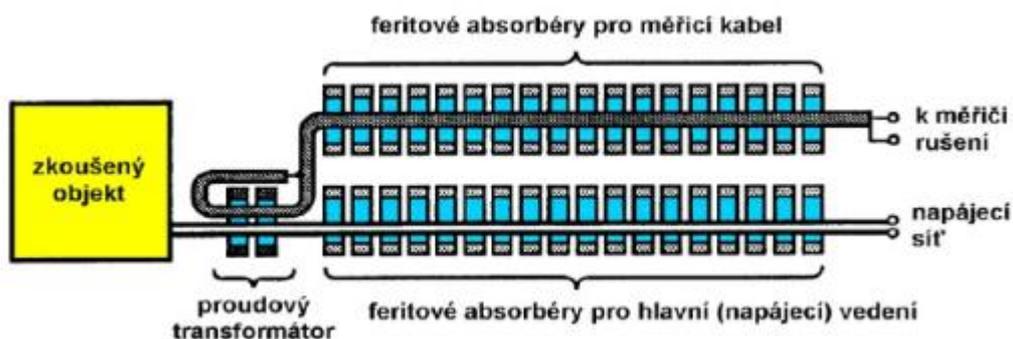
Proudová sonda se používá tehdy, je-li nutno měřit rušivé proudy bez přerušení obvodu. Měřený vodič se vloží do proudové sondy, viz Obr. 3.3. Proud, který poté protéká vodičem je transformován na sekundární stranu proudové sondy a pomocí referenčního odporu převeden na napětí. Tyto proudové sondy jsou nelineární s frekvencí, a proto je lze použít jen na přesně definovaném rozsahu (obvykle 30 Hz - 100 MHz). Měření pomocí proudové sondy bývá zpravidla méně přesné než měření přímé, existují však i vysoce přesné sondy, nicméně mívají většinou malý frekvenční rozsah a vysokou cenu.



Obr. 3.3: Měření pomocí napěťové sondy (převzato z [3])

### 3.3 Měření absorpčními kleštěmi

Absorpční kleště jsou kombinace proudové sondy a feritového absorbéru. Na rozdíl od proudové sondy se s nimi ale měří ve vyšších frekvenčních pásmech a to 30 - 1000 MHz. Klasická konstrukce absorpčních kleští je znázorněna na Obr. 3.4, kde lze vidět spodní sadu feritových absorbérů. Absorbéry slouží jako filtr pro rušivý signál přicházející ze sítě a horní sada jako bezodrazové přizpůsobení vedení. Rušivý signál se poté indukuje přes proudovou sondu na měřicí svorky. Problém při měření absorpčními kleštěmi je ten, že je nutno je umístit do maxima stojatých vln, a proto vodiče musí být dlouhé alespoň  $\lambda/2$  což je pro spodní rozsah kmitočtu až 5 m. Výhoda měření s těmito kleštěmi je vysoká přesnost a reprodukovatelnost výsledků.

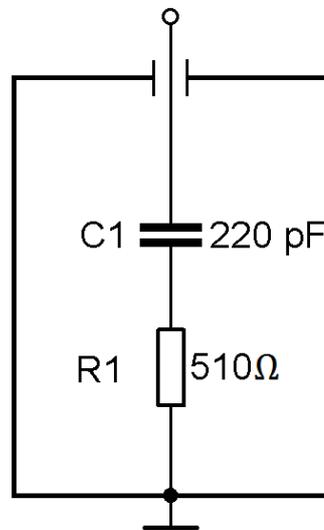


Obr. 3.4: Měření pomocí absorpčních kleští (převzato z [3])

### 3.4 Měření s umělou sítí LISN

Umělá síť AMN (Artificial Mains Network) často nazývaná také LISN je zařízení, pro měření šumu šířícího se ze zkoumaného zařízení po napájecích vodičích do sítě. Obvykle síť LISN mají 3 sady svorek, vstupní pro jednotlivé fáze, nulový vodič a ochranný vodič. Výstupní pro napájení zařízení a měřící pro zapojení jednoho z možných měřičů rušivých signálů. Některé síť LISN navíc umožňují oddělené měření CM a DM rušivého signálu a připojení tzv. operátoru umělé ruky.

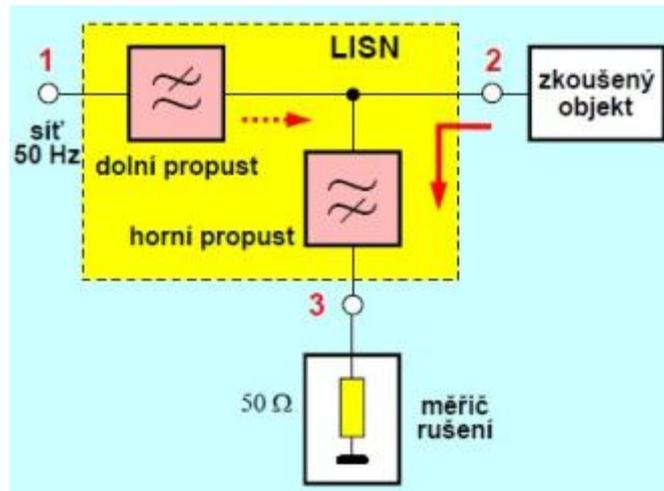
Operátor umělé ruky slouží k simulaci držení předmětu lidskou rukou. Jedná se v podstatě o sériové zapojení kondenzátoru a odporu viz Obr. 3.5. Místo, kde je simulován dotek se ovine kovovou fólií a tato fólie se pomocí operátoru umělé ruky spojí s referenční zemí měřícího přístroje.



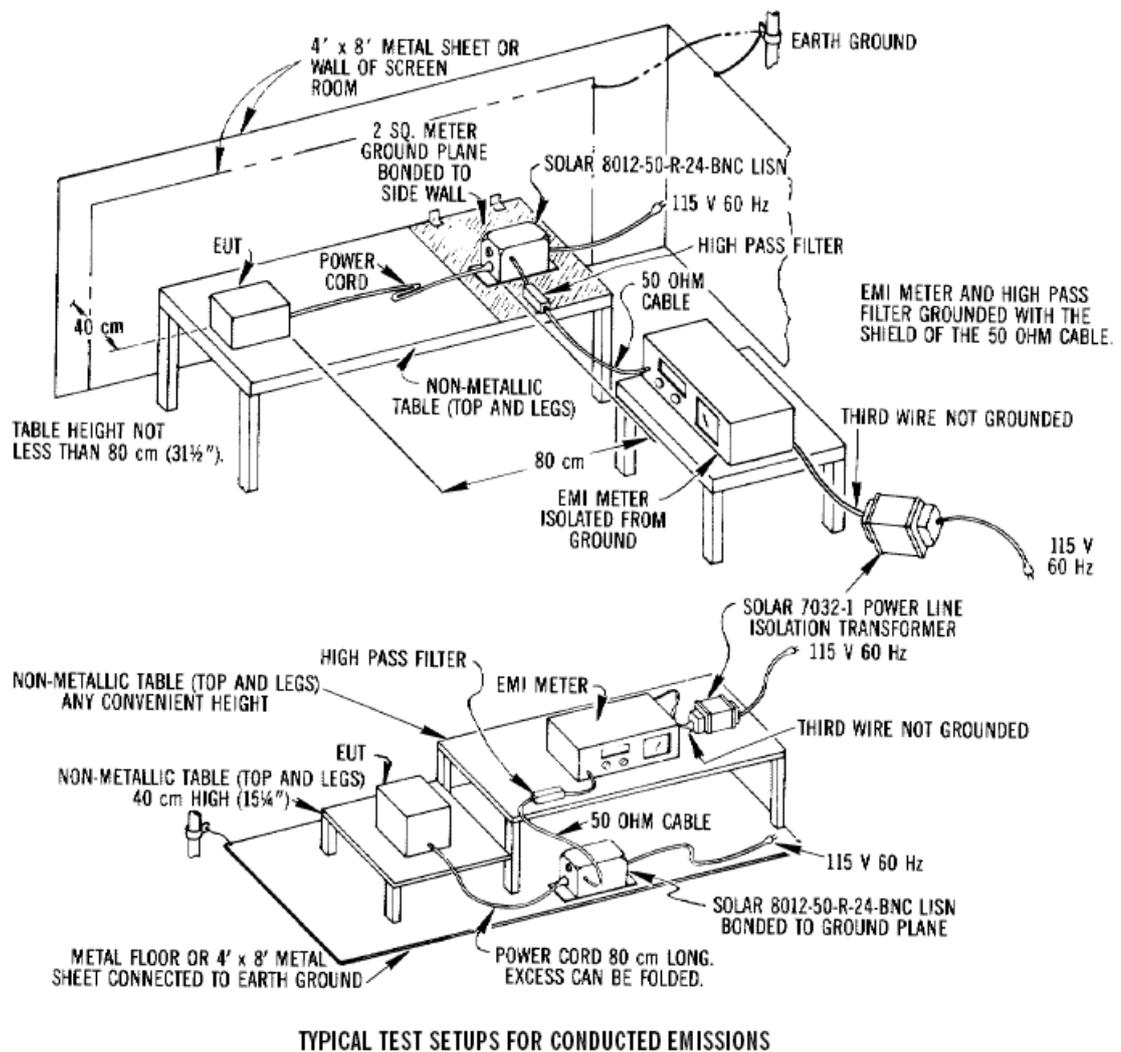
Obr. 3.5: Zapojení operátoru umělé ruky

Síť LISN má při měření tři funkce. Za prvé umožní připojení měřícího zařízení k EUT (Equipment Under Test). Tuto funkci plní horní propust, viz Obr. 3.6, která zamezí 50Hz síťovému signálu, aby se dostal na měřící svorky. Za druhé plní funkci oddělovače šumu síťového od šumu, který vychází z EUT. Toto nám umožní měřit pouze rušivé signály generované měřeným zařízením bez ohledu na rušení ze sítě. A za třetí zajistí nám bezodrazovost (impedanční přizpůsobení) pro měřící přístroj. Obvykle požadujeme impedanci  $50 \Omega$ .

Pro správné měření pomocí sítě LISN je nutno upravit měřící prostor tak, aby nebylo měření ovlivněno kapacitou země a aby zařízení nebyly příliš blízko sebe. Tyto vzdálenosti jsou určeny normou a jejich nedodržení může vést k scestnému nebo chybnému měření. Příklady měřícího zapojení sítě LISN můžeme vidět na Obr. 3.7.



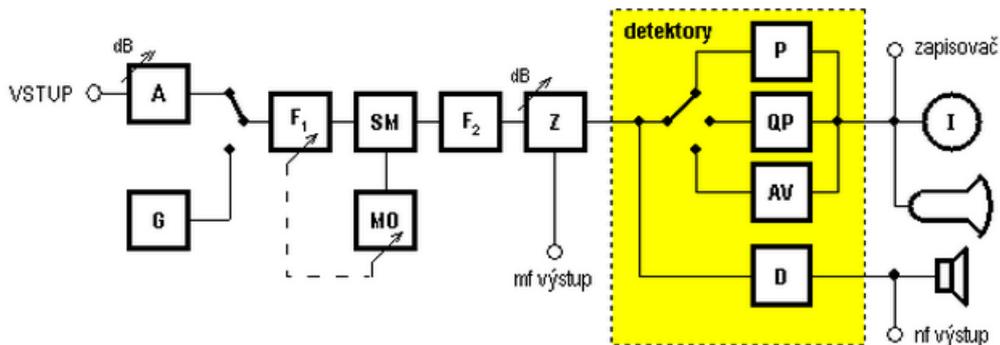
Obr. 3.6: Blokové schéma sítě LISN (převzato z [4])



Obr. 3.7: Měřicí stanoviště se sítě LISN (převzato z [5])

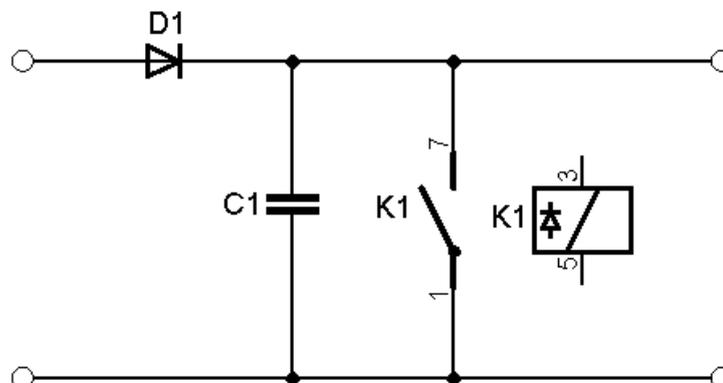
### 3.5 Měřiče šumu RFI

Doposud uvedené zařízení slouží pouze k zprostředkování měření rušivých signálů. Vlastní měření se pak provádí buď pomocí osciloskopu, spektrálního analyzátoru anebo nejčastěji pomocí tzv. RFI (Radio-Frequency Interference) metru. Tyto měřicí přístroje jsou v principu selektivní mikrovoltmetry na bázi heterodynu. Blokové schéma takového zařízení lze vidět na Obr. 3.8. Vstupní rušivý signál je nejprve zeslaben na atenuátoru A, poté filtrován v měřeném pásmu preselektorem  $F_1$ , což je v podstatě pásmová propust. Dále je signál smíšen s frekvencí místního oscilátoru a je opět omezen pásmovou propustí  $F_2$ . Nakonec je signál zesílen a přiveden na jeden z detektorů.



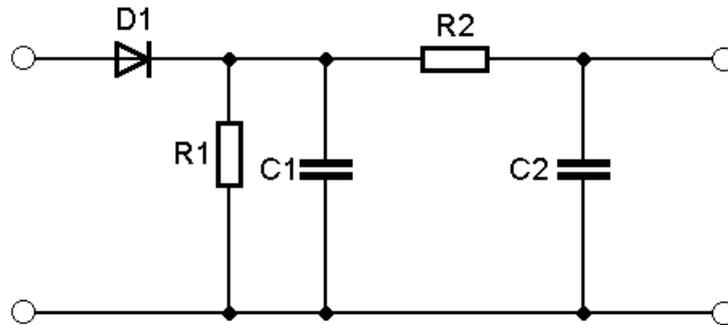
Obr. 3.8: Blokové schéma RFI metru (převzato z [3])

Pro měření rušivých signálů lze v podstatě použít tři druhy detektorů. První je detektor špičky P (Peak), který vyhodnocuje maximální hodnotu rušivého signálu po dobu měření. Tento způsob měření se využívá především ve vojenské a letecké technice, kde je nutno aby zařízení byly spolehlivé a nerušily zařízení okolní. Tento detektor lze také využít pro první měření v civilních oblastech a to hlavně proto, že je z všech uvedených detektorů nejrychlejší. Pokud civilní zařízení vyhovuje měření se špičkovým detektorem, není nutno dále měřit s detektory ostatními. Nevyhoví-li, měří se ostatními níže zmíněnými detektory, jelikož stále může vyhovovat civilním normám. Princip špičkového detektorů je v podstatě jen paralelní kondenzátor, který se nabije na špičkovou hodnotu rušivého signálu, tento kondenzátor je před měřením nutno vybit pomocí spínače. Zapojení takového detektorů lze vidět na Obr. 3.9.



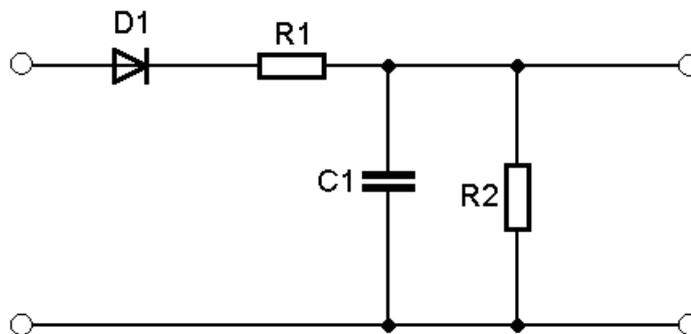
Obr. 3.9: Schéma zapojení špičkového detektoru

Další možností je měřit střední hodnotu signálu tzv. AV (Average) detektor. Tento detektor využívá pro měření RC články, jak lze vidět na Obr. 3.10. Problém je, že časová konstanta RC musí být sladěna s frekvencí signálu, a proto se tyto detektory dají využít jen na úzkopásmové měření.



Obr. 3.10: Schéma zapojení detektoru středních hodnot napětí

Pro civilní oblasti měření se nejčastěji využívá tzv. QP (Quasi-Peak) detektor. Tento způsob měření je něco mezi AV a P detektorem. Je zde použit pouze jeden RC článek, rezistor  $R_2$  slouží pro vybíjení kapacitou. Tímto lze dosáhnout požadovaných hodnot průběhu měřeného signálu. Tento detektor je stejně jako AV detektor závislý na frekvenci měřeného signálu. Zapojení QP detektoru můžeme vidět na Obr. 3.11. Měření pomocí QP se také používá v audiotechinice a při měření rušení v rozhlasu, jelikož lidský sluch je taktéž kvazi-špičkový.



Obr. 3.11: Schéma zapojení kvazi-špičkového detektoru

Poslední, avšak málo používaný je RMS (Root-Mean-Square) detektor. Pro tento detektor jsou definovány normy, ale pro svou složitost a pomalé měření se nepoužívá.

Z výše uvedených detektorů je tedy nutno vybrat vhodný dle dané oblasti. Pro citlivé zařízení a zařízení ve vojenské technice výhradně P detektor a pro civilní a méně náchylná zařízení AV a QP detektor. Civilní normy udávají, že zařízení musí vyhovět jak AV tak QP standardům a to především kvůli impulznímu rušení. Při impulzním rušení s velkou periodou a malou střídou by AV detektor nezaznamenal v podstatě nic, avšak QP detektor již tento pulz zaznamená. Kdyby byl tedy použit pouze AV detektor, nebyly by v podstatě nijak limitovány vysokonapěťové špičky, které mohou být v určitých případech více škodlivé, než kontinuální rušení [16].

## 4 UMĚLÉ SÍTĚ LISN

Sítě LISN se dnes běžně vyrábí v mnoha provedeních. Základní rozdíl mezi nimi je řád filtru, počet fází, frekvenční rozsah, typ měřeného rušivého signálu, proudový a napěťový rozsah. Řád filtru nám určuje především kvalitu filtrování externích rušivých signálů. Počet fází je určen při výrobě s tím, že každá fáze musí mít vlastní filtr typu dolní propust. V této práci je podrobněji řešena jednofázová síť LISN. Frekvenční rozsah je omezen především možnostmi oddělovacího kondenzátoru v horní propusti. Umělé síť LISN používají frekvenční pásma dle Tab. 4.1.

Tab. 4.1: Frekvenční rozsahy jednotlivých typů LISN.

Oblast použití	Frekvenční rozsah [Hz]
Nízkonapěťové síť	9 kHz - 30 MHz
Klasické napájecí síť	150 kHz - 30 MHz
Palubní napájecí síť	150 kHz - 100 MHz

Typ měřeného rušivého signálu je určen měřicí části sítě LISN obvykle měříme rušivé signály společně, nicméně vznikne-li požadavek je možno je pomocí některé z níže uvedených metod oddělit. Proudový rozsah je určen především tlumivkou v dolní propusti a u běžných sítí LISN bývá od 10 do 30 A. Napěťový rozsah je určen elektrickou pevností kondenzátorů. Většinou měříme na energetické síti 230 nebo 400 V. Z bezpečnostních důvodů jsou ovšem síť LISN dimenzovány na napětí větší.

Síť LISN lze rozdělit do několika funkčních bloků a to dolní propust, horní propust, měřicí část a impedanční přizpůsobení.

### 4.1 Dolní propust

Dolní propust je první částí sítě LISN a slouží pro oddělení vnějšího rušení od rušení měřeného. Dolní propust se také podílí na výstupní impedanci celé sítě LISN. Jako dolní propust se v této aplikaci využívá výhradně LC článek, jelikož RC nelze použít na filtry s velkou zátěží. Zapojení dané normou obsahuje pouze jeden filtr LC, který se sklonem 40 dB/dek nemusí být dostačující. Jelikož frekvence 50 Hz musí filtrem procházet takřka bez útlumu je nutno mít filtr dostatečně strmý, aby již rušivé signály s frekvencí kolem 1 kHz byly v dostatečném útlumu. Proto se často využívá dvou LC článků za sebou, což by mělo vést teoreticky ke sklonu 80 dB/dek. To znamená, že 500 Hz rušivý signál by měl být již zeslaben o 80 dB. Tato hodnota je již hodnota tak malá, že se ztratí v šumovém pozadí. U paralelních kondenzátorů jsou navíc zapojeny omezovací odpory. Tyto rezistory jsou zde z důvodu velkých proudových špiček, při kterých mají kondenzátory sníženou elektrickou pevnost a mohly by být proraženy. Navíc jsou zde kladeny nároky na nízký odpor tlumivky (dle maximálního dovoleného proudu dané LISN). Jelikož je tlumivka určena pro přenos 50 Hz je vhodné využít silnější vodič, nikoli lanko. Vyšší frekvence budou poté navíc ještě utlumeny díky skin efektu. Například pro spodní zvolenou frekvenci 150 kHz bude hloubka zanoření pouze 168  $\mu\text{m}$  dle vztahu 4.1 a efektivní odpor vinutí tlumivky bude klást této frekvenci vysoký vložený útlum.

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot f \cdot \mu}} \quad (4.1)$$

## 4.2 Horní propust

Horní propust slouží především k oddělení síťového napětí od napětí rušivého. Ve většině případů je řešena pouze pomocí sériového kondenzátoru a to z důvodu, že indukčnosti mívají značný odpor a na rozdíl od kondenzátoru daleko menší činitel jakosti, což by způsobilo zeslabení měřeného signálu. Jelikož, je filtr prvního řádu, má sklon frekvenční charakteristiky pouze 20 dB/dek. S tímto faktem je nutno počítat a vhodně zvolit mezní frekvenci, tak aby síťová frekvence byla velmi dobře potlačena a měřené pásmo šumu prošlo nejlépe beze ztrát. Pro síť LISN, které slouží k měření v běžných rozvodných sítích je tento kondenzátor dán normou hodnotou 0,25  $\mu\text{F}$ , čemuž odpovídá impedance pro 50 Hz 12,73 k $\Omega$  a impedance 4,24  $\Omega$  pro 150 kHz dle vztahů (4.2) a (4.3).

$$Z_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 0,25 \cdot 10^{-6}} = 12,73 \text{ k}\Omega \quad (4.2)$$

$$Z_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 150 \cdot 10^3 \cdot 0,25 \cdot 10^{-6}} = 4,24 \Omega \quad (4.3)$$

Jelikož je tento kondenzátor zapojen jako napět'ový dělič s impedancí měřicího přístroje (50  $\Omega$ ) bude útlum síťové frekvence 48,15 dB dle vztahu (7.8) a útlum nejnižší měřené frekvence 0,71 dB dle vztahu (7.9).

$$\beta = -20 \cdot \log\left(\frac{Z_0}{Z_0 + Z_C}\right) = -20 \cdot \log\left(\frac{50}{50 + 12,73 \cdot 10^3}\right) = 48,15 \text{ dB} \quad (4.4)$$

$$\beta = -20 \cdot \log\left(\frac{Z_0}{Z_0 + Z_C}\right) = -20 \cdot \log\left(\frac{50}{50 + 4,24}\right) = 0,71 \text{ dB} \quad (4.5)$$

Dle výše uvedených vztahů bude tedy zeslabení pro frekvenci 50 Hz 256x, což propustí na měřicí svorky 50 Hz parazitní signál s efektivní hodnotou 0,9 V, který je následně ještě filtrován přímo v měřicím přístroji.

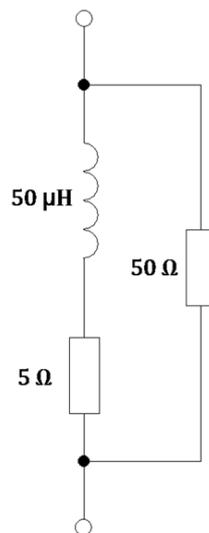
Dále je nutno vzít v úvahu, že tento kondenzátor je jediná ochrana, aby se síťové napětí nedostalo na měřicí svorky. Proto je doporučeno jej dimenzovat na daleko vyšší napětí než je napětí sítě a zaručit, že tento kondenzátor bude mít dostatečnou kapacitu i na maximální měřené frekvenci. Pro tyto frekvence a minimální ztráty je v této aplikaci vhodný kondenzátor keramický. Bohužel se v takto vysokých kapacitách nevyrábí, nicméně lze použít kondenzátor foliový, který je pro tuto aplikaci stále vyhovující.

### 4.3 Impedanční přizpůsobení

Pro různé napájecí sítě se využívá různá normovaná impedance sítě LISN. Tato impedance zajišťuje stejné měřicí podmínky, jelikož impedance napájecí sítě se v různých místech liší. Především pak v místech, které mají vlastní okruh jako například velké výrobní celky. Z hlediska impedance rozlišujeme čtyři druhy napájecích sítí.

#### 4.3.1 Nízkonapěťové sítě

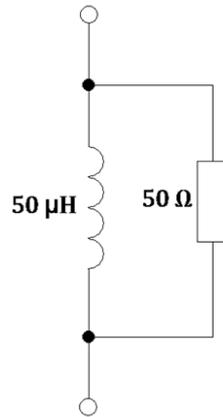
Nízkonapěťové sítě jsou například sítě SELV (Safety Extra Low Voltage) a PELV (Protective Extra Low Voltage) nebo také různé napájecí rozvody pro zařízení do 50 V. V těchto rozvodech se očekává, že jako zdroj je použit malý transformátor s poměrně vysokým vnitřním odporem. Norma pro tyto sítě udává impedanci  $50 \mu\text{H} + 5 \Omega / 50 \Omega$ , při čemž  $50 \Omega$  odpor, který můžeme vidět na Obr. 4.1 je vnitřní odpor měřicího přístroje.



Obr. 4.1: Náhradní schéma nízkonapěťové sítě

#### 4.3.2 Průmyslové sítě

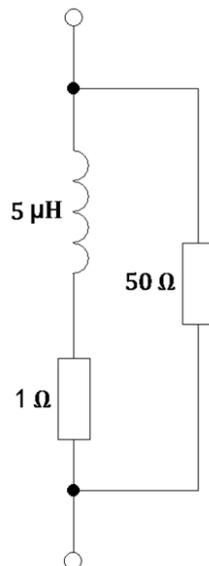
Průmyslové sítě jsou sítě indukčního charakteru, který je způsoben například výkonovým oddělovacím transformátorem v továrně. Pro tyto sítě norma udává impedanci  $50 \mu\text{H} / 50 \Omega$ . I přesto, že napájecí síť by v ideálním stavu měla mít nulovou imaginární složku impedance (měla by být čistě rezistivní) používáme pro tyto měření právě zapojení pro průmyslové sítě, které lze pozorovat na Obr. 4.2. Předpokládáme indukční charakter sítě z důvodu indukčnosti rozvodných vodičů a také to, že u slaboproudých zařízení není dle norem vyžadován kompenzátor účinníku.



Obr. 4.2: Náhradní schéma průmyslové napájecí sítě

### 4.3.3 Palubní napájecí sítě

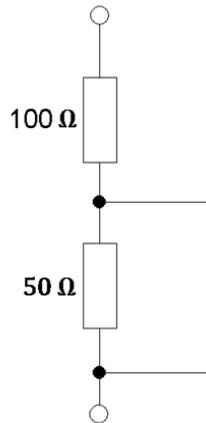
Tyto sítě se využívají v automobilech. Jelikož jsou přívodní kabely poměrně krátké, je také charakteristická indukčnost poměrně malá. Protože je tato síť napájena z olověného akumulátoru, je zde navíc započítán vnitřní odpor. Dle norem pro palubní napájecí sítě je impedance dána jako  $5 \mu\text{H} + 1 \Omega / 50 \Omega$ . Zapojení je znázorněno na Obr. 4.3.



Obr. 4.3: Náhradní schéma palubní napájecí sítě

### 4.3.4 Klasické napájecí sítě

Toto zapojení počítá s čistě rezistivní napájecí sítí a malým odběrem. V praxi se příliš nevyužívá. Dle norem je impedance této napájecí sítě stanovena jako  $100 \Omega + 50 \Omega$ . Zapojení je znázorněno na Obr. 4.4.



Obr. 4.4: Náhradní schéma klasické napájecí sítě

#### 4.4 Mechanická konstrukce sítě LISN

Mechanická konstrukce sítě LISN má tři účely. Za prvé zamezuje vnějšímu rušivému signálu, aby se indukoval do zařízení. Z tohoto důvodu musí být vyrobena z dobře vodivého materiálu a plně uzavřená pokud možno s co nejmenšími šterbinami. Dost často se proto vyrábí s překrývajícím se horním krytem ve tvaru U. Typickou sít' LISN lze vidět na Obr. 4.5. Za druhé slouží jako obal a nosná část zařízení. Toto kritérium lze jednoduše splnit použitím výše zmíněných plechů. A za třetí slouží jako referenční zem pro zařízení, tzn. ochranný kolík, který je použit jako zem pro měření. Ochranný kolík dobře připojen ke kovovému obalu zařízení, nejlépe na několika místech.

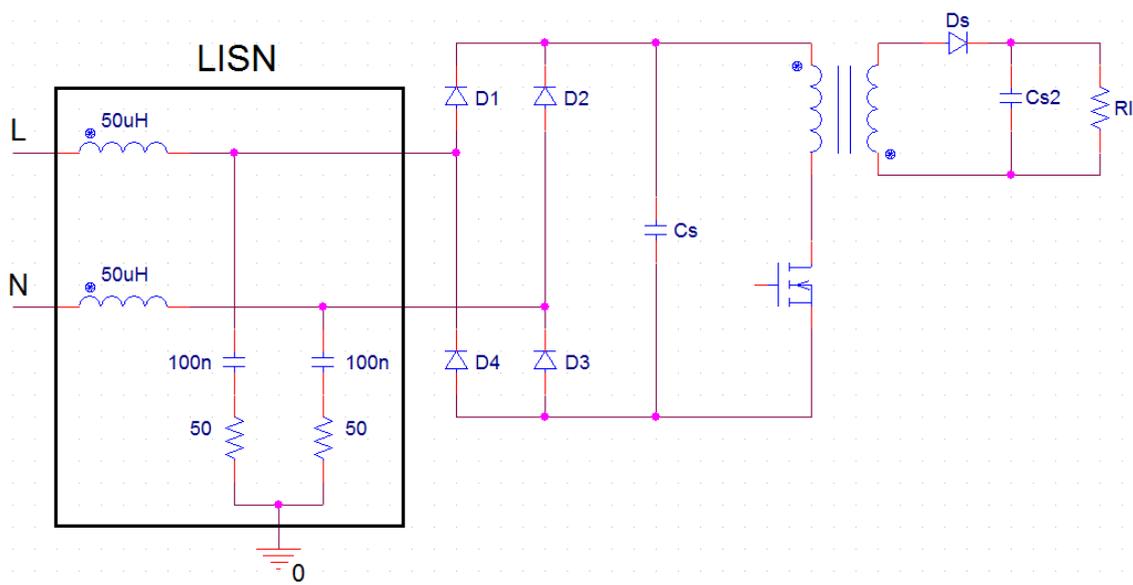


Obr. 4.5: Příklad konstrukce sítě LISN od Rohde & Schwarz

## 5 ANALÝZA CM A DM RUŠIVÝCH SIGNÁLŮ Z AC/DC MĚNIČŮ

Pro návrh umělé sítě LISN, která by umožnila oddělit symetrickou a asymetrickou složku rušivého signálu je nutno prvně provést analýzu těchto signálů a zjistit jak se projevují na měřících svorkách. Pro tento účel byla zvolena analýza na AC/DC snižujícím měniči s transformátorem.

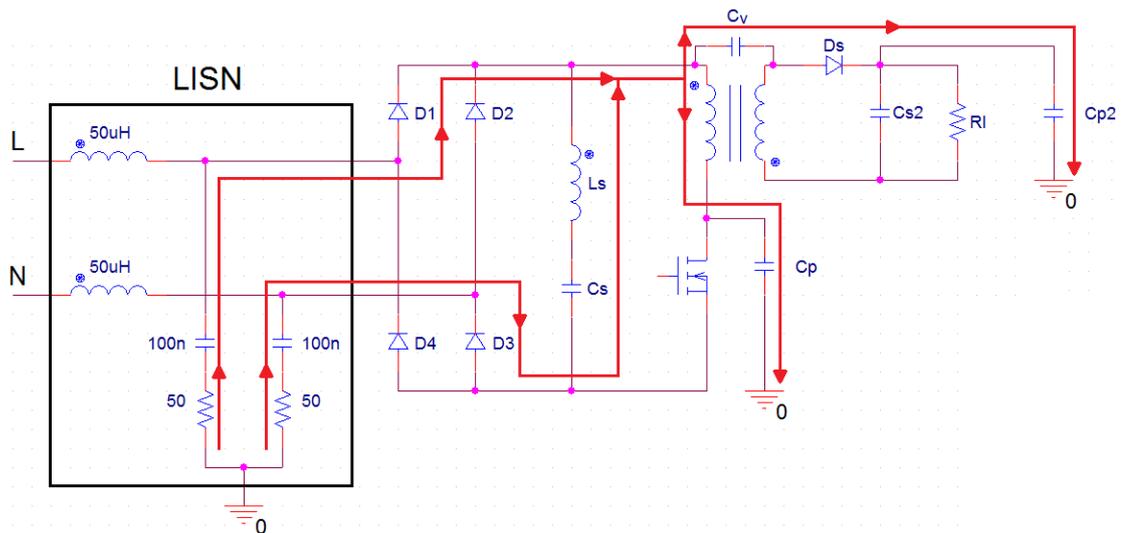
Funkční schéma zkoumaného obvodu je znázorněno na Obr. 5.1. Pro jednoduchost a názornost byl zvolen jednočinný blokující měnič, napájený pomocí Graetzova usměrňovače, který uvažujeme v ustáleném stavu.



Obr. 5.1: Funkční schéma zapojení zkoumaného AC/DC měniče

### 5.1 CM rušivé signály na AC/DC měniči

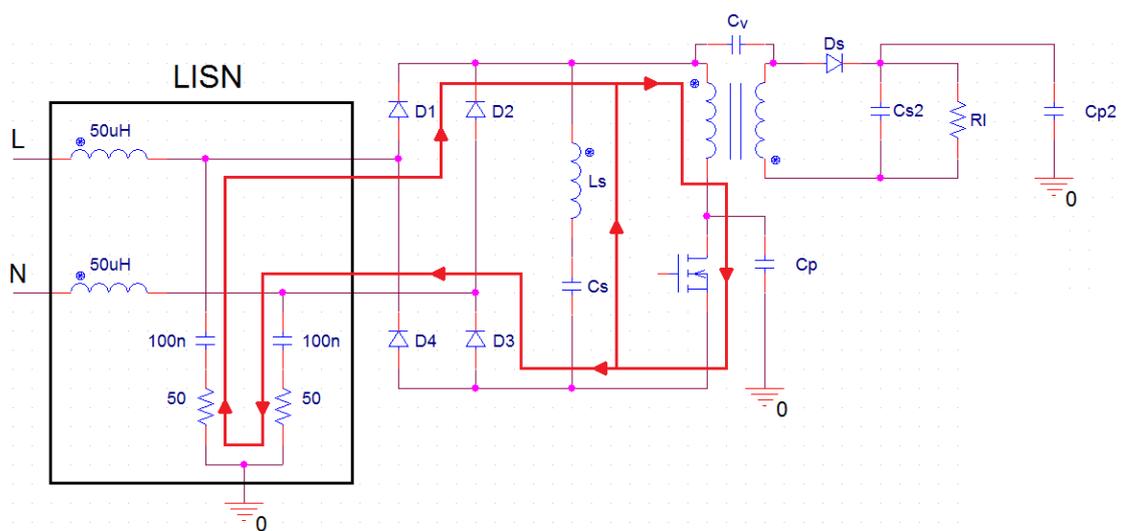
Pro pochopení asymetrických rušivých složek je nutno schéma rozšířit o parazitní vlastnosti. Kompletní schéma včetně znázorněné cesty asymetrického šumu je vyobrazeno na Obr. 5.2. Asymetrický šum využívá parazitní kapacity  $C_P$ , která vzniká přímo ve spínacím tranzistoru FET (Field-Effect Transistor). Jedná se o parazitní kapacitu mezi svorkou drain a pouzdem tranzistoru. Při spínání tranzistoru se během jedné periody změny z nulového napětí na maximální napětí a opačně. Tyto změny se poté projevují nabíjením a vybíjením kondenzátoru  $C_P$ , což vyvolá proud obvodem, který se na měřících svorkách LISN projevuje jako nesymetrické rušení. Při nabíjení kondenzátoru  $C_P$  teče proud od + svorek měniče do země přes parazitní kondenzátor  $C_P$  a při vybíjení se proud obrátí a teče od svorky -. Kromě parazitní kapacity  $C_P$  je nutno uvažovat parazitní kapacitu mezi primárním a sekundárním vinutím transformátoru  $C_V$ . Přes tuto kapacitu se asymetrické rušení uzavírá přes sekundární obvod do země díky parazitní kapacitě diody  $C_{P2}$ . Z rozboru tedy plyne, že nesymetrické rušení je v podstatě způsobeno parazitními kapacitami mezi vinutími a součástkami se zemí. Jak lze vidět na Obr. 5.2 při v obou případech mají tyto rušivé proudy stejnou polaritu, a proto se na svorkách sítě LISN projeví jako asymetrický rušivý signál.



Obr. 5.2: Cesta nesymetrického rušivého proudu zkoumaným měničem

## 5.2 DM rušivé signály na AC/DC měničích

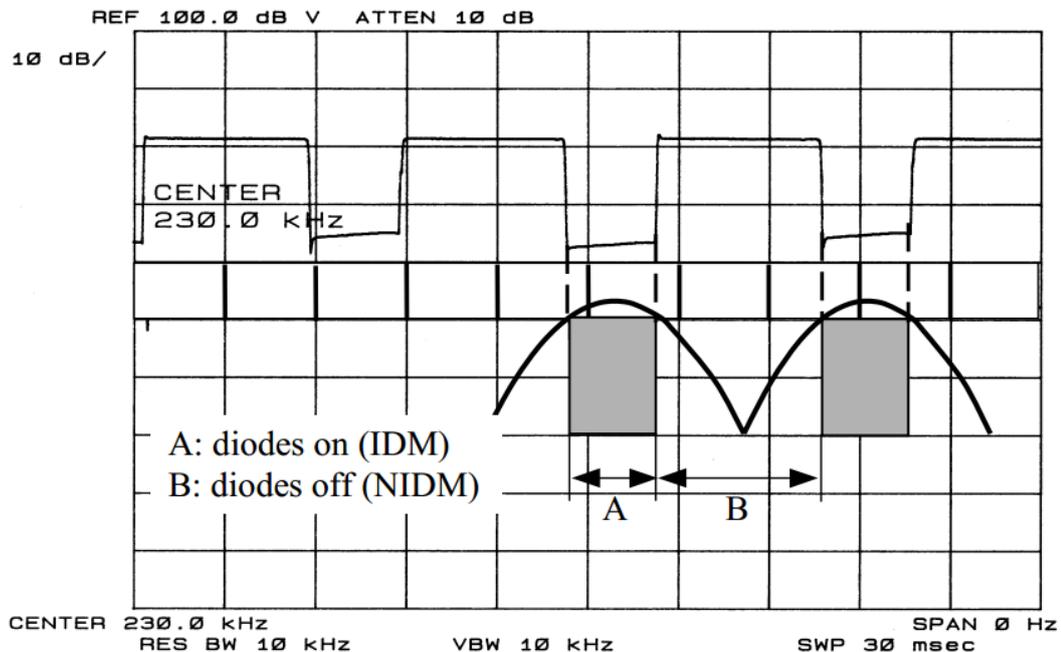
Symetrické rušivé napětí vzniká na napájecích vodičích jako část funkčního signálu v měničích. Při spínání tranzistoru FET se mění velikost proudu ze sítě, v rozepnutém se nabíjí kondenzátor  $C_S$ . Při sepnutí (kondenzátor  $C_S$  je již nabitý) je většina proudu do zátěže dodávána z kondenzátoru  $C_S$ . Toto přepínání má za následek silně proměnlivý proud z napájecího zdroje, který má na fázovém a zemním vodiči opačnou polaritu (symetrické rušení). Velikost tohoto proudu je závislá na zátěži, velikosti kondenzátoru  $C_{S2}$  a indukčnosti transformátoru. Dalším zdrojem symetrického rušení je parazitní indukčnost kondenzátoru  $L_S$ . Cestu symetrického rušivého proudu lze pozorovat na Obr. 5.3. Z výše uvedených poznatků plyne, že symetrický rušivý signál je závislý na velikosti kondenzátoru  $C_S$  a jeho parazitní indukčnosti  $L_S$ .



Obr. 5.3: Cesta symetrického rušivého proudu zkoumaným měničem

### 5.3 Ostatní rušivé signály na AC/DC měniči

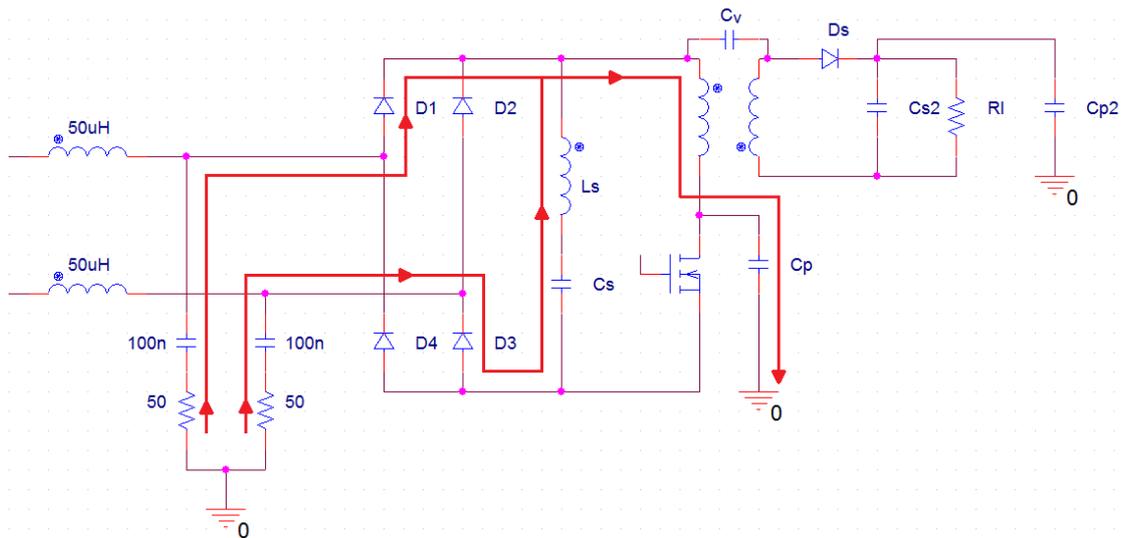
Z určitých studií [6] vyšlo, že rušivé signály spínaných zdrojů nelze s jistotou klasifikovat pouze do symetrických a nesymetrických složek. Tato kapitola se zabývá poměrně neznámým druhem rušivého signálu tzv. vnějším nesymetrickým rušením NIDM (Non-Intrinsic Differential Mode). Tento jev vzniká na usměrňovačích, dle klasifikace DM rušivých signálů by mělo být rušení při vodivém stavu diody větší, nicméně dle měření tomu tak není, viz Obr. 5.4.



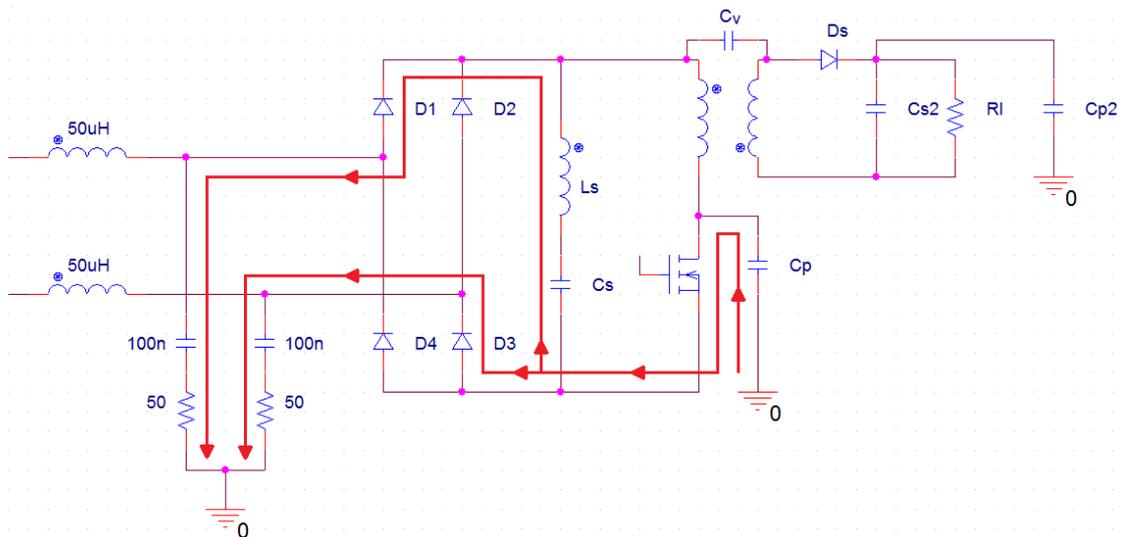
Obr. 5.4: Naměřené rušení na AC/DC měniči (převzato z [6])

Jsou-li diody sepnuté, jedná se o vnitřní šum zařízení IDM (intrinsic differential mode). Tento druh rušení popisují klasické DM rušivé signály, viz 5.2. Jsou-li však diody v nevodivém stavu obvod se uzavře pouze přes jednu diodu ( $D_1$ ). Jelikož potenciál zemní svorky je menší než 0 V ( $U_{cc} - U_{CS}$ ), spodní diody jsou proto polarizovány záporně, jelikož je na kondenzátoru větší napětí, než je napětí napájecí. V tomto případě proud protéká pouze jednou fázovou měřicí větví LISN. Obdobný stav nastane po sepnutí tranzistoru. Parazitní kapacita se snaží vybit, než diody začnou vést a uzavře se přes diodu ( $D_3$ ), která je pro toto napětí otevřená, a přes nulovou měřicí svorku LISN.

Až do nedávna se považovalo rozdílné symetrické rušení na fázovém vodiči a zemním vodiči za chybu v měření, ale faktem je, že jde právě o zmíněný rušivý signál NIDM. Příklad takového rušení lze vidět na Obr. 5.5 pro rozepnutý stav tranzistoru a plně nabitý kondenzátor a na Obr. 5.6 těsně po sepnutí tranzistoru s nabitým kondenzátorem  $C_S$ .



Obr. 5.5: Cesta rušivého proudu NIDM při rozepínání spínače



Obr. 5.6: Cesta rušivého proudu NIDM při zapínání spínače

## 6 ODDĚLENÍ CM A DM SLOŽKY RUŠIVÝCH SIGNÁLU

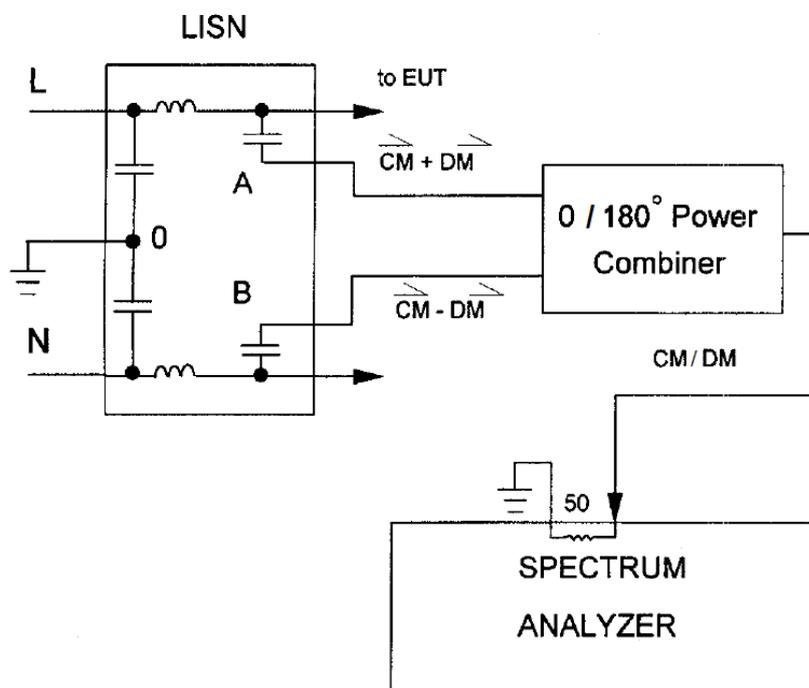
Jak bylo již dříve zmíněno klasické sítě LISN měří rušivé signály symetrické a nesymetrické společně. Aby bylo možno měřit signály zvlášť, je nutno upravit měřicí výstup. Této úpravě lze dosáhnout více možnostmi.

### 6.1 Oddělení CM a DM pomocí signálových slučovačů

Neznámější a běžně používanou metodou je oddělení symetrického a asymetrického rušivého signálu za pomoci signálních slučovačů SS (Signal Splitter/Splicer). Signální

slučovač je zařízení se 3 branami, 2x vstupní a jednou výstupní. Tyto zařízení se dosti často nazývají signálními děliči, protože v pasivních provedeních můžou plnit obě funkce dle volby vstupních bran.

Princip oddělení CM a DM rušivých signálů pomocí SS spočívá v tom, že sečteme výstupní signály fázové měřící svorky a nulové měřící svorky. Jak lze vidět na Obr. 5.3 symetrický rušivý signál má na fázové svorce opačnou polaritu než na svorce nulové a při sečtení těchto 2 svorek je při zanedbání šumu NIDM nulový. Naopak signál asymetrický má polaritu na fázové a zemní svorce stejnou a pro jeho vyrušení je nutno sečíst signál s fázové měřící svorky se signálem nulové měřící svorky pootočeným o  $180^\circ$ . Z tohoto důvodu je nutno použít 2 druhy slučovačů signálu, jeden s  $0^\circ$  fázovým posuvem a druhý se  $180^\circ$  fázovým posuvem. Na Obr. 6.1 můžeme vidět zapojení LISN s odděleným CM a DM šumem pomocí signálních slučovačů.

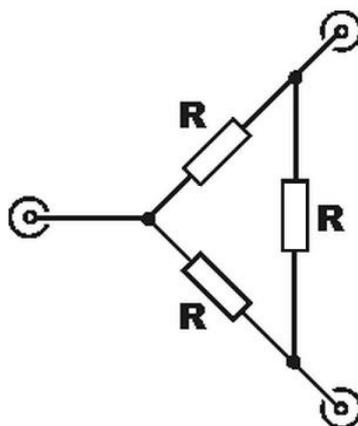


Obr. 6.1: Separace CM a DM pomocí signálních slučovačů (převzato z [14])

### 6.1.1 Typy a volba signálních slučovačů

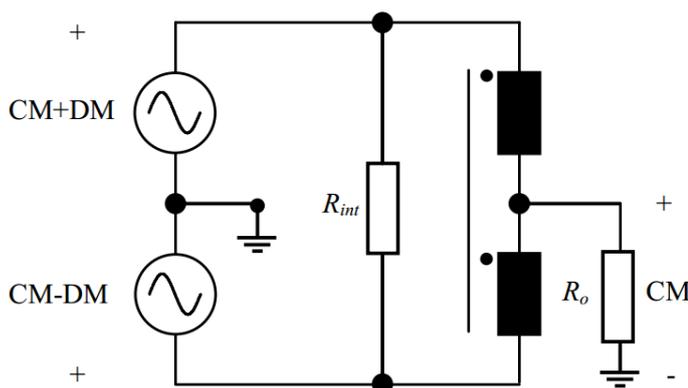
Jak již bylo zmíněno výše, je třeba dvou druhů signálních slučovačů, nicméně tyto 2 druhy se dají realizovat ve více provedeních.

Signální slučovače s  $0$  fázovým posuvem lze realizovat v čistě rezistivní formě, indukční formě nebo v aktivní formě. Čistě rezistivní SS dosahují nejlepších šumových parametrů a téměř neomezené šířky pásma (omezeno parazitními vlastnostmi použitých rezistorů), ze cenu velkého útlumu signálu (každý port je utlumen o 6 dB). Zapojení takového slučovače/děliče můžeme vidět na Obr. 6.2.



Obr. 6.2: Rezistivní 0 stupňový signální slučovač (převzato z [13])

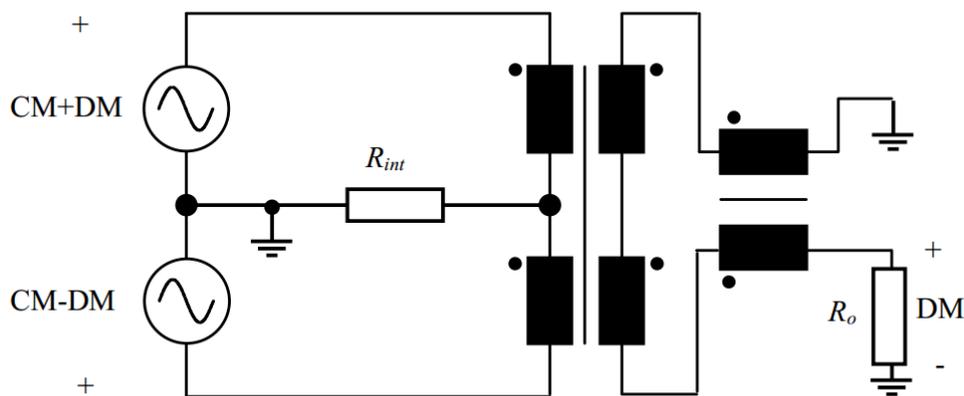
Dále lze signální slučovač realizovat v indukční formě. Schéma takového zařízení je zobrazeno na Obr. 6.3. Indukční slučovače bývají omezené frekvenčním pásmem (většinou mívají rozsah kolem tří dekád). Jejich výhodou ovšem bývá poměrně malý útlum signálu mezi 2 až 4 dB (tento útlum lineárně roste s frekvencí).



Obr. 6.3: Indukční 0 stupňový signální slučovač (převzato z [8])

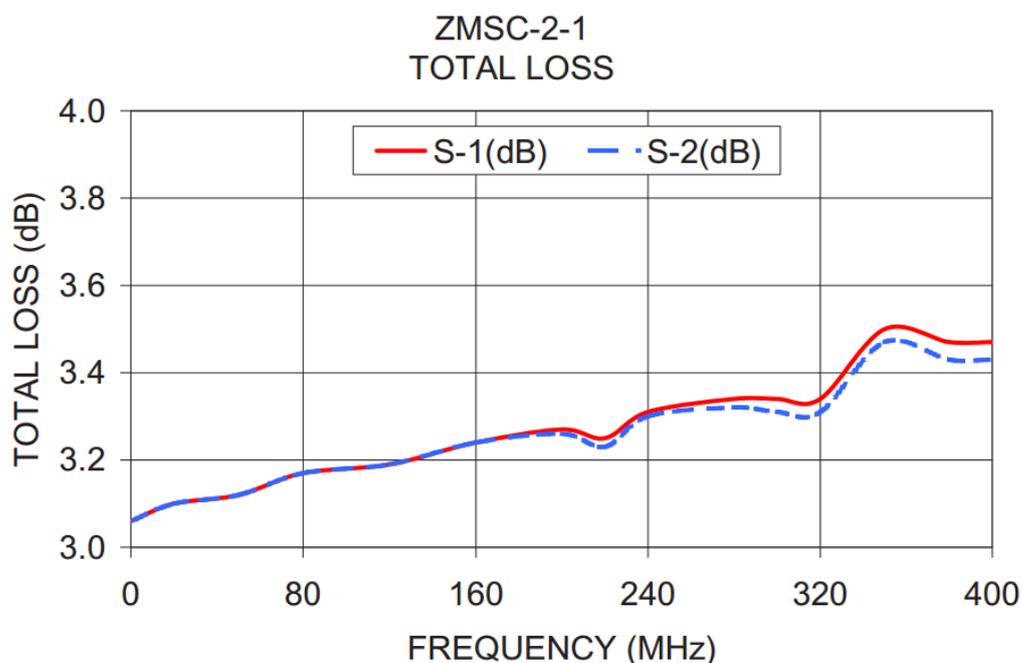
Aktivní slučovače se v EMI příliš nepoužívají a to především z důvodu zanesení přídavného šumu. Jedná se v podstatě o diferenciální zesilovač s otočenou zápornou větví o  $180^\circ$  buď pomocí pasivních součástek, nebo napět'ového sledovače otáčející fázi.

Signální slučovače se  $180^\circ$  fázovým posuvem nelze realizovat v rezistivní formě. Používají se buď aktivní, které jsou realizovány prostými diferenciálními zesilovači nebo jako indukční, jejichž zapojení můžeme vidět na Obr. 6.4. Tyto indukční slučovače mají narozdíl od  $0^\circ$  slučovačů neurčitější útlum (útlum se pohybuje od 3 do 4 dB, nicméně jeho závislost na frekvenci je nelineární).



Obr. 6.4: Indukční 180 stupňový signální slučovač (převzato z [8])

Příkladem vhodných slučovačů pro frekvenční rozsah 150 kHz až 30 MHz jsou například ZMSC-2-1 pro  $0^\circ$ , jehož frekvenční charakteristiku můžeme vidět na Obr. 6.5 a ZFSCJ-2-1 pro  $180^\circ$ , frekvenční charakteristika je znázorněna na Obr. 6.6.

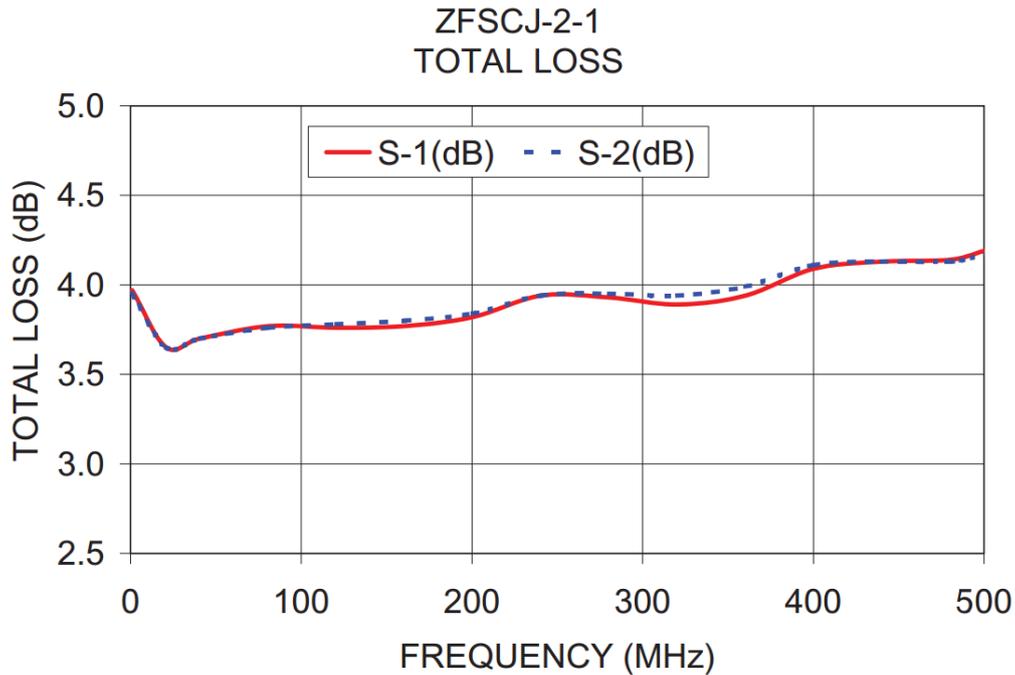


Obr. 6.5: Frekvenční charakteristika slučovače ZMSC-2-1 (převzato z [7])

## 6.2 Oddělení CM a DM pomocí transformátorů

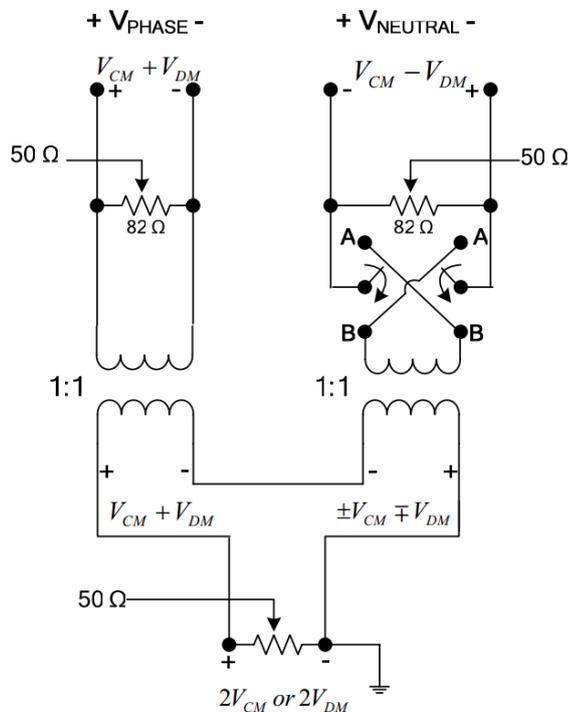
Oddělení CM a DM rušivých signálů využívá sčítání/odčítání signálů ze dvou transformátorů řazených v sérii. Mají-li oba transformátory stejnou polaritu vinutí, signály se sečtou a je vyloučeno symetrické rušení. Otočíme-li polaritu jednoho vinutí, signály se odčítají a tím pádem potlačíme nesymetrickou složku šumu.

Takovéto zapojení, které lze vidět na Obr. 6.7 poté měří dvojnásobnou hodnotu rušivého signálu ( $2 \times DM / 2 \times CM$ ). Chceme-li měřit hodnotu jednonásobnou, je nutno zařadit k měřicímu přístroji odpor o stejné impedanci (obvykle  $50 \Omega$ ).



Obr. 6.6: Frekvenční charakteristika slučovače ZFSCJ-2-1 (převzato z [7])

Toto řešení spoléhá na dobrý přenos transformátorů po celém měřeném frekvenčním rozsahu. Z tohoto důvodu je nutno zvolit vhodný materiál a počet závitů. Výhodou uvedeného zapojení je jednoduchost a cena. Je-li znám útlum měřicí části zařízení, lze jej částečně kompenzovat zvýšením počtu sekundárních závitů na transformátoru (zesílením rušivých napětí na měřicích svorkách).



Obr. 6.7: Separátor CM a DM na principu oddělovacích transformátorů (převzato z [15])

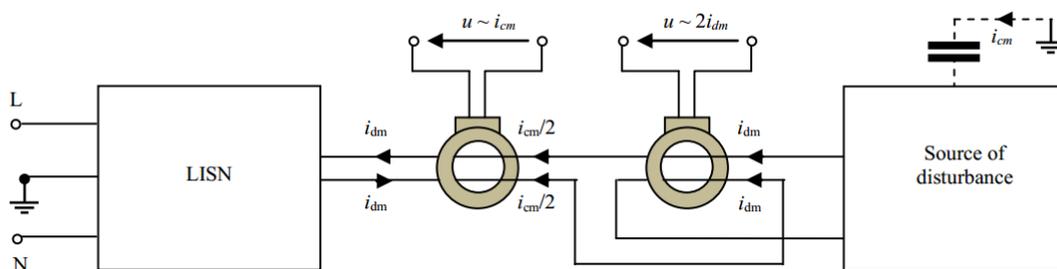
### 6.3 Oddělení CM a DM pomocí operačních zesilovačů

Nepříliš používanou metodou oddělení CM a DM rušivých signálů je metoda pomocí diferenčního zesilovače. Princip spočívá v zesílení rozdílu fázového a nulového rušení pomocí operačního zesilovače, poprvé s  $0^\circ$  fázovým posuvem a po druhé se  $180^\circ$  fázovým posuvem realizovaného pomocí invertujícího zesilovače se zesílením 1. Problém je v tom, že invertovaný signál je zpožděn a je pro to nutno zpoždit i signál neinvertovaný (například napěťovým sledovačem). Z toho plyne, že jsou řazeny 2 aktivní prvky do kaskády. Tyto prvky ovšem vnášejí do měření vlastní šum a dost často navíc offset (lze filtrovat pomocí vazebního kondenzátoru).

Toto řešení je pravděpodobně nejlevnější možností jak oddělit CM a DM rušivé signály. Výhodou tohoto zapojení je především možnost velmi dobře vykompenzovat útlum na měřicích členech. Nevýhodou je poté vlastní šum aktivních prvků, který nám zamezuje měřit slabé rušivé signály, popřípadě je měřit s velkou chybou.

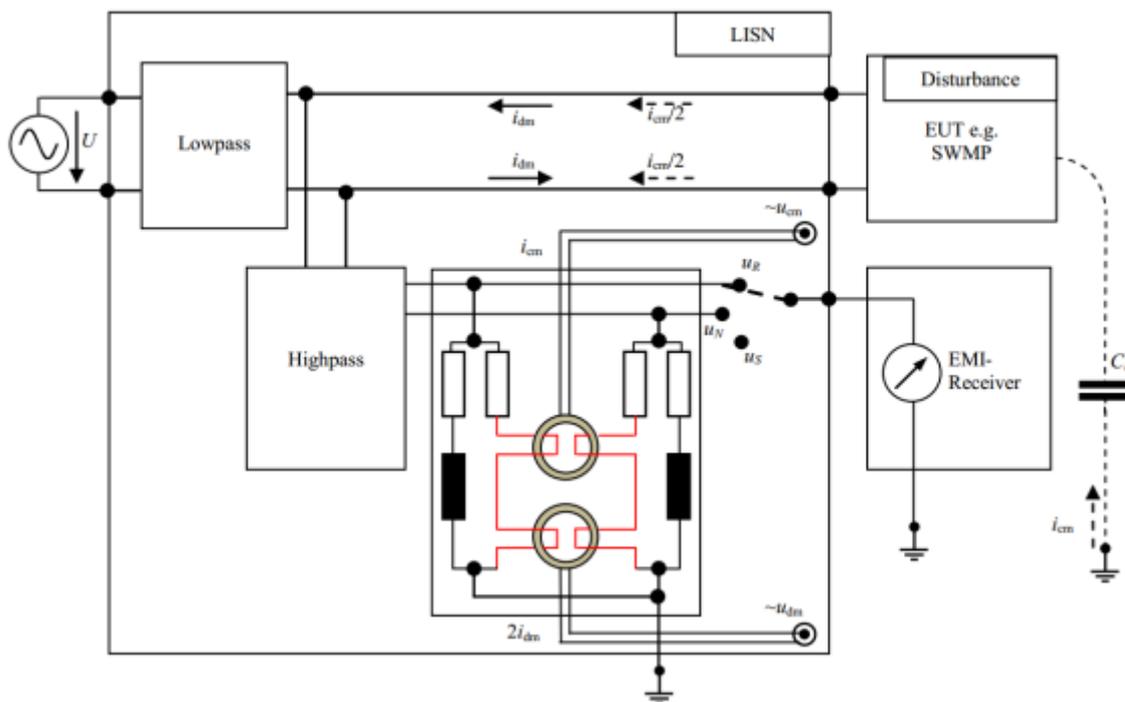
### 6.4 Oddělení CM a DM pomocí proudových sond

Oddělení symetrické a asymetrické pomocí proudových sond je další možností jak oddělit CM a DM rušivé signály. Jedná se o dosti podobný způsob jako v případě transformátorů, s tím rozdílem, že snímáme proud. Jsou zde použity dvě proudové sondy, ve kterých jsou umístěny vodiče, kterým protéká fázové rušení a nulové rušení. Pokud tyto proudy prochází sondou ve stejném směru, jsou sečteny a pokud ve směru opačném odečteny. Základní princip lze vidět na Obr. 6.8.



Obr. 6.8: Princip separace CM a DM pomocí proudových sond (převzato z [8])

Výhodou tohoto řešení je možnost měřit více druhů rušení najednou, jelikož proudové sondy měřený obvod ovlivňují jen minimálně. Nevýhodou je především přesnost, neboť proudové sondy využívají magnetické pole, je nutno umístit vodiče rovnoměrně a nejlépe do středu. Také je nutné, aby sondu neovlivňovali vnější pole a magnetické vazby. Tyto předpoklady nejdou vždy dokonale splnit a z toho důvodu bývá z pravidla měření méně přesné než měření pomocí napětí. Zapojení univerzálního měřiče LISN za použití proudových sond je znázorněno na Obr. 6.9



Obr. 6.9: Schéma zapojení separátoru CM a DM pomocí proudových sond (převzato z [8])

## 6.5 Oddělení CM a DM pro trojfázové soustavy

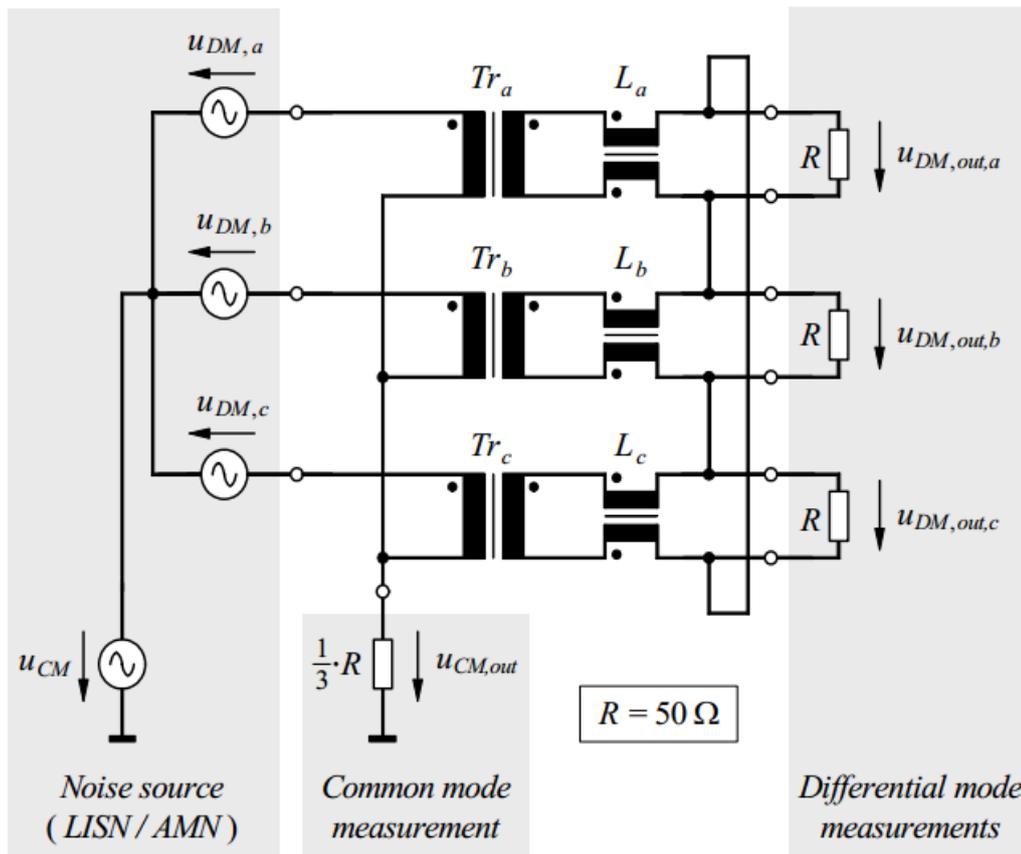
Oddělení CM a DM rušivých signálů pro trojfázovou soustavu nelze realizovat výše zmíněnými zapojeními a to z důvodu požadavku na měření celkového symetrického a asymetrického rušení. S výhodou lze ovšem využít sčítání signálů jednotlivých fází.

### 6.5.1 Pasivní řešení

Na Obr. 6.10 můžeme vidět zapojení trojfázového oddělovače CM a DM šumu.

Asymetrické rušení nemůže procházet na sekundární stranu transformátoru, jelikož je mu kladen vysoký odpor indukčností  $L_a$ , která slouží jako filtr CM rušení, a proto je nuceno se uzavřít přes odpor  $1/3 R$ . Tento proud vyvolá úbytek na odporu roven  $1/3$  asymetrického rušení. Jelikož jsou v tomto uzlu spojeny proudy všech fází, výsledné napětí bude přímo úměrné CM rušivému proudu.

Symetrické rušivé signály prochází transformátorem  $T_R$  na sekundární stranu, kde jsou sečteny s posunutou fází díky posunutému propojení sekundárních stran jednotlivých fází. Výsledkem jsou tři symetrické rušení pro každou fázi zvlášť.



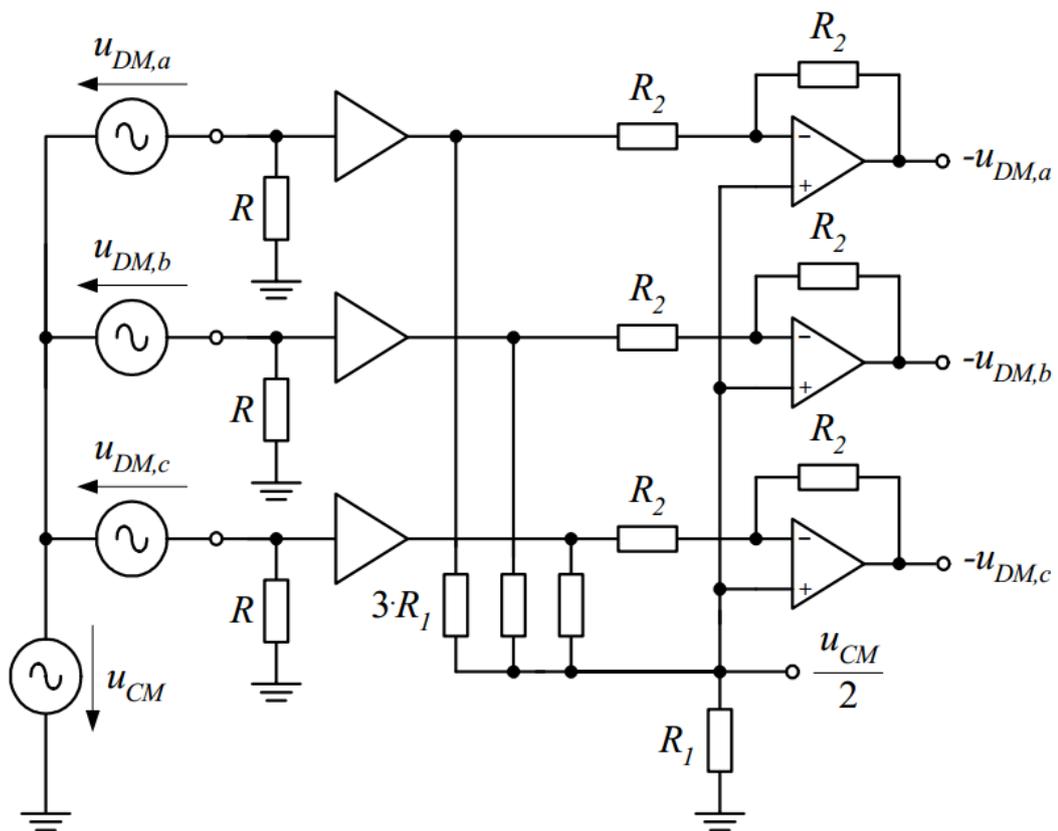
Obr. 6.10: Schéma zapojení pasivního separátoru CM a DM pro trojfázovou soustavu (převzato z [9])

### 6.5.2 Aktivní řešení

Separaci CM a DM v trojfázových soustavách lze také provést pomocí aktivních prvků. Toto řešení se opět využívá jen zřídka a to z důvodu přídavného šumu vneseného právě těmito aktivními prvky.

Princip spočívá v tom, že nesymetrické rušivé napětí se sečte pomocí tří  $3R_1$  rezistorů viz Obr. 6.11 a je snímáno přes rezistor  $R_1$ . Problémem je, že polovina napětí se ztratí na síti  $3R_1$  a pro správné měření je s tímto faktem nutno buď počítat, nebo přidat další širokopásmový zesilovač se zesílením 2. Nesymetrické napětí se za síti  $3R_1$  sečte a vyruší.

Symetrické napětí se pak měří pomocí rozdílových zesilovačů, kde na zápornou svorku přivedeme jak  $CM/2$  tak  $DM/2$  rušení a na kladnou svorku pouze rušení asymetrické. Po rozdílu dostáváme polovinu symetrického rušivého napětí, které následně zesílíme pomocí stejného diferenciálního zesilovače. Výstupní napětí má otočenou fázi o  $180^\circ$ , nicméně při měření rušení většinou na fázi příliš nezáleží, a pokud ano, můžeme přidat ještě další invertující zesilovač, který fázi otočí zpět, což přidá ovšem další zdroj šumu a zpoždění signálu.

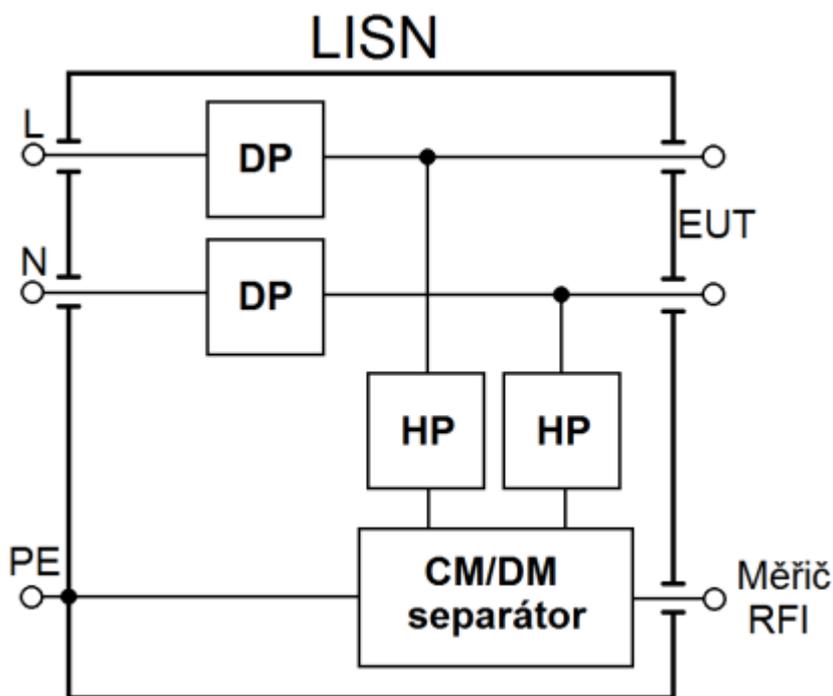


Obr. 6.11: Schéma zapojení aktivního separátoru CM a DM pro trojfázovou soustavu (převzato z [9])

# NÁVRH ZAŘÍZENÍ

## 7 NÁVRH SÍTĚ LISN S MOŽNOSTÍ MĚŘENÍ ODDĚLENÉHO SYMENTRICKÉHO A ASYMETRICKÉHO RUŠENÍ

Při návrhu zařízení byl kladen požadavek na volbu komponent tak, aby je bylo možno sestavit i v studentských prostorách na VUT (Bastlárna UREL). Blokové schéma zařízení lze vidět na Obr. 7.1.

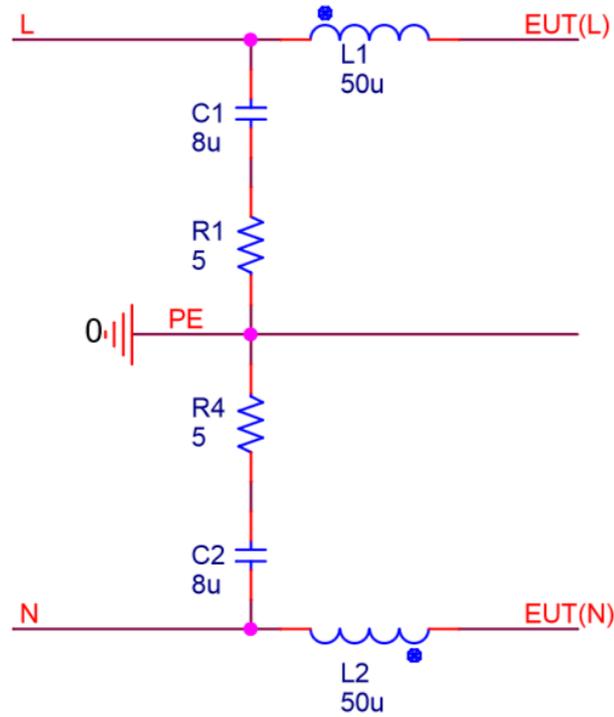


Obr. 7.1: Blokové schéma sítě LISN s možností oddělení CM a DM rušení

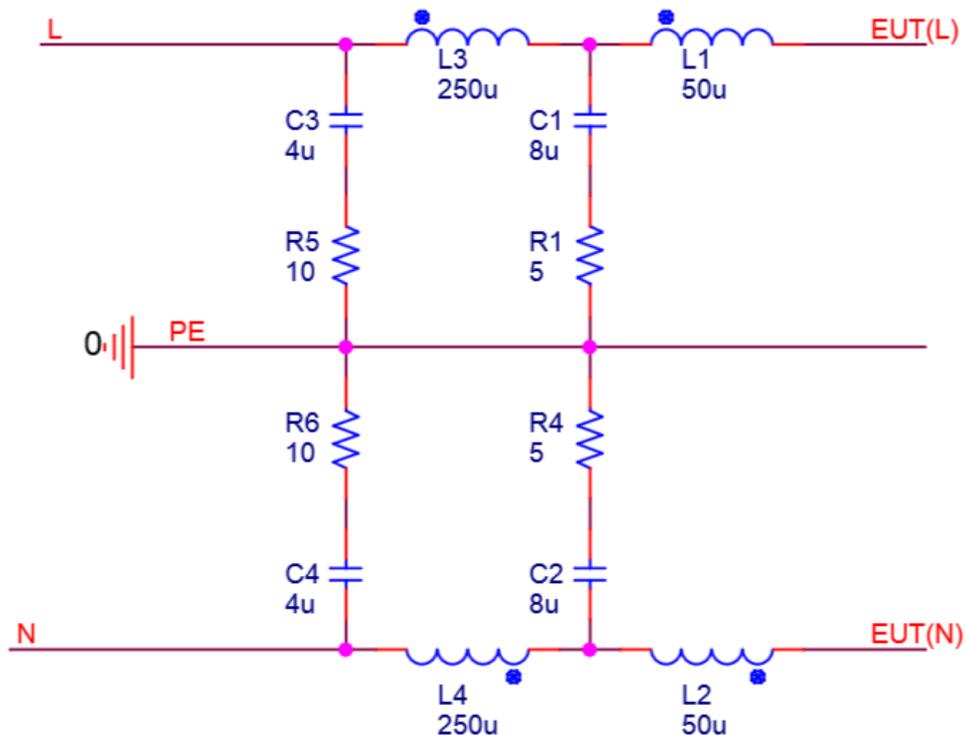
### 7.1 Návrh dolní propusti

Jak již bylo zmíněno výše, jako dolní propust byl zvolen LC filtr čtvrtého řádu a to jak na fázovém tak na nulovém vodiči. Tento filtr je navržen za účelem efektivně snížit rušení ze sítě, při čemž může být rušivý signál zkratován. Zároveň klade vysoký odpor rušivému signálu směrem ze zařízení do sítě, s tím, že by tento rušivý signál neměl ovlivňovat. Zapojení je uvedeno na Obr. 7.3. Hodnoty součástek byly zvoleny dle doporučení norem (Annex A, CISPR 16-1-2 nebo sekce 4.8 C63.4). Dostí často, se síť LISN vyrábí pouze s LC filtrem druhého řádu, jehož zapojení je znázorněno na Obr. 7.2. Filtr čtvrtého řádu není normou přímo vyžadován, ale zlepšuje parametry sítě LISN a to konkrétně pronikání rušivého signálu ze sítě do EUT a naopak. Filtr čtvrtého řádu se využíván především v kvalitnějších variantách sítě LISN, a to například od firmy

Rohde & Schwarz. Jedinou nevýhodou filtru čtvrtého řádu jsou vyšší ztráty při vedení síťového proudu. Charakteristiky filtrů druhého a čtvrtého řádu lze porovnat na Obrázcích 7.4 až 7.7, jako referenční zátěž byl zvolen odpor 50  $\Omega$ . Z charakteristik plyne především silné potlačení rušivých signálů přicházející ze sítě filtrem čtvrtého řádu i při poměrně málem odběru EUT na rozdíl od filtru řádu druhého.



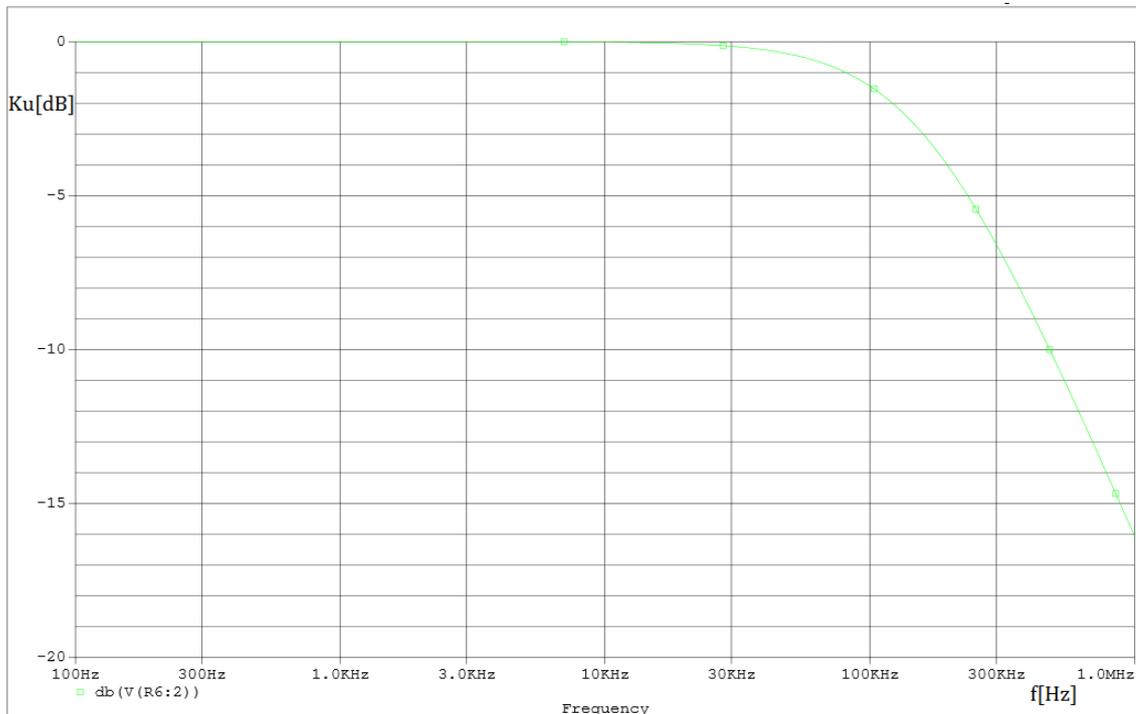
Obr. 7.2: Simulované schéma dolní propusti sítě LISN druhého řádu



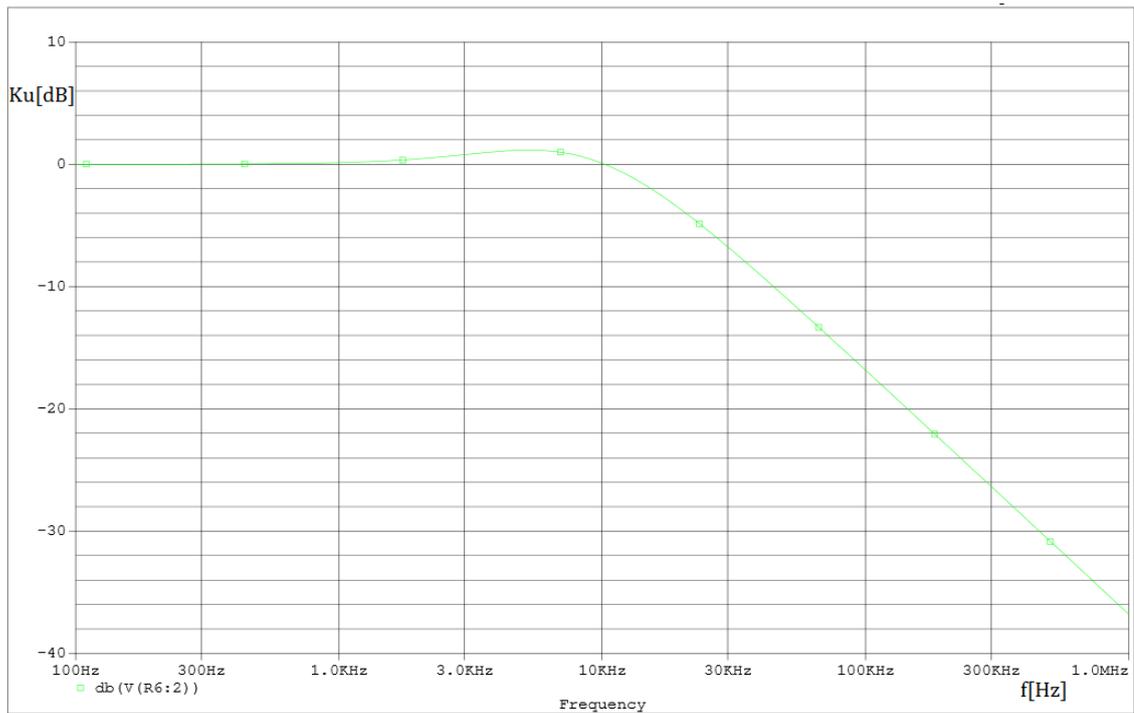
Obr. 7.3: Simulované schéma dolní propusti čtvrtého řádu navrhované sítě LISN

První část filtru (ze síťové strany) je určena především k odfiltrování rušení vysokých kmitočtů. Jelikož se počítá s tím, že jsou poměrně malá, není zde nutno zařazovat ke kondenzátorům  $C_1$  a  $C_2$  sériový odpor. Rušivý signál ze sítě je zkratován vůči zemi pomocí kondenzátorů  $C_1$  a  $C_2$ , což jej již značně zeslabí díky faktu, že rušivé signály bývají zdroje měkké. Dále je nucen projít cívkami  $L_1$  a  $L_2$ , které mu kladou značný odpor. Následují paralelní kondenzátory  $C_3$  a  $C_4$ , které mají však čtyřikrát menší impedanci než kondenzátory  $C_1$  a  $C_2$ . Protože by při takto malé impedanci mohl těmito kondenzátory ve špičkách protékat vysoký proud, jenž by je mohl poškodit, jsou zde zapojeny rezistory  $R_2$  a  $R_3$ . Poslední částí jsou opět cívky, které kladou rušivému signálu vysoký odpor. Tyto cívky mají impedanci 5x větší než cívky  $L_1$  a  $L_2$ . Z výstupní strany LISN se obvod chová jako klasický LC filtr čtvrtého řádu.

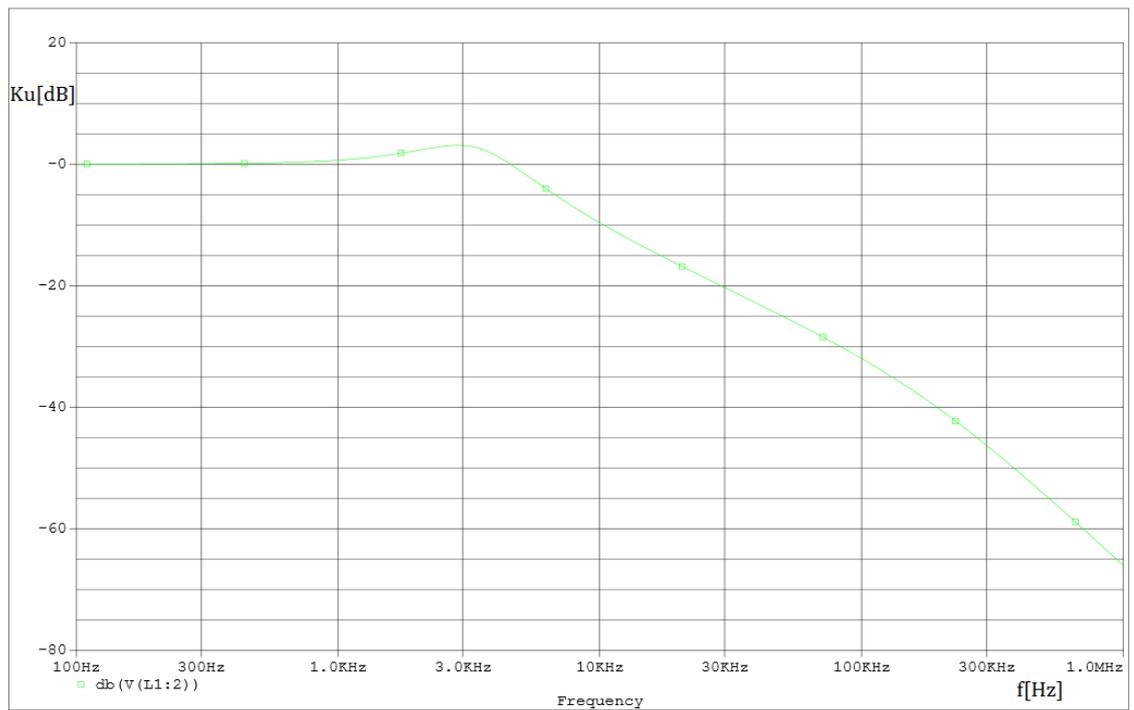
Funkce této dolní propusti čtvrtého řádu byla ověřena v simulačním programu PSpice. Výsledky simulace lze vidět na Obr. 7.6 pro rušivý signál přicházející z napájecí sítě a na Obr. 7.7 pro rušivý signál vydávaný testovaným zařízením.



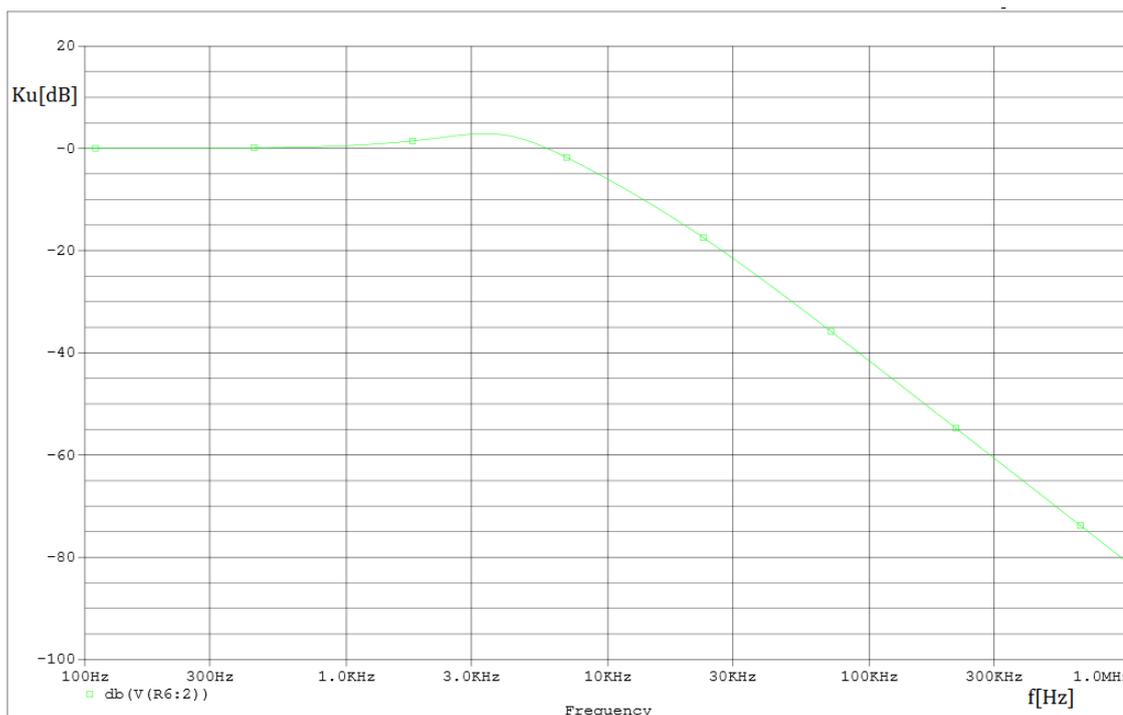
Obr. 7.4: Frekvenční charakteristika dolní propusti druhého řádu pro rušivý signál z napájecí sítě



Obr. 7.5: Frekvenční charakteristika dolní propusti druhého řádu pro rušivý signál z testovaného zařízení



Obr. 7.6: Frekvenční charakteristika dolní propusti čtvrtého řádu pro rušivý signál z napájecí sítě



Obr. 7.7: Frekvenční charakteristika dolní propusti čtvrtého řádu pro rušivý signál z testovaného zařízení

## 7.2 Návrh horní propusti

Jako horní propust byl zvolen pouze sériový kondenzátor a to z důvodu minimálního vloženého útlumu pro měřicí signál. Doporučená hodnota kondenzátoru pro měřicí rozsah 150 kHz až 30 MHz činí 250 nF (standard MIL-STD-461F a CISPR 16-1). Tento kondenzátor tvoří s vnitřním odporem měřicího přístroje napěťový dělič. Pokud není na některé z výstupních svorek připojen 50 Ω měřicí přístroj je nutno zde připojit 50 Ω odpor.

Jako kondenzátory byla zvolena paralelní kombinace foliových FKP1 220nF/675V a 33nF/675V, jelikož se 250 nF běžně nevyrábí. Tento typ kondenzátoru má maximální dovolené napětí 675 V pro 50 Hz viz [10], což je s velkou rezervou dostačující (Maximální teoretické napětí sítě je 325 V). Výhodou těchto kondenzátorů je také poměrně malé ESR (Equivalent Series Resistance). Tyto kondenzátory byly později nahrazeny bezpečnostními X2 polypropylénovými kondenzátory.

Ze vztahů (4.2 až 4.5) a (7.1 až 7.4) lze vidět, jak větší velikost tohoto kondenzátoru ovlivní útlum jak měřeného signálu, tak 50 Hz signálu ze sítě. Při použití většího kondenzátoru klesne útlum užitečného signálu o 0,08 dB, ale také utlum nechtěného 50 Hz signálu o 1,1 dB.

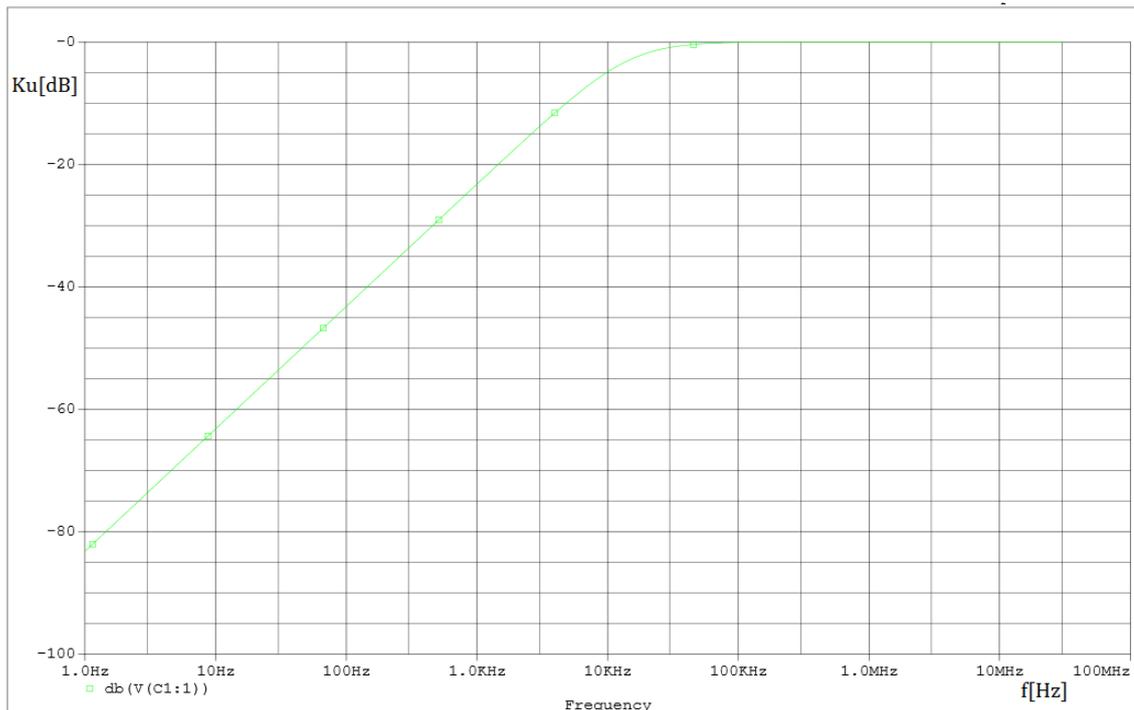
$$Z_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 0,22 \cdot 10^{-6}} = 14,46 \text{ k}\Omega \quad (7.1)$$

$$Z_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 150 \cdot 10^3 \cdot 0,25 \cdot 10^{-6}} = 4,82 \text{ }\Omega \quad (7.2)$$

$$\beta = -20 \cdot \log\left(\frac{Z_0}{Z_0 + Z_C}\right) = -20 \cdot \log\left(\frac{50}{50 + 12,73 \cdot 10^3}\right) = 49,26 \text{ dB} \quad (7.3)$$

$$\beta = -20 \cdot \log\left(\frac{Z_0}{Z_0 + Z_C}\right) = -20 \cdot \log\left(\frac{50}{50 + 4,24}\right) = 0,80 \text{ dB} \quad (7.4)$$

Jako zakončovací odpory budou použity 51  $\Omega$  rezistory s 1% tolerancí. Zapojení bylo ověřeno v simulačním programu PSpice a výsledky jsou znázorněny na Obr. 7.8. Dle výsledků simulace bude mít takováto horní propust útlum 0,04 dB na frekvenci 150 kHz a 50 dB pro frekvenci 50 Hz.

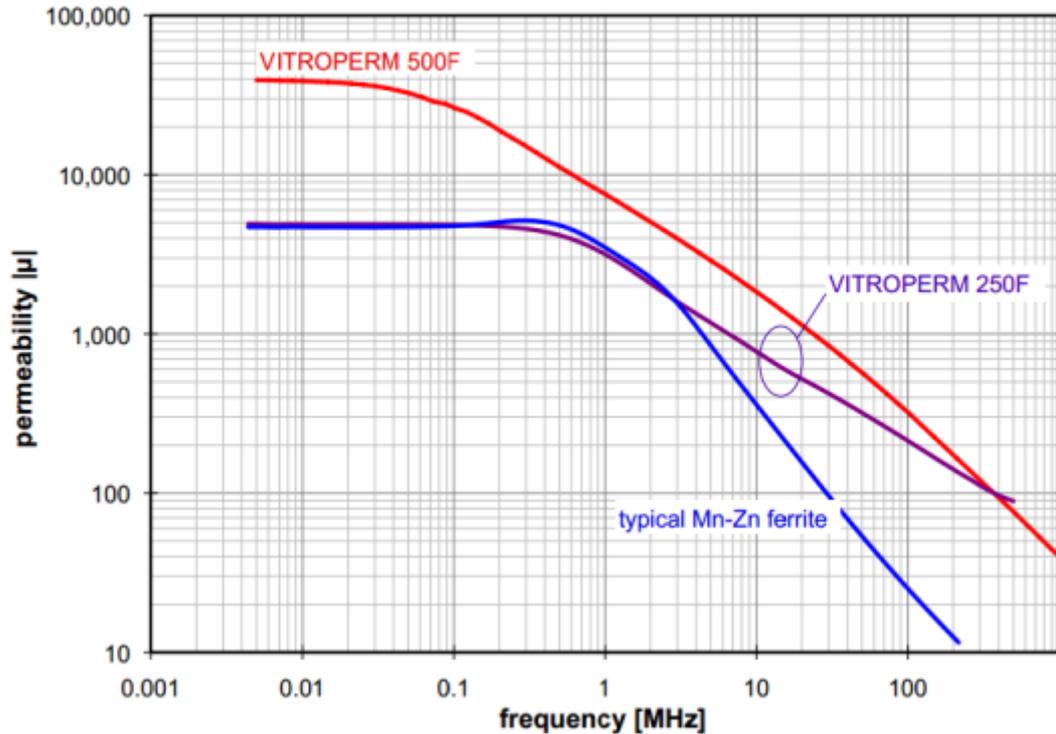


Obr. 7.8: Frekvenční charakteristika horní propusti

### 7.3 Návrh oddělovače CM a DM rušivého signálu

Pro oddělení CM a DM rušivých signálů byla zvolena metoda pomocí dvou transformátorů. Tato metoda je zde vhodná, především pro možnost vyrobit je v laboratorních podmínkách. Kompletní zapojení včetně oddělovače rušivých signálů můžeme vidět v příloze 1.

Jádra oddělovacích transformátorů byly zvoleny z materiálu VITROPERM 500F, který je dle katalogového listu určen především pro frekvence menší (do jednotek MHz), nicméně dle charakteristiky a experimentů má dostatečnou permeabilitu i pro frekvenci 30 MHz viz Obr. 7.9. Konkrétními jádry pro transformátory byly zvoleny VAC T60006-L2025-W380 s induktancí 15,5  $\mu\text{H}$  na závit při 100 kHz. Pro primární i sekundární vinutí (transformační poměr 1:1) bylo zvoleno 10 závitů.



Obr. 7.9: Frekvenční charakteristika materiálu VITROPERM 500F (převzato z [11])

## 7.4 Dimenzování a volba vodičů

Při návrhu zařízení je nutno také dbát na dimenzování vodičů a jejich typ. Pro silovou 50 Hz část zařízení byl zvolen měděný drát o průřezu  $2 \text{ mm}^2$ . Tento průřez byl zvolen na základě norem pro rozvody [12]. Proudová hustota odpovídá  $3,25 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2}$  dle vztahu (7.5), což je pro volné vodiče a cívku s malým počtem závitů při 6,5 A přijatelné.

$$J = \frac{I}{S} = \frac{6,5}{2} = 3,25 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2} \quad (7.5)$$

Vodiče v měřící části budou realizované především pomocí plošného spoje. Případné propojky pomocí lanka o průřezu  $0,5 \text{ mm}^2$  a koaxiálního kabelu a to především z důvodu skin efektu, který při 30 MHz činí  $13,4 \text{ μm}$  dle vztahu (7.6).

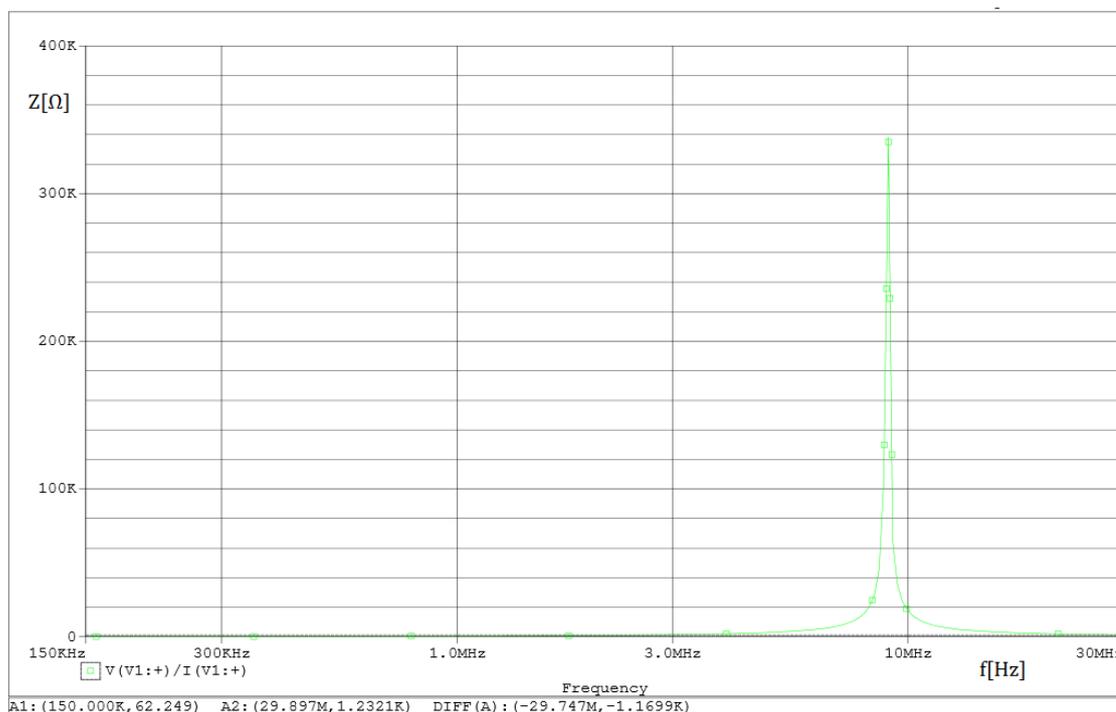
$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot f \cdot \mu}} = \sqrt{\frac{0,0169}{\pi \cdot 30 \cdot 10^6 \cdot 0,999}} = 13,4 \text{ μm} \quad (7.6)$$

## 8 VÝROBA DANÉ SÍTĚ LISN

Při výrobě byly kladeny požadavky, především na cenu. Vlastnosti sítě LISN by bylo možné zlepšit použitím dražších materiálu a profesionálně vyráběných součástí například v případě cívek.

### 8.1 Návrh indukčností

Indukčnosti byly navrženy jako vzduchové, jelikož drát 2 mm<sup>2</sup> (AWG14) není samonosný, je zde použito nosné jádro. Norma CISPR 16-1-2 doporučuje jádro o průměru 120 mm z polypropylénu, které je ovšem nákladné. Ze studií [21] plyne, že lze použít jako jádro i PVC (PolyVinylChlorid) trubku libovolného průměru, s omezením vlastní rezonance cívky, která musí být větší než 7 MHz. V této aplikaci lze cívku použít i po SRF (Self Resonant Frequency) a to z důvodu, že parazitní kapacita je tak malá, že impedance se po rezonanci poměrně pomalu snižuje, cívka je poté použitelná přibližně do bodu kde je impedance stejná jako na počáteční frekvenci 150 kHz. Příklad závislosti impedance na frekvenci a princip použití cívky i po vlastní rezonanci lze vidět na Obr. 8.1. Pro příklad byla uvedena cívka přídatné horní propusti se SRF 9 MHz. Z kurzorů na Obr. 8.1, lze vidět, že impedance na 30 MHz je stále značně větší, než impedance na 150 kHz a cívka je stále použitelná a to s minimálním ovlivněním impedance filtru (impedance kondenzátorů přídatné HP na 9 MHz je zde 0,35 Ω)



Obr. 8.1: Impedance cívek horní propusti před a po rezonanci

Pro všechny cívky v dolní propusti, bylo zvoleno PVC jádro o průměru 50 mm a délce 200 mm. Jako izolace sousedních závitů je zde použit pouze lak, a případná mezivrstvá izolace je realizována pomocí trafo papíru a PVC izolační pásky. Vývody

indukčnosti jsou realizovány středem nosného jádra a to z důvodu fixace závitů a možností vyvést vodič do všech směrů, dle potřeby. Indukčnosti byly vyrobeny pomocí soustruhu v dílně UREL.

### 8.1.1 Indukčnosti 50μH

Indukčnosti 50 μH jsou klíčovou částí sítě LISN a výrazně se podílí na impedanci (na rozdíl od indukčnosti 250 μH), proto byly voleny jako jednovrstvé z důvodu minimální parazitní kapacity. Norma CISPR 16-1-2 diktuje, že tyto cívky musí mít činitel jakosti alespoň 10, čehož by při použití drátu o průřezu 2 mm<sup>2</sup> mělo být bez problému dosaženo. Počet závitů lze spočítat pomocí vztahů (8.1 - 8.4), za pomoci postupných aproximací délky a počtu závitů. Uvedena je pouze finální aproximace.

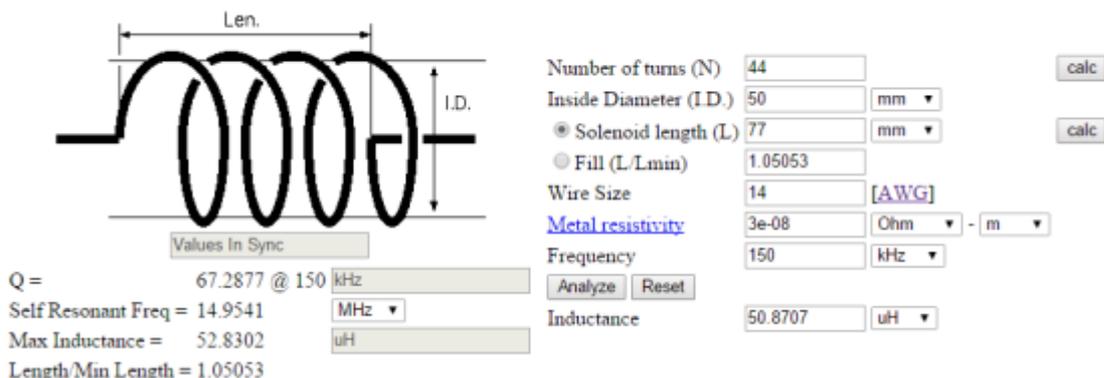
$$N = \sqrt{\frac{L \cdot (l + 0,45 \cdot d)}{d^2}} = \sqrt{\frac{50 \cdot (0,0685 + 0,45 \cdot 0,05)}{0,05^2}} = 42,7 \text{ z} \Rightarrow 43 \text{ z} \quad (8.1)$$

$$l = N \cdot d_z = 43 \cdot 1,6 \cdot 10^{-3} = 68,8 \text{ mm} \quad (8.2)$$

$$N = \sqrt{\frac{L \cdot (l + 0,45 \cdot d)}{d^2}} = \sqrt{\frac{50 \cdot (0,0688 + 0,45 \cdot 0,05)}{0,05^2}} = 42,73 \text{ z} \Rightarrow OK \quad (8.3)$$

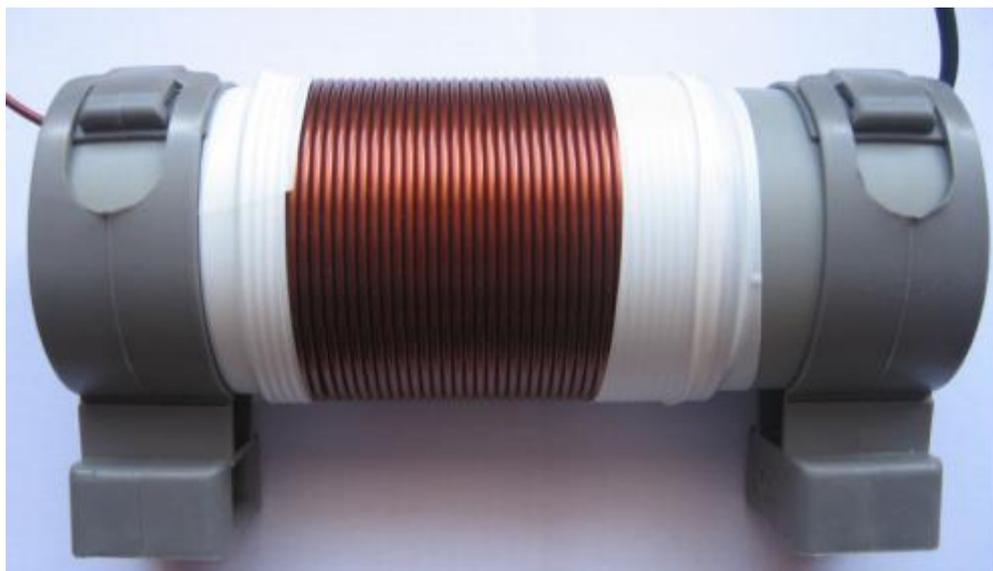
$$L = \frac{d^2 \cdot N^2}{(l + 0,45 \cdot d)} = \frac{0,05^2 \cdot 43^2}{(68,8 \cdot 10^{-3} + 0,45 \cdot 0,05)} = 50,62 \mu H \quad (8.4)$$

Dále je nutno ověřit vlastní rezonanční kmitočet cívky. Tento výpočet byl proveden pomocí online kalkulátoru [19] viz Obr. 8.2.



Obr. 8.2: Ověření parametrů 50 μH cívek pomocí online kalkulátoru

Vlastní rezonanční kmitočet poté vyšel 14,95 MHz, což je s rezervou více než požadovaných 7MHz. Fotografie vyrobené cívky je uvedena na Obr. 8.3.



Obr. 8.3: Fotografie vyrobené 50 µH cívky

### 8.1.2 Indukčnosti 250µH

Indukčnosti 250 µH nejsou v obvodu kritické a slouží především pro odfiltrování externího rušení přicházejícího ze sítě. U těchto indukčností není příliš důležitá SRF. Primárním parametrem zde byl co nejmenší počet vrstev, pro menší tepelné zatěžování PVC jádra, které má pracovní teplotu do 60 °C. Počet závitů a vrstev cívek byl vypočítán pomocí vztahů (8.5 - 8.9). Opět je uvedena finální aproximace. Počet závitů v první vrstvě poté bude 28, ve vrstvě druhé 27 a ve vrstvě třetí 26.

$$\begin{aligned}
 N &= \sqrt{\frac{L \cdot (6 \cdot R + 9 \cdot l + 10 \cdot B)}{31,6 \cdot R^2}} \\
 &= \sqrt{\frac{250 \cdot (6 \cdot 26,2 \cdot 10^{-3} + 9 \cdot 43,2 \cdot 10^{-3} + 10 \cdot 2,4 \cdot 10^{-3})}{31,6 \cdot (26,2 \cdot 10^{-3})^2}} \quad (8.5) \\
 &= 81,05 \text{ z} \Rightarrow 81 \text{ z}
 \end{aligned}$$

$$R = \frac{r_1 + (r_1 + (\frac{3 \cdot d_z}{2}))}{2} = \frac{25 \cdot 10^{-3} + (25 \cdot 10^{-3} + (\frac{3 \cdot 1,6 \cdot 10^{-3}}{2}))}{2} = 26,2 \text{ mm} \quad (8.6)$$

$$B = r_2 - r_1 = 27,4 \cdot 10^{-3} - 25 \cdot 10^{-3} = 2,4 \text{ mm} \quad (8.7)$$

$$l = N/3 \cdot d_z = 27,1,6 \cdot 10^{-3} = 43,2 \text{ mm} \Rightarrow OK \quad (8.8)$$

$$\begin{aligned}
 L &= \frac{N^2 \cdot 31,6 \cdot R^2}{(6 \cdot R + 9 \cdot l + 10 \cdot B)} = \frac{81^2 \cdot 31,6 \cdot (26,2 \cdot 10^{-3})^2}{(6 \cdot 26,2 \cdot 10^{-3} + 9 \cdot 43,2 \cdot 10^{-3} + 10 \cdot 2,4 \cdot 10^{-3})} \quad (8.9) \\
 &= 249,7 \text{ µH}
 \end{aligned}$$

Z obdobných aplikací [21], bylo ověřeno, že teplota jádra po hodině provozu při stálém proudu 8 A činila 50 °C. Jelikož v této aplikaci je maximální proud 6,5 A, je zřejmé, že jádro kritické hodnoty 60 °C nedosáhne. Zařízení bylo ověřeno teploměrem Fluke, na umělé zátěži ve firmě Honeywell, při proudu 5,8 A, po dobu 45 minut. Teplota cívky nepřekročila hodnotu 41,5 °C. Hotovou cívku můžeme vidět na Obr. 8.4.



Obr. 8.4: Fotografie vyrobené 250 µH cívky

### 8.1.3 Vzájemná indukčnost

Další často zanedbávaný faktor je vzájemná indukčnost, jelikož cívky nemůžou být nekonečně vzdálené jak od zemní plochy tak od sebe, je nutno zohlednit nebo alespoň ověřit vzájemnou indukčnost. V tomto případě jsou cívky umístěny rovnoběžně se vzdáleností 60 mm od sebe a 50 mm k nejbližší zemní ploše. Jelikož je výpočet vzájemné indukčnosti u reálných cívek téměř nemožný, byly použity odsimulované aproximační tabulky [20]. Koeficient vazby zde tedy dosahuje přibližně  $k = 0,006$ . Ze vztahů (8.10 - 8.11), lze vidět, že vzájemná indukčnost je v porovnání s indukčností tak malá, že ji lze zanedbat.

$$M_{50-250\mu H} = k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} = 0,006 \cdot \sqrt{50 \cdot 10^{-6} \cdot 250 \cdot 10^{-6}} = 0,67 \mu H \quad (8.10)$$

$$M_{50-50\mu H} = k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} = 0,006 \cdot \sqrt{50 \cdot 10^{-6} \cdot 50 \cdot 10^{-6}} = 0,30 \mu H \quad (8.11)$$

## 8.2 Návrh horní propusti

Dalším prvkem sítě LISN je horní propust. V obvyklých schématech se udává pouze sériový kondenzátor 100 nebo 250 nF. Jak již bylo zmíněno dříve, tato propust netlumí dostatečně zbytkové síťové napětí a této konkrétní aplikaci by zbytkové napětí na frekvenci 50 Hz vedlo k přesycení oddělovacích transformátorů.

Taktéž profesionální sítě LISN využívají přídatnou horní propust, pro definovaný

spodní rozsah buď 9 kHz, nebo 150 kHz. Na tyto filtry jsou kladeny striktní požadavky jak na stabilitu impedance, tak přenosu. Zaručení stabilní impedance a přenosu lze dosáhnout buď velkým řádem filtru a mezní frekvencí blíže k spodní hranici pracovního rozsahu, nebo umístěním mezní frekvence směrem dolů. Z důvodu úspor byl zde zvolen filtr třetího řádu v uspořádání T článku. Aproximace filtru byla zvolena jako Butterworthova s mezním kmitočtem 60 kHz, koeficienty můžeme vidět v Tab. 8.1. Výpočet hodnot součástek je uveden ve vztazích (8.12 - 8.15).

Tab. 8.1: Koeficienty filtru Butterworthova typu

Butterworthova aproximace ( $K_{zv} = 3 \text{ dB}$ )										
n	$l1$	$c2$	$l3$	$c4$	$l5$	$c6$	$l7$	$c8$	$l9$	$c10$
2	1,4142	1,4142								
3	1,0000	2,0000	1,0000							
4	0,7654	1,8478	1,8478	0,7654						
5	0,6180	1,6180	2,0000	1,6180	0,6180					
6	0,5176	1,4142	1,9319	1,9319	1,4142	0,5176				
7	0,4450	1,2470	1,8019	2,0000	1,8019	1,2470	0,4450			
8	0,3902	1,1111	1,6629	1,9616	1,9616	1,6629	1,1111	0,3902		
9	0,3473	1,0000	1,5321	1,8794	2,0000	1,8794	1,5321	1,0000	0,3473	
10	0,3129	0,9080	1,4142	1,7820	1,9754	1,9754	1,7820	1,4142	0,9080	0,3129
	$c1$	$l2$	$c3$	$l4$	$c5$	$l6$	$c7$	$l8$	$c9$	$l10$

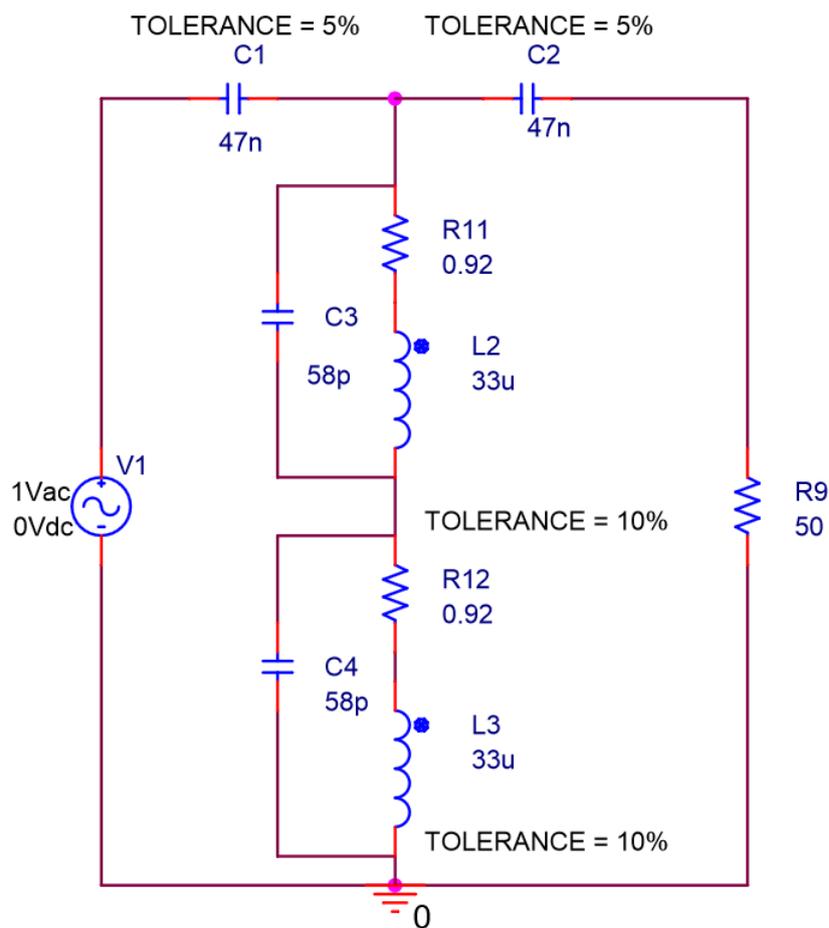
$$K_L = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot f_m} = \frac{50}{2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 10^3} = 53,05 \text{ n} \quad (8.12)$$

$$K_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_m \cdot R} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 10^3 \cdot 50} = 132,63 \mu \quad (8.13)$$

$$C_{1,3} = \frac{K_C}{c_{1,3}} = \frac{53,05 \cdot 10^{-9}}{1} = 53,05 \cdot 10^{-9} \text{ nF} \quad (8.14)$$

$$L_2 = \frac{K_L}{l_2} = \frac{132,63 \cdot 10^{-6}}{2} = 66,31 \mu\text{H} \quad (8.15)$$

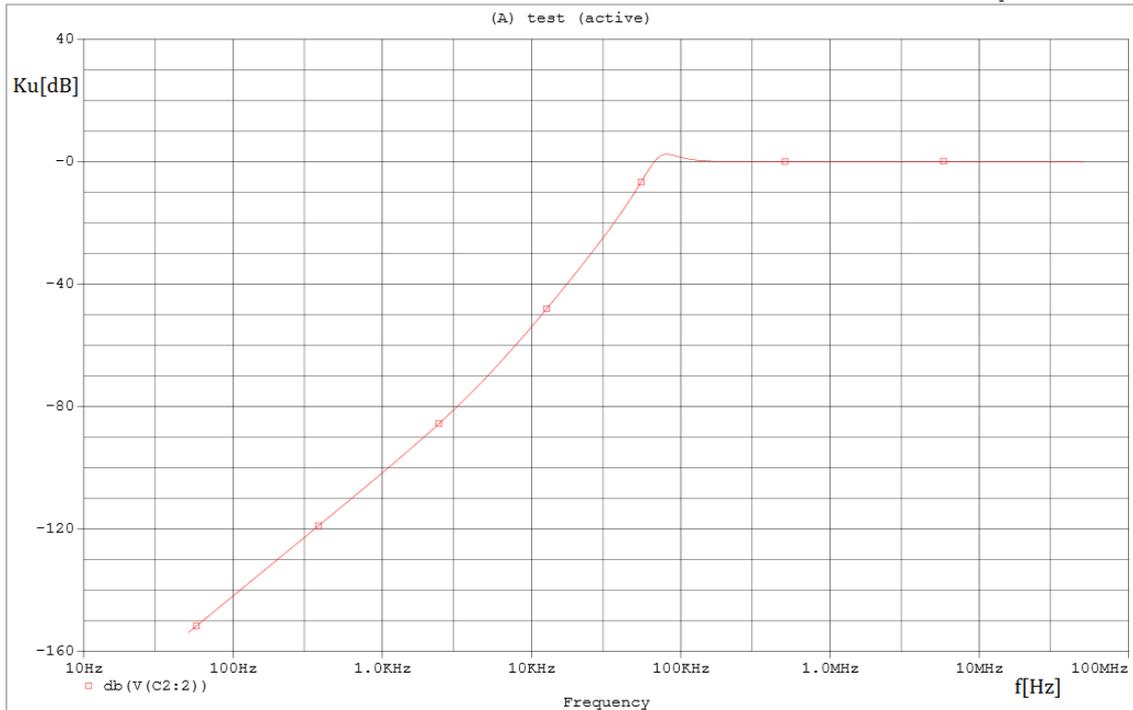
Hodnoty pro součástky byly zvoleny 47 nF pro kondenzátory a 2x 33 uH pro cívky. V simulaci filtru byly zahrnuty také parazitní vlastnosti cívek udávané výrobcem. Simulační schéma poté můžeme vidět na Obr. 8.5.



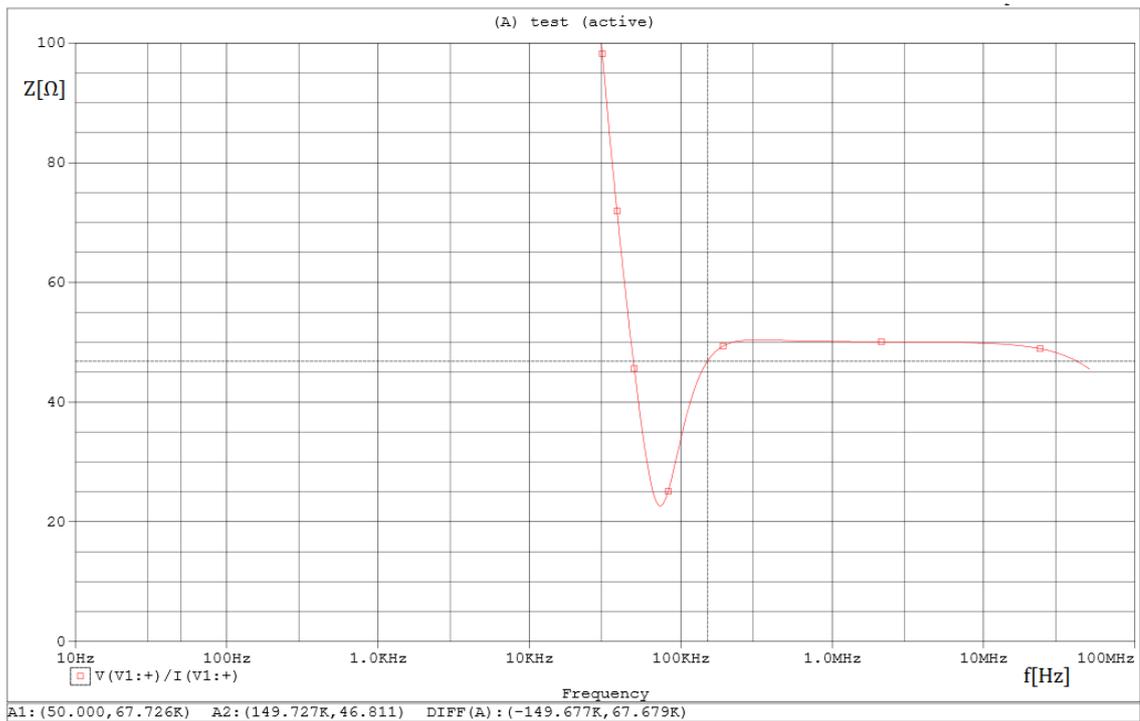
Obr. 8.5: Simulační schéma přídavné HP

Tento filtr má mezní kmitočety na 60 kHz z důvodu, že jeho hlavním účelem je potlačit zbylé síťové napětí a neovlivňovat přenos napětí v pracovním rozsahu 150 kHz až 30 MHz. V pracovním rozsahu filtru je útlum menší než 0,5 dB (standard používaný R&S). Útlum na frekvenci 50 Hz činí přibližně 153,5 dB, což odpovídá zeslabení zhruba 47 milionkrát. Frekvenční charakteristiku můžeme pozorovat na Obr. 8.6.

Impedance filtru má být ideálně po celém rozsahu 50  $\Omega$ , především kvůli parazitním vlastnostem cívek, tomu tak ale není. Impedance se pohybuje v oblasti od 46,8  $\Omega$  do 50,3  $\Omega$ , což stále vyhovuje normě CISPR 16-1, která udává impedanci 50  $\Omega$   $\pm 20\%$ . Průběh impedance je znázorněn na Obr. 8.7.



Obr. 8.6: Přenosová charakteristika přídavné HP



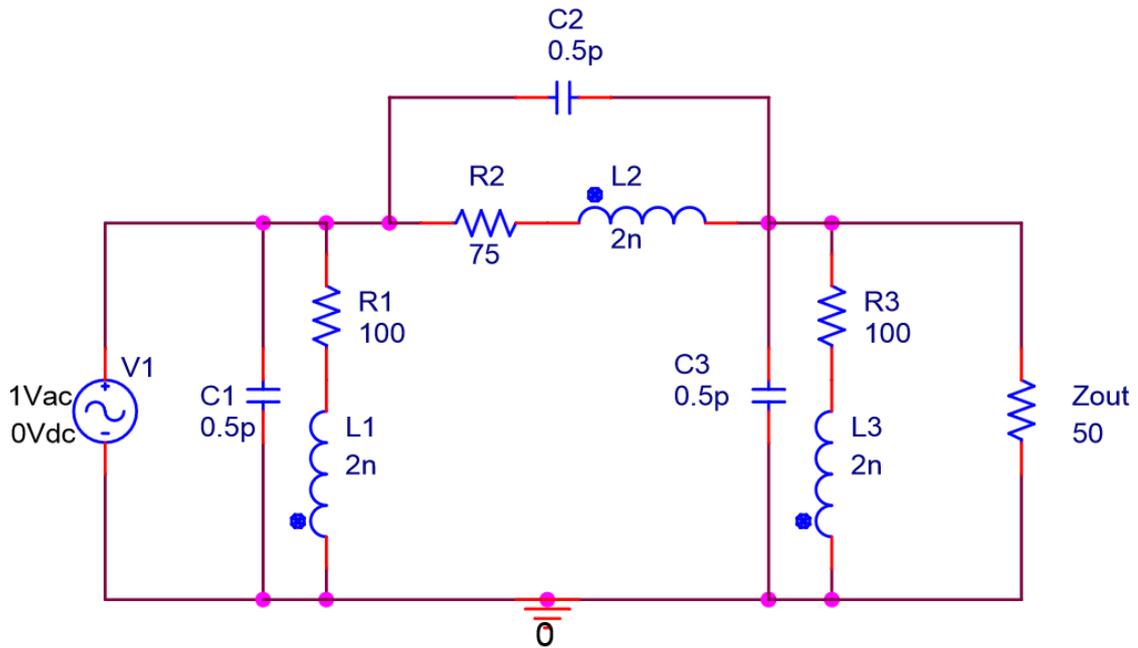
Obr. 8.7: Závislost impedance na frekvenci přídavné HP

### 8.3 Návrh atenuátoru

Další optimální částí sítě LISN je atenuátor. Většina komerčních sítí mají daný útlum

měřeného signálu 10 dB. Tento fakt není způsoben útlumem na měřící části nýbrž vloženým atenuátorem. Atenuátor je zde vložen z důvodu ochrany měřícího zařízení, jelikož mají EMI přístroje impedanci  $50 \Omega$ , jsou citlivé na vyšší napětí. Dost často se u EMI měřičů také setkáváme s možností počítat přímo s 10 dB útlumem.

V tomto případě byl zvolen atenuátor ve formě  $\pi$  článku, navržený pro impedanci  $50 \Omega$ . Schéma zapojení a simulační schéma tohoto atenuátoru včetně parazitních vlastností odporů lze vidět na Obr. 8.8.



Obr. 8.8: Simulační schéma atenuátoru

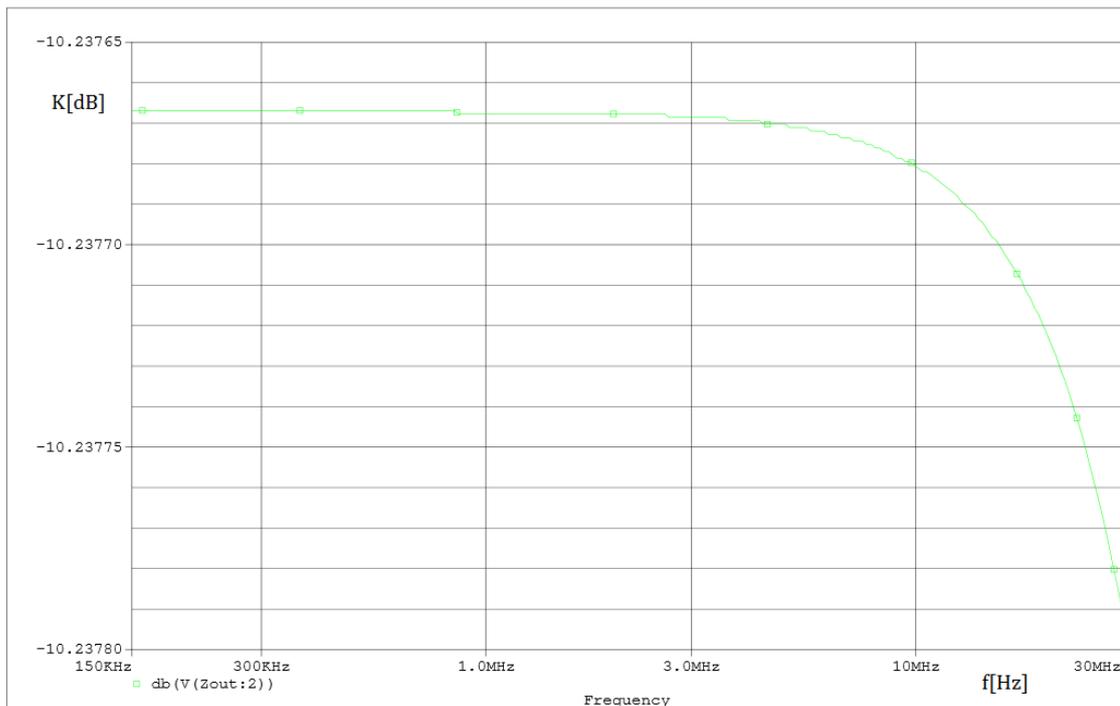
Příklad výpočtu hodnot odporů je uveden ve vztazích (8.16 - 8.18).

$$K = 10^{\left(\frac{L}{20}\right)} = 10^{\left(\frac{10}{20}\right)} = 3,162 \quad (8.16)$$

$$R_1 = \frac{K + 1}{K - 1} \cdot R = \frac{3,162 + 1}{3,162 - 1} \cdot 50 = 96,25 \Omega \quad (8.17)$$

$$R_2 = \frac{K^2 - 1}{K} \cdot \frac{R}{2} = \frac{3,162^2 - 1}{3,162} \cdot \frac{50}{2} = 71,15 \Omega \quad (8.18)$$

Jelikož se tyto hodnoty odporů nevyrobí, byly zvoleny  $R_{1,3} = 100 \Omega$ ,  $R_2 = 75 \Omega$ . Ověření funkce atenuátoru s výše uvedenými hodnotami bylo provedeno simulací v PSpice, včetně parazitních vlastností odporů, přenosová charakteristika je zobrazena na Obr. 8.9, kde lze vidět, že parazitní vlastnosti jsou tak malé, že je lze zanedbat (jemná osa Y pro demonstraci vlivu parazitních vlastností).



Obr. 8.9: Simulace napětového přenosu attenuátoru

Hodnoty odporů budou po změření ještě doladěny, tak aby byl útlum 10 dB  $\pm$  0,5 dB, včetně útlumu filtrů a na vedení.

Po změření přípravku byl odpor  $R_2$  snížen na hodnotu 68  $\Omega$  z důvodu přídavného útlumu způsobeného kondenzátory a cestami plošného spoje.

## 8.4 Návrh ochrany výstupu

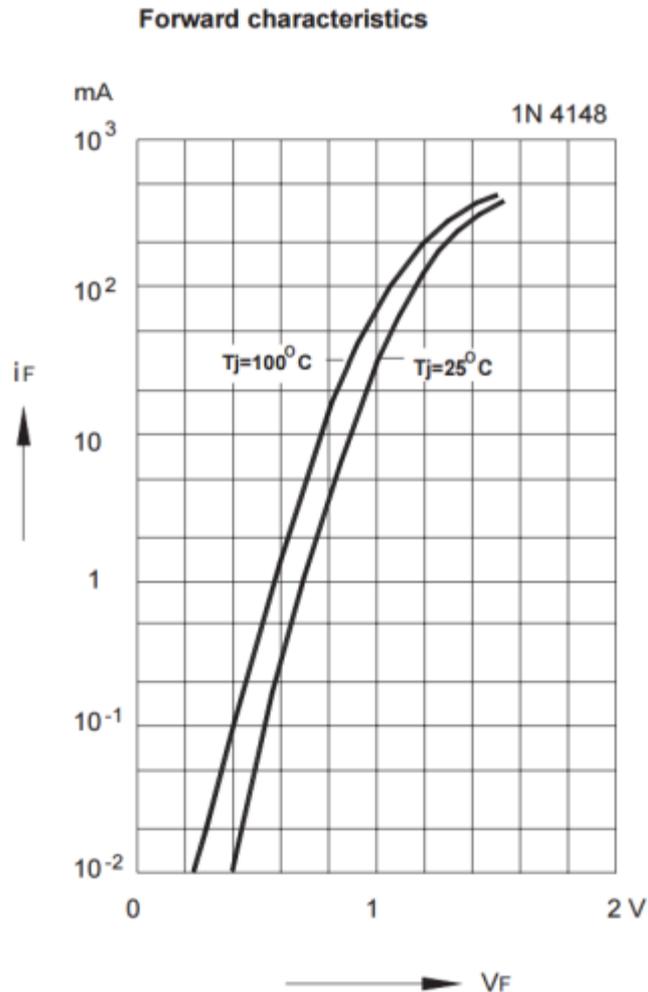
Samotný attenuátor nezajišťuje dostatečnou ochranu měřicího výstupu a to především proti napětovým špičkám. Proto je nutno přidat přepětovou ochranu. Přepětová ochrana lze v podstatě realizovat několika způsoby.

Nejznámější je pomocí zenerovy diody, která má však pro tyto aplikace příliš vysokou kapacitu přechodu v závěrném směru a vysoce by ovlivňovala měřicí výstup.

Další možností je použít varistor, který ovšem vnáší přídavný šum a jeho impedance není nekonečná i v napětovém rozsahu pod jeho propustným napětím.

Více vhodné jsou zde potom transily, které se vyrábí i ve vf provedení, bohužel nemají tak malé ochranné napětí jaké bylo požadováno (120 - 130 dB $\mu$ V) a také ve vf provedení mají velmi omezený maximální výkon.

V tomto případě, kdy je požadované ochranné napětí malé, lze použít klasickou rychlou diodu v propustném směru. Konkrétně byly zvoleny diody 1N4148, které mají kapacitu 4 pF a propustné napětí kolem 1 V. Charakteristika diody je znázorněna na Obr. 8.10.



Obr. 8.10: Závislost proudu na napětí diody 1N4148

Pro minimální ovlivnění výstupu byly zapojeny 2 diody do série, což posouvá  $U_F$  na hodnotu přibližně 2 V a snižuje svodový proud v pracovním rozsahu do 1 V na hodnotu maximálně  $I_F = 0,1$  mA, což odpovídá impedanci  $Z = 10$  k $\Omega$  dle vztahu (8.19). Jelikož je napětí střídavé, je nutno použít antiparalelně další 2 diody v sérii. Celková impedance poté odpovídá dle vztahů (8.21) paralelní kombinaci impedance diod v propustném směru a ve směru závěrném. Celková impedance poté činí přibližně 3611  $\Omega$  při frekvenci 30 MHz.

$$Z_F = \frac{U}{I} = \frac{1}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 10 \text{ k}\Omega \quad (8.19)$$

$$Z_R = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 30 \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot 10^{-12}} = 5652,6 \Omega \quad (8.20)$$

$$Z = \frac{Z_F \cdot Z_R}{Z_F + Z_R} = \frac{1 \cdot 10^4 \cdot 5652,6}{1 \cdot 10^4 + 5652,6} = 3611,3 \Omega \quad (8.21)$$

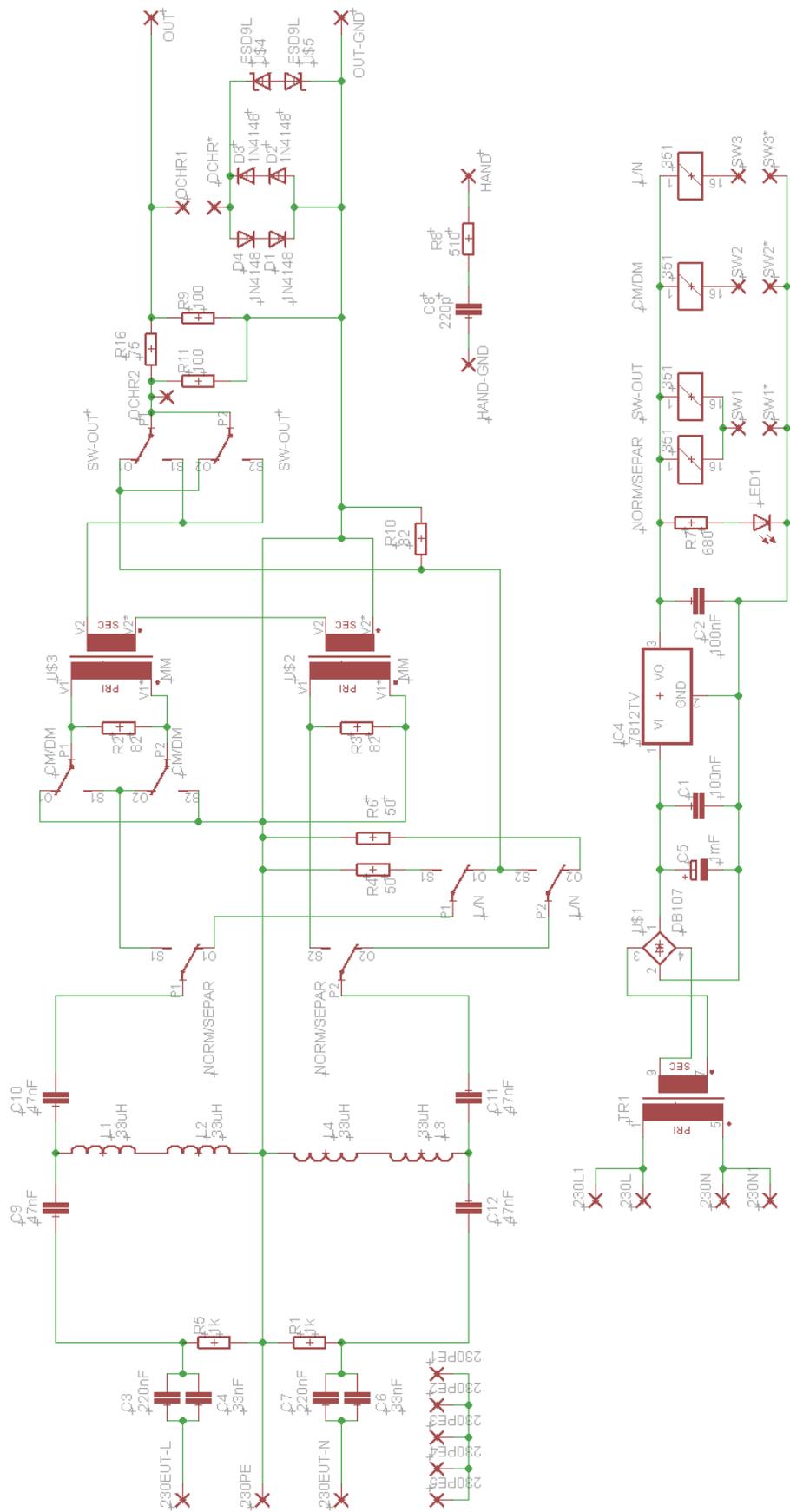
Díky faktu, že diody mají přímo požadované ochranné napětí výstupu, je možno je připojit za atenuátor, který v případě zkratu ochranných diody, zvýší útlum signálu ( $Z_{out} \sim 0 \Omega$ ) a diody nebudou poškozeny při zachování funkčnosti.

## 8.5 Návrh desky plošných spojů

I přes to, že zařízení pracuje pouze do 30 MHz, byl plošný spoj navrhován jako vysokofrekvenční se všemi náležitosti. Deska plošných spojů je oboustranná a obsahuje dobře propojené zemní desky a tam, kde to bylo možné také vertikální stínění. Prokovy byly nejprve vyráběny ručně, za pomoci pocínovaného měděného drátu 0,6 mm. DPS (Deska Plošných Spojů) je rozdělena na 2 části.

První část je napájení pro relé a signální diodu. Na tuto část nejsou kladeny žádné speciální požadavky, tloušťka cest byla zvolena 1,7 mm pro dobrou vodivost. Tato část obsahuje transformátor 230/15V, následný usměrňovač, filtr, stabilizátor na 12 V a signální diodu pro indikaci funkčnosti zařízení (především z důvodu tlačítkového jističe).

Druhá část obsahuje signální prvky a byla optimalizována pro frekvenci 30 MHz. V této části jsou především filtry a přepínací relé, ale také transformátory pro oddělení CM a DM a atenuátor. Cestičky plošného spoje jsou impedančně přizpůsobené k  $50 \Omega$  viz kapitola 8.5.1. Prokovy jsou realizovány na více místech pro lepší vodivost a méně parazitních vlastností. Na Obr. 8.11 můžeme vidět schéma zapojení první verze desky plošného spoje v Eaglu. Odpor  $R_{10}$  není zapojen a slouží pouze pro případnou kompenzaci impedance. Svazek zemních padů PE slouží především pro stínění koaxiálních přívodů a jako svorkovnice pro některé méně důležité země v obvodu, například pro indikaci fáze pomocí doutnavek. Odpor  $R_8$  a kondenzátor  $C_8$  je součástí operátoru umělé ruky.



Obr. 8.11: Schéma zapojení první verze plošného spoje

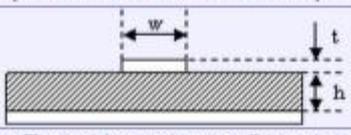
## 8.5.1 Impedanční přizpůsobení DPS

Při návrhu vysokofrekvenčního plošného spoje, je nutno uvažovat impedanční přizpůsobení, aby nevznikaly odrazy. Pro frekvenci 150 kHz až 30 MHz vychází rozdíl tloušťky cest plošných spojů v  $\mu\text{m}$ . Jelikož toto rozlišení není v dílně UREL realizovatelné, byly zvoleny cestičky se šířkou 2,77 mm, tato šířka byla vypočtena pomocí online mikropáskového kalkulátoru [23], vstupní parametry a výsledná šířka cest je zobrazena na Obr. 8.13, materiál používaný v dílně UREL pro plošné spoje je FR-4 s permitivitou přibližně 4,4 na frekvenci 30 MHz a tloušťkou mědi 35  $\mu\text{m}$ . Pro lepší odhad chování obvodu byly také vypočítány parazitní vlastnosti cest pomocí online kalkulátoru [24], výsledné hodnoty jsou zobrazeny na Obr. 8.12.

### Microstrip Impedance Calculator

Note: valid for (w/h) from 0.1 to 3.0  
Dimensional units:  mm  mils

w (trace width) =	2.77
t (trace thickness) =	0.035
h (dielectric thickness) =	1.5
er (relative dielectric constant) =	4.4



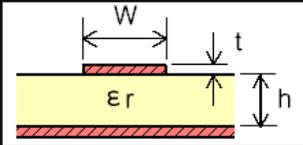
Zo (Single Ended Impedance, Ohms) =	49.900
Propagation Delay, Tpd (ps/cm) =	55.372
Inductance, L (nH/cm) =	2.763
Capacitance, C (pF/cm) =	1.10966
DC Resistance, Rdc (mOhm/cm) =	1.774

Note: 1oz = 1.4mils = 0.03556mm

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.41}} \ln \left( \frac{5.98h}{(0.8w + t)} \right) \quad T_{pd} = 3.333 \sqrt{0.475 \cdot \epsilon_r + 0.67} \left( \frac{ns}{meter} \right)$$

Obr. 8.12: Výpočet parazitních vlastností cest DPS

### Microstrip Line Calculator



er	4.4
h	1.5 [mm]
t	0.035 [ $\mu\text{m}$ ]
f	30 [MHz]

---

W 2.77 [mm]

Analyze >>>

Zo 50.9776737 [ohm]

---

Zo 50 [ohm]

Synthesis >>>

W 2.86035156 [mm]

---

er eff 3.30222933

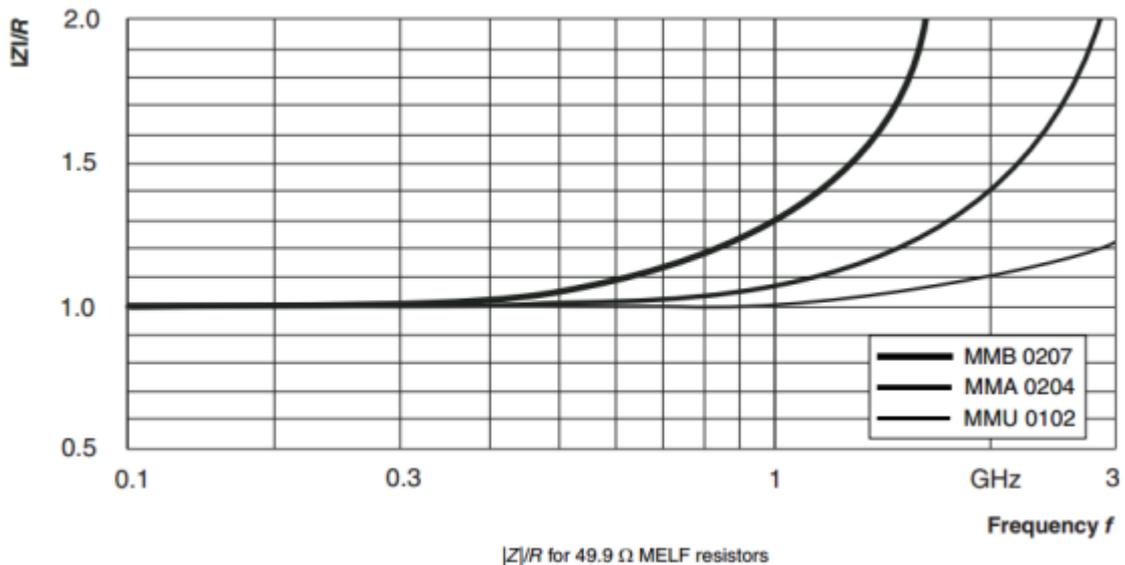
k 0.55029603

lambda/4 1375.74009 [mm]

Obr. 8.13: Výpočet šířky cest DPS

### 8.5.2 Volba rezistorů

Pro DPS byly zvoleny klasické odpory v pouzdře 0207 a to z důvodu výkonové zatížitelnosti. Protože je maximální frekvenční rozsah 30 MHz je dbát na parazitní vlastnosti těchto odporů a zvolit vhodný typ. Pro konkrétní realizaci byly zvoleny metalizované odpory MEF (Metal Film) s  $P_Z = 0,6 \text{ W}$  a přesností 1 %. Tyto rezistory se vyznačují především dobrým vysokofrekvenčním chováním, viz Obr. 8.14 a také dobrými šumovými vlastnostmi (zhruba o řád lepší než odpory uhlíkové).



Obr. 8.14: Frekvenční charakteristika rezistorů MEF(MELF) 0207 (převzato z [18])

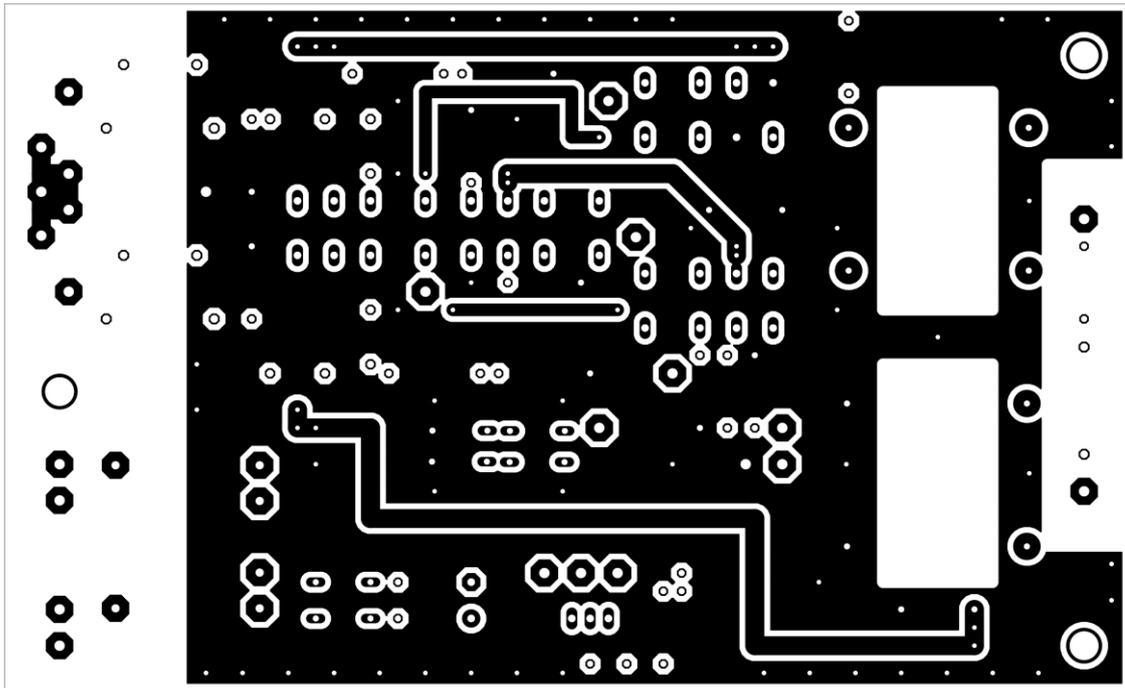
### 8.5.3 Volba relé

Ideální volbou pro relé by byly nízko-ztrátové vysokofrekvenční anténní relé, nicméně tyto relé jsou nákladné a z důvodu úspor byly použity relé pro telekomunikační a měřicí účely M1BS12HW s pozlacenými kontakty AgNi a maximálním odporem přechodu 50 m $\Omega$ .

### 8.5.4 Návrh layoutu DPS

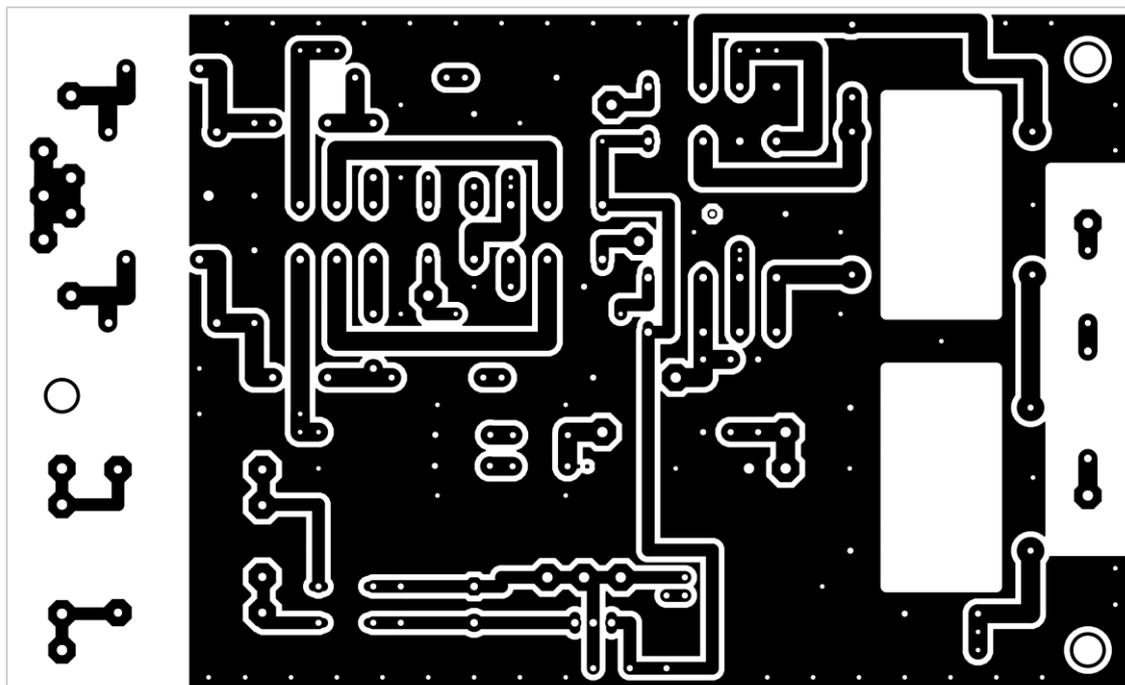
Při rozložení layoutu hrály roli především bezpečnostní faktory (oddělení síťového napětí od měřicí části), ale také faktory např. co nejkratší cesty ve vysokofrekvenční části, oddělení napájecí části od vf části, dobré rozlité a vodivost zemní plochy a omezený prostor v krabici (především výška plošného spoje byla omezena na max. 110mm). Minimální izolační mezera pro síťové napětí je 4 mm a pro nízko napěťovou část 0,6 mm. Nejmenší vzdálenost mezi síťovou částí a nízko napěťovou částí je 7 mm, což odpovídá elektrické pevnosti přibližně 7 kV.

Na vrstvu top byly umístěny pouze nutné propojky, zbytek vrstvy top slouží jako zemní deska s prokovením na kritická místa ve vrstvě bottom, kde se zemní deska nemohla pořádně rozlít. Předlohu pro leptání vrstvy top je možno vidět na Obr. 8.15 (předloha není v poměru 1:1, přesná předloha pro DPS verzi 2 je přiložena na CD).



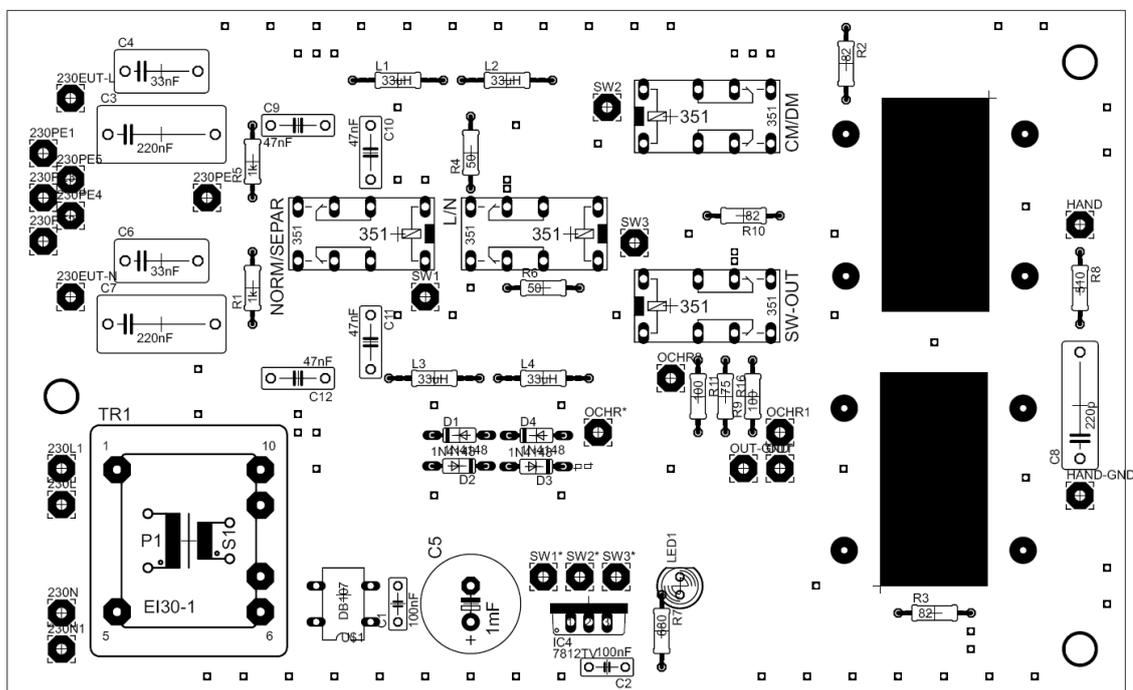
Obr. 8.15: Vrstva top první verze DPS

Ve vrstvě bottom je rozmístěna většina cestiček plošného spoje, v místech se špatně rozlitou zemí jsou prokovy na zem ve vrstvě top. V této vrstvě jsou také připravené případné pady pro transily v provedení SMD (Surface Mount Device) pro ochranu výstupu. Předloha pro leptání vrstvy bottom je zobrazená na Obr. 8.16 (předloha není v poměru 1:1, přesná předloha pro DPS verzi 2 je přiložena na CD).

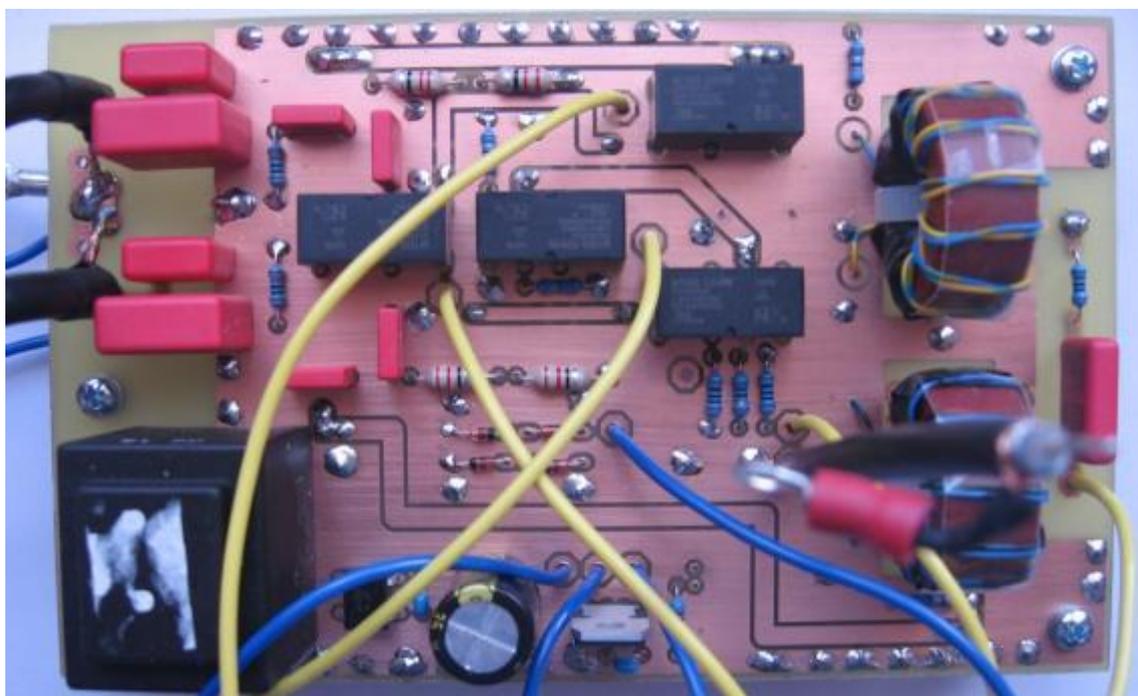


Obr. 8.16: Vrstva bottom první verze DPS

Osazovací plán (všechny součástky jsou na vrstvě bottom) je možno vidět na Obr. 8.17, výsledný osazený plošný spoj verze 1, včetně vývodů poté na Obr. 8.18.



Obr. 8.17: Osazovací plán první verze DPS



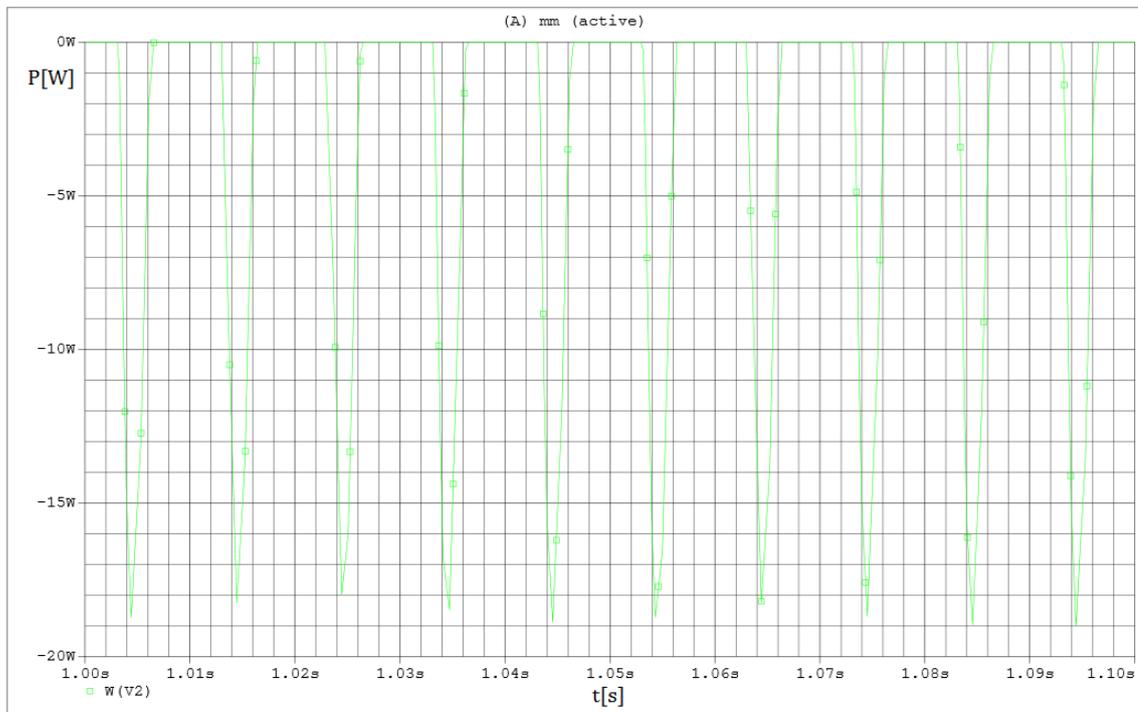
Obr. 8.18: Fotografie první verze DPS

### 8.5.5 Dodatečné změny na DPS v napájecí části

Po výrobě DPS se vyskytla chyba v návrhu a to konkrétně zanedbání rušivých polí transformátoru, který byl vysoce vytížen z důvodu špatného dimenzování. Původní transformátor byl zvolen z důvodu nulových pořizovacích nákladů, nicméně ukázal se jako nevhodný, především pro své napětí 15 V a nízký výkon 3 VA. Ze vztahu (8.22), lze vidět odběr relé a diody v nejhorším případě (transformátor drží na kondenzátoru C5 špičkové napětí).

$$P = \frac{U^2}{R} = \frac{21,2^2}{66} = 6,8 \text{ W} \quad (8.22)$$

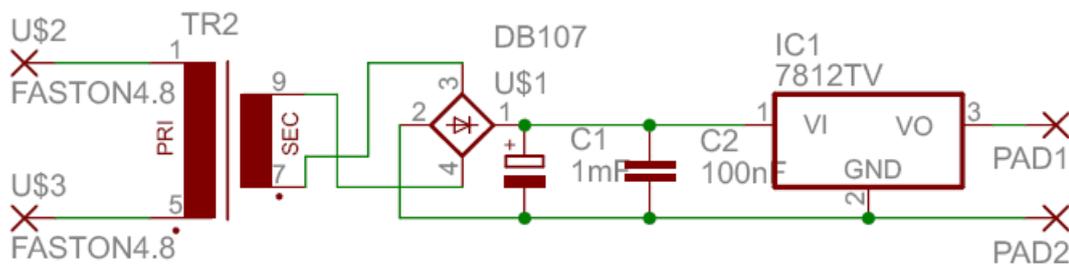
Přesnější představu nám dá simulace v PSpice, její výsledky již pro vhodnější 12 V transformátor můžeme pozorovat na Obr. 8.19. Střední hodnota výkonu činí 3,27 W, včetně LED diody a úbytku na stabilizátoru 7812.



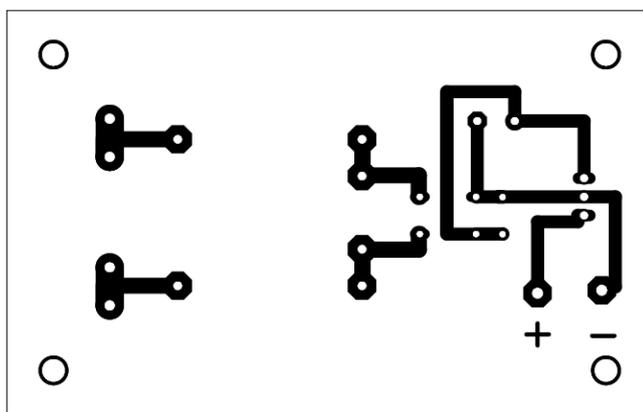
Obr. 8.19: Simulace odběru relé a diody při použití 12 V transformátoru.

Z výše uvedených důvodů, byl zvolen transformátor 12 V, 5 VA. Tento transformátor, včetně celé napájecí části, byl umístěn na přidavnou napájecí desku, která byla umístěna co nejdále od VF části. Na desce pro signál byla tedy odpájena napájecí část, kromě diody LED1, rezistoru pro diodu R7 a kondenzátoru C2, který slouží pro kompenzaci lokálních odběrových špiček.

Návrh napájecí desky byl opět proveden v programu Eagle. Schéma zapojení napájecí desky, je zobrazeno na Obr. 8.20. Layout je uveden na Obr. 8.21, jedná se o desku jednovrstvou. Hotovou napájecí desku, lze poté pozorovat na Obr. 8.22.



Obr. 8.20: Zapojení přídatné napájecí desky.



Obr. 8.21: Vrstva bottom přídatné napájecí desky



Obr. 8.22: Fotografie napájecí desky plošných spojů

Jelikož je pro napájecí zdroj použit stabilizátor 7812, je nutno ověřit výkonovou zatížitelnost a oteplení. Datasheet 7812 udává, že maximální teplota přechodu je  $125\text{ }^{\circ}\text{C}$ , a schopnost chlazení bez chladiče je  $50\text{ K/W}$ . Celková impedance zátěže je přibližně  $67\ \Omega$  což dle vztahu (8.23) odpovídá proudu přibližně  $179\text{ mA}$ . Z důvodu rezervy pro výpočet výkonu použijeme proud  $250\text{ mA}$ . Výkon zmařený na stabilizátoru 7812 potom činí  $1,24\text{ W}$  při vstupním napětí  $17\text{ V}$  ( $\sqrt{2}\cdot U$ ), dle vztahu (8.24). Oteplení by poté odpovídalo  $62\text{ }^{\circ}\text{C}$  dle (8.25). Protože je tato teplota zbytečně vysoká a mohla by nepříznivě ovlivňovat součástku a její okolí při dlouhodobém používání, i přesto, že je

menší než maximální hodnota udávaná datasheetem, byl použit chladič určený pro pouzdro TO220 s tepelným odporem 22 K/W. Zde je nutno přičíst ještě tepelný odpor přechodu, který činí u 7812 5 K/W a tepelný odpor kontaktu chladiče se součástkou, obvykle se počítá 1 K/W. Celkový tepelný odpor poté odpovídá 28 K/W dle vztahu (8.26). Ze vztahu (8.27) poté můžeme vidět, že oteplení je značně menší než bez chladiče a celková teplota stabilizátoru bude pak menší než 60 °C při pokojové teplotě.

$$I = \frac{U}{R} = \frac{12}{67} = 179,1 \text{ mA} \quad (8.23)$$

$$P = U \cdot I = ((\sqrt{2} \cdot 12) - 12) \cdot 250 \cdot 10^{-3} = 1,24 \text{ W} \quad (8.24)$$

$$\Delta\vartheta = R_{\vartheta} \cdot P = 50 \cdot 1,24 = 62 \text{ °C} \quad (8.25)$$

$$R_{\vartheta ch} = R_{jc} + R_{cs} + R_{sa} = 5 + 1 + 22 = 28 \text{ K/W} \quad (8.26)$$

$$\Delta\vartheta_{ch} = R_{\vartheta ch} \cdot P = 28 \cdot 1,24 = 34,72 \text{ °C} \quad (8.27)$$

### 8.5.6 Dodatečné změny na DPS v RF části

Díky odstranění napájecí části z desky DPS, jejíž rozměry byly limitovány místem v krabici, bylo možno navrhnout RF (Radio Frequency) část lépe. Hlavním problémem v první verzi plošného spoje, bylo použití PET (PolyEtylenTereftalát - polyester) kondenzátoru nevhodné pro RF, které byly nahrazeny kondenzátory PP (PolyPropylen), které mají ovšem jinou rozteč vývodů. Další výhodou DPS verze 2 bylo využití technologie prokovů, které mají definované parametry na rozdíl od prokovů ručně vyráběných.

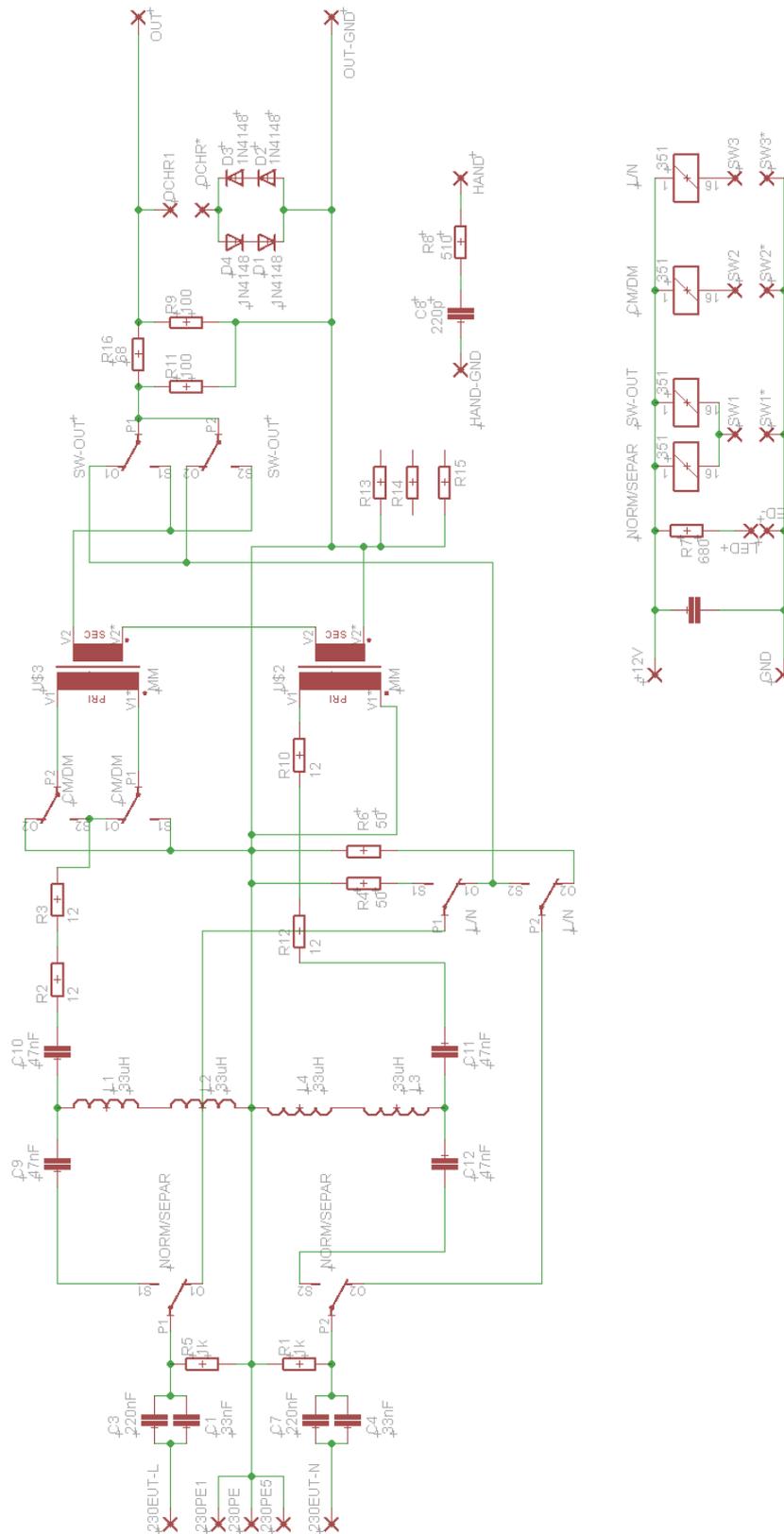
Taktéž kondenzátory v přídatné HP byly nahrazeny kondenzátory keramickými a přídatná HP byla použita pouze pro část se separátorem a nikoliv v klasickém módu, aby bylo možno splnit přísné normy CISPR 16-1.

Další úpravou bylo odstranění paralelních odporů upravujících impedanci transformátorů. Ukázalo se, že impedance v bodě primárního vinutí transformátorů je přibližně 25 Ω, což rozladilo přídatnou HP navrženou na 50 Ω. Jelikož se vstupní signály sčítají (respektive odečítají) měřil by výstup hodnotu rušení 2x větší než ve skutečnosti je. Oba tyto problémy byly vyřešeny přidáním 25 Ω odporu do série s primárním vinutím. Tento odpor dorovnal impedanci pro HP na 50 Ω a zároveň zeslabil signál o 6 dB (2x).

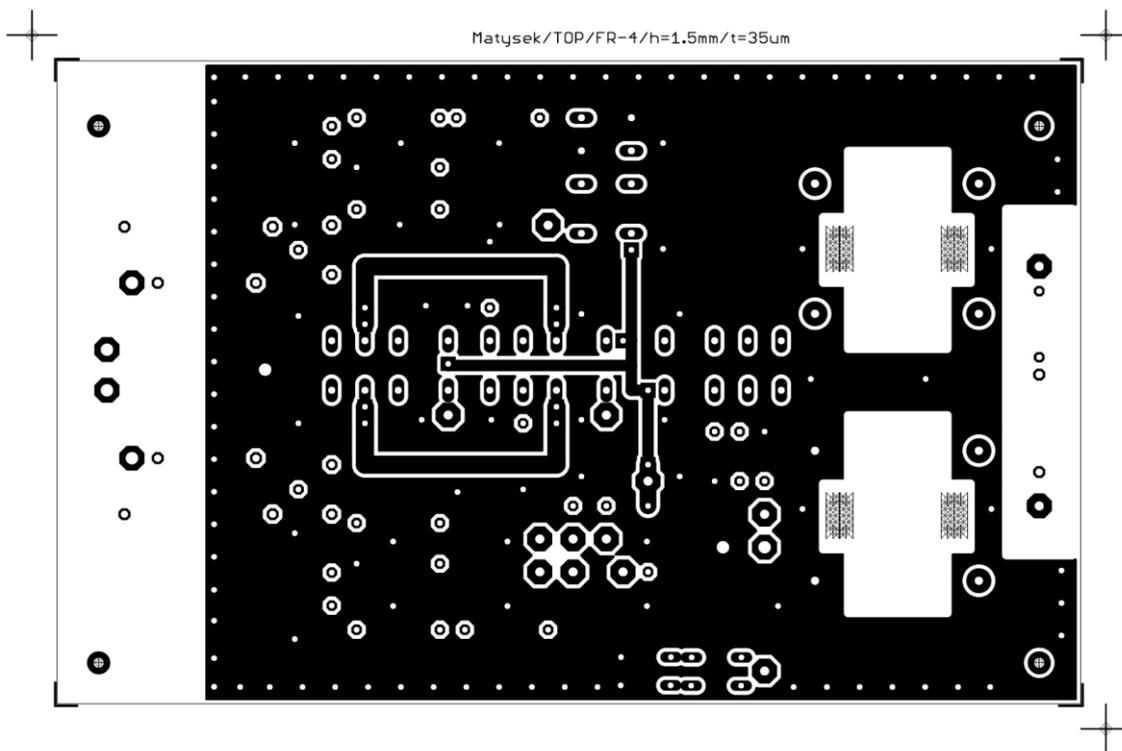
Poslední úpravou bylo mírné zlepšení layoutu tak, aby RF cesty by minimálně pokovovány z vrstvy bot na top a opačně. Byla dosažena redukce z osmi přechodů na čtyři. Dále byly optimalizovány cesty L a N tak aby měli přibližně stejné vlastnosti. Pro lepší stabilitu byl také přidán čtvrtý šroub k připevnění DPS.

Výsledné schéma zapojení DPS verze 2, můžeme pozorovat na Obr. 8.23. Layout vrstvy top poté na Obr. 8.24 a layout vrstvy bottom na Obr. 8.25. Osazovací plán je zobrazen na Obr. 8.26. Vyrobený plošný spoj je ilustrován na Obr. 8.27. Tyto obrázky

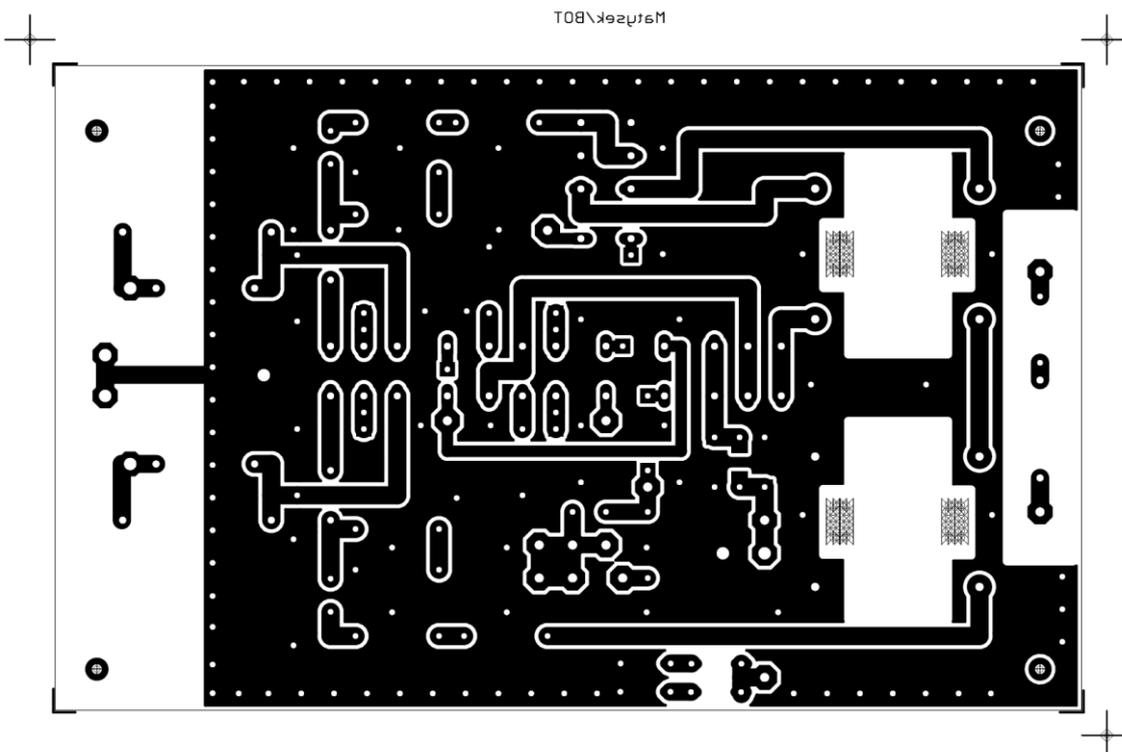
jsou pouze ilustrační a neodpovídají skutečné velikosti. Vrstvy plošného spoje ve velikosti 1:1 jsou umístěny v příloze ve formátu eagle .brd a ve formátu pdf.



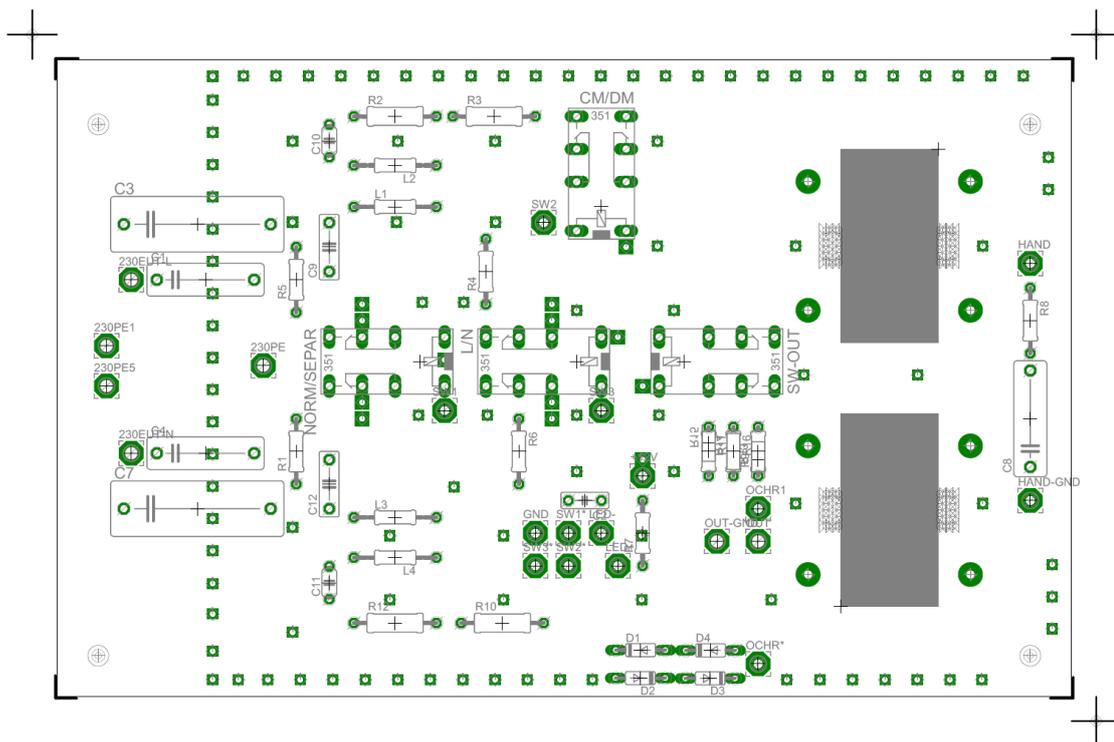
Obr. 8.23: Schéma finální verze DPS



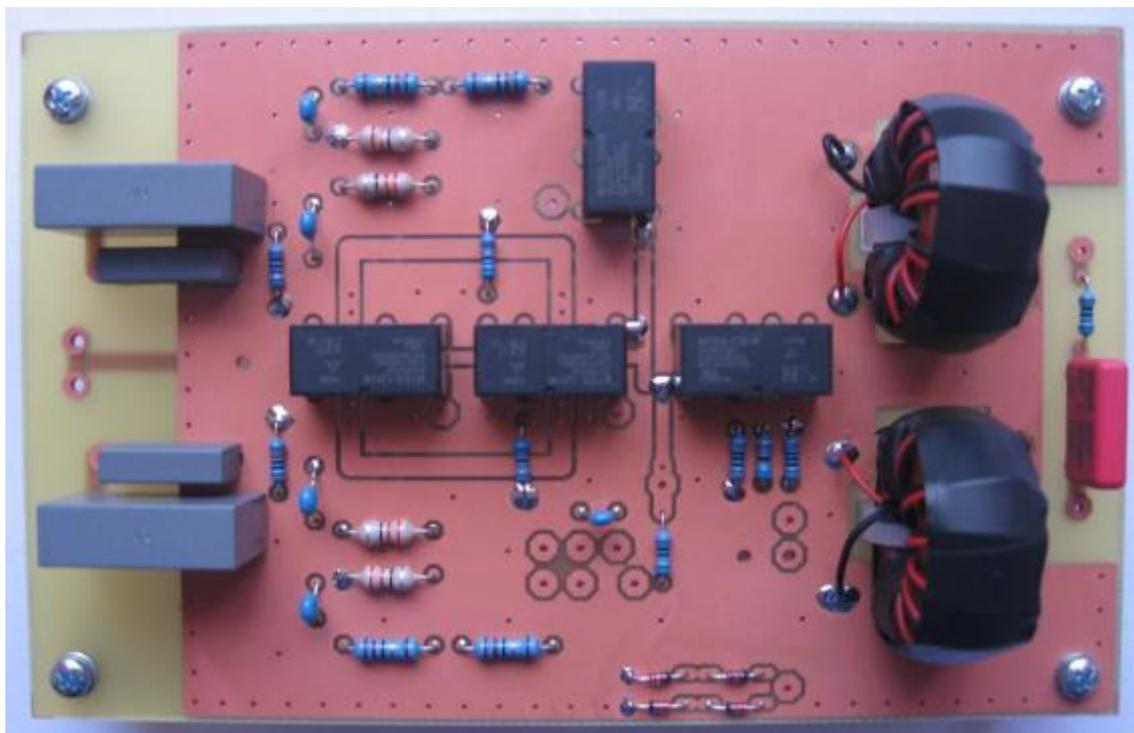
Obr. 8.24: Vrstva top finální verze DPS



Obr. 8.25: Vrstva bottom finální verze DPS



Obr. 8.26: Osazovací plán finální verze DPS



Obr. 8.27: Vyrobený a osazený DPS verze 2

## 8.6 Návrh transformátorů

Oddělovací transformátor pro separaci CM a DM rušení je nejkritičtější částí obvodu.

Jelikož neexistují žádné běžně dostupné širokopásmové jádra pro transformátory a tlumivky v oblasti 150 kHz až 30 MHz, je nutno zvolit kompromis, mezi nízkými frekvencemi, vysokými frekvencemi a to vše při materiálu, který zvládá dostatečné sycení jádra. V ferity zde nejsou příliš vhodné, z důvodu max. sycení přibližně 0,2 T, především kvůli prosakujícímu síťovému napětí a špatnými nf vlastnostmi. Byl tedy použit materiál vitroperm 500F zmíněný v kapitole 7.3.

### 8.6.1 Počet závitů a sycení jádra

Počet závitů je úměrný sycení jádra, a proto je ve většině případů čím více závitů tím lépe. Toto však neplatí pro širokopásmové vf transformátory, jelikož čím více závitů, tím větší parazitní kapacita a nižší SRF. Pro jádra VAC T60006-L2025-W380, je maximální počet závitů 10, při omezení frekvencí 30 MHz. Sycení jádra pak odpovídá 29,2 mT dle vztahu (8.28), při frekvenci 150 kHz a napětí 7 V (maximální napětí ochrany, před atenuátorem s 0,5 V rezervou). Ze vztahu (8.29), lze poté vidět sycení při prosakování síťového napětí o velikosti 90 mV. Bez použití přídavné horní propusti má prosakující síťové napětí hodnotu 0,9 V. Z tohoto důvodu je v aplikaci při oddělení CM a DM nutný předřadný filtr typu HP, zmíněný v kapitole 8.2.

$$B = \frac{10000 \cdot U}{4,44 \cdot f \cdot S \cdot N} = \frac{10000 \cdot 7}{4,44 \cdot 150 \cdot 10^3 \cdot 0,36 \cdot 10} = 29,2 \text{ mT} \quad (8.28)$$

$$B = \frac{10000 \cdot U}{4,44 \cdot f \cdot S \cdot N} = \frac{10000 \cdot 0,09}{4,44 \cdot 50 \cdot 0,36 \cdot 10} = 1,12 \text{ T} \quad (8.29)$$

### 8.6.2 Typ vinutí

Typ vinutí transformátoru je důležitý, ze dvou hledisek. Za prvé je nutné, aby byl transformační poměr 1:1 s co největší přesností a za druhé, je nutno volit vinutí, které má dobré vf vlastnosti.

Experimentálně byly ověřeny tři druhy vinutí. První byl zvonkový kabel. Tento kabel neprojevoval dostatečnou fyzickou odolnost při ohýbání a při měření prokazoval nedostatky především na frekvencích větších než 20 MHz. Další typ vinutí byla dvojlanka lanko s nízkým průřezem, tento kabel nevyhověl především ve stabilní fixaci k jádru. Při otřesech by se závity mohly pohnout a změnit se tak charakteristiky zařízení. Posledním typem vodiče byl vf kabel se silikonovou izolací, který se jak mechanickými tak vf vlastnostmi vyhovoval nejvíce a byl použit pro konstrukci oddělovacích transformátorů. Jelikož nebyly vf silikonové kabely křížené, byly po úsecích přibližně 10 cm slepeny PVC izolační páskou pro dosažení stejné délky vinutí.

## 8.7 Návrh krabice pro zařízení

Krabice pro zařízení, má mimo nosné a izolační funkce také za účel stínit vnitřní části od vnějšího elektromagnetického rušení. Norma CISPR 16-1 doporučuje rozměry krabice LISN alespoň 360 x 300 x 180 mm. Z důvodu nedostupnosti krabice odpovídající doporučení byla zvolena KK16-47281 z internetového obchodu EZK. Rozměry zvolené krabice jsou 472 x 280 x 162 mm.

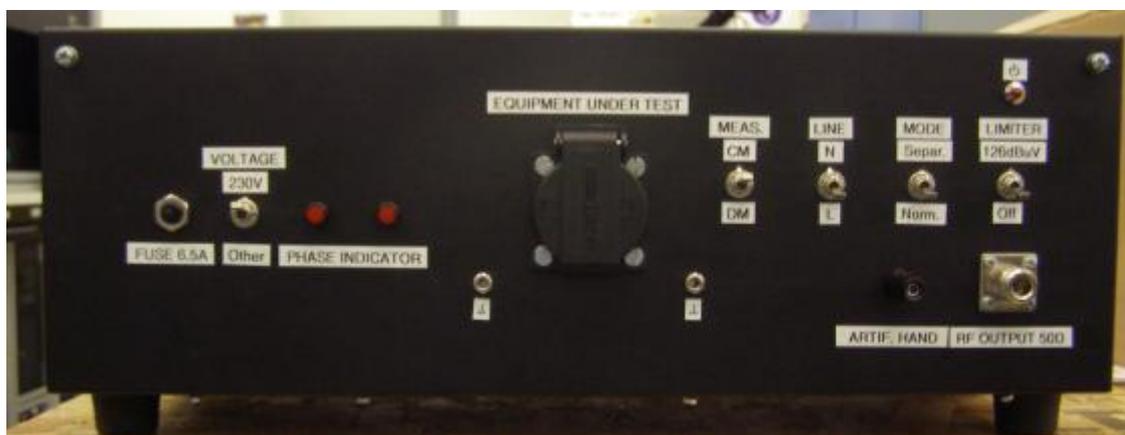
Jelikož krabice nevyhovuje výškou, ale značně přesahuje šířkou, byly cívky pro dolní propust orientovány vodorovně vedle sebe, viz Obr. 8.28.



Obr. 8.28: Fotografie zařízení

Pro omezení vzájemné indukčnosti byly umístěny rovnoměrně s mezerou 60 mm od sebe a krajních stěn. Od stěn horních byly umístěny 50 mm. Za tímto účelem byly použity distanční podložky o výšce 25 mm, vyrobené z polyamidu.

Pro přehlednější přední panel a minimální délku přívodů, byla zásuvka pro EUT umístěna na střed předního panelu. Přívodní kabel je v levé spodní části zadního panelu, jelikož delší přívody před filtrem nepředstavují pro zařízení problém. Deska plošných spojů pro vf signál byla umístěna (a pro tuto polohu optimalizována), do levé přední části krabice, z důvodu normalizace zařízení (RF výstupy bývají napravo dole). Napájecí DPS je umístěna v pravé přední části krabice na úrovni vstupu do filtru typu DP, kde by indukované rušení od 5 VA transformátoru, nemělo zavádět do měření žádnou nebo zanedbatelnou chybu. Ovládací prvky jsou poté rozmístěny nad výstupem v levé části krabice, viz Obr. 8.29.



Obr. 8.29: Fotografie předního panelu zařízení

Kondenzátory pro dolní propust byly umístěny tak, aby byly přívody co nejkratší. Přívod vř signálu do DPS a vývod k N konektoru je proveden pomocí koaxiálního 50  $\Omega$  kabelu, jehož stínění je připojeno ke kostře zařízení. Jistič byl umístěn na předním panelu do pravé části, jelikož se jedná o jistič tlačítkového typu. Na předním panelu je dále indikace fáze, realizovaná pomocí 230 V doutnavek zapojených mezi fází a kostru a mezi nulový vodič a kostru. Operátor umělé ruky je po inspiraci od ostatních LISN vyveden nalevo od výstupního N konektoru. Zařízení také obsahuje indikátor provozu, který je umístěn na pravém horním rohu panelu. Tento indikátor slouží především, jako ukazatel stavu tlačítkového jističe. Pod zásuvkou pro EUT jsou také vyvedeny dvě zemní svorky spojené s kostrou zařízení.

Pro zlepšení mechanické pevnosti krabice, především pak předního panelu, byla zásuvka pro EUT vytužena dvěma L profily. Dále byl přední panel na obou krajích připevněn k panelu zádnímu pomocí duralových tyčí s  $\varnothing$  12 mm.

Jelikož síť LISN nevyhovují bezpečnostním normám (svodový proud do vodiče PE, který je spojený s kostrou zařízení je smrtelně nebezpečný), je nutno na kostru přivést druhé nezávislé zemnění. Toto zemnění zde bylo realizováno pomocí kovového profilu, přišroubovaného z venčí krabice. Tento profil je spojen vodičem s průřezem 2,5 mm<sup>2</sup> s hlavním zemnicím bodem zařízení a 4x přímo spojen s bednou zařízení pomocí šroubů a zařezávacích podložek. Uprostřed profilu byl vyroben závit pro šroub M6 díky kterému bude připevněna nezávislá zemnicí pásovina, nebo zemnicí vodič. Dále byl na zadní stranu zařízení umístěn šroub s křídlovou maticí, který je spojen s hlavním zemnicím bodem zařízení a jeho krabicí. Tento šroub může být použit jako další ochranná zem, nebo jako přidavné pospojování se zemí na zařízení EUT. Obě tyto země můžeme pozorovat na Obr. 8.30.



Obr. 8.30: Fotografie zadního panelu zařízení

## 9 MĚŘENÍ NA VYROBENÉ SÍTI LISN

Zařízení bylo vyrobeno a ověřeno na měřicích přístrojích v "Bastlárně UREL", pro pokročilejší měření byl použit vektorový analyzátor v EMC laboratoři.

## 9.1 Měření na dolní propusti

Na dolní propusti je nutno změřit především indukčnost cívek. Mezní kmitočet samotné propusti není příliš důležitý, a je zvolen normou CISPR tak, aby netlumil síťovou frekvenci 50 Hz a zároveň nepropouštěl rušivé signály do EUT a z EUT do sítě. Ověřením mezního kmitočtu v podstatě zjistíme toleranci kondenzátorů ve filtru a jejich chování v sérii s odporem.

### 9.1.1 Měření indukčnosti cívek

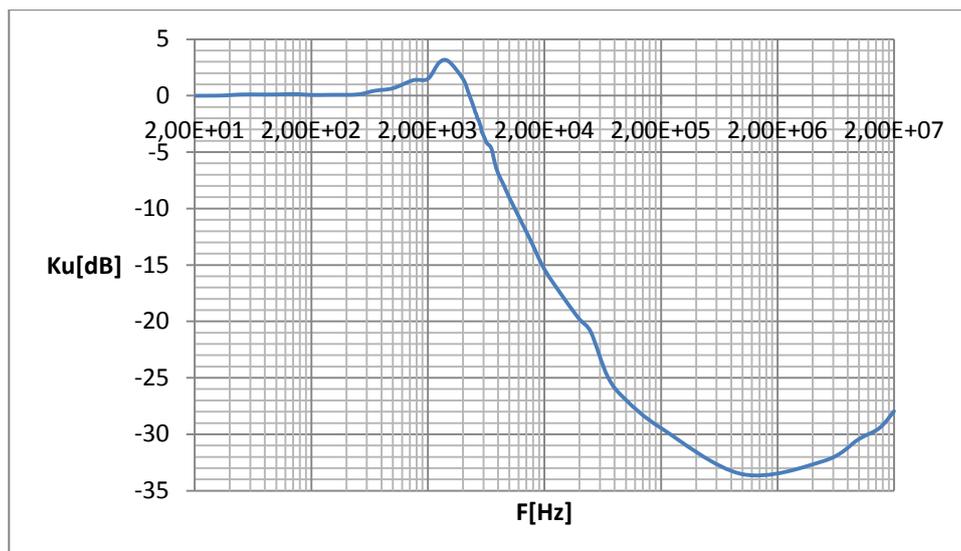
Cívky byly změřeny na automatickém RLC měřici v "Bastlárně UREL" a to bezprostředně po výrobě, aby mohla být indukčnost doladěna na požadované hodnoty 50  $\mu\text{H}$  a 250  $\mu\text{H}$ . Měřicí frekvence přístroje byla bohužel omezena na 100 kHz, a proto byly cívky měřeny na frekvencích 50 Hz a 100 kHz, měřicí přístroj taktéž umožňoval měření činitele jakosti, který je nutný ověřit především pak na frekvenci 50 Hz. Tab 9.1 udává poté hodnoty všech měřených indukčností.

Tab. 9.1: Změřené indukčnosti a činitele jakosti

	L [ $\mu\text{H}$ ]	Q [-]	f [Hz]
<b>L-50<math>\mu\text{H}</math></b>	53,2	40,3	50
<b>N-50<math>\mu\text{H}</math></b>	53,6	40,3	50
<b>L-250<math>\mu\text{H}</math></b>	260,1	81,1	50
<b>N-250<math>\mu\text{H}</math></b>	260,4	81,3	50
<b>L-50<math>\mu\text{H}</math></b>	51,2	40,1	100k
<b>N-50<math>\mu\text{H}</math></b>	51,4	40,2	100k
<b>L-250<math>\mu\text{H}</math></b>	252,1	80,2	100k
<b>N-250<math>\mu\text{H}</math></b>	252,5	80,3	100k

### 9.1.2 Mezní kmitočet DP

Mezní kmitočet DP byl odměřen pomocí osciloskopu a generátoru. Vektorový analyzátor zde nebyl použit z důvodu velkého rozestupu vstupu a výstupu a také kvůli absenci N konektorů. Charakteristika byla měřena pomocí generátoru Agilent 33220A, který měl maximální nastavitelnou frekvenci 20 MHz, při nejhorším možném případě a to rozpojení výstupu, kde se filtr chová pouze jako filtr druhého řádu. Výsledky jsou ilustrovány na Obr 9.1, kde lze vidět, že útlum rušivého signálu je dostatečný i při rozpojené zátěži EUT.

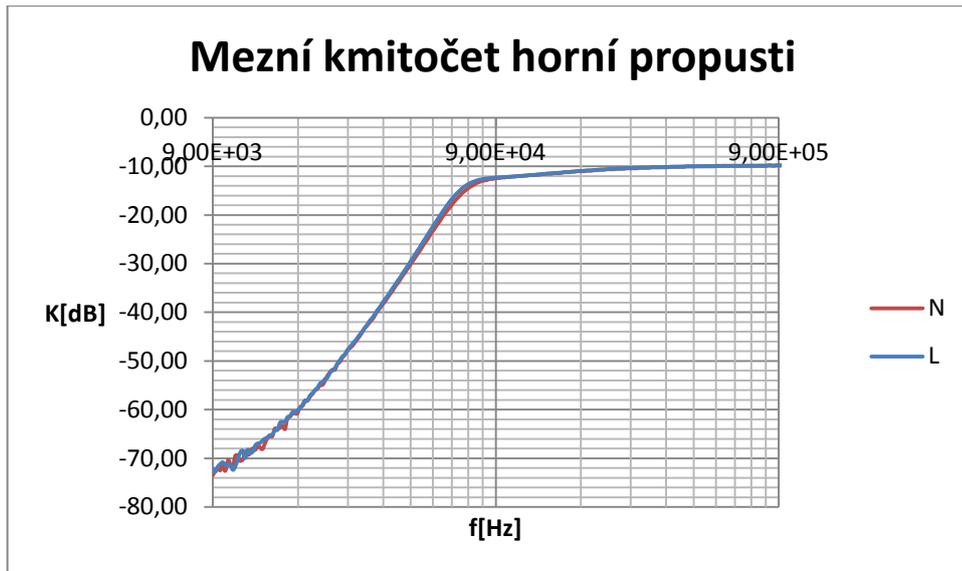


Obr. 9.1: Mezní kmitočety dolní propusti

## 9.2 Měření na horní propusti

Horní propust není u běžných LISN definovaná pro vstup, před 50 ohmovým zakončením, jelikož aplikace oddělení CM a DM rušení tuto propust vyžaduje je nutno, aby měla dostatečně kvalitní parametry a příliš neovlivňovala měřicí rozsah 150kHz až 30 MHz. Mezní kmitočety této propusti byly změřeny pomocí vektorového analyzátoru a je možné ho pozorovat na Obr. 9.2. Z měření se ukázalo, že propust v první verzi DPS nemá dostatečně kvalitní parametry z hlediska stabilní impedance pro přísné normy CISPR 16-1. Zlepšení je možno dosáhnout především použitím kvalitnějších kondenzátorů, pro první verzi propusti byly použity kondenzátory PET z důvodu dostupnosti, později byly tyto kondenzátory nahrazeny svitkovými kondenzátory PP. Jelikož impedance silně roste při vysoké frekvenci, cívky v tomto případě jsou dosti kvalitní a nepředstavují problém.

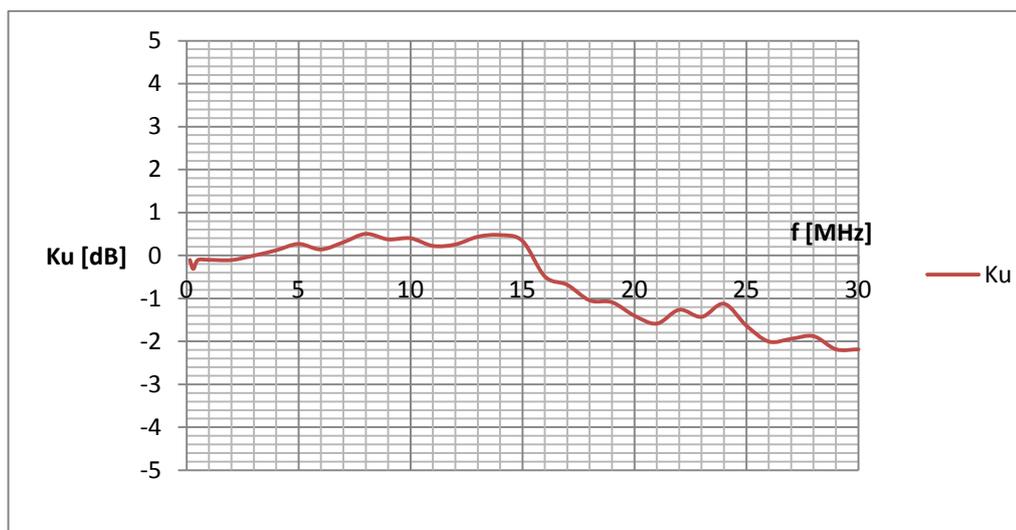
Mezní kmitočety HP při použití PP kondenzátorů nebyly měřeny, jelikož na nízkých frekvencích by měly mít kondenzátory PP a PET obdobné vlastnosti a mezní kmitočety filtru není v této aplikaci kritický.



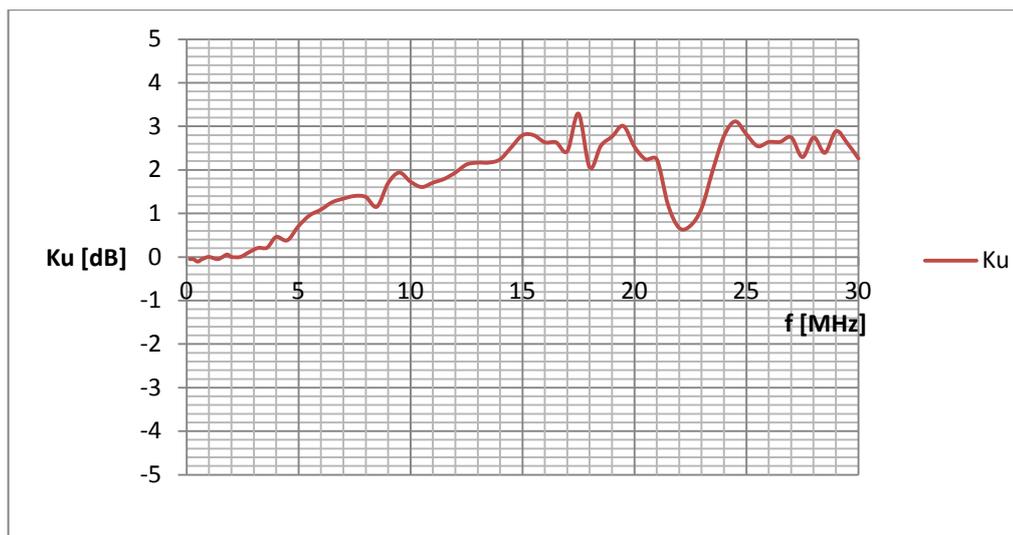
Obr. 9.2: Mezní kmitočet horní propusti s PET kondenzátory

### 9.3 Měření na CM/DM transformátorech

CM a DM transformátory jsou kritickou částí separace CM a DM rušení. Jelikož jsou zapojeny v sérii, nelze přesně zkonstruovat obě strany vinutí tak, aby měl vstup a výstup  $50 \Omega$ . Naštěstí je zde tolerance 20%, která ovšem nemusí být dostačující a proto je nutno změřit přenos samotných transformátorů pro přiblížení jejich chování v samotném obvodu. Transformátory byly změřeny pomocí osciloskopu a generátoru v "Bastlárně UREL". Prvotní transformátory byly navinuty na test pomocí zvonkového drátu nedostatečné kvality. Jak se ukázalo na Obr. 9.3 a 9.4 tento drát ovlivnil charakteristiku transformátoru a posunul vlastní rezonanci vinutí na nižší frekvenci. Transformátory byly proto přemotány speciálním vf vodičem se silikonovou izolací. Takto vyrobené transformátory byly měřeny v [9] a proto je není nutno znovu ověřovat.



Obr. 9.3: Závislost přenosu napětí na frekvenci za použití zvonkového drátu při výstupní zátěži  $50 \Omega$



Obr. 9.4: Závislost přenosu napětí na frekvenci za použití zvonkového drátu při rozpojeném sekundárním vinutí

## 9.4 Měření vstupní impedance sítě LISN

Vstupní impedance sítě LISN je jedním z důležitých parametrů. Jedná se o impedanci vodiče L a N vůči ochrannému vodiči PE v bodě připojení EUT. Tato impedance je zde za cílem normalizovat impedanci napájecí sítě při měření, která se pohybuje v rozmezí  $0,05 \Omega$  -  $100 \text{ k}\Omega$ . Záleží na pozici, fázi napětí a vytíženosti sítě. Dosažením konstantní impedance lze poté dosáhnout replikovatelných výsledků při měření EMC.

Norma CISPR 16-1 udává vstupní impedanci jako  $50 \Omega \pm 20\%$  na frekvenci 1 až 30 MHz. Na frekvenci 9 kHz až 1 MHz je tato impedance menší, z důvodu klesající impedance DP, která je připojena k měřicí části paralelně. Tabulku hodnot toleranční křivky pro frekvence pod 1 MHz můžeme vidět v Tab. 9.2.

Tab. 9.2: Normované hodnoty impedance dle CISPR 16-1

f [kHz]	Z [ $\Omega$ ]
10	5,4
20	7,3
80	21
150	33
300	43
800	49
1000	50

Vstupní impedance byla měřena na vektorovém analyzátoru mezi porty EUT a PE. Jelikož vektorový analyzátor měří činitel odrazu a úhel, je nutno tyto parametry přepočítat na impedanci. Příklad přepočtu pro hodnotu  $\rho = -28,2 \text{ dB}$ ,  $\text{angle} = -88,5^\circ$  je uveden ve vztazích (9.1 - 9.5).

$$\rho = 10^{\rho_{dB}/20} = 10^{-28,2/20} = 0,0389 \quad (9.1)$$

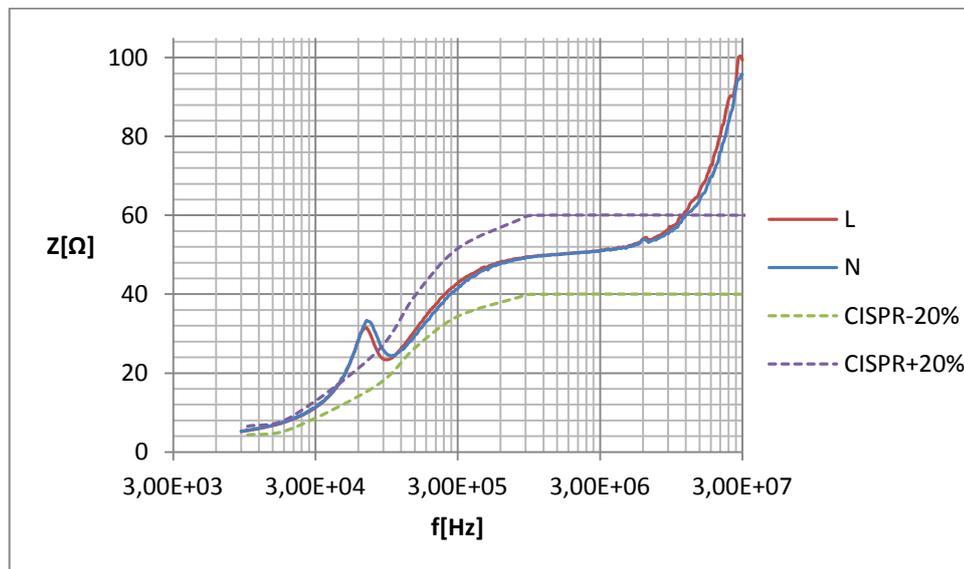
$$\rho_{real} = \rho \cdot \cos\left(\frac{angle \cdot \pi}{180}\right) = 0,0389 \cdot \cos\left(\frac{-88,5 \cdot \pi}{180}\right) = 1,05 \cdot 10^{-3} \quad (9.2)$$

$$\rho_{imag} = \rho \cdot \sin\left(\frac{angle \cdot \pi}{180}\right)j = 0,0389 \cdot \sin\left(\frac{-88,5 \cdot \pi}{180}\right)j = -38,9 \cdot 10^{-3}j \quad (9.3)$$

$$Z = Z_0 \cdot \frac{1+\rho_{real}+\rho_{imag}}{1-\rho_{real}-\rho_{imag}} = 50 \cdot \frac{1+1,05 \cdot 10^{-3}-38,9 \cdot 10^{-3}j}{1-1,05 \cdot 10^{-3}+38,9 \cdot 10^{-3}j} = 49,95 - 3,89j \Omega \quad (9.4)$$

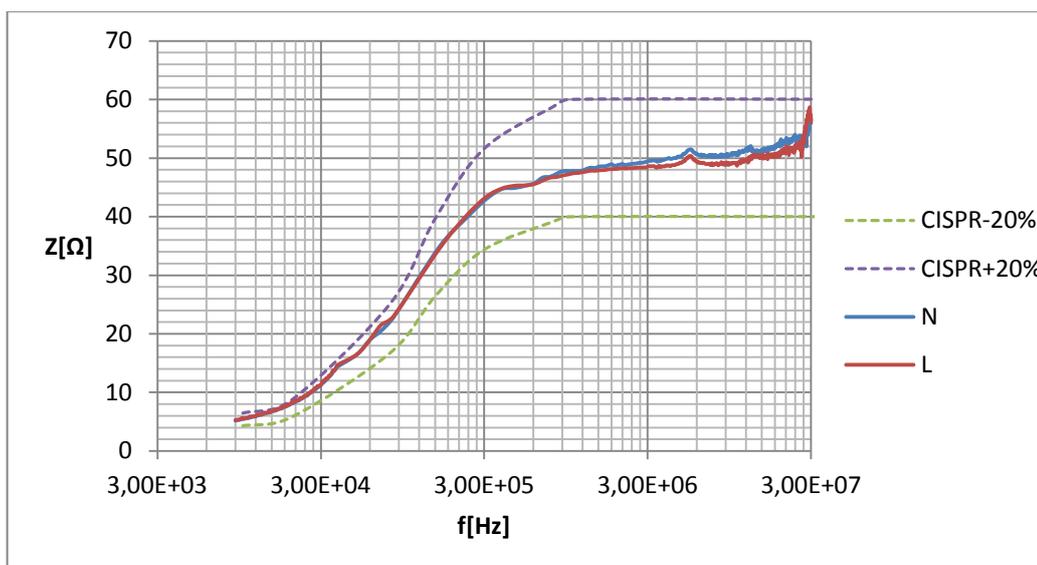
$$|Z| = \sqrt{(Z_{real}^2 + Z_{imag}^2)} = \sqrt{(49,95^2 + (-3,89)^2)} = 50,11 \Omega \quad (9.5)$$

V první verzi LISN byly nevhodně zvolené PET kondenzátory vhodné spíše pro nf nebo DC aplikace. Výslednou impedanci na vstupu včetně tolerančních křivek můžeme pozorovat na Obr. 9.5, kde je patrné, že impedance při frekvenci přibližně 14 MHz překračuje mezi danou normou CISPR 16-1. Z průběhu je také patrné, že impedance roste, což je zapříčiněno velkým DF (Dissipation Factor) PET kondenzátorů. Tyto kondenzátory byly poté nahrazeny vhodnějšími bezpečnostními kondenzátory X2 typu PP a kondenzátory keramickými pro nízko napěťový přídavný filtr typu HP, který byl navíc odstraněn z normálního módu LISN.



Obr. 9.5: Impedance sítě LISN na svorce EUT při použití DPS verze 1

Vstupní impedanci při použití plošného spoje verze 2 s PP kondenzátory a bez přídavné HP můžeme vidět na Obr. 9.6, kde je patrné zlepšení impedance na vysokých frekvencích. Dále lze pozorovat výrazné zlepšení impedance v pásmu A (9 kHz až 150 kHz).



Obr. 9.6: Impedance sítě LISN na svorce EUT při použití DPS verze 2

## 9.5 Měření výstupní impedance sítě LISN

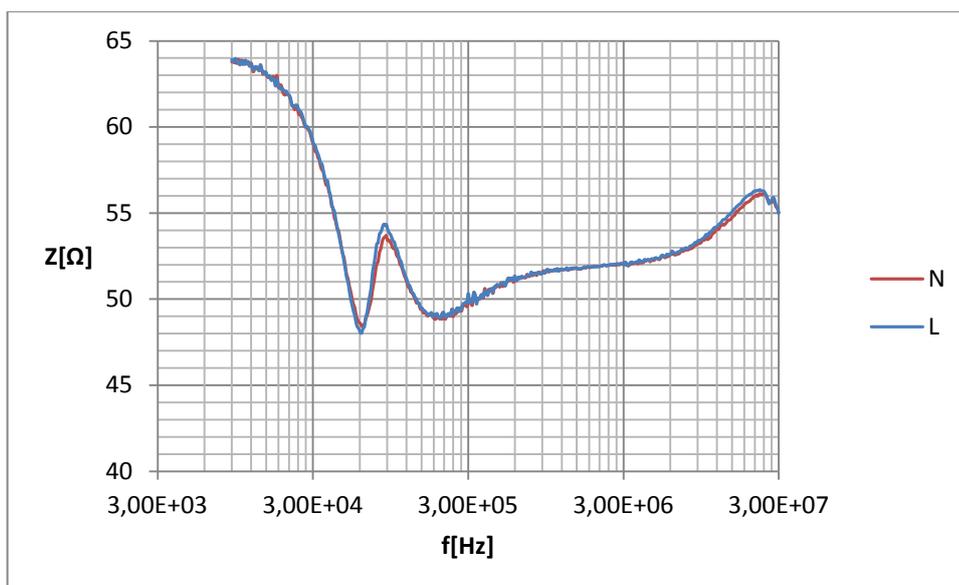
Nepříliš udávanou, leč důležitou charakteristikou u sítě LISN je výstupní impedance. Tato impedance by měla být v ideálním případě 50 nebo 75  $\Omega$  (záleží na typu měřicího přístroje). Vzhledem k tomu, že je kladen především na požadavek vstupní impedance, není dána výstupní impedance normou. Výstupní impedance je ovlivňována impedancí vstupní, a navíc může být ovlivněna parametry kondenzátoru pro oddělení 50 Hz, atenuátoru a přidavné HP.

Neobsahuje-li síť LISN žádné přidavné obvody v měřicí části, je impedance vysoce závislá. Zanedbáme-li ztráty kondenzátoru pro oddělení 50 Hz, pak výstupní impedance je rovna impedanci vstupní, což může být na nízkých frekvencích značně odlišná hodnota od 50  $\Omega$ , viz toleranční křivky na Obr. 9.7.

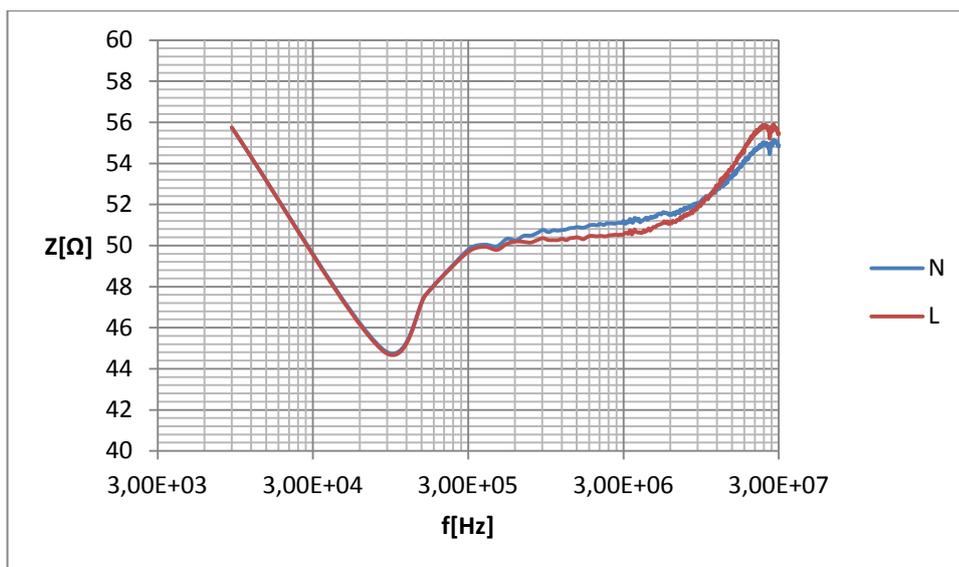
Obsahuje-li LISN přidavné části jako například atenuátor, nebo filtr typu HP, které jsou přizpůsobeny pro 50  $\Omega$ , snižuje se závislost výstupní impedance na vstupní. Například použijeme-li výše zmíněný atenuátor při frekvenci 150 kHz, bez jehož použití by výstupní impedance činila 33  $\Omega$  dle Tab. 9.2, bude výstupní impedance závislá na vstupní dle vztahu (9.6). Výsledná impedance činí potom 48,12  $\Omega$ , což je již uspokojivý výsledek.

$$Z_{OUT} = ((Z_{IN}|R_1) + R_2|R_3) = ((33|100) + 68|100) = 48,12 \Omega \quad (9.6)$$

Hodnoty výstupní impedance byly změřeny vektorovým analyzátozem v rámci měření impedance vstupní. Průběh výstupní impedance je pak znázorněn na Obr. 9.7 při použití DPS verze 1 a na Obr. 9.8 při použití DPS verze 2. Výstupní impedance je v obou případech v rozmezí 20 % tolerance dané normou CISPR 16-1 a je ovlivněna spíše tolerancemi součástek.



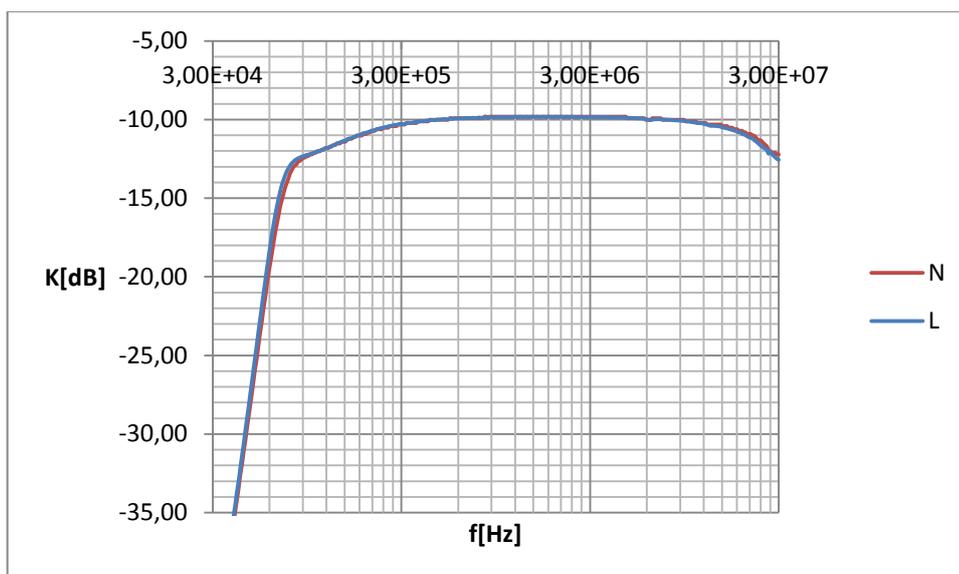
Obr. 9.7: Impedance sítě LISN na výstupní svorce při použití DPS verze 1



Obr. 9.8: Impedance sítě LISN na výstupní svorce při použití DPS verze 2

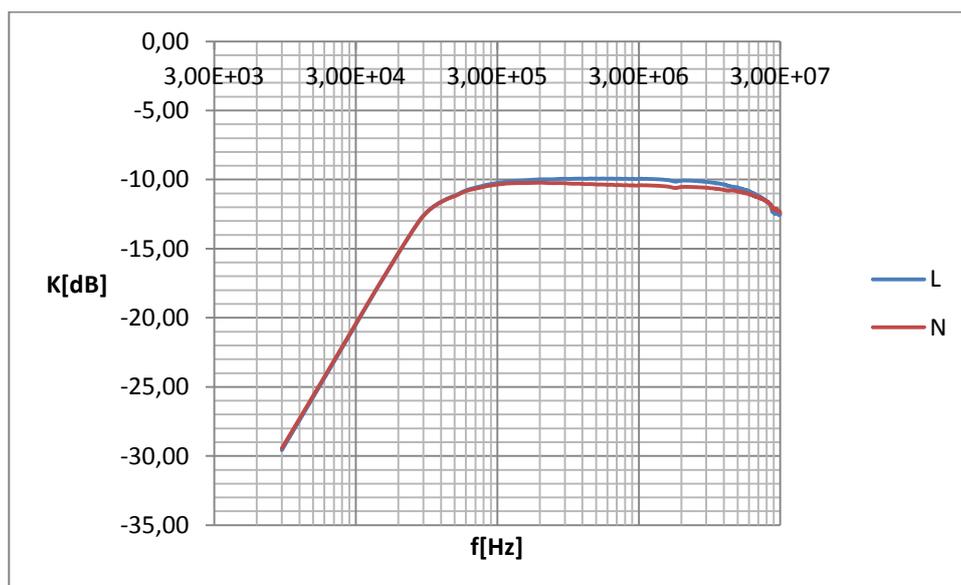
## 9.6 Měření VDF sítě LISN v klasickém módu

Dalším parametrem sítí LISN je VDF (Voltage Division Factor), jedná se v podstatě o vložený útlum. Tento parametr nemusí být příliš stabilní, jelikož při každém přesnějším měření je nutno EMI měřič kalibrovat pro použitou LISN a tím pádem zahrnout v potaz její VDF. V praxi se VDF pohybuje u běžně používaných LISN od 0,5 do 16 dB, záleží, zda je použit atenuátor a také na kvalitě sítě LISN. VDF sítě LISN s DPS verzí 1 můžeme vidět na Obr. 9.9.



Obr. 9.9: Napětový přenos sítě LISN na mezi svorkou EUT a svorkou výstupní při použití DPS verze 1

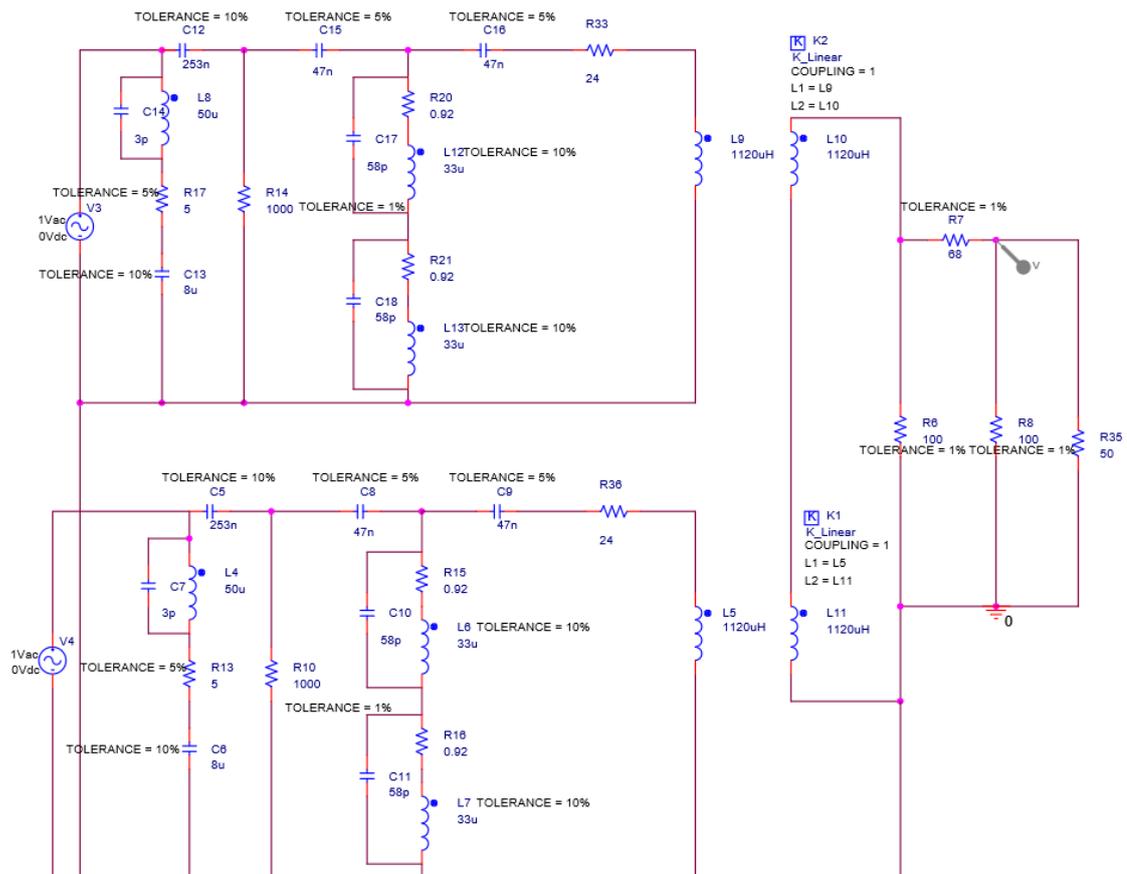
Charakteristiky sítě LISN s DPS verzí 2 a PP kondenzátory můžeme pozorovat na Obr. 9.8 a 9.10. Jak je patrné, došlo ke zlepšení přenosu především na vysokých frekvencích a na frekvencích blízkých meznímu kmitočtu přídavné HP, která byla pro normální mód odstraněna. Maximální útlum na měřícím rozsahu je 2,5 dB. Útlum na kmitočtech v pásmu A lineárně roste při snižující se frekvenci, což je způsobeno kondenzátorem 250 nF pro oddělení síťové frekvence, který má impedanci při frekvenci 9 kHz téměř 71  $\Omega$ . Díky tomu, že je pokles lineární, lze ho dobře kompenzovat přímo na spektrálním analyzátoru pomocí kalibračních souborů. Rozdíly mezi větvemi L a N jsou způsobeny především tolerancí součástek.



Obr. 9.10: Napětový přenos sítě LISN na mezi svorkou EUT a svorkou výstupní při použití DPS verze 2

## 9.7 Měření VDF a impedance sítě LISN v separovaném módu

Pro obtížnou možnost odhadu a především z důvodu, že nebylo možno změřit impedanci tohoto obvodu v bodě EUT, byla funkce odsimulována v PSpice, včetně parazitních vlastností některých prvků. Parazitní vlastnosti MEF odporů jsou tak malé, že byly zanedbány. Simulační schéma můžeme vidět na Obr. 9.11, výsledný přenos napětí poté na Obr. 9.12 a impedanci na Obr. 9.13.

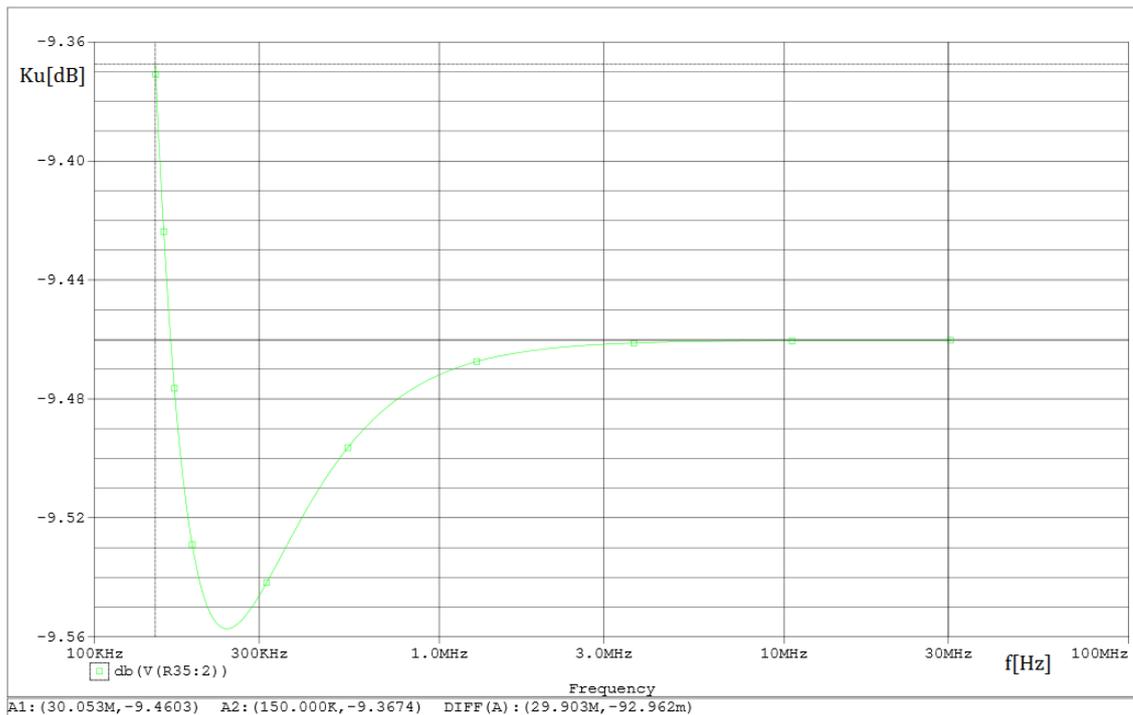


Obr. 9.11: Simulační schéma obvodu pro oddělení CM a DM

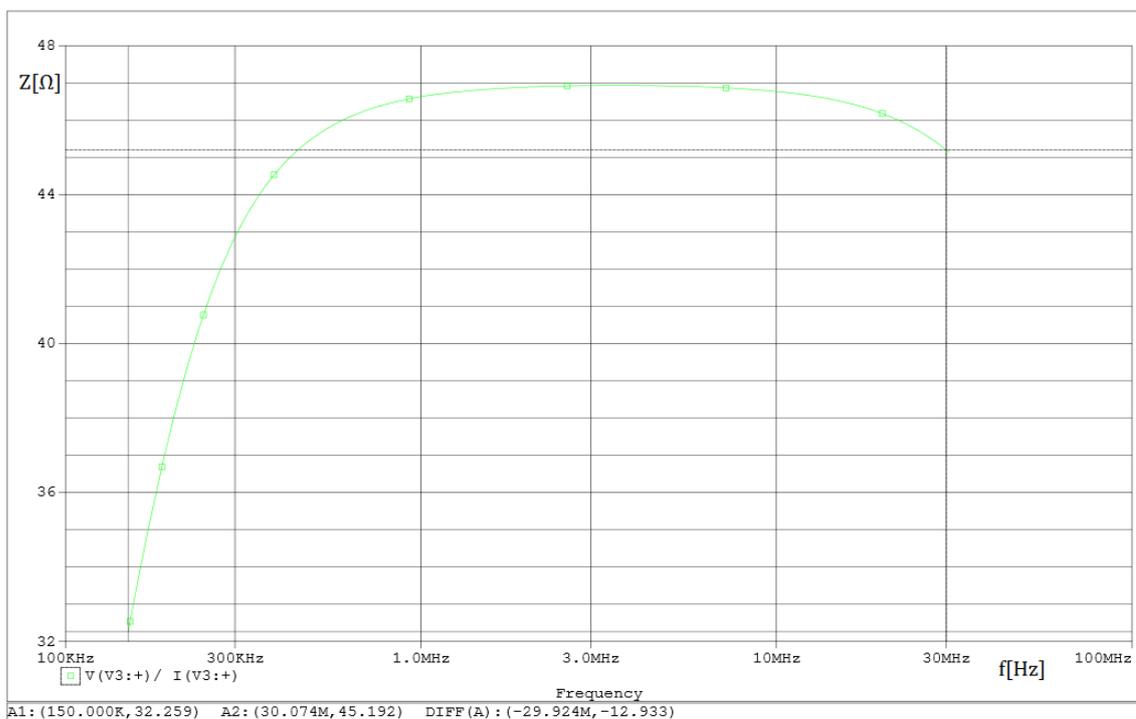
Separovaný mód je určen především pro orientační měření a nevyhovuje normě CISPR 16-1 a to z důvodu, že je nutno použít širokopásmové transformátory, které zhoršují parametry měření a také impedanci na portu EUT a na portu výstupním. Separovaný mód nelze měřit pomocí vektorového analyzátoru (2 vstupní porty a 1 výstupní), lze ovšem tento mód ověřit pomocí speciálních RF generátorů a osciloskopu. Generátory musí být nastaveny tak, aby jeden generátor pracoval jako reference pro druhý a druhý generátor poté generoval signál s posunutou fází o  $180^\circ$  nebo o  $0^\circ$  podle měřeného módu. Tohoto posunu lze dosáhnout pouze u generátoru s přídavnou kartou pro časovou synchronizaci.

Tento generátor bohužel nebyl dostupný jak ve firmě Honeywell, tak na VUT FEKT a proto nemohlo být měření zrealizováno. Reálný průběh by měl být součtem charakteristik oddělovacích transformátorů a zde uvedené simulace. V praxi by se

ovšem také přičítly parazitní vlastnosti vodičů, cest na DPS a vývodů součástek.



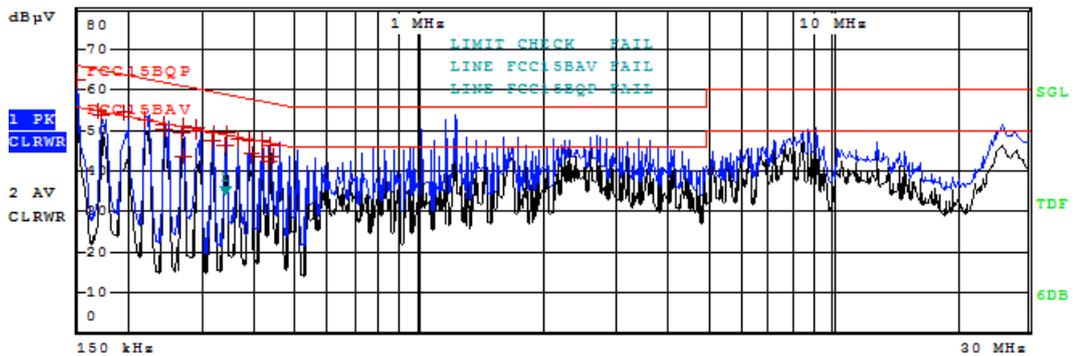
Obr. 9.12: Simulace napěťového přenosu CM a DM separátorem



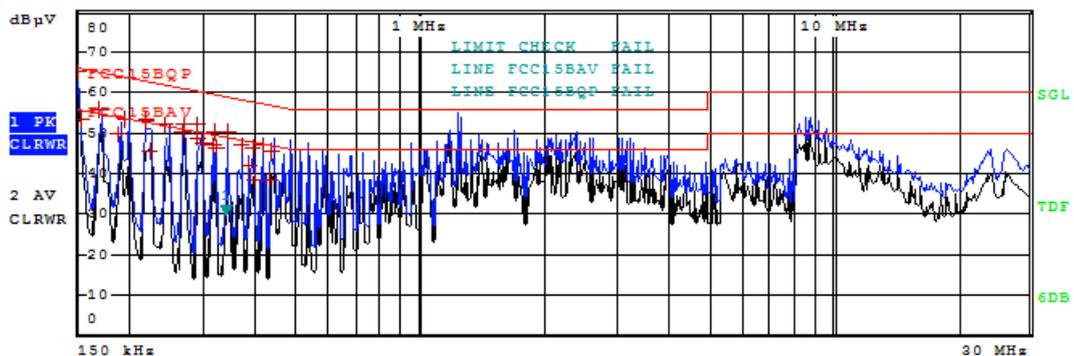
Obr. 9.13: Simulace impedance CM a DM separátoru v bodě EUT

## 9.8 Porovnávací měření s jinou sítí LISN jako referencí

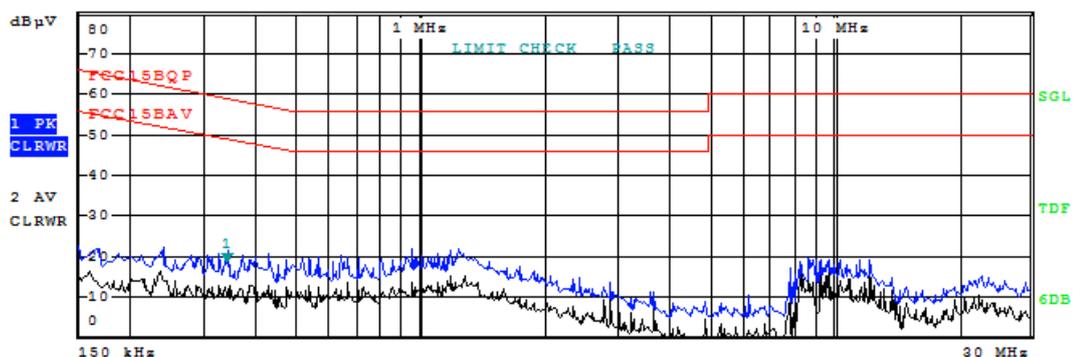
Vyrobená síť LISN byla porovnána se sítí LISN od R&S typu ENV216. Měřený objekt byl frekvenční měnič z 230 V/50 Hz na 120 V/60 Hz s odběrem 1 A. Jako měřicí přístroj byl použit kalibrovaný a certifikovaný signální analyzátor R&S ESPI, ve firmě Honeywell. Výsledky rušení změřeného pomocí LISN od R&S můžeme pozorovat na Obr. 9.14. Změřené rušení zde uvedenou sítí LISN bylo vykresleno do Obr. 9.15. Bylo zde také odměřeno symetrické a nesymetrické rušení v odděleném módu. Z Obr. 9.16 a Obr. 9.17 je patrné, že hlavním zdrojem rušení v měřeném zařízení je CM, který je o 3 dB silnější než DM (dle předběžného měření QP). Při měření CM a DM byl nedopatřením vyřazen kompenzátor attenuátoru 10 dB, útlum signálu v separovaném módu odpovídá přibližně 8 dB. Měření bylo provedeno při kalibraci pro LISN od R&S z důvodu, že se jednalo o certifikované pracoviště a nebylo možno kalibrovat signální analyzátor pro zde vyrobené zařízení. Tento fakt se projevuje především na vysokých frekvencích, kde se může charakteristika zde uvedeného LISN a R&S lišit až o 4 dB. Signální analyzátor sám volí vodič, ve kterém je silnější rušení. V tomto případě fázi.



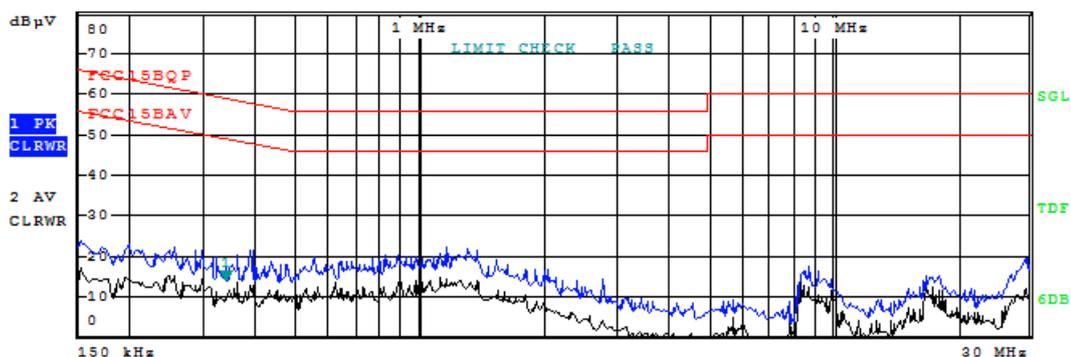
Obr. 9.14: Měření rušení na silnějším zdroji (fáze) na LISN od R&S



Obr. 9.15: Měření rušení na silnějším zdroji (fáze) na zde vyrobené síti LISN



Obr. 9.16: Měření CM v separovaném módu



Obr. 9.17: Měření DM v separovaném módu

## 10 POROVNÁNÍ PARAMETRŮ PRŮMYSLOVÝCH SÍTÍ LISN

V rámci této práce byl také vytvořen přehled průmyslových sítí LISN od více výrobců a různých typů dostupných na trhu v roce 2015. Díky tomuto přehledu je jednodušší porovnání zde vyrobené LISN a její parametrů. Porovnané sítě byly zvoleny nejbližší, k požadovaným parametrům zde navrhovaného zařízení. Firmy zde uvedené jsou Rohde & Schwarz, Com Power corporation, Teseq a ETS-Lindgren. V poslední řadě je zde uvedena navrhovaná síť LISN v normálním módu. Výrobní cena zařízení činila přibližně 4000 Kč včetně krabice. Maximální výstupní proud je omezen na 6,5 A pomocí jističe, z důvodu rezervy a požadovaného proudového rozsahu 5 A. Veškeré části LISN jsou dimenzované alespoň na 8 A.

Tab. 10.1: Porovnání parametrů komerčních LISN

Výrobce	Typ	Cena v Kč	Max. proud	Frekvenční rozsah	Tolerance impedance	VDF tolerance	Řád filtru
R&S	ENV2 16	65 tis.	16A	9 kHz - 30 MHz	+/-20%	1 dB	4
COM-POWER	LI-215A	42 tis.	10 A	9 kHz - 30 MHz	+/-22%	6 dB	4
Teseq	NNB 51	-	16 A	9 kHz - 30 MHz	+/-20%	2 dB	2
ETS	3810/2	64 tis.	10 A	9 kHz - 30 MHz	+/- 20%	-	4
Matýsek	LISN	4 tis.	6,5 A	9 kHz - 30 MHz	+/- 20%	2,5 dB	4

## 11 ODSTRANĚNÍ RUŠIVÝCH SIGNÁLU

Jak již bylo zmíněno síť LISN slouží ke změření rušivých signálů EUT. V kapitole 5 byl analyzován vznik jednotlivých druhů rušivých signálů. Díky této analýze je možné identifikovat zdroj CM a DM rušení a pokud možno jej omezit či dokonce odstranit.

### 11.1 Odstranění vnitřních rušivých signálů

Vnitřními rušivými signály se rozumí, rušení vznikající na samotných prvcích obvodu.

#### 11.1.1 Omezení CM rušení

Omezení nebo odstranění CM rušivých signálů je možné docílit pomocí redukování parazitních kapacit spínacích tranzistorů, diod a vazební kapacity vinutí transformátoru.

Omezení parazitní kapacity tranzistoru vůči zemi, lze provést dvěma způsoby. Prvním je zvětšení vzdálenosti mezi C v případě bipolárních nebo D v případě unipolárních tranzistorů od plochy chladiče vhodnou teplovodivou podložkou. Další možností je zvážit, zda nutně potřebujeme tranzistory daných výkonů a zbytečně je nepředimenzovávat. Tranzistor pro vyšší výkon má ve většině případů také větší plochu přechodu a větší parazitní kapacitu.

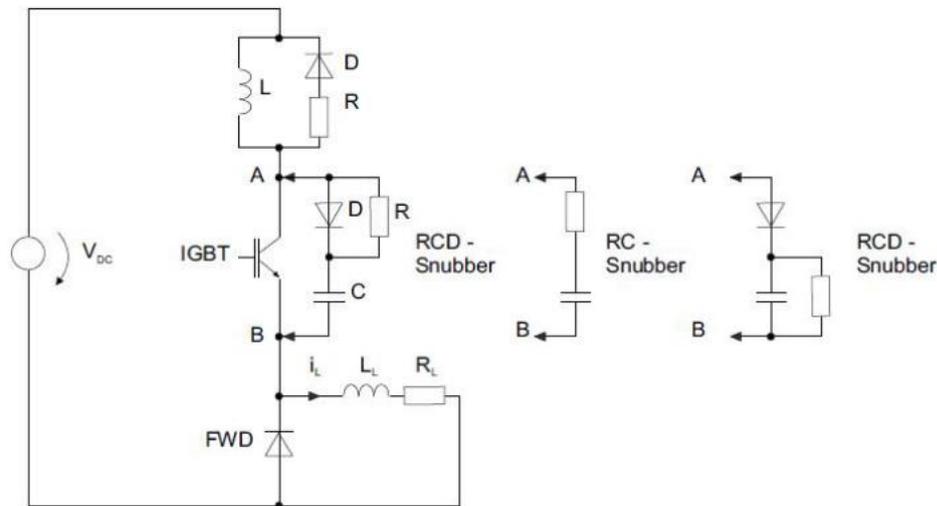
Omezení kapacity diody vůči zemi je dosažitelné obdobnými způsoby jako u tranzistorů. Navíc zde můžeme použít speciální diody, které mají nízkou kapacitu, pokud nám to výkonová zatížitelnost dovolí.

Omezení vazební kapacity vinutí lze výrazně zlepšit při oddělení primárního a sekundárního vinutí. Například při vinutí na toroidní jádro umístit primární vinutí vlevo a sekundární vpravo, což nám také zajistí velmi vysokou izolaci.

Nelze-li použít výše zmíněné opatření je možno omezit CM rušení přidavnými obvody a opatřeními. Hlavní z těchto opatření jsou snubbery,  $C_Y$  kondenzátor připojené

mezi primární a sekundární vinutí (pouze za předpokladu použití  $C_Y$  kondenzátorů na vstupu) a kovovou fólií mezi primární a sekundární vinutí.

Snubber je v podstatě RC článek, popřípadě RCD (Resistor-Capacitor-Diode) zařazený paralelně k rušivému objektu například k tranzistoru, nebo tlumivce. Snubbery fungují tak, že přes sebe krátkodobě uzavrou proud, který vzniká například při rozpojení indukční zátěže a mohl by být zdrojem rušení. V případě použití snubberu se většina proudu uzavře přes snubber. Kdyby snubber použit nebyl, proud se uzavře obvodem a chová se jako rušení. Nemá-li se proud kudy uzavřít, může vznikat na indukční zátěži nebezpečně vysoké napětí, které by mohlo poškodit citlivé prvky v obvodu. Příklad zapojení snubberu můžeme vidět na Obr. 11.1.



Obr. 11.1: Typické využití snubberu (převzato z [22])

### 11.1.2 Omezení DM rušení

Omezení DM rušení často nebývá možné, jelikož se jedná o rušení vzniklé na funkční části zařízení. Obvykle se využívá filtrace přímo v místě vzniku za pomoci blokovacího kondenzátoru připojeného co nejbližší k příčině rušení.

## 11.2 Odstranění vnějších rušivých signálů

Vnějšími rušivými signály se rozumí rušení přicházející ze sítě. Toto rušení vzniká především na napájecích rozvodech, ale také se zařízení, které nevyhovují normám CISPR například zařízení starší nebo levné zařízení, které mají certifikáty zfalšované.

Odstranění vnějších rušivých signálů je důležité především v citlivých aplikacích jako například audio zesilovače nebo CMOS technika. Většina takových zařízení má sice filtr prvního řádu za usměrňovačem (vyhlazovací kondenzátor), který však nemusí být dostatečný, nebo je pouze elektrolytického typu. Elektrolytické kondenzátory mají velice pomalou reakci na změnu napětí, a proto pro vysokofrekvenční rušení mohou představovat vysokou impedanci.

Odrůšení vnějších rušivých signálů lze dosáhnout tedy vhodným kondenzátorem, odrůšovací tlumivkou, nebo jejich kombinací. Nejčastěji se používá jejich kombinace,

tzv. síťový filtr. Výhodou síťového filtru je, že také zabraňuje pronikání rušení vznikajícího v zařízení zpět do sítě.

### 11.2.1 Odrušovací tlumivky

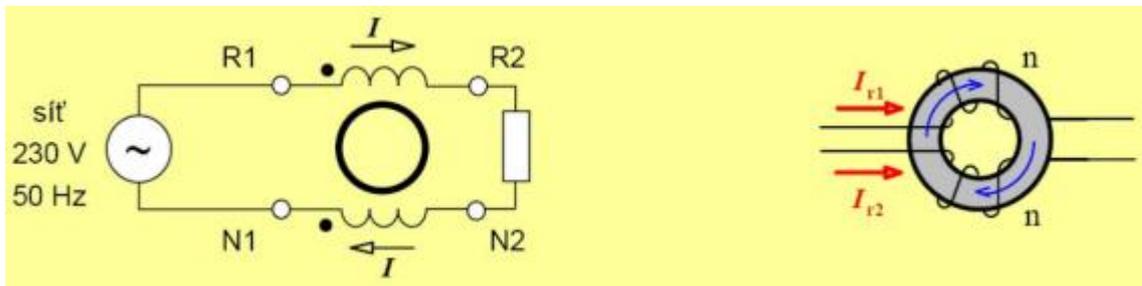
Odrušovací tlumivky jsou zapojeny do série se zátěží, z toho plyne, že jejich využití je omezeno na soustavy s nízkou impedancí zátěže a zdroje. Jelikož účelem této tlumivky je vnést vysoký útlum pro kmitočty nad pracovní oblastí. Útlum odrušovací cívky lze vypočítat dle vztahu (11.1).

$$L = 20 \cdot \log \left( \frac{U_Z}{U_{ZL}} \right) = 20 \cdot \log \left| 1 + \frac{j2 \cdot \pi \cdot f \cdot L}{Z_Z + Z_{ZD}} \right| \quad (11.1)$$

Zásadní pravidla při návrhu odrušovací tlumivky jsou:

- Vysoká indukčnost při malém počtu závitů a malých rozměrech.
- Malá parazitní kapacita (vysoká SRF).
- Dodržení sycení jádra a dostatečně silné vinutí.
- Vysoké činné ztráty při kmitočtech mimo pracovní oblast.

Pro filtraci DM složky signálu se využívají klasické výše zmíněné cívky zapojené v sérii se zátěží. Je-li nutno filtrovat CM rušení, je vhodnější použít cívku se společným jádrem a opačným smyslem proudu. Příklad odrušovací tlumivky pro CM je uveden na Obr. 11.2.



Obr. 11.2: Princip cívek pro filtraci CM (převzato z [3])

### 11.2.2 Odrušovací kondenzátory

Odrušovací kondenzátory jsou zapojeny paralelně k zátěži, z čehož plyne, že jsou vhodné pouze pro soustavy s vysokou impedancí zátěže a zdroje. Účelem těchto kondenzátorů je chovat se pro frekvence nad pracovním kmitočtem jako zkrat. Útlum odrušovacího kondenzátoru v obvodu lze vypočítat pomocí vztahu (11.2).

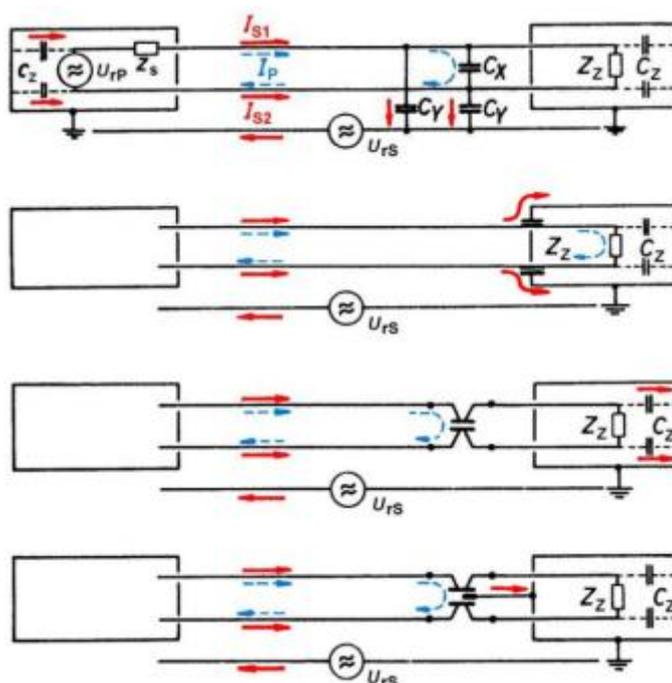
$$L = 20 \cdot \log \left( \frac{U_Z}{U_{ZL}} \right) = 20 \cdot \log \left| 1 + j2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \frac{Z_Z \cdot Z_{ZD}}{Z_Z + Z_{ZD}} \right| \quad (11.2)$$

Při použití odrušovacích kondenzátorů musíme dbát na parazitní indukčnost kondenzátoru samotného a jeho přívodů. Dále je nutno dbát na bod připojení kondenzátoru. Při filtraci v oddělené části zařízení můžeme využít libovolný typ kondenzátoru. V síťové části, je-li kondenzátor připojen mezi živé vodiče nebo N vodič, je nutno použít X bezpečnostní kondenzátor. Pokud je kondenzátor připojen mezi živý vodič a ochranný vodič, je nutno použít bezpečnostní kondenzátor Y. V podstatě se jedná o kondenzátor typu X, ale maximální kapacita je omezena tak, aby nemohly vzniknout životu nebezpečné svodové proudy. Pro volbu vhodné velikosti kondenzátoru je zde uvedena Tab. 11.1.

Tab. 11.1: Hodnoty odrušovacích kondenzátoru

Odrušované kmitočtové pásmo	Doporučené hodnoty odrušovacích kondenzátorů
10 kHz – 0,5 MHz	5 – 4 – 2 – 1 – 0,5 $\mu\text{F}$
0,5 – 6 MHz	0,5 – 0,25 – 0,1 $\mu\text{F}$
6 – 30 MHz	100 nF až 1 000 pF
nad 30 MHz	méně než 1000 pF

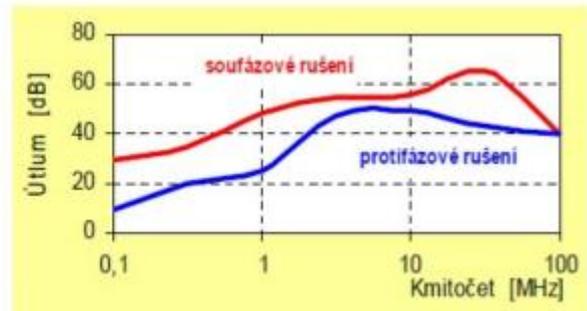
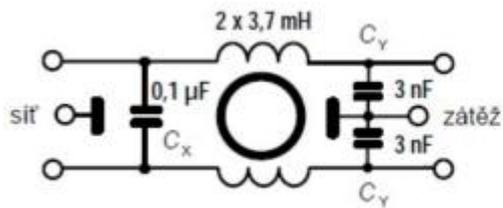
Pro potlačení CM a DM složek rušení se mohou využít speciální troj až pěti pólové kondenzátory. Příklad využití je uveden na Obr. 11.3, kde modrý proud označuje DM rušivé signály a červený CM.



Obr. 11.3: Zapojení různých filtračních kondenzátorů (převzato z [3])

### 11.2.3 Síťové filtry

Síťové filtry jsou kombinací výše zmíněných součástek. Dosahují dobré filtrace jak rušení přicházející ze sítě, tak rušení pronikající do sítě. Typické zapojení síťového filtru a jeho charakteristiku můžeme vidět na Obr. 11.4.



Obr. 11.4: Typické zapojení a charakteristika síťového filtru (převzato z [3])

## 12 ZÁVĚR

Cílem práce bylo seznámit se s problematikou rušivých signálů na napájecích vodičích, jejich druhy, vlastnostmi a poté navrhnout a vyrobit funkční vzorek sítě LISN s možností oddělení symetrického a asymetrického rušení. Z vypracované literární rešerše vyplynulo, že vhodným řešením pro LISN daných parametru by mohlo být zapojení kterékoliv jednofázového oddělovače rušivého signálu. Z důvodu nejnižší ceny a možnosti realizace v laboratorních podmínkách bylo zvoleno zapojení se dvěma oddělovacími transformátory.

Zařízení bylo navrženo s dostatečnými rezervami vzhledem k zadání a to především na měřicí části pro ochranu připojených měřicích přístrojů. V druhé části práce byla potom sestrojena síť LISN daných parametru. Výrobní cena činila přibližně 4000 Kč, což je zlomek ceny komerčních sítí LISN. Parametry sestrojené sítě byly změřeny a porovnány s profesionálními zařízeními.

Uvedená síť LISN vyhovuje normě CISPR 16-1 při použití v normálním módu. Zvlnění VDF v tomto módu činí přibližně 2,5 dB, což je hodnota srovnatelná s průměrnými sítěmi LISN. Impedance v tomto módu nepřekročila limit 20 % tolerance. Frekvenční rozsah sítě se v tomto módu bylo možno bez přídavných nákladů rozšířit o pásmo A (9 kHz - 150 kHz).

V separovaném módu nebylo možno síť LISN změřit. Teoretický rozkmit VDF by měl odpovídat přibližně 8 dB. Simulovaná impedance odpovídá přibližně 45  $\Omega$ , což by již při přičtení rozkmitu impedance v normálním módu bylo více než 20 % limit udávaný normou CISPR 16-1. V tomto módu je možné měřit pouze pásmo B (150 kHz - 30 MHz) a to především kvůli přídavné horní propusti s mezním kmitočtem 70 kHz.

V rámci diplomové práce byly navrženy dvě verze sítě LISN. První levnější verze (DPS verze 1) nevyhovovala normě CISPR 16-1, nicméně byla schválena zadavatelem jako dostačující. Jelikož cílem práce bylo navrhnout síť LISN odpovídající normám, byla navržena DPS verze 2, která je jen nepatrně dražší, ale již odpovídá normám CISPR 16-1.

Vyrobená síť LISN v rámci diplomové práce má následující parametry. Maximální proud zařízení EUT činí 6,5 A (omezeno jističem). Síť byla navržena primárně pro měření napětí 230 V, nicméně umožňuje měření i na napětí nižší (110/24 V), kde je ovšem vyžadován externí napájecí zdroj 12 V a je v tomto případě vyřazen indikátor fáze.

Parametry zařízení by bylo dále možné zlepšit použitím speciálních součástek, které jsou ovšem nákladné a obtížně dostupné, například skleněné kondenzátory a speciální polypropylenová jádra pro cívky, které doporučuje norma CISPR 16-1.

Z teoretické a praktické části vyplynulo, že se v praxi mód separovaného CM a DM rušení nevyužívá, jelikož měření nespĺňuje normy CISPR 16-1, a proto není možné na základě tohoto měření udělit zařízení certifikát. Měření v separovaném módu je ovšem dostačující pro odhadová měření, například při návrhu a diagnostice zařízení, které nevyhověly při měření EMI normám CISPR 16-1.

## 13 VAROVÁNÍ

Síť LISN obsahuje tři zemnicí body. První je přímo připojen přes napájecí kabel, druhý přes zemnicí lištu na zadním panelu a třetí přes šroub s křídlovou maticí poblíž napájecího kabelu. Před zapojením sítě LISN je nutno připojit alespoň 2 tyto země. V opačném případě hrozí úraz elektrickým proudem z důvodu vysokých svodových proudů (až 0,86 A)!

# LITERATURA

- [1] DŘÍNOVSKÝ, Jiří, Tomáš FRÝZA a Jiří SVAČINA. *Elektromagnetická kompatibilita: Přednášky* [online]. 2010 [cit. 2014-12-09]. ISBN 978-80-214-4202-3. Dostupné z: [www.urel.feec.vutbr.cz/~drinovsky/?download=Skripta\\_EMC\\_el.pdf](http://www.urel.feec.vutbr.cz/~drinovsky/?download=Skripta_EMC_el.pdf)
- [2] Henry Ott Consultants: Electromagnetic Compatibility Consulting and Training. W. OTT, Henry. *Distinguishing Between CM and DM Conducted Emission* [online]. 2011 [cit. 2014-12-09]. Dostupné z: [http://www.hottconsultants.com/techtips/CM\\_vs\\_DM%20Conducted\\_Emission.html](http://www.hottconsultants.com/techtips/CM_vs_DM%20Conducted_Emission.html)
- [3] SVAČINA, Jiří. Základy elektromagnetické kompatibility (EMC) - Část 4: Způsoby a metody měření rušivých signálů. *Elektrorevue* [online]. 2001, č. 21 [cit. 2014-12-09]. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/01021/index.html>
- [4] DŘÍNOVSKÝ, Jiří, Tomáš FRÝZA a Jiří SVAČINA. Encyklopedie EMC. *Měření s umělou sítí* [online]. 2004 [cit. 2014-12-09]. Dostupné z: <http://www.radio.feec.vutbr.cz/emc/index.php?src=node40>
- [5] RA Mayes. *Solar LISN New Style* [online]. 2001, 2014 [cit. 2014-12-09]. Dostupné z: [http://www.ramayes.com/Solar\\_LISN\\_New\\_Style.htm](http://www.ramayes.com/Solar_LISN_New_Style.htm)
- [6] *Non-Intrinsic Differential Mode Noise of Switching Power Supplies and Its Implications to Filter Design* [online]. Shanghai, 1996 [cit. 2014-12-09]. Dostupné z: <http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-022199-114952/unrestricted/QUBODYMATTER.PDF>. Thesis. Shanghai Jiao Tong University.
- [7] Mini-Circuits. *RF Power Splitters/RF Power Combiners* [online]. 2013 [cit. 2014-12-09]. Dostupné z: [www.minicircuits.com/products/Splitters.shtml](http://www.minicircuits.com/products/Splitters.shtml)
- [8] STAHL, Juergen, Alexander BUCHER, Daniel KUEBRICH a Thomas DUERBAUM. Characterization of a modified LISN for effective separated measurements of common mode and differential mode EMI noise. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE* [online]. 2010 [cit. 2014-12-09]. ISBN 978-1-4244-5287-3. Dostupné z: [http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=5617888&tag=1](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=5617888&tag=1)
- [9] HELDWEIN, M.L. Novel three-phase CM/DM conducted emissions separator. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE* [online]. 2009, č. 56 [cit. 2014-12-09]. DOI: 10.1109/APEC.2005.1453069. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=5075555>
- [10] GME. *WIMA FKP 1* [online]. [cit. 2014-12-09]. Dostupné z: <http://www.gme.cz/img/cache/doc/121/310/fkp1-220n-1250v-datasheet-1.pdf>

- [11] Vacuumschmelze. *Nanocrystalline vitroperm EMC products* [online]. 2010 [cit. 2014-12-09]. Dostupné z: [http://www.vacuumschmelze.com/fileadmin/Medienbiliothek\\_2010/Downloads/KB/Vitroperm\\_EMV\\_EN\\_full.pdf](http://www.vacuumschmelze.com/fileadmin/Medienbiliothek_2010/Downloads/KB/Vitroperm_EMV_EN_full.pdf)
- [12] Elektronika. KOLESA, Michal. *Dimenzování průřezu elektrického vodiče a určení typu elektrického kabelu* [online]. 2011 [cit. 2014-12-09]. Dostupné z: <http://elektronika-mehobby.michal-kolesa.cz/dimenzovani-prurezu-elektrickeho-vodice-a-urceni-typu-elektrickeho-kabelu.php>
- [13] POOLE, Ian. Radio-Electronics. *Resistive splitter / divider combiner* [online]. [cit. 2014-12-09]. Dostupné z: <http://www.radio-electronics.com/info/rf-technology-design/coupler-combiner-splitter/rf-resistive-splitter-combiner-divider.php>
- [14] GUO, Ting. Separation of the common-mode- and differential-mode-conducted EMI noise. *Power Electronics, IEEE Transactions on* [online]. 1996, č. 11 [cit. 2014-12-09]. DOI: 10.1109/63.491642. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=491642>
- [15] SAKULHIRIRAK, D., V. TARATEERASETH, W. KHAN-NGERN a N. YOOTHANOM. Trade-off between EMI Separator and RF Current Probe for Conducted EMI Testing. In: *The 2007 ECTI International Conference* [online]. 2007 [cit. 2014-12-09]. Dostupné z: [http://www.ecti-thailand.org/assets/papers/506\\_pub\\_25.pdf](http://www.ecti-thailand.org/assets/papers/506_pub_25.pdf)
- [16] MAWDSLEY, David. Laplace Instruments Ltd. In: *Why are my detectors so slow?* [online]. 2009 [cit. 2014-12-09]. Dostupné z: [http://www.laplace.co.uk/media/download/Detectors\\_update.doc](http://www.laplace.co.uk/media/download/Detectors_update.doc)
- [17] ZÁHLAVA, Vít. *Návrh a konstrukce desek plošných spojů*. Praha: BEN - technická literatura, 2011. 128 s. ISBN 978-80-7300-266-4.
- [18] VISHAY. *Professional Thin Film MELF Resistors* [online]. [cit. 2014-05-02]. Dostupné z: <http://www.vishay.com/docs/28713/melfprof.pdf>
- [19] MC MAHIL, Dan. *Air Core Inductor Analysis/Synthesis Calculator*. CGI-Wcalc Page [online]. 1996 [cit. 2015-05-02]. Dostupné z: [http://wcalc.sourceforge.net/cgi-bin/air\\_coil.cgi](http://wcalc.sourceforge.net/cgi-bin/air_coil.cgi)
- [20] BENKO, Larry. *Coupling Between Coils or Coefficient of Coupling (Leakage Inductance)*. WOQE [online]. 2012 [cit. 2015-05-02]. Dostupné z: [http://www.w0qe.com/Technical\\_Topics/coupling\\_between\\_coils.html](http://www.w0qe.com/Technical_Topics/coupling_between_coils.html)

- [21] TARATEERASETH, V., D. SAKULHIRIRAK a W. KHAN-NGERN. Design of High Performance and Low Cost Line Impedance Stabilization Network for University Power Electronics and EMC Laboratories. In: *Power Electronics and Drive Systems, 2007* [online]. 2007 [cit. 2015-05-02]. DOI: 10.1109/PEDS.2007.4487715. Dostupné z: [http://www.researchgate.net/publication/4324847\\_Design\\_of\\_High\\_Performance\\_and\\_Low\\_Cost\\_Line\\_Impedance\\_Stabilization\\_Network\\_for\\_University\\_Power\\_Electronics\\_and\\_EMCLaboratories](http://www.researchgate.net/publication/4324847_Design_of_High_Performance_and_Low_Cost_Line_Impedance_Stabilization_Network_for_University_Power_Electronics_and_EMCLaboratories)
- [22] SEMIKRON. Switching Loss Reduction Networks - Snubber Circuits. *PowerGuru* [online]. 2013 [cit. 2015-05-02]. Dostupné z: <http://www.powerguru.org/switching-loss-reduction-networks-snubber-circuits/>
- [23] Microstrip Line Calculator. *Sphere* [online]. [cit. 2015-05-02]. Dostupné z: [http://www1.sphere.ne.jp/i-lab/ilab/tool/ms\\_line\\_e.htm](http://www1.sphere.ne.jp/i-lab/ilab/tool/ms_line_e.htm)
- [24] Microstrip Impedance Calculator. *Mantaro* [online]. 2008 [cit. 2015-05-02]. Dostupné z: [http://www.mantaro.com/resources/impedance\\_calculator.htm](http://www.mantaro.com/resources/impedance_calculator.htm)
- [25] GM electronic, spol. s. r. o. Elektronické součástky, materiál a zařízení. *GM electronic* [online]. 1990-2015 [cit. 2015-25-4]. Dostupné z: <http://www.gme.cz/elektronickesoucastky-material-a-zarizeni/>.

# SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

AC/DC	převod ze střídavého napětí na stejnosměrné napětí
AMN	umělá zátěž vedení
AV	střední hodnota
C	kapacita
CM	asymetrické rušení
DF	ztráty v dielektriku kondenzátoru
DM	symetrické rušení
DP	dolní propust
DPS	deska plošných spojů
EMI	elektromagnetická interference
ESR	sériový odpor kondenzátoru
EUT	zařízení pod testem
$f$	frekvence
FET	tranzistor řízený elektrickým polem
G	vodivost
HP	horní propust
I	elektrický proud
IDM	vnitřní symetrické rušení
J	proudová hustota
L	indukčnost
LC	indukčnost zapojená v sérii s kondenzátorem
LISN	umělá síť
MEF	odpory z tenké kovové vrstvy
NIDM	vnější symetrické rušení
PELV	ochranné malé napětí
P	špičková hodnota
PET	polyester
PP	polypropylen
PVC	polyvinylchlorid
QP	quasi-špičková hodnota
R	odpor
RC	odpor zapojený v sérii s kondenzátorem

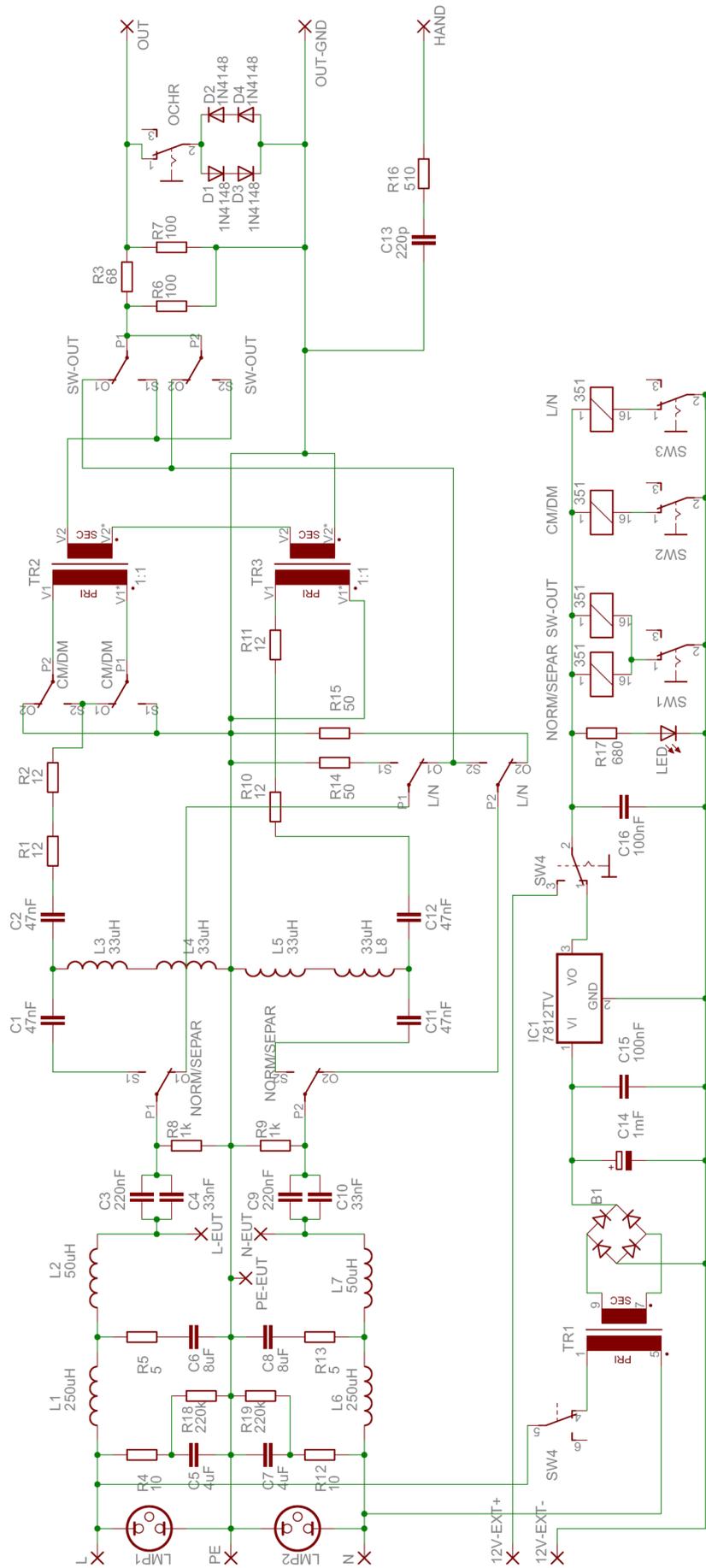
RCD	obvodu snubberu s odporem, kondenzátorem a diodou
RF	vysoké (radiové) frekvence
RFI	měřič vysokofrekvenčního rušení
RMS	efektivní hodnota
$S$	plocha
SELV	bezpečné malé napětí
SMD	zařízení pro povrchovou montáž
SRF	vlastní rezonance
SS	signální slučovač
VDF	voltage divison factor
$Z$	impedance
$\lambda$	vlnová délka
$\beta$	útlum
$\delta$	hloubka vniku

# SEZNAM PŘÍLOH

<b>A</b>	<b>Návrh zařízení</b>	<b>85</b>
	A.1 Obvodové zapojení .....	85
<b>B</b>	<b>Seznam součástek</b>	<b>87</b>
<b>C</b>	<b>CD</b>	<b>89</b>
	C.1 Schéma a layout zařízení v Eaglu .....	89
	C.2 Layouty DPS .....	89
	C.3 Kalibrační soubory sítě LISN .....	89

# **A NÁVRH ZAŘÍZENÍ**

## **A.1 Obvodové zapojení**



## B SEZNAM SOUČÁSTEK

Označení	Hodnota	Popis
R1	RM 12R 0309 1W 1%	MEF odpor
R2	RM 12R 0309 1W 1%	MEF odpor
R3	RM 68R 0207 0,6W 1%	MEF odpor
R4	RD 10R 5W 5%	Drátový odpor
R5	RD 5R1 5W 5%	Drátový odpor
R6	RM 100R 0207 0,6W 1%	MEF odpor
R7	RM 100R 0207 0,6W 1%	MEF odpor
R8	RM 1k 0207 0,6W 1%	MEF odpor
R9	RM 1k 0207 0,6W 1%	MEF odpor
R10	RM 12R 0309 1W 1%	MEF odpor
R11	RM 12R 0309 1W 1%	MEF odpor
R12	RD 10R 5W 5%	Drátový odpor
R13	RD 5R1 5W 5%	Drátový odpor
R14	RM 50R 0207 0,6W 1%	MEF odpor
R15	RM 50R 0207 0,6W 1%	MEF odpor
R16	RM 510R 0207 0,6W 1%	MEF odpor
R17	RM 680R 0207 0,6W 1%	MEF odpor
R18	RM 220k 0207 0,6W 1%	MEF odpor
R19	RM 220k 0207 0,6W 1%	MEF odpor
C1	CK 47n/50V X7R RM5,08 10% HITANO	Keramický kondenzátor
C2	CK 47n/50V X7R RM5,08 10% HITANO	Keramický kondenzátor
C3	CFAC220N X1	Fóliový kondenzátor X1
C4	CFAC033N	Fóliový kondenzátor X2
C5	CFR 4u/450Vac MIF-MKSP-5P	Fóliový kondenzátor
C6	CFR 8u/450Vac MIF-MKSP-5P	Fóliový kondenzátor
C7	CFR 4u/450Vac MIF-MKSP-5P	Fóliový kondenzátor
C8	CFR 8u/450Vac MIF-MKSP-5P	Fóliový kondenzátor
C9	CFAC220N X1	Fóliový kondenzátor X1
C10	CFAC033N	Fóliový kondenzátor X2
C11	CK 47n/50V X7R RM5,08 10% HITANO	Keramický kondenzátor
C12	CK 47n/50V X7R RM5,08 10% HITANO	Keramický kondenzátor
C13	FKP1 220P/2000V	Fóliový kondenzátor
C14	CE 1000u/35VIT HIT-EXR BULK	Elektrolytický kondenzátor
C15	CK 100n/50V X7R RM5,08 10% HITANO	Keramický kondenzátor
C16	CK 100n/50V X7R RM5,08 10% HITANO	Keramický kondenzátor
K1	RELEG5V2-12T	Relé
K2	RELEG5V2-12T	Relé
K3	RELEG5V2-12T	Relé
K4	RELEG5V2-12T	Relé
L1	250 uH, Ø 50 mm, l = 120 mm	Tlumivka DP
L2	50 uH, Ø 50 mm, l = 120 mm	Tlumivka DP

L3	TL 33uH SMCC FASTRON	Tlumivka HP
L4	TL 33uH SMCC FASTRON	Tlumivka HP
L5	TL 33uH SMCC FASTRON	Tlumivka HP
L6	250 uH, fi 50 mm, l= 120 mm	Tlumivka DP
L7	50 uH, fi 50 mm, l= 120 mm	Tlumivka DP
L8	TL 33uH SMCC FASTRON	Tlumivka HP
TR1	HAHN BV EI 382 1191	Transformátor 230/12 V
TR2	VAC T60006-L2025-W380	Oddělovací transformátor 1:1
TR3	VAC T60006-L2025-W380	Oddělovací transformátor 1:1
D1	1N4148	Schottkyho dioda
D2	1N4148	Schottkyho dioda
D3	1N4148	Schottkyho dioda
D4	1N4148	Schottkyho dioda
LED	Red, 15 mA	Led dioda
LMP1	AD16-8A-Y/230V	Doutnavka
LMP2	AD16-8A-Y/230V	Doutnavka
IC1	7812CV-DG STM	Stabilizátor napětí 12V
B1	B380C1000DIL	Usměrňovací můstek
SW1	P-B073A	Přepínač módu
SW2	P-B073A	Přepínač CM/DM
SW3	P-B073A	Přepínač L/N
SW4	P-B073B	Dvoj-přepínač 230V/jiné
OCHR1	P-B073A	Přepínač ochrany
12V-EXT	K36721B	Konektor ext. napájení

\*Pozn.: Součástky byly zvoleny dle katalogu GM [25].

## **C CD**

Obsah CD ve formátu:

/cesta k souboru/jméno souboru

### **C.1 Schéma a layout zařízení v Eaglu**

/DPS/RF.sch

/DPS/RF.brd

/DPS/napajeni.sch

/DPS/ napajeni.brd

### **C.2 Layouty DPS**

/DPS/top\_RF.pdf

/DPS/bottom\_RF.pdf

/DPS/bottom\_napajeni.pdf

### **C.3 Kalibrační soubory sítě LISN**

/kalibrace/S21\_L.csv

/kalibrace/S21\_N.csv