



Fakulta elektrotechnická
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Návrh a realizace pracoviště pro automatizované měření parametrů
elektroakustických měničů

Autor práce: Bc. Jakub Major
Vedoucí práce: Ing. Jiří Stifter, Ph.D.

Plzeň 2016

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2010/2011

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení:

Osobní číslo:

Studijní program:

Studijní obor:

Název tématu:

Zadávací katedra:

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

1. Seznamte se s
2. Se zvolenými metodami realizujte
3. Shrňte výsledky měření a vyvoďte příslušné závěry

Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**
Rozsah pracovní zprávy: **30 - 40 stran**
Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.

Vedoucí diplomové práce:

Konzultant diplomové práce:

Datum zadání diplomové práce: **18. října 2010**

Termín odevzdání diplomové práce: **11. května 2011**

děkan

vedoucí katedry

V Plzni dne 18. října 2010

Abstrakt

Práce se zabývá problematikou měření impedanční charakteristiky elektroakustických měničů a následným vytvářením matematických modelů v návrhovém systému LEAP. Stávající knihovny modelů elektroakustických měničů v systému LEAP jsou zastaralé a již se neaktualizují. Návrhový systém LEAP umožňuje odvození modelů reproduktorů a jejich parametrů na základě jejich impedančních charakteristik. Proto bylo cílem navrhnout a zrealizovat automatizovaný měřicí systém pro měření impedančních charakteristik elektroakustických měničů, který by umožňoval export naměřených dat do vhodného datového formátu pro import do návrhového systému LEAP. Výsledkem je funkční automatizovaný měřicí systém s vypracovanou měřicí metodikou. Řízení tohoto systému zajišťuje mikroprocesorová deska Arduino uno, která je ovládaná pomocí měřicího softwaru navrženého ve vývojovém prostředí Labview. Hlavním výstupem vlastní měřicí aplikace je impedanční charakteristika ve formátu .txt, která je vhodná pro import do systému LEAP. Na základě importované charakteristiky provede systém LEAP výpočet parametrů matematického modelu elektroakustického měniče, který je následně možné využít k simulaci chování daného elektroakustického měniče.

Klíčová slova

Měření impedanční charakteristiky elektroakustických měničů, snímání teploty kmitací cívky, T-S parametry, LEAP, vytváření modelů, teplotní závislost kmitací cívky,

Abstract

Major, Jakub. *Design and realization of workplace for automated electroacoustic transducer parameter measurements* [Návrh a realizace pracoviště pro automatizované měření parametrů elektroakustických měničů]. Pilsen, 2016. Master thesis (in Czech). University of West Bohemia. Faculty of Electrical Engineering. Department of Applied Electronics and Telecommunications. Supervisor: Jiří Stifter

The following thesis deals with electro-acoustic measurements of electro-acoustic transducers and creation of their mathematical models in electro-acoustic design system LEAP. Existing models are outdated and they aren't being updated. LEAP provides transducer model derivation based on impedance characteristic of the given transducer. The aim was design and implement automated measuring system for measurement of impedance characteristic, its export to a suitable data format for import into design system LEAP and subsequently a creation of a mathematical model. The result is the functional automated measuring system with elaborated measurement methodology. Control system is provided by microprocessor board Arduino uno controlled via the measuring software designed in Labview design software. The main output of the measuring software is impedance characteristic in .txt data format suited for the import into design system LEAP, which performs the calculation of a mathematical model on the basis of the imported characteristic. This models can be applied for a simulation of a behavior of electro-acoustic transducers.

Keywords

Electro-acoustic transducers impedance characteristic measurement, voice coil temperature estimation, T-S parameters, transducers modelling, LEAP, voice coil temperature dependence

Prohlášení

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

Prohlašuji, že jsem svou závěrečnou práci 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 závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 270 trestního zákona č. 40/2009 Sb.

Také prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této diplomové práce, je legální.

V Plzni dne 16. května 2016

Bc. Jakub Major

.....

Podpis

Obsah

Seznam obrázků	ix
Seznam tabulek	x
Seznam symbolů a zkratek	xi
1 Úvod	1
2 Elektrodynamický reproduktor	2
2.1 Popis a struktura	2
2.2 T-S parametry a náhradní model reproduktoru	3
2.3 Charakteristická impedance a rezonanční frekvence	5
2.4 Teplotní závislost reproduktoru a výkonová komprese	6
3 Modelování a simulace v programu LEAP	8
3.1 Základní informace	8
3.2 Matematické modely	8
3.2.1 Model STD	8
3.2.2 Model TSL	9
3.2.3 Model LTD	9
3.3 Impedanční charakteristika a její import	9
3.3.1 Požadavky na impedanční charakteristiku	9
3.3.2 Pravidla pro formátování dat	9
3.3.3 Nastavení importované charakteristiky	10
3.4 Odvození modelu reproduktoru	10
3.4.1 Vstupní parametry reproduktoru	10
3.4.2 Odvozené parametry reproduktoru	12
3.4.3 Grafy impedance a parametrů	13
4 Měření impedanční charakteristiky	14
4.1 Metoda konstantního proudu (CCS)	15
4.2 Metoda konstantního napětí (CVS)	15
4.3 Jednokanálové a dvoukanálové měření	16

4.3.1	Jednakanálové měření	16
4.3.2	Dvoukanálové měření	16
4.4	Výběr snímacího rezistoru	17
4.5	Vlastní implementace metody pro měření impedanční charakteristiky . . .	17
5	Sledování teploty kmitací cívky	20
5.1	Vliv teploty kmitací cívky na měření impedanční charakteristiky	20
5.2	Měřicí metoda pro sledování teploty kmitací cívky	20
5.3	Vlastní implementace zahřívací sekvence a sledování teploty	21
6	Automatizovaný systém pro měření impedančních charakteristik s mož-	
	ností sledování teploty kmitací cívky	23
6.1	Návrh vlastního hardwaru	24
6.1.1	Soustava relé	25
6.1.2	Výběr snímacích rezistorů	26
6.1.3	Ochrana proti přetížení snímacích rezistorů	27
6.1.3.1	Omezovač napětí	27
6.1.3.2	Sumační zesilovač	29
6.1.3.3	Usměrňovač	30
6.1.3.4	Komparátor	31
6.1.4	Impedanční oddělení	31
6.2	Návrh měřicího softwaru	32
6.2.1	Kalibrace zesilovačů	34
6.2.2	Výběr snímacího rezistoru	35
6.2.2.1	Manuální volba	35
6.2.2.2	Automatická volba	35
6.2.3	Měření impedanční charakteristiky	36
6.2.3.1	Měření impedanční charakteristiky včetně zahřívací sekvence	37
6.2.3.2	Měření počáteční teploty	39
6.2.3.3	Export naměřených dat	39
6.2.4	Výpočet kalibračních konstant	39
6.2.5	Obsluha měřicí aplikace	41
6.2.5.1	Základní informace	41
6.2.5.2	Nastavení měření impedančních charakteristik	42
6.2.5.3	Nastavení zahřívací sekvence	43
6.2.5.4	Nastavení přístrojů	43
7	Výsledky měření vzorků elektroakustických měničů a referenčních im-	
	pedancí	45
7.1	Měření na umělé zátěži	45
7.1.1	Softwarová kompenzace chyb měření	49

7.2	Měření reproduktorů	52
7.2.1	B&C Speakers 18PS100-8 ($8\ \Omega$)	52
7.2.2	BEYMA 12BR70 ($8\ \Omega$)	57
7.2.3	VISATON W130S ($4\ \Omega$)	59
8	Závěr	64
	Reference, použitá literatura	66
	Přílohy	68
A	Schémata zapojení	68
A.1	Návrh vlastního měřicího přípravku	68
B	Deska plošných spojů	74
C	Ukázka blokového diagramu navržené měřicí aplikace	77

Seznam obrázků

2.1	Elektrodynamický reproduktor	2
2.2	Elektro-mechanicko-akustický model	3
2.3	Zjednodušené elektrické náhradní schéma model	4
2.4	Impedanční charakteristika reproduktoru 6ND430 od firmy 18-Sound měřená ve volném prostoru	5
2.5	Závislost impedanční a frekvenční charakteristiky na teplotě. Horní křivka zobrazuje úroveň hladiny akustického tlaku, spodní modul impedance reproduktoru Převzat z [14] 	7
3.1	Parametry membrány ovlivňující směrové charakteristiky reproduktorů . .	11
3.2	Zobrazení X_{gap} a X_{coil} reproduktoru	12
4.1	Základní schéma pro měření impedančních. charakteristik	14
4.2	Zjednodušené schéma zapojení měřicí metody	18
5.1	Závislost stejnosměrného odporu kmitací cívky na teplotě. Převzat z [21] . . .	21
5.2	Blokové schéma měřicí topologie pro zahřívání a monitorování teploty kmitací cívky	22
5.3	Typický průběh teploty kmitací cívky reproduktoru	22
6.1	Blokové schéma měřicího řetězce	23
6.2	Schéma zapojení spínání relé K5, K6 pro výběr mezi měřícím a výkonovým zesilovačem	25
6.3	Schéma zapojení napěťového omezovače	28
6.4	Schéma zapojení sumačního zesilovače	30
6.5	Schéma zapojení precizního celovlnného usměrňovače	30
6.6	Schéma zapojení komparátoru s hysterezí	31
6.7	Stavový diagram měřicího softwaru	33
6.8	Vývojový diagram výběru snímacího rezistoru	36
6.9	Vývojový diagram měření impedančních charakteristik	37
6.10	Vývojový diagram zahřívací sekvence	38
6.11	Připojení senzoru TC74 k řídicí jednotce Arduino Uno	39
6.12	Diagram aplikace pro vypočtení kalibračních konstant	41

6.13	Čelní panel - záložka „Základní informace“	42
6.14	Čelní panel - záložka „Nastavení měření impedančních charakteristik“ . . .	43
6.15	Čelní panel - záložka „Nastavení zahřívací sekvence“	44
6.16	Čelní panel - záložka „Nastavení přístrojů“	44
7.1	Impedanční charakteristika umělé zátěže, $R_S = 1 \Omega$, $P_X = 1 W$	46
7.2	Impedanční charakteristika umělé zátěže, $R_S = 1 \Omega$, $P_X = 5 W$	46
7.3	Impedanční charakteristika umělé zátěže, $R_S = 1 \Omega$, $P_X = 15 W$	47
7.4	Impedanční charakteristika umělé zátěže, $R_S = 100 \Omega$, $P_X = 10 W$, úbytku napětí na R_S odpovídá přibližně hodnota 110 mV	48
7.5	Impedanční charakteristika umělé zátěže, $R_S = 100 m\Omega$, $P_X = 200 W$, úbytku napětí na R_S odpovídá přibližně hodnota 500 mV	49
7.6	Impedanční charakteristika umělé zátěže, $R_S = 100 m\Omega$, $P_X = 10 W$, s využitím kalibračních konstant	50
7.7	Impedanční charakteristika umělé zátěže, $R_S = 100 m\Omega$, $P_X = 200 W$, s využitím kalibračních konstant	51
7.8	Porovnání modulu impedance reproduktoru B&C Speakers 18PS100-8, $R_S = 1 \Omega$, $P_X = 0,3 W$	52
7.9	Porovnání fáze reproduktoru B&C Speakers 18PS100-8, $R_S = 1 \Omega$, $P_X = 0,3 W$	52
7.10	Impedanční charakteristika reproduktoru B&C Speakers 18PS100-8 udávaná výrobcem	53
7.11	Naměřená impedanční charakteristika reproduktoru B&C Speakers 18PS100-8, $R_S = 1 \Omega$, $P_X = 1 W$	54
7.12	Naměřená impedanční charakteristika reproduktoru B&C Speakers 18PS100-8, $R_S = 1 \Omega$, $P_X = 1 W$, $m = 31,23 g$	54
7.13	Naměřená impedanční charakteristika reproduktoru B&C Speakers 18PS100-8, $R_S = 100 m\Omega$, $P_X = 1 W$, $m = 31,23 g$	55
7.14	Naměřená impedanční charakteristika reproduktoru BEYMA 12BR70, $R_S = 1 \Omega$, $P_X = 1 W$, $m = 0 g$	57
7.15	Naměřená impedanční charakteristika reproduktoru BEYMA 12BR70, $R_S = 1 \Omega$, $P_X = 1 W$, $m = 21,30 g$	57
7.16	Impedanční charakteristika reproduktoru BEYMA 12BR70 z datového listu výrobce	59
7.17	Naměřená impedanční charakteristika reproduktoru VISATON W130S, $R_S = 1 \Omega$, $P_X = 1 W$, $m = 0 g$	59
7.18	Naměřená impedanční charakteristika reproduktoru VISATON W130S, $R_S = 1 \Omega$, $P_X = 1 W$, $m = 7,23 g$	60
7.19	Naměřená impedanční charakteristika reproduktoru VISATON W130S, $R_S = 1 \Omega$, $P_X = 5 W$, $m = 0 g$	60

7.20 Průběh teploty kmitací cívky reproduktoru VISATON W130S, při budícím výkonu $P_X = 5 W$	61
A.1 Celkové zapojení měřícího přípravku rozdělené do jednotlivých bloků	69
A.2 Zapojení soustavy relé pro přepínání měřících přístrojů	70
A.3 Zapojení snímacích rezistorů	71
A.4 Zapojení ochran snímacích rezistorů	72
A.5 Zapojení odděleného převodníku stejnosměrného napětí	73
A.6 Zapojení impedančního oddělení výstupu generátoru a vstupu zesilovače	73
B.1 Návrh desky plošných spojů	75
B.2 Osazení DPS	76
C.1 Čekání na akci uživatele a čtení hodnot z čelního panelu	78
C.2 Kalibrace zesilovače	79
C.3 Měření impedanční charakteristiky včetně zahřívací sekvence	80

Seznam tabulek

2.1	Thiele-Small parametry	4
3.1	Křivky parametrů generované softwarem LEAP	13
6.1	Mezní parametry snímacích rezistorů	27
7.1	Porovnání základních parametrů reproduktoru B&C Speakers 18PS100-8 uvedených výrobcem s odvozenými parametry – popis odvozených paramet- rů lze nalézt v lit.[10]	56
7.2	Porovnání základních parametrů reproduktoru BEYMA 12BR70 uve- děných výrobcem s odvozenými parametry	58
7.3	Porovnání základních parametrů reproduktoru VISATON WS130S uve- děných výrobcem s odvozenými parametry	62
7.4	Další doplňující parametry reproduktoru VISATON WS130S dostupné pro model LTD	63

Seznam symbolů a zkratek

txt	Textový soubor.
T-S	Thiele-Small.
PC	Personal computer. Osobní počítač.
STD	Nejjednodušší model reproduktoru v aplikaci LEAP.
TSL	Model reproduktoru v aplikaci LEAP.
LTD	Nejsložitější model reproduktoru v aplikaci LEAP.
FFT	Fast Fourier Transformation. Rychlá Fourierova transformace.
ASCII	American Standard Code for Information Interchange. Americký standardní kód pro výměnu informací.
IEC	The International Electrotechnical Commission. Mezinárodní elektrotechnická komise.
InfBaff	Infinite Baffle. Nekonečná ozvučnice.
SPL	Sound Pressure Level. Úroveň akustického tlaku.
IMP	Impedanční charakteristika.
CVS	Constant Voltage Source. Metoda konstantního napětí.
CCS	Constant Current Source. Metoda konstantního proudu.
$\bar{H}(j\omega)$	Přenosová funkce.
ϕ	Fáze.[o]
α	Teplotní součinitel elektrického odporu.[K^{-1}]
GPIB	General Purpose Interface Bus. Komunikační rozhraní.
DC	Direct Current. Stejnoseměrný proud.
DPS	Deska plošného spoje.
I^2C	Inter-Integrated Circuit. Komunikační sběrnice.

1

Úvod

Diplomová práce se zabývá problematikou měření impedančních charakteristik, která je základním prostředkem k odvození parametrů elektroakustických měničů a vytváření jejich matematických modelů. Náhradní model reproduktoru určuje vlastnosti a parametry daného reproduktoru, ze kterých se vychází při návrhu ozvučnic a frekvenčních výhybek. Nejpropracovanějším softwarem pro odvození modelů a parametrů reproduktorů je v nynější době návrhový systém LEAP od společnosti LinearX. Knihovny modelů tohoto systému jsou ale zastaralé a již se neaktualizují. Nicméně, návrhový systém LEAP umožňuje odvození modelu pro libovolný reproduktor – vyžaduje ale minimálně dvě impedanční charakteristiky daného reproduktoru. Proto bylo cílem navrhnout automatizovaný měřicí systém pro měření impedančních charakteristik, který bude umožňovat export naměřených dat do vhodného formátu pro import do návrhového systému LEAP.

V této práci je popsáno základní ovládání návrhového systému LEAP a jsou definovány požadavky na měření impedanční charakteristiky potřebné k odvození modelu. Dále je řešena teplotní závislost kmitací cívky reproduktoru a její vliv na měření impedanční charakteristiky.

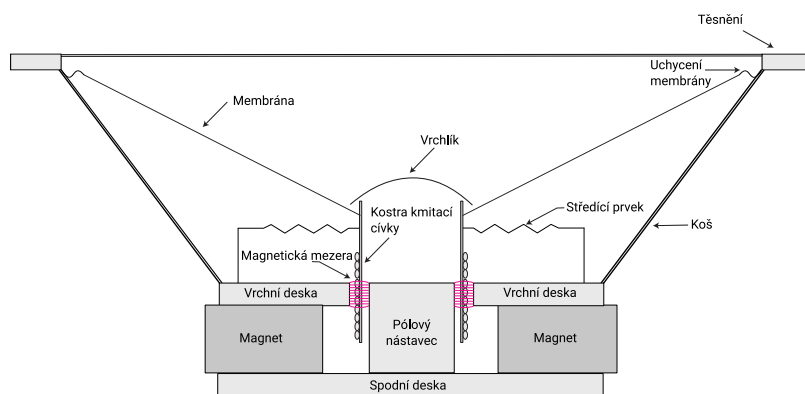
Hlavní část této diplomové práce je zaměřena na vývoj vlastního automatizovaného systému pro měření impedančních charakteristik metodou konstantního napětí s možností sledování teplotní závislosti kmitací cívky reproduktoru. Práce obsahuje popis kompletní metodiky měření impedančních charakteristik, popis měřicího řetězce a návrh vlastního měřicího obvodu, sloužícího k výběru snímacích rezistorů a pro připojení požadovaných měřících přístrojů k měřenému reproduktoru. Obsluhu měřicího systému systému zajišťuje vlastní měřicí aplikace navržená ve vývojovém prostředí Labview, která umožňuje komunikaci mezi měřícím přístroji a PC a mikroprocesorovou kartou Arduino Uno , která zajišťuje připojení požadovaného snímacího rezistoru a připojení měřících přístrojů k měřenému reproduktoru.

2

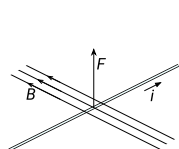
Elektrodynamický reproduktor

2.1 Popis a struktura

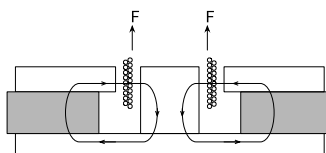
V současné době je elektrodynamický reproduktor nejrozšířenějším typem reproduktoru. Základem reproduktoru je kmitací cívka, která umístěná ve vzduchové mezeře permanentního magnetu a která je pevně spojená s membránou. Tato cívka se většinou skládá z měděného vinutí navinutého kolem hliníkové nebo kaptonové kostry. Membrána je po obvodu uchycena ke koši reproduktoru (nosná část). Průchodem proudu se kolem cívky vytváří magnetické pole, které způsobí pohyb kmitací cívky. Tento pohyb je přenesen na membránu, která je vychylována a tím se vytváří rozdíly tlaku ve vzduchu, které lidský sluch vnímá jako zvuk.



(a) Struktura elektrodynamického reproduktoru



(b) Vznik síly na kmitací cívku
|Převzato z [1]|



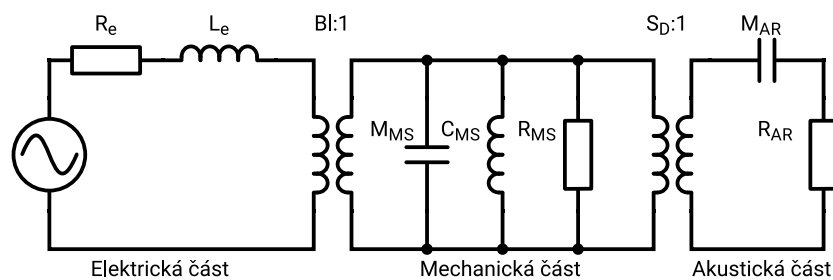
(c) Síla v důsledku magnetického toku a proudu
|Převzato z [1]|

Obr. 2.1: Elektrodynamický reproduktor

Obrázek 2.1 zobrazuje typický reproduktor a vznik síly působící na kmitací cívku. Síla je způsobená magnetickým tokem a stejnosměrným proudem a její okamžitá hodnota F má tvar: $F = Bli$, kde B – magnetická indukce, l – délka kmitací cívky v magnetickém poli a i – okamžitý proud. Proud i je konstantní, ale magnetická indukce B a délka cívky l v magnetickém poli se budou měnit při každém pohybu cívky z magnetického pole. Jde o jednu z nelinearit v chování reproduktoru. Osová délka cívky je záležitostí návrhu, nicméně obvykle se používá cívka s větší délkou než je osová délka magnetického pole. Výhodami tohoto použití se zabývá literatura [3].

2.2 T-S parametry a náhradní model reproduktoru

Pro popis vlastností a chování reproduktoru a návrh ozvučnice slouží tzv. model reproduktoru. Teorii lineárního modelování reproduktoru se podrobně zabývá literatura [4], [5] a [6], která definuje dnes dobře známé T-S parametry (Thiele-Small) a zavádí náhradní model reproduktoru se soustředěnými parametry. Tento model respektuje všechny části, které elektrodynamický reproduktor obsahuje – část elektrickou, mechanickou a akustickou.



Obr. 2.2: Elektro-mechanicko-akustický model

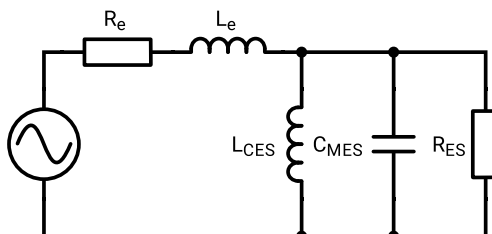
Elektrická oblast je charakterizována kmitací cívkou o stejnosměrném odporu R_e a vlastní indukčnos L_e . Přejchod mezi elektrickou a mechanickou oblastí určuje silový faktor Bl , který je výsledkem magnetické indukce a délkou vinutí cívky v magnetickém poli. Jde o měřítko magnetické síly motoru měniče. Mechanická oblast je charakterizována hmotností membrány M_{MD} , poddajností celkového zavěšení membrány C_{MS} a mechanickým odporem R_{MS} . Tyto parametry určují rezonanční frekvenci f_s a mechanickou jakost Q_{MS} . Elektrická oblast je také charakterizována jakostí Q_{ES} , která je závislá na parametrech Bl , R_e , M_{MD} a C_{MS} . Mechanická a elektrická jakost dohromady tvoří celkovou jakost Q_{TS} . Mechanický pohyb je následně převeden na akustický zvuk přes vyzařující plochu membrány S_D . Akustická oblast je charakterizována akustickou impedancí před membránou Z_{AF} a za membránou Z_{AB} (pro reproduktory v ozvučnici). Akustická impedance před membránou Z_{AF} je složena z hmotnosti spolukmitajícího vzduchu M_{AR} a vyzařovací impedance R_{AR} . Protože obvykle bývá reproduktor uložen do ozvučnice, zavádí se parametr ekvivalentní objem ozvučnice V_{AS} . Tento parametr odpovídá objemu vytlačeného vzduchu

plochou membrány, který má stejnou poddajnost jako je hodnota C_{MS} daného reproduktoru. Všechny parametry známé jako Thiele-Small parametry jsou podrobně popsány v [4], [5] a [6] a shrnuty do tabulky 2.1.

Symbol	Parametr
R_e	SS odpor kmitací cívky
L_e	Vlastní indukčnost kmitací cívky
Bl	Silový faktor
M_{MD}	Hmotnost membrány
C_{MS}	Poddajnost zavěšení membrány
R_{MS}	Mechanický odpor
f_s	Rezonanční frekvence
Q_{MS}	Mechanická jakost
Q_{ES}	Elektrická jakost
Q_{TS}	Celková jakost
S_D	Plocha membrány
V_{AS}	Ekvivalentní objem

Tab. 2.1: Thiele-Small parametry

Kompletní elektromechanický náhradní model pro různé typy ozvučnic detailně popsal A.N. Thiele v [4]. V [6] byl model zjednodušen na náhradní elektrické schéma pro reproduktor ve volném prostoru (Obr. 2.3).



Obr. 2.3: Zjednodušené elektrické náhradní schéma model

V tomto případě se nebere v úvahu vyzařovací odpor, který má pouze minimální vliv na pohyb membrány a zátěž vzduchu, která je již promítnutá v M_{MD} . Mechanické prvky jsou převedeny na elektrické pomocí následujících rovnic:

$$C_{MES} = \frac{M_{MD}}{Bl^2} \quad (2.1)$$

$$R_{ES} = \frac{Bl^2}{R_{MS}} \quad (2.2)$$

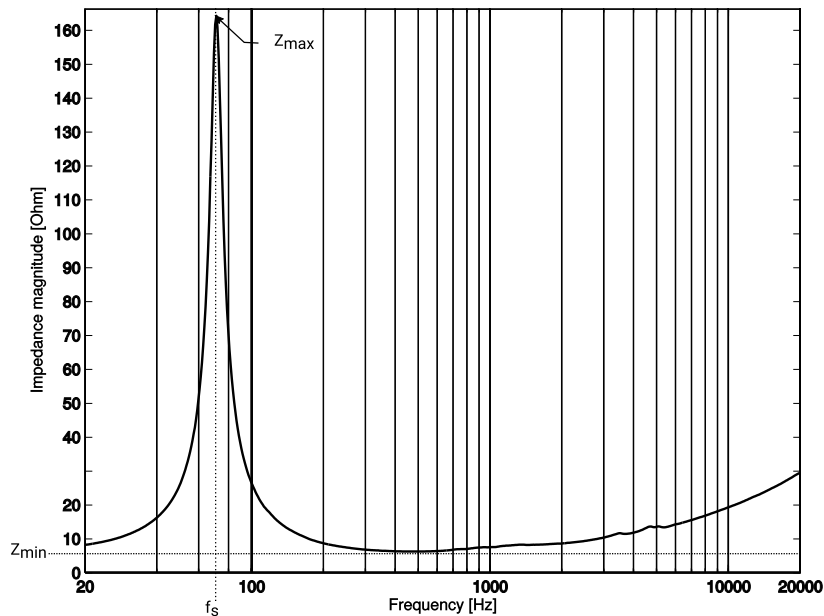
$$L_{CES} = C_{MS} \cdot (Bl^2) \quad (2.3)$$

Kapacitor C_{MES} znázorňuje elektrický ekvivalent hmotnosti membrány včetně vzduchového zatížení a hmotnosti kmitací cívky. L_{CES} je elektrický ekvivalent poddajnosti zavěšení membrány a R_{ES} představuje elektrický ekvivalent mechanických ztrát.

2.3 Charakteristická impedance a rezonanční frekvence

Elektrickou impedanci reproduktoru lze rozdělit na 2 části – na blokovanou a pohybovou impedanci. První část obsahuje prvky R_e a L_e . Parameter R_e je frekvenčně nezávislý. Oproti tomu vlastní indukčnost kmitací cívky je frekvenčně závislý parametr. Bylo vyvinuto několik různých modelů pro popis chování vlastní indukčnosti na vyšších frekvencích – např. model Wright, Leach, Vanderkooy. Více o modelování indukčnosti v literatuře [7], [8] a [9]. Pohybová část impedance tvořena parametry C_{MES} , L_{CES} a R_{ES} se projeví, když se kmitací cívka pohybuje magnetickým polem motoru reproduktoru. Tím, jak již bylo zmíněno výše, vzniká elektromotorická síla rovná $B.l.u$, kde u je rychlost kmitání membrány, která působí proti rychlosti pohybu kmitací cívky.

Závislost charakteristické impedance reproduktoru na frekvenci vyjadřuje jeho impedanční charakteristika. Typický průběh charakteristiky lze vidět na obr. 2.4.



Obr. 2.4: Impedanční charakteristika reproduktoru 6ND430 od firmy 18-Sound měřená ve volném prostoru

Při rezonanční frekvenci f_s se hodnoty $\frac{1}{j\omega C_{MES}}$ a $j\omega L_{CES}$ vzájemně kompenzují a modul impedance dosáhne maximální hodnoty Z_{MAX} , která je dána jako součet R_e a R_{ES} . Nárůst impedance na vyšších kmitočtech je způsobeno vlastní indukčností kmitací cívky

L_e . Impedanční charakteristika je základním prostředkem pro odvození T-S parametrů reproduktorů ve volném prostoru i v uzavřené ozvučnici a je klíčovým faktorem v návrhu reproduktorových systémů a ozvučnic. Získání parametrů reproduktoru z jeho impedanční charakteristiky je popsáno například v literatuře [6], [12], nebo [13].

Rezonanční frekvence reproduktoru je definována jako:

$$f_s = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C_{AS}M_{AS}}}, \quad (2.4)$$

kde C_{AS} akustická poddajnost a M_{AS} akustická hmotnost (elektrickým ekvivalentem je L_{CES} , resp. C_{MES}). Rezonanční kmitočet se posouvá v závislosti na velikosti buzení. Pokud je přiveden signál o vyšší úrovni napětí, rezonanční kmitočet se posouvá do nižších frekvencí. Čím větší úroveň signálu je přivedena, tím je výchylka membrány větší, zvětšuje se poddajnost a hodnota f_s je nižší.

2.4 Teplotní závislost reproduktoru a výkonová komprese

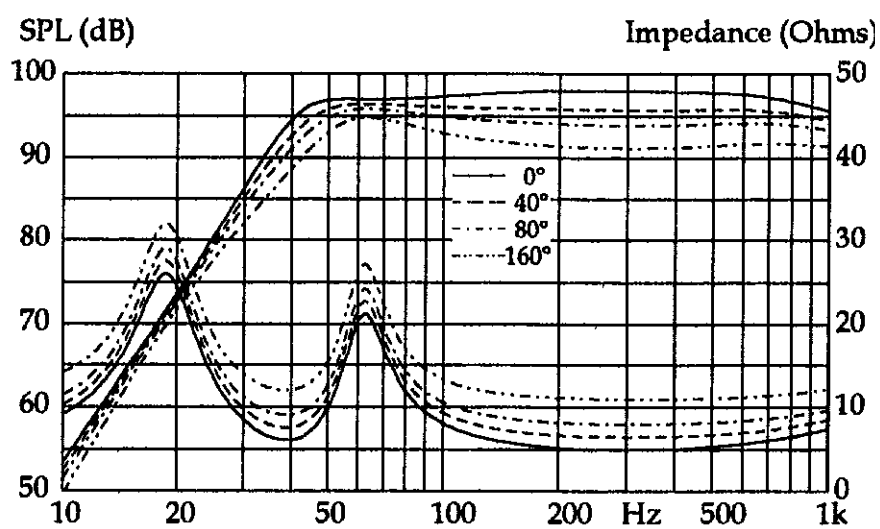
Podle analýzy zjednodušeného náhradního modelu reproduktoru ve [14] je jediným tepelně závislým prvkem stejnosměrný odpor kmitací cívky R_e . Proto lze tento odpor vyjádřit jako funkci teploty $R_e(T)$. Vztah mezi stejnosměrným odporem a teplotou je vyjádřen jako:

$$R_e(T) = R_e(T_0)(1 + \alpha(T - T_0)) \quad [\Omega, \Omega, K^{-1}, ^\circ C], \quad (2.5)$$

kde $R_e(T_0)$ vyjadřuje odpor při počáteční (obvykle pokojové) teplotě T_0 a α je teplotní součinitel elektrického odporu, který je dán materiálem vinutí cívky (nejčastěji měď či hliník). Nárůst teploty o $50\text{ }^\circ C$ průměrně odpovídá změně elektrického odporu o $1\ \Omega$. Kmitací cívka výkonných reproduktorů může dosáhnout teploty až $250\text{ }^\circ C$ a výše. Kromě toho, že může dojít ke zničení reproduktoru, má nárůst teploty dopad na celkový akustický výkon reproduktoru. Z 2.5 je patrné, že nárůst teploty vede ke zvýšení stejnosměrného odporu kmitací cívky. Se zvyšujícím se odporem kmitací cívky klesá napěťová citlivost reproduktoru. Tento jev je znám jako tzv. výkonová komprese. Ta může mít za následek snížení výstupního akustického výkonu až o 6dB. Dále se s rostoucím R_e zvyšuje Q_{ES} podle vztahu vyjádřeným elektromechanickými parametry:

$$Q_{ES} = 2\pi f_s C_{MES} R_e \quad (2.6)$$

Změna teploty kmitací cívky, má tedy za následek změnu impedanční a frekvenční charakteristiky reproduktoru, což lze vidět na obrázku 2.5.



Obr. 2.5: Závislost impedanční a frekvenční charakteristiky na teplotě. Horní křivka zobrazuje úroveň hladiny akustického tlaku, spodní modul impedance reproduktoru [Převzato z [14]]

3

Modelování a simulace v programu LEAP

3.1 Základní informace

Program LEAP(Loudspeaker Enclosure Analysis Program) je výpočetní software od firmy LinearX, který nabízí pokročilé možnosti modelování, analýzy a simulace reproduktorů. Jde v současnosti asi o nejrozsáhlejší a nejpokročilejší software v oblasti modelování elektroakustických měničů. V současné verzi (LEAP-5) se software skládá ze dvou oddělených aplikací – *EnclosureShop* a *CrossoverShop*. *EnclosureShop* slouží pro simulaci reproduktorů a návrh ozvučnice. Aplikace *CrossoverShop* poskytuje nástroj pro návrh topologie filtrů. Společně tvoří kompletní návrhový a analyzační prostředek pro simulaci chování reproduktorů, odvození jejich parametrů, vývoj reproduktorové ozvučnice a návrh výhybky. Více informací o softwaru v manuálu [10] nebo na internetových stránkách LinearX [15].

3.2 Matematické modely

Jak bylo uvedeno v kapitole 2, elektrodynamický reproduktor obsahuje 3 části – elektrickou, mechanickou a akustickou. Program LEAP provádí analýzu reproduktoru a všechny interní výpočty v akustické oblasti a nabízí tři úrovně modelů – STD, TSL a LTD. Všechny tyto modely mohou být odvozeny na základě naměřených impedančních charakteristik daného reproduktoru. Všechny naměřené charakteristiky ale musí být nejprve importovány do knihovny křivek a až následně se mohou využít pro analýzu reproduktoru (viz [10]).

3.2.1 Model STD

Jde o nejjednodušší model reproduktoru a představuje běžnou standardní metodu vyžadující minimální informace o měniči. Používá se v případě, kdy není kritériem přesnost modelu a pokud má uživatel pouze málo informací o daném reproduktoru.

3.2.2 Model TSL

Tento model poskytuje dokonalejší modelování impedance motoru měniče a možnost simulace odezvy na vysokoúrovňové signály s respektováním nelinearity Bl magnetického obvodu. Použití tohoto modelu je podmíněno znalostí výšky mezery magnetického pole X_{gap} a výšky vinutí kmitací cívky v magnetické mezeře X_{coil} .

3.2.3 Model LTD

Nejpokročilejší model pro simulaci reproduktoru, který obsahuje kromě analýzy odezvy reproduktoru na vysokoúrovňové signály, také simulaci jeho teplotní závislosti. Tento model poskytuje nejvíce možností a nejvyšší úroveň přesnosti. Pro použití modelu je ale potřeba kromě impedanční charakteristiky i křivka průběhu napětí na svorkách reproduktoru během měření impedanční charakteristiky. Více informací o jednotlivých modelech a postupu odvození parametrů se můžeme dočíst v [10].

3.3 Impedanční charakteristika a její import

3.3.1 Požadavky na impedanční charakteristiku

Pro výpočet parametrů reproduktoru je potřeba nejdříve naimportovat do knihovny programu křivky měřené v dostatečném frekvenčním rozsahu s logaritmickým rozlišením. Program vyžaduje data o modulu impedance a fázi. Zvolený frekvenční rozsah závisí na frekvenčním rozsahu konkrétního měniče. Basové reproduktory jsou obvykle testovány v rozsahu 10 Hz až 10 kHz. Výškové reproduktory mohou být měřeny např. od 100 Hz do 100 kHz. Analyzátoři rozmítaného sinusového signálu obecně poskytují data o frekvenci v logaritmickém měřítku, takže jsou pro tento účel ideální. Při použití FFT analyzátorů mohou nastat problémy s dostatečným rozlišením na nízkých frekvencích. Pro basové reproduktory je třeba použít dostatečnou délku časového záznamu a vzorkovací kmitočet minimálně 22 kHz. Obecně měření basových reproduktorů vyžaduje šířku pásma 10 kHz s velmi jemným frekvenčním rozlišením, ideálně menším než 1 Hz. To může být pro mnoho FFT analyzátorů obtížné, nicméně dostatečné rozlišení na nízkých frekvencích je důležitý parametr a je nutný při modelování LTD modelu. Navíc knihovna pro import charakteristik má limit 4096 bodů na křivku, proto není možné naimportovat FFT data ve vysokém rozlišení.

3.3.2 Pravidla pro formátování dat

Importování naměřených impedančních charakteristik se provádí přes záložku `Utilities` a následnou možností `Import curve data`. Program podporuje soubory různých formátů, jediným požadavkem je, aby data byla rozdělená ve sloupcích a kódována v ASCII kódu.

Maximální počet řádků (měřících bodů) ve sloupci je 4096. Pravidla pro formátování datového souboru jsou následující:

- Řádky začínající jinak než mezerou, nebo číslem jsou považovány za komentář.
- Soubor dat obsahuje 2 nebo 3 sloupce.
- Sloupce lze oddělovat mezerou, tabulátorem či čárkou.
- Pokud soubor obsahuje sloupec navíc, pak je tento sloupec ignorován.
- Pokud soubor neobsahuje dost sloupců, po té je chybějící sloupec nahrazen nulami.
- Je podporován vědecký zápis čísel.

3.3.3 Nastavení importované charakteristiky

Správné nastavení importovaných veličin a jejich jednotek je velice důležité. Uživatel si musí být jist, že nastavené veličiny a jednotky odpovídají těm naměřeným. Typicky jsou data rozdělena do tří sloupců – frekvence, modul impedance a fáze. Lze nastavit v jakém měřítku byla jednotlivá data naměřená – zda v lineárním/logaritmickém [V] a nebo v decibelech [dBV, dBm]. Lze také vynechat první řádek dat, např. pokud jsou sloupce označeny číselným indexem. Detailnější informace o importování křivek jsou dostupné v referenčním manuálu [10].

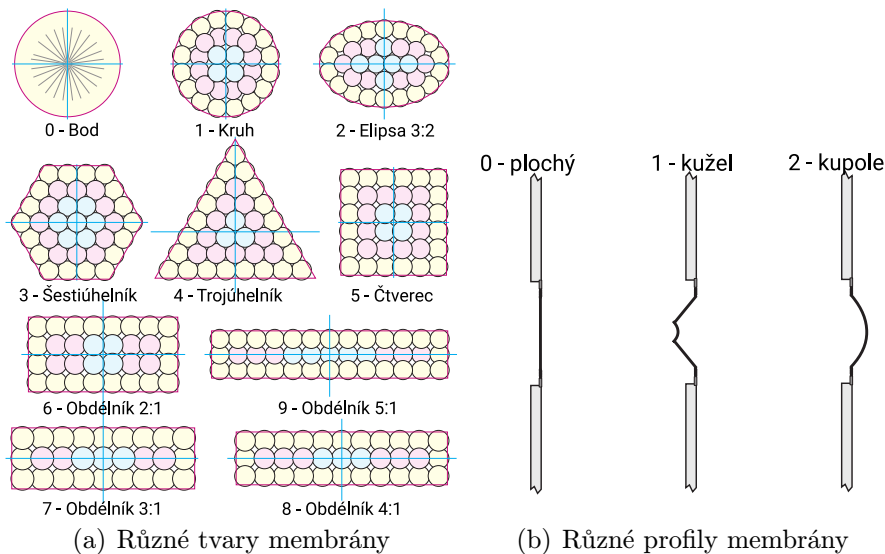
3.4 Odvození modelu reproduktoru

Jak je uvedeno v části 3.2, návrhový systém LEAP nabízí použití 3 různých modelů. Všechny odvozené parametry jsou počítány z několika základních vstupních parametrů reproduktoru a jedné nebo více impedančních, případně napěťových křivek (v závislosti na vybraném modelu). Program také na základě odvozených parametrů generuje model impedanční charakteristiky a hladiny akustického tlaku. Tím je umožněno jednoduché srovnání naměřených dat a vypočteného modelu. Do dialogu pro odvození modelu reproduktoru se dostaneme pomocí menu *Utilities*, kde zvolíme položku *Transducer Model Derivation*.

3.4.1 Vstupní parametry reproduktoru

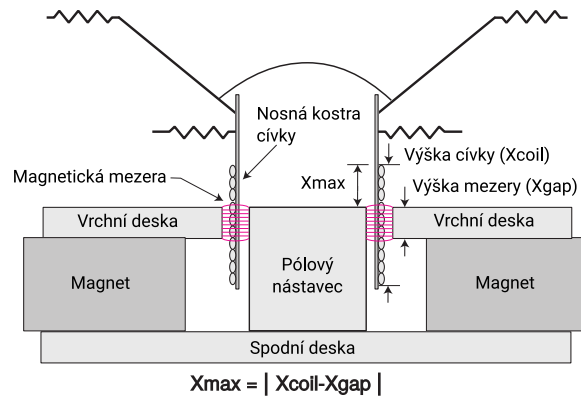
- Model – výběr jednoho ze tří modelů pro odvození parametrů reproduktoru
- Prostor (*Domain*) – výběr prostoru, kde byla data měřena, zda ve volném prostoru (*FreeAir*) nebo v ozvučnici IEC, či jiné „nekonečné“ ozvučnici (*InfBaff*). Volba ovlivňuje hodnotu vzduchového zatížení M_{MR} (*Radiation Mass*)

- Tvar (*Shape*) – specifikuje tvar membrány a má vliv na modelování směrových charakteristik. Na výběr je z následujících tvarů: bod (*Point*), kruh (*Round*), elipsa v poměru 3:2 (*Ellipse-3:2*), šestiúhelník (*Hexagon*), trojúhelník (*Triangle*), čtverec (*Square*) a obdélník v různém poměru (*Rect-2:1/3:1/4:1/5:1*)
- Profil (*Profile*) – Tento parametr určuje profil membrány. Stejně jako předchozí parametr ovlivňuje směrové charakteristiky. Možnosti profilu: plochý (*Flat*), kužel (*Cone*), kupole (*Dome*)



Obr. 3.1: Parametry membrány ovlivňující směrové charakteristiky reproduktorů

- Z_{nom} – jmenovitá impedance měniče, jejíž hodnota je obecně vyšší než R_{evc}
- R_{evc} – stejnosměrný odpor kmitací cívky
- S_D – vyzařovací plocha membrány
- P_{max} – jmenovitý příkon reproduktoru. Tento parametr je použit pro výpočet tepelného odporu R_{tvc} za předpokladu, že teplota selhání reproduktoru je $250\text{ }^\circ\text{C}$.
- X_{gap} – výška mezery mag. pole (pouze pro TSL a LTD model)
- X_{coil} – výška vinutí kmitací cívky v mag. poli (pouze pro TSL a LTD model)
- M_{md} – fyzická hmotnost membrány bez vzduchového zatížení. U většiny měničů je tato hodnota velmi blízká k vlastní fyzické hmotnosti membránové sestavy, tzv. kitu membrány. Při znalosti této hodnoty lze zaškrtnout políčko na konci pole. Při použití parametru M_{md} není potřeba žádné další impedanční charakteristiky s přídavným hmotnostním zatížením.
- T_a – pokojová teplota, při které bylo prováděno měření (pouze pro LTD model)



Obř. 3.2: Zobrazení X_{gap} a X_{coil} reproduktoru

- M_d – přídavná hmotnost na membráně při měření impedanční charakteristiky
- V_{ab} – objem ozvučnice použité při měření. Pokud bylo měření prováděno ve volném prostoru, potom je hodnota rovna nule.
- Impedanční charakteristika (*Impedance Curve*) – výběr 1 či více naimportovaných impedančních charakteristik
- Napěťová křivka (*Voltage Curve*) – výběr 1 či více naimportovaných napěťových křivek reproduktoru. (pouze LTD model). Tato křivka obsahuje informaci o buzení reproduktoru během měření impedanční charakteristiky. Model LTD vyžaduje, aby celé měření impedanční křivky bylo provedeno pod konstantním budícím napětím na reproduktoru. V praxi se ale napětí může mírně měnit, například v závislosti na sériové impedanci použitého předřadníku (Více v kapitole 4). Import napěťových křivek slouží ke kompenzaci těchto změn.

Po zadání všech parametrů a výběru naimportovaných křivek se spustí pomocí tlačítka **Run** optimalizace modelu (*Model Optimizer*). Při výběru modelu STD nebo TSL bude čas zpracování krátký. Samozřejmě LTD model bude vyžadovat mnohem více času. Obecně se doba zpracování LTD modelu pohybuje od 5 do 30 minut v závislosti na počtu měřících bodů importované impedanční charakteristiky. Podrobný průvodce importem křivek, nastavením a odvozením modelu je dostupný v referenčním manuálu [10].

3.4.2 Odvozené parametry reproduktoru

Po optimalizaci se v této záložce zobrazí parametry modelu. Některá data jsou převzatá z dat vložených, nicméně většina z nich jsou odvozené parametry získané během optimalizace. V této záložce lze nastavit parametry, které ovlivňují následně generovanou vysokofrekvenční křivku akustického tlaku (*SPL*). Těmito parametry jsou F_{md} , Q_{md} , F_{lp} a Q_{lp} . Jejich popis a vliv na model *SPL* křivky je podrobně popsán v [10]. Dále zde mohou být nastaveny parametry V_s (budící napětí) a T_a (pokojovou teplotu – pouze model LTD),

kteřé jsou použity pro odvození všech generovaných křivek reproduktoru. Více informací v [10]. Pro uložení modelu do knihovny reproduktorů, stačí kliknout na tlačítko Copy, parametry se převedou na textový řetězec a zkopírují do schránky, odkud po té mohou být zkopírovány do dialogu *Transducer Parameter*.

3.4.3 Grafy impedance a parametrů

- Graf impedance (*Impedance Graph*) – srovnání modelované a naměřené impedanční charakteristiky. Optimalizovaný model impedance odpovídá podmínkám při měření a přebírá si informace a parametry vložené uživatelem – budící výkon, přidaná hmotnost, atd.
- Graf Parametrů (*Parameter Graph*) – zobrazení vygenerovaných charakteristik pro daný model. Všechny generované křivky jsou shrnuty v tabulce 3.1 a detailně popsány v [10].

Zkratka	Popis
SPL	Křivka akustického tlaku
IMP	Impedanční charakteristika
Rem	Odporová část impedance motoru
Lem	Induktivní část impedance motoru
Zem	Celková impedance motoru ($Rem + j\omega Lem$)
Zeb	Blokovaná impedance ($Revc + Rem + j\omega Lem$)
BL	Silový faktor motoru reproduktoru
Rms	Mechanický odpor zavěšení
Cms	Mechanická poddajnost zavěšení
Mms	Mechanická hmotnost včetně zátěže vzduchu ($Mmd + Mmr$)
Xms	Mechanická výchylka membrány

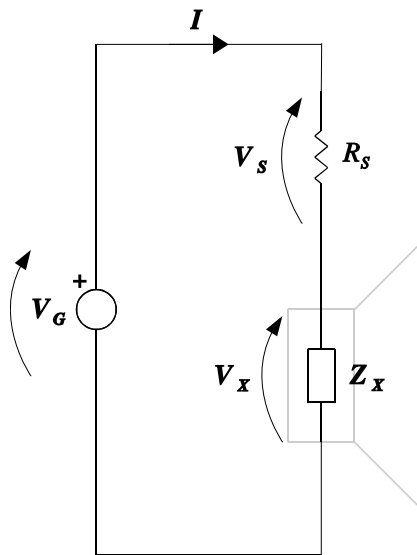
Tab. 3.1: Křivky parametrů generované softwarem LEAP

4

Měření impedanční charakteristiky

Jak již bylo zmíněno v kapitole 2.3 impedanční charakteristika je základním prostředkem pro odvození modelu reproduktoru, jeho parametrů a chování. Odvození modelu reproduktoru z jeho impedanční charakteristiky využívá i výpočetní systém LEAP, o kterém pojednává kapitola 3, kde jsou také popsány požadavky na impedanční charakteristiku. Tato kapitola pojednává o metodách měření impedanční charakteristiky tak, aby bylo možné výslednou křivku použít pro importování do programu LEAP.

Jedna z nejjednodušších a nejpoužívanějších metod pro získání impedanční charakteristiky reproduktoru spočívá v zapojení předřadného snímacího rezistoru do série s měřeným reproduktorem. Tím se vytvoří obvod, který funguje jako dělič napětí.



Obr. 4.1: Základní schéma pro měření impedančních charakteristik

Z obrázku Obr. 4.1 je patrné, že pro výpočet impedance je nutné znát napětí na reproduktoru V_X a proud I tekoucí obvodem. Pro získání V_X lze použít několik možných postupů, nicméně základem je změření dvou ze tří komplexních napětí z následujícího vztahu:

$$V_G = V_S + V_X \quad (4.1)$$

Následně je možné vyjádřit proud obvodem podle vztahu:

$$I = \frac{V_S}{R_S} \quad (4.2)$$

Podle hodnoty předřadného rezistoru lze měření rozdělit do dvou metod. Pokud je velikost snímacího rezistoru mnohem menší než je absolutní hodnota impedance $|Z_X|$, po té je napětí na reproduktoru minimálně ovlivněno přítomností předřadníku a téměř odpovídá napětí dodávanému generátorem $V_X \cong V_G$. V tomto případě se jedná o metodu konstantního napětí CVS (Constant Voltage Source). V opačném případě, při použití $R_S \gg |Z_X|$ je proud obvodem jen minimálně ovlivněn impedancí reproduktoru a mluvíme o metodě konstantního proudu CCS (Constant Current Source).

4.1 Metoda konstantního proudu (CCS)

Při této metodě je reproduktor buzen proudem o konstantní hodnotě (typicky 10 mA), který vytváří proměnné napětí na reproduktoru, které je přímo úměrné jeho impedanci. Tato metoda má ale značné nevýhody:

- extrémně nelineární budící úroveň závislá na frekvenci
- extrémně nízký měřicí výkon (typicky 1 mW)

Měřicí podmínky metody CCS jsou tedy přesně opačné než běžné provozní podmínky reproduktorů. Obvykle je reproduktor buzen přímo z výkonového zesilovače s teoreticky nulovou výstupní impedancí. Všechny reproduktory se chovají jako nelineární rezonanční zařízení. A pokud je takové zařízení buzeno konstantním zdrojem proudu o vysoké výstupní impedanci, pak je tlumení rezonance určeno výhradně mechanickými ztrátami Q_{ms} . Za těchto podmínek může být dynamicky měřená impedance značně ovlivněna typem měřicího signálu nebo rychlostí, kterým je rozmítán sinusový signál. Nelineární charakteristiky reproduktorů naznačují, že měřicí podmínky by měly odpovídat pracovním podmínkám reproduktoru. Při měření impedančních charakteristik je budící výkon 1 mW 100x menší, než budící výkon používaný při běžném měření odezvy akustického tlaku SPL (1 W).

4.2 Metoda konstantního napětí (CVS)

Při měření impedanční charakteristiky metodou CVS je reproduktor buzen napětím o konstantní hodnotě s teoreticky nulovou impedancí zdroje. Měřicí podmínky této metody tedy odpovídají běžným pracovním podmínkám reproduktoru. To má několik výhod:

- vyšší budící úroveň než u metody CCS
- výrazně větší tlumení rezonance dané elektrickými ztrátami Q_{ES}
- vyšší přesnost daná větším tlumením rezonance

4.3 Jednakanálové a dvoukanálové měření

4.3.1 Jednakanálové měření

Jde o základní metodu, která je založená pouze na měření proudu protékajícího snímacím (referenčním) rezistorem. Nebere se tedy v úvahu žádný vliv reproduktoru na zesilovač, kdy induktivní zátěž může mít vliv na výstup tohoto zesilovače. Metoda je jednoduchá a obsahuje 3 kroky:

1. Kalibrace budícího zesilovače, která spočívá nahrazením měřeného reproduktoru přesným rezistorem o známé hodnotě a následně změřením napětí dodávaného zesilovačem.
2. Měření napětí a fáze na referenčním rezistoru.
3. Výpočet komplexní impedance reproduktoru podle vztahu 4.3.

$$\bar{Z}(j\omega) = \frac{\bar{V}_G(j\omega) - \bar{V}_S(j\omega)}{\bar{V}_S(j\omega)} \cdot R_S, \quad (4.3)$$

kde $\bar{Z}(j\omega)$ je komplexní hodnota impedance měřeného reproduktoru, $\bar{V}_G(j\omega)$ – komplexní hodnota budícího napětí, $\bar{V}_S(j\omega)$ – komplexní hodnota napětí na snímacím rezistoru a R_S je hodnota snímacího rezistoru. Je důležité si ale uvědomit, že tato metoda má zásadní předpoklad a nevýhodu a to použití ideálního zesilovače s plochou frekvenční a fázovou odezvou, nulovou výstupní impedancí a výstupem, který je stále konstantní i s měnící se zátěží (jinými slovy, že napětí V_G není ovlivňováno reproduktorem). Více o jednakanálovém měření v literatuře [18].

4.3.2 Dvoukanálové měření

Tato metoda je pokročilejší a přesnější než metoda jednakanálová a používá se všude, kde je zapotřebí vysoká přesnost měření. Pro odvození T-S parametrů je tato metoda nezbytná. Při této metodě se snímá napětí na měřeném reproduktoru a zároveň s ním napětí na snímacím rezistoru nebo generátoru. Tím pádem odpadá kalibrace zesilovače a je kompenzován vliv reproduktoru na zesilovač. Při použití dvoukanálového měření se nabízí dvě možnosti výpočtu impedance:

1. Výpočet přenosové funkce pomocí FFT analýzy

Při této variantě je jedním kanálem analyzátoru snímáno spektrum napětí na snímacím rezistoru V_S (nebo napětí na zesilovači) a druhým kanálem spektrum napětí na reproduktoru V_X . Po té následuje výpočet přenosové funkce signálovým analyzátozem. Výsledná impedance je dána vztahem 4.4. Výpočtem impedance pomocí přenosové funkce se zabývá např. literatura [17] a [18].

$$\bar{Z}(j\omega) = \bar{H}(j\omega) \cdot R_S, \quad (4.4)$$

kde $H(j\omega)$ je přenosová funkce, kterou vyjadřuje následující vztah:

$$\overline{H}(j\omega) = \frac{\overline{V_X^*(j\omega)} \cdot V_S(j\omega)}{\overline{V_S^*(j\omega)} \cdot V_S(j\omega)} \quad (4.5)$$

kde * značí komplexně sdruženou hodnotu napětí.

2. Výpočet pomocí post-processingu

Jde o jednodušší metodu, při které je snímáno napětí na snímacím rezistoru (nebo generátoru), hodnota napětí na měřeném reproduktoru a fáze mezi těmito napětími. Výsledná impedance je dána vztahem 4.6.

$$\overline{Z}(j\omega) = \frac{\overline{V_X}(j\omega)}{\overline{V_S}(j\omega)} \cdot R_S \quad (4.6)$$

4.4 Výběr snímacího rezistoru

Důležitým aspektem měření je volba snímacího rezistoru. Hlavními parametry snímacího rezistoru jsou:

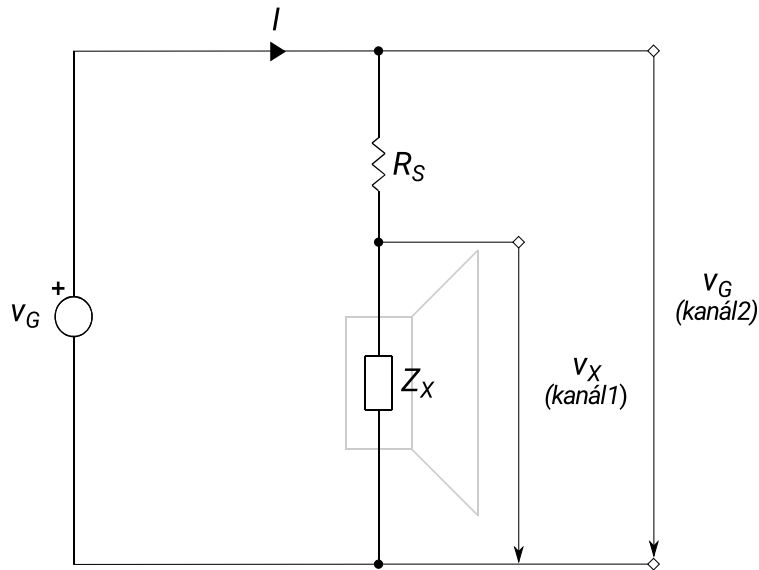
- velikost elektrického odporu
- tolerance
- ztrátový výkon

Tyto parametry by měly být optimalizovány s ohledem na podmínky měření a měřenou zátěž. Zvolením vhodného předřadníku lze optimalizovat odstup signál/šum během měření při optimálním využití dynamického rozsahu a rozlišení měřícího systému. Hodnota R_S by měla být volena s ohledem na limity budícího zesilovače a přibližnou očekávanou hodnotu zátěže, tedy nominální hodnotou impedance reproduktoru. V praxi by měl být snímací rezistor 10x-100x nižší hodnoty než stejnosměrný nominální odpor měřeného reproduktoru. Pro obvyklá měření je vhodné použít rezistor s hodnotou 0,1 – 1 Ω , nicméně zvolení předřadníku je závislé na použitém budícím výkonu.

4.5 Vlastní implementace metody pro měření impedance charakteristiky

V této diplomové práci byla pro měření impedance použita metoda konstantního napětí využívající dvoukanálové měření s technikou post-processingu. Schéma elektrického obvodu je zobrazeno na Obr. 4.2.

Testovaný reproduktor je buzen napětím v_g z výkonového zesilovače a následně se toto napětí snímá, společně s napětím na testovaném reproduktoru v_x a fází ϕ mezi nimi. Pro



Obr. 4.2: Zjednodušené schéma zapojení měřicí metody

generování testovacího rozmítaného sinusového signálu a měření napětí a fáze slouží audio analyzátor R&S UPL od firmy Rohde & Schwarz. Tento analyzátor splňuje všechny podmínky stanovené v kapitole 3.3. Jelikož audio analyzátor R&S UPL dokáže zaznamenávat pouze dvě proměnné a frekvenci, musí být měření provedeno ve dvou krocích:

1. Měření napěťového úbytku na testovaném reproduktoru (kanál 1) a fáze mezi kanály 2 a 1.
2. Měření budícího napětí dodávané zesilovačem (kanál 2).

Po získání všech požadovaných veličin v_g , v_x a ϕ lze přejít rovnou k výpočtu impedance reproduktoru: Fáze mezi kanály 2 a 1 je dána jako:

$$\phi = \phi_{kanal2} - \phi_{kanal1} \quad (4.7)$$

v našem případě:

$$\phi = \phi_{v_g} - \phi_{v_x} \quad (4.8)$$

po dosazení nulové fáze zesilovače je fázový posuv napětí na měřeném reproduktoru:

$$\begin{aligned} \phi_{v_x} &= 0 - \phi \\ &= -\phi \end{aligned} \quad (4.9)$$

Následuje vytvoření komplexní proměnné z naměřené hodnoty napětí v_x na reproduktoru a jeho fáze ϕ_{v_x} pomocí Eulerova vztahu:

$$\begin{aligned} \overline{V_X} &= v_x e^{-i\phi} \\ &= v_x \cdot \cos(-\phi) + v_x \cdot i \sin(-\phi) \end{aligned} \quad (4.10)$$

Po úpravě vztahu 4.1 dostaneme:

$$\begin{aligned}\overline{V_S} &= v_g e^0 - v_x e^{(-i\phi)} \\ &= v_g - v_x e^{(-i\phi)}\end{aligned}\quad (4.11)$$

Dosazení do 4.2:

$$\overline{I} = \frac{v_g - v_x e^{(-i\phi)}}{R_S} \quad (4.12)$$

Komplexní hodnota impedance je dána jako:

$$\overline{Z_X} = \frac{\overline{V_X}}{\overline{I}}, \quad (4.13)$$

kde po dosazení 4.12 do 4.13 vychází:

$$\begin{aligned}\overline{Z_X} &= \frac{\overline{V_X}}{\overline{V_G} - \overline{V_X}} \cdot R_S \\ &= \frac{v_x e^{-i\phi}}{v_g - v_x e^{-i\phi}} \cdot R_S\end{aligned}\quad (4.14)$$

Výsledkem je tedy komplexní impedance $\overline{Z_X}$ měřeného reproduktoru, která obsahuje informaci jak o modulu impedance tak i o fázi.

5

Sledování teploty kmitací cívky

Problémy spojené s nárůstem teploty kmitací cívky jsou popsány v kapitole 2.4 nebo v literatuře [14]. Kompletním mechanismem přenosu tepla v reproduktorech se zabývá např. [19], [20].

5.1 Vliv teploty kmitací cívky na měření impedanční charakteristiky

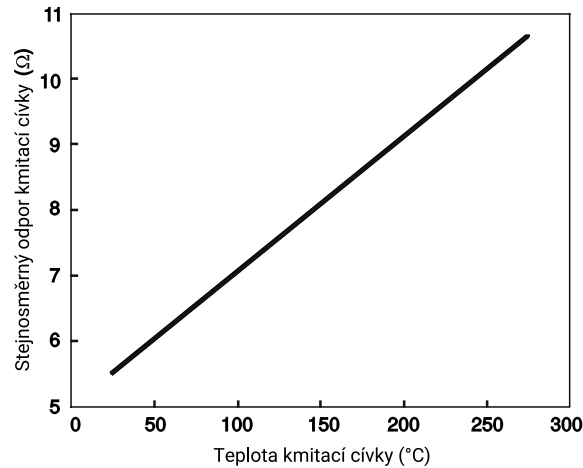
Při měření impedančních charakteristik je teplota kmitací cívky kritickým parametrem. Zvyšující se teplota během měření totiž způsobuje nárůst stejnosměrného elektrického odporu kmitací cívky a tím i celé impedance a změnu impedanční charakteristiky (viz Obr. 2.5). Z hlediska přesnosti měření je proto důležité (především pro vyšší budící výkony), aby měření impedančních charakteristik probíhalo při ustálené teplotě kmitací cívky. Toho lze docílit tím, že se před vlastním měřením provede „zahřívání“ reproduktoru. Reproduktor je buzen signálem o stejném výkonu, při jakém je prováděno měření impedanční charakteristiky, po dobu nutnou k ustálení teploty kmitací cívky. Tato doba se může lišit v závislosti na velikosti reproduktoru a výkonu budícího signálu.

5.2 Měřící metoda pro sledování teploty kmitací cívky

Princip měřící metody vychází ze závislosti stejnosměrného odporu kmitací cívky na teplotě, kterou vyjadřuje vztah:

$$R_e(T) = R_e(T_0)(1 + \alpha(T - T_0)) \quad [\Omega, \Omega, K^{-1}, ^\circ C], \quad (5.1)$$

kde $R_e(T_0)$ vyjadřuje odpor při počáteční (obvykle pokojové) teplotě T_0 , α je teplotní součinitel elektrického odporu daný materiálem vinutí cívky (nejčastěji měď či hliník) a $R_e(T)$ je aktuální odpor při teplotě T . Závislost stejnosměrného odporu na teplotě zobrazuje Obr. 5.1, z kterého je vidět, že nárůst teploty kmitací cívky o 50 °C odpovídá přibližně nárůstu stejnosměrného odporu o 1 Ω



Obr. 5.1: Závislost stejnosměrného odporu kmitací cívky na teplotě. [Převzato z [21]]

K získání teploty kmitací cívky jsou nezbytné dva kroky:

- přesné změření stejnosměrného odporu
- výpočet aktuální teploty úpravou vztahu 5.1 na vztah 5.2

$$T = \frac{R_e(T) - R_e(T_0)}{R_e(T_0) \cdot \alpha} + T_0 \quad (5.2)$$

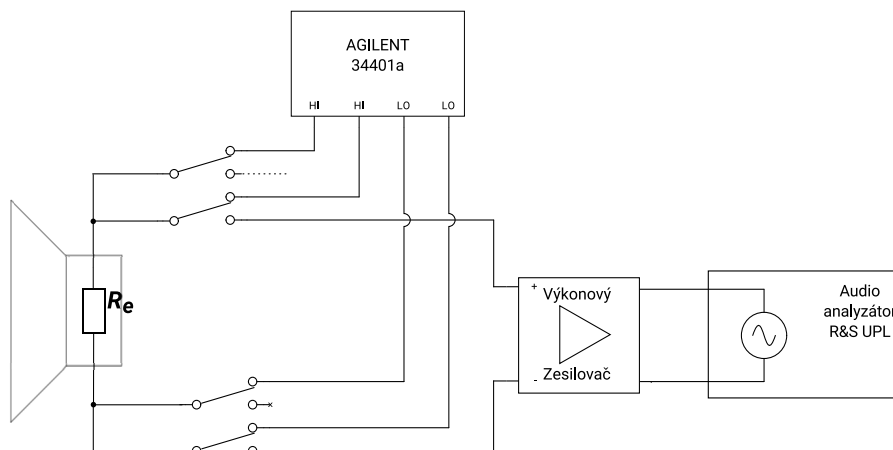
5.3 Vlastní implementace zahřívací sekvence a sledování teploty

Buzení reproduktoru je stejně jako v případě měření impedančních charakteristik realizováno audio analyzátozem R&S UPL a pro měření stejnosměrného odporu byl použit přesný multimetr Agilent 34401a, který poskytuje možnost 4-drátového měření, s rozlišením do $100\mu\Omega$ na měřícím rozsahu 100Ω . Schéma zapojení je vidět na Obr. 5.2 .

Přepínání mezi generátorem budícího signálu a multimetrem je realizováno za pomoci vlastního hardwaru (viz kapitola 6), který je ovládán přes navržený software (viz kapitola 6.2). Celková zahřívací sekvence se skládá z několika kroků:

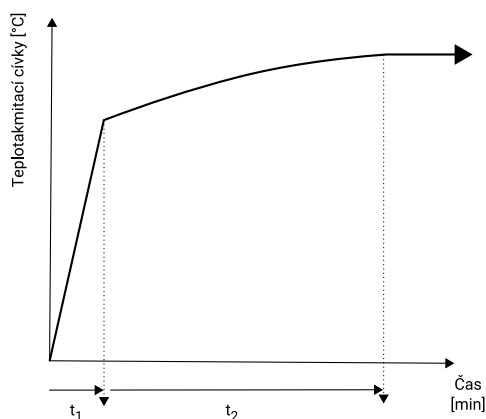
1. Změření stejnosměrného odporu kmitací cívky před měřením (při pokojové teplotě)
2. Připojení generátoru a buzení po dobu t
3. Odpojení generátoru, připojení multimetru a měření odporu
4. Výpočet aktuální teploty podle vztahu 5.2.

Kroky 2-4 se cyklicky opakují dokud není dosaženo ustálení teploty kmitací cívky. Délka budícího intervalu t je závislá na tepelné kapacitě magnetického obvodu a způsobu chlazení kmitací cívky reproduktoru a dále na budícím signálu a může se pohybovat od jednotek sekund po desítky minut. Typický průběh teploty kmitací cívky zachycuje Obr. 5.3,



Obr. 5.2: Blokové schéma měřící topologie pro zahřívání a monitorování teploty kmitací cívky

z kterého je zřejmé, že teplota kmitací cívky narůstá zpočátku velmi prudce během krátké chvíle, ale po té se postupně ustaluje. Další metody pro sledování teploty kmitací cívky jsou popsány v literatuře [1], [21] či [14].

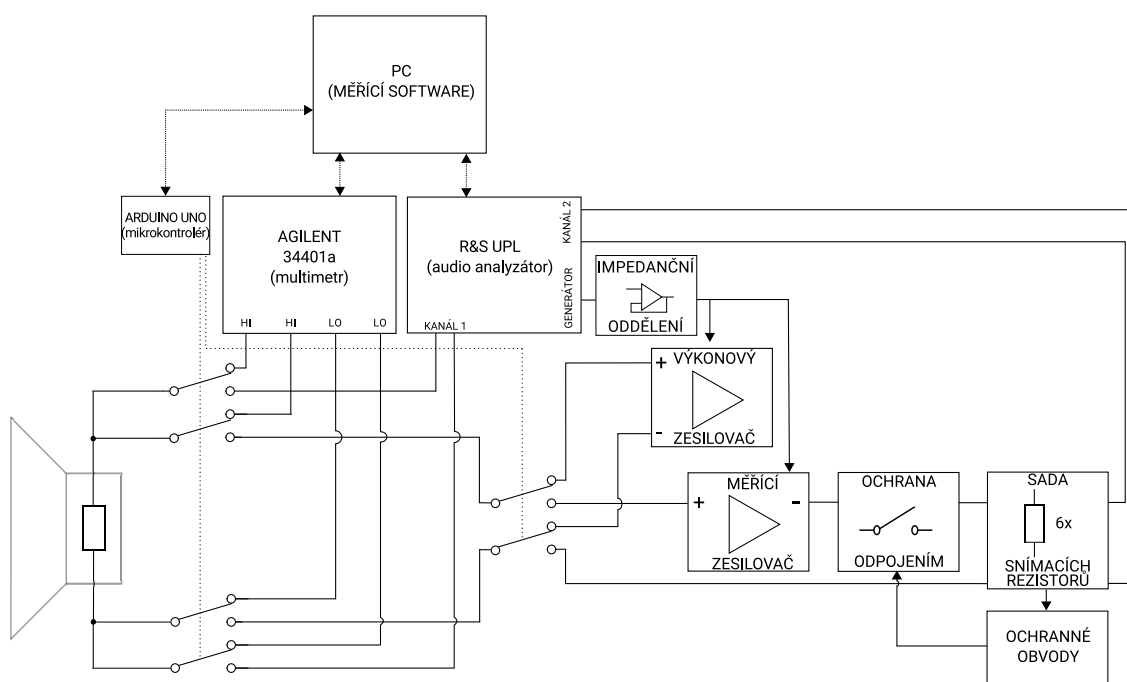


Obr. 5.3: Typický průběh teploty kmitací cívky reproduktoru

6

Automatizovaný systém pro měření impedančních charakteristik s možností sledování teploty kmitací cívky

Měřicí systém byl navržen tak, aby umožňoval automatizované měření frekvenční charakteristiky vybranou metodou, v dostatečném frekvenčním rozsahu s jemným frekvenčním rozlišením (viz kapitoly 3.3 a 4) a sledování teploty kmitací cívky během zahřívací sekvence. Dále měřicí systém nabízí možnost výběru snímacího rezistoru v rozsahu $1\text{ m}\Omega$ až $100\ \Omega$. Blokové schéma měřicího systému je na obr. 6.1.



Obr. 6.1: Blokové schéma měřicího řetězce

Kompletní měřicí řetězec obsahuje tyto části:

1. Vlastní navržené zařízení obsahující:
 - soustavu relé realizující volbu snímacího rezistoru
 - ochrany proti přetížení snímacích rezistorů
 - soustavu relé realizující přepínání měřících přístrojů
 - konektory pro připojení měřeného reproduktoru, měřících přístrojů a mikrokontroléru Arduino Uno
2. Osobní počítač s vlastním navrženým měřícím softwarem pro komunikaci s měřícími přístroji a mikroprocesorovou deskou Arduino Uno.
3. Mikroprocesorová deska Arduino Uno pro ovládání spínání relé.
4. Audio analyzátor Rohde & Schwarz UPL realizující generování budícího signálu a snímání napětí a fáze během procesu měření impedančních charakteristik.
5. Multimetr Agilent 34401a umožňující přesné měření stejnosměrného odporu kmitací cívky během měření oteplení.
6. Výkonový a měřicí zesilovače budícího signálu – pro proces měření oteplení, resp. impedančních charakteristik.

Ovládání měřícího systému probíhá přes vlastní software, který byl navržen ve vývojovém prostředí Labview. Tento software spíná pomocí mikroprocesorové desky Arduino Uno soustavu relé, která je zodpovědná za připojení vybraného snímacího rezistoru a měřících přístrojů pro daný typ měření. Více o vlastním měřícím softwaru v kapitole 6.2. Komunikace a přenos dat mezi audio analyzátozem R&S UPL a měřícím softwarem probíhá přes sběrnici GPIB a stejně tak je tomu u multimetru Agilent 34401a.

6.1 Návrh vlastního hardwaru

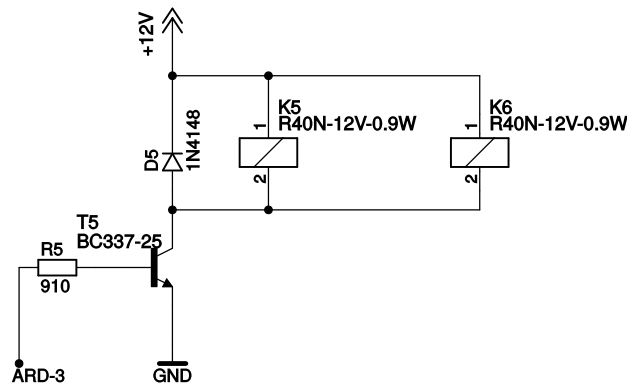
Vlastní hardware je rozdělen do 5-ti bloků:

1. Soustava relé realizující připojení reproduktoru k danému měřící přístroji dle typu měření (měření oteplení cívky či impedanční charakteristiky).
2. Soustava relé realizující připojení požadovaného snímacího rezistoru.
3. Ochrana proti přetížení snímacích rezistorů.
4. Zapojení DC-DC měniče pro napájení ochran snímacích rezistorů.
5. Impedanční oddělení výstupu generátoru R&S UPL a vstupů zesilovačů.

Elektrické schéma vlastního přípravku navržené v softwaru Eagle lze nalézt v příloze A a motiv desky plošného spoje v příloze B.1.

6.1.1 Soustava relé

Pro přepínání mezi měřicími přístroji a mezi měřícím a výkonovým zesilovačem byla použita elektromagnetická výkonová relé RELPOL R40N. Jejich výhodou je vysoký maximální proud kontaktů (až 40 A) a malé rozměry. Kompletní soustava relé je zobrazena v příloze A.2. Spřažená relé K1-K4 slouží k přepínání mezi multimetrem Agilent a audio analyzátořem se zesilovači. Relé K5 a K6 po té realizují výběr mezi měřícím a výkonovým zesilovačem - schéma zapojení je na Obr. 6.2. Spínání relé probíhá pomocí bipolárních tranzistorů typu BC-337(K5, K6) a tranzistoru BC-368 (K1-K4). Tranzistor BC368 byl vybrán s ohledem na vyšší maximální kolektorový proud, který je nutný pro přepínání čtyř spřažených relé. Spínání tranzistorů je realizováno mikroprocesorovou deskou Arduino Uno, která používá na svých výstupech 5 V logiku. Dále je v zapojení dioda D_5 , která slouží pro uzavření obvodu indukčnosti relé při odepnutí relé. Cívka relé při rozepnutí generuje napěťovou špičku, která by mohla prorazit spínací tranzistor.



Obr. 6.2: Schéma zapojení spínání relé K5, K6 pro výběr mezi měřícím a výkonovým zesilovačem

Návrh spínání relé vychází z následujících parametrů:

- relé R40N:
 - napětí cívky $U = 12\text{ V}$
 - odpor cívky $R = 160\ \Omega$
- tranzistor BC-337:
 - zesilovací činitel $h_{FE_{min}} = 160$ (pro $I_c = 100\text{ mA}$)
 - saturační napětí $U_{CE_{sat}} = 0,7\text{ V}$
- Arduino Uno:
 - výstupní napětí digitálního pinu $U_{ARD} = 5\text{ V}$ (log. „1“)

Nyní z těchto parametrů lze vypočítat minimální proud potřebný pro sepnutí relé:

$$\begin{aligned} I_C &= \frac{U}{R} \\ &= \frac{12}{160} \\ &= 75 \cdot 10^{-3} \text{ A} \end{aligned} \quad (6.1)$$

Minimální proud bázi tranzistoru:

$$\begin{aligned} I_B &= \frac{I_C}{h_{FE_{min}}} \\ &= \frac{75 \cdot 10^{-3}}{160} \\ &= 468 \cdot 10^{-6} \text{ A} \end{aligned} \quad (6.2)$$

Jelikož jde o minimální proud, který by byl schopný relé sepnout, volí se proud obvykle 3-5x vyšší jako rezerva. Odvození provedeme pro dvě spřažená relé K5, K6, tzn., že proud musí být dvojnásobný. Z toho vyplývá:

$$\begin{aligned} I'_B &= 5 \cdot 2 \cdot I_B \\ &= 4,68 \cdot 10^{-3} \text{ A} \end{aligned} \quad (6.3)$$

Výpočet rezistoru před bázi tranzistoru:

$$\begin{aligned} R &= \frac{U_{ARD} - U_{CE_{sat}}}{I'_B} \\ &= \frac{5 - 0,7}{4,68 \cdot 10^{-3}} \\ &= 918 \Omega \end{aligned} \quad (6.4)$$

V zapojení je použit rezistor s hodnotou 910 Ω , jelikož jde o snadno dostupnou hodnotu a je nejbližší k vypočtené hodnotě. Pro návrh spínání relé K1-K4 a relé pro připojení snímacích rezistorů jsou výpočty analogické.

6.1.2 Výběr snímacích rezistorů

K dispozici je 6 přesných snímacích rezistorů (SMD) v hodnotách 1 $m\Omega$ (3 W), 10 $m\Omega$ (2 W), 100 $m\Omega$ (3 W), 1 Ω (2 W), 10 Ω (1 W), 100 Ω (1 W) s tolerancí 1%. Výběr snímacích rezistorů je realizován pomocí výkonových spínacích relé typu FTR-K3. Pro snížení vlivu přechodových odporů výkonových relé jsou připojena ke snímacím rezistorům malá jazýčková relé (typ DSS4) pro připojení audio analyzátoru. Kompletní schéma zapojení snímacích rezistorů je v příloze. A.3. Sada snímacích rezistorů je chráněna ochranou odpojením, realizovanou taktéž výkonovým relé FTR-K3.

6.1.3 Ochrana proti přetížení snímacích rezistorů

Výkonové relé sloužící jako ochrana odpojením je rozepnuto, pokud napětí na snímacím rezistoru dosáhne své maximální hodnoty. K vyhodnocení přetížení je snímáno napětí na snímacím rezistoru, které je při přetížení omezeno pomocí omezovače napětí, následuje sumační zesilovač se zesílením $A_u = 20$, přesný celovlnný usměrňovač a nakonec je snímané napětí porovnáváno s referenčním napětím v komparátoru. Ten při přetížení odepne ochranné relé. Detailní schéma je uvedeno v příloze A.4. Všechny operační zesilovače v bloku ochran jsou napájeny z odděleného převodníku stejnosměrného napětí (typ NCS6D1215C) s výstupním napětím $\pm 15\text{ V}$, který slouží k oddělení měřeného obvodu od bloku ochran. Výpočet maximální efektivní hodnoty na snímacím rezistoru (hodnoty pro R_{S1}):

$$\begin{aligned} U_{MAX_{ef}} &= \sqrt{P_{Rs} \cdot R_S} \\ &= \sqrt{3 \cdot 1 \cdot 10^{-3}} \\ &= 54,8\text{ mV} \end{aligned} \quad (6.5)$$

kde P_{Rs} je maximální ztrátový výkon snímacího rezistoru a R_S jmenovitá hodnota rezistoru. Špičkové hodnotě maximálního napětí odpovídá hodnota:

$$\begin{aligned} U_{MAX_p} &= U_{MAX_{ef}} \cdot \sqrt{2} \\ &= 77,5\text{ mV} \end{aligned} \quad (6.6)$$

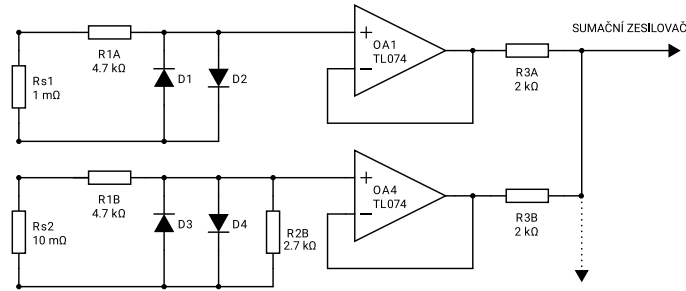
Mezní parametry snímacích rezistorů jsou uvedeny v tabulce 6.1

R_S	P_{Rs}	$U_{MAX_{ef}}$	U_{MAX_p}
Jmen. hodnota [Ω]	Jmen. ztrát. výkon [W]	Max. efektivní U [V]	Max. špičkové U [V]
0,001	3	0,055	0,078
0,01	2	0,141	0,200
0,1	3	0,548	0,775
1	2	1,410	2,000
10	1	3,160	4,470
100	1	10,000	14,140

Tab. 6.1: Mezní parametry snímacích rezistorů

6.1.3.1 Omezovač napětí

Při dosažení maximální napětí na snímacím rezistoru, je napětí upraveno napěťovým děličem na špičkovou hodnotu $0,078\text{ V}$ (odpovídající maximálnímu napětí snímacího rezistoru R_{S1}), tak aby mohlo být na konci řetězce porovnáváno v komparátoru s referenční hodnotou. Zapojení omezovače napětí je na Obr. 6.3



Obr. 6.3: Schéma zapojení napěťového omezovače

Pro případ vysokých napětí na snímacím rezistoru (např. při zkratu na zátěži) je v děliči zapojen diodový omezovač v antiparalelním zapojení, který sníží napětí na rezistoru $R2$ na $0,7\text{ V}$. Hodnota rezistoru $R1A$ až $R1F$ je navržena s ohledem na vlastní ztrátový výkon a na maximální dovolený proud diodou. Při návrhu se vycházelo z maximálního možného výkonu dodávaného zesilovačem při měření reproduktorů. Maximální špičkový výkon zesilovače byl zvolen $P_{G_{MAX}} = 1\text{ k W}$. Napětí na snímacím rezistoru je v případě zkratu na měřeném reproduktoru o impedanci $Z_X = 8\ \Omega$:

$$\begin{aligned} U_{S_{zkrat}} &= \sqrt{P_{G_{max}} \cdot Z_X} \\ &= \sqrt{1000 \cdot 8} \\ &= 89,4\text{ V} \end{aligned} \quad (6.7)$$

Pokud je napětí U_{R2} sníženo pomocí diodového omezovače na $0,7\text{ V}$, potom proud v děliči odpovídá hodnotě:

$$\begin{aligned} I &= \frac{U_{S_{zkrat}} - U_{R2}}{R1} \\ &= \frac{89,4 - 0,7}{4700} \\ &= 19\text{ mA} \end{aligned} \quad (6.8)$$

Povolený proud pro diody 1N4148 je $I_F = 150\text{ mA}$ pro nepřetržitý provoz (350 mA pro proudovou špičku), tudíž nejsou zkratem ani při výkonu $P_{MAX_p} = 1\text{ k W}$ ohroženy. Ztrátový výkon na rezistoru $R1$ při zkratu je dán vztahem:

$$\begin{aligned} P_{R1_M} &= \frac{(U_{S_{zkrat}} - U_{R2})^2}{R1} \\ &= \frac{(89,4 - 0,7)^2}{4700} \\ &= 1,67\text{ W} \end{aligned} \quad (6.9)$$

V zapojení je třeba použít rezistory se ztrátovým výkonem 2 W , nebo zvolit jinou velikost

těchto odporů. Výpočet rezistoru R_2 :

$$\begin{aligned} R_2 &= \frac{U_{oz} \cdot R_1}{U_{MAX_p} - U_{oz}} \\ &= \frac{0,078 \cdot 4700}{0,2 - 0,078} \\ &= 2970 \Omega \end{aligned} \quad (6.10)$$

kde U_{oz} je požadované napětí na vstupu OZ.

V zapojení se tedy použil nejbližší dostupný rezistor s hodnotou 2700Ω . Dále je třeba zajistit, aby celkový odpor děliče napětí R_{celk} nepřekročil toleranci snímacího rezistoru:

$$\begin{aligned} R_{celk} &= \frac{R_S \cdot (R_1 + R_2)}{R_S + R_1 + R_2} \\ &= \frac{0,1 \cdot (4700 + 510)}{0,1 + 4700 + 510} \\ &= 0,1 \Omega \end{aligned} \quad (6.11)$$

$$R_S - R_{celk} \ll 0,01 \cdot R_S \quad (6.12)$$

$$0,1 - 0,1 \ll 0,001 \quad (6.13)$$

Postup výpočtů je analogický pro všechny hodnoty rezistoru R1A až R1F, R2B až R2F. Hodnoty R3A až R3F jsou navrženy pro nastavení zesílení součtového zesilovače v další části schématu.

6.1.3.2 Sumační zesilovač

Sumační zesilovač byl navržen z důvodu zjednodušení obvodu ochran a pro zesílení signálu jdoucího z omezovače. Sumátor sjednocuje výstupní signály jednotlivých omezovačů napětí do jednoho signálu, tak aby se mohl použít pouze jeden usměrňovač a komparátor pro všechny snímací rezistory (Obr. 6.4). Jelikož je vždy připojen pouze jeden snímací rezistor, je na vstupu zesilovače vždy jen výstupní napětí omezovače daného rezistoru – ostatní jsou nulová. Sumátor byl navržen s napěťovým zesílením $A_u = 20$, tzn. že při dosažení U_{MAX_p} připojeného rezistoru bude na jeho výstupu napětí:

$$\begin{aligned} U_{sum} &= A_u \cdot U_{oz} \\ &= 20 \cdot 0,078 \\ &= 1,56 V \end{aligned} \quad (6.14)$$

Hodnota zpětnovazebních rezistorů (ve schématu R2, R3) je odvozena z následujících vztahů:

$$U_{sum} = -\left(\frac{R_f}{R_{in}} \cdot U_{in_1} + \frac{R_f}{R_{in}} \cdot U_{in_2} + \dots + \frac{R_f}{R_{in}} \cdot U_{in_6}\right) \quad (6.15)$$

Protože je na vstup vždy přivedeno pouze napětí z jednoho snímacího rezistoru, potom lze zjednodušit na:

$$U_{sum} = -\left(\frac{R_f}{R_{in}} \cdot U_{oz}\right), \quad (6.16)$$

kde R_{in} je hodnota rezistorů R3A-R3F, která je rovna $2\text{k}\Omega$ a $U_{in} = U_{oz}$ (napětí na výstupu omezovače). Pro zesílení A_u platí:

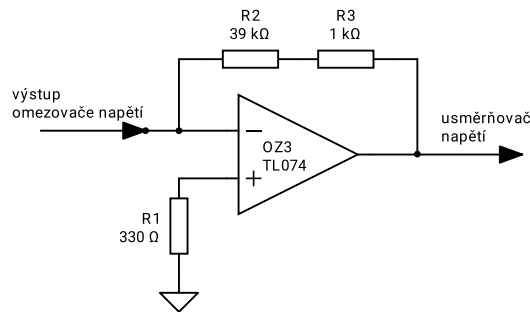
$$A_u = -\frac{U_{sum}}{U_{oz}} \quad (6.17)$$

kde po dosazení z rovnice 6.16 dostaneme:

$$A_u = -\frac{R_f}{R_{in}} \quad (6.18)$$

po úpravě:

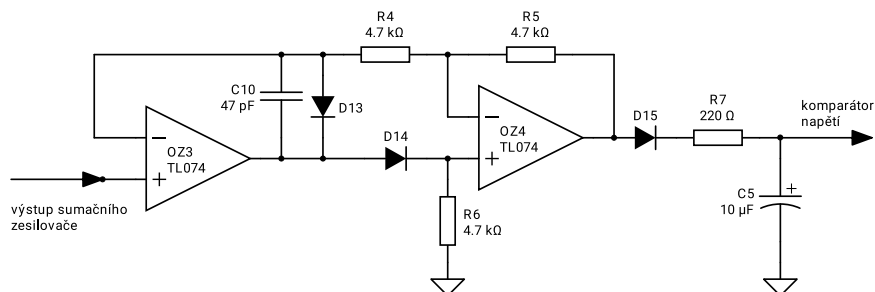
$$\begin{aligned} R_f &= A_u \cdot R_{in} \\ &= 20 \cdot 2000 \\ &= 40 \cdot 10^3 \Omega \end{aligned} \quad (6.19)$$



Obr. 6.4: Schéma zapojení sumačního zesilovače

6.1.3.3 Usměrňovač

Pro usměrnění střídavého napětí byl použit přesný celovlnný usměrňovač (Obr. 6.5). De-



Obr. 6.5: Schéma zapojení precizního celovlnného usměrňovače

tailní informace o principu a zapojení lze dohledat v literatuře [22].

6.1.3.4 Komparátor

Vyhodnocení napěťového přetížení realizuje komparátor s hysterezí s nastaveným referenčním napětím $U_{ref} = 1,29\text{ V}$, které je porovnáváno s napětím z usměrňovače. Šířka hystereze je dána jako:

$$U_h = 2U_{sat} \cdot \frac{R_{ref}}{R_{ref} + R_F}, \quad (6.20)$$

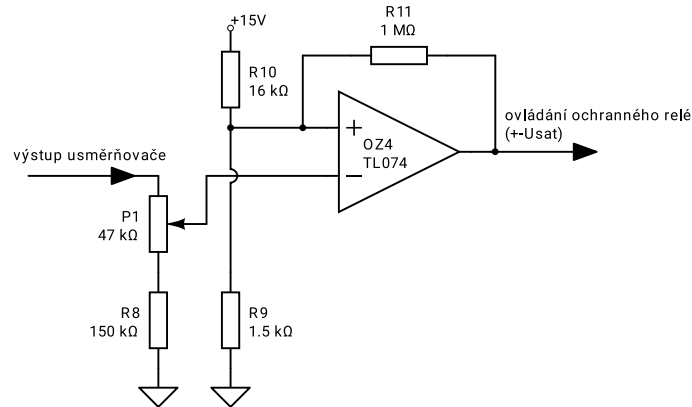
kde U_{sat} je saturační napětí operačního zesilovače, R_F je zpětnovazební rezistor (ve schématu R11) a R_{ref} je dán jako:

$$\begin{aligned} R_{ref} &= \frac{R_{10} \cdot R_9}{R_{10} + R_9} \\ &= \frac{16 \cdot 10^3 \cdot 1,5 \cdot 10^3}{16 \cdot 10^3 + 1,5 \cdot 10^3} \\ &= 1371\Omega \end{aligned} \quad (6.21)$$

po dosazení R_{ref} do 6.20:

$$\begin{aligned} U_h &= 2 \cdot 13 \cdot \frac{1371}{1371 + 10^6} \\ &= 37 \cdot 10^{-3}\text{ V} \end{aligned} \quad (6.22)$$

Při normálním provozu je na výstupu komparátoru napětí $U_{out} = +U_{sat}$ a ochranné relé je sepnuté. Při dosažení U_{MAX_p} se napětí na výstupu komparátoru převrací na $U_{out} = -U_{sat}$ a odepíná se ochranné relé.



Obr. 6.6: Schéma zapojení komparátoru s hysterezí

6.1.4 Impedanční oddělení

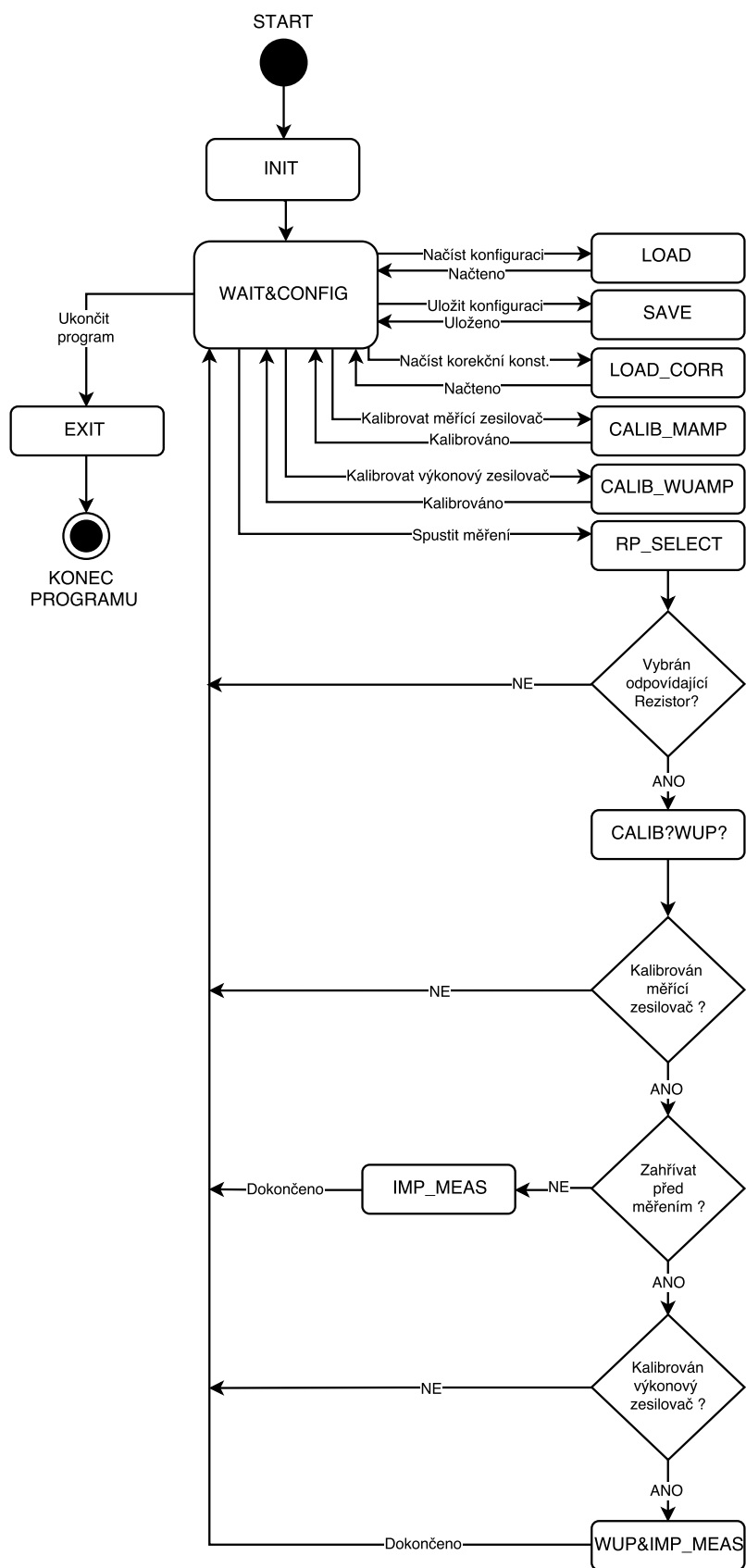
Impedanční přizpůsobení výstupu generátoru a vstupu zesilovače je provedeno pomocí napěťového sledovače s použitím operačních zesilovačů NE5532D, které mají dostatečnou stabilitu při jednotkovém zesílení. Zapojení impedančního oddělení je zobrazeno v příloze A.6.

6.2 Návrh měřícího softwaru

Vlastní měřící aplikace je navržena ve vývojovém prostředí Labview, který podporuje všechny použité měřící přístroje a mikroprocesorovou kartu Arduino Uno. Program komunikuje s měřícími přístroji přes sběrnici GPIB. Hlavní funkcí této aplikace je měření impedanční charakteristiky včetně možnosti zahřívání reproduktoru před měřením a možnost měřit reproduktor automatizovaně při různých příkonech. Samotný měřící software je navržen na principu konečného stavového automatu, který se skládá z několika stavů a přechodů mezi nimi. Tyto stavy a přechody zobrazuje Obr. 6.7. Význam jednotlivých stavů je následující:

- INIT – inicializace, načtení defaultních hodnot proměnných
- WAIT&CONFIG – přebírání nastavení z čelního panelu a čekání programu na akci uživatele
- LOAD – načtení konfiguračních souborů
- SAVE – ukládání konfiguračních souborů
- LOAD_CORR – načtení korekčních konstant
- CALIB_MAMP – kalibrační proces pro zesilovač použitý pro měření
- CALIB_WUAMP – kalibrační proces pro zesilovač použitý pro zahřívací sekvenci
- RP_SELECT – realizace výběru snímacího rezistoru při nastavení automatického výběru R_S , popř. ověření, zda vybraný R_S nebude přetížen (manuální výběr R_S)
- CALIB?WUP? – kontrola zda byla provedena kalibrace měřícího zesilovače, zjištění zda se má zahřívát reproduktor před vlastním měřením a popř. kontrola, zda byla provedena kalibrace výkonového zesilovače použitého pro zahřívací sekvenci
- IMP_MEAS – měření impedanční charakteristiky
- WUP&IMP_MEAS – měření impedanční charakteristiky se zahřívací sekvencí před měřením

Nejdůležitější části blokového diagramu z programu Labview jsou uvedeny v příloze C.



Obr. 6.7: Stavový diagram měřícího softwaru

6.2.1 Kalibrace zesilovačů

Pro optimální vybuzení měřícího či výkonového zesilovače je třeba nejprve provést jejich kalibraci a nastavení jejich zesílení. Měřící program nejprve načte data o citlivosti zesilovače $L_C[dBm]$, budícím výkonu $P_X[W]$ a jmenovité impedanci měřeného reproduktoru $Z_{nom}[\Omega]$. Pokud je zvoleno měření při více hodnotách budícího výkonu, potom kalibrační procedura pracuje s nejvyšším zvoleným výkonem. Následuje nastavení generátoru podle vstupní citlivosti zesilovače a výpočet optimálního zisku zesilovače podle vztahu:

$$L_U = 20 \log\left(\frac{U_D}{U_G}\right), \quad (6.23)$$

kde U_D je požadovaná úroveň budícího napětí, která je dána jako:

$$U_D = (R_S + Z_{nom}) \cdot \sqrt{\frac{P_X}{Z_{nom}}} \quad (6.24)$$

Veličina U_G je napětí nastavené na generátoru a vychází ze vztahu:

$$L_C = 20 \log\left(\frac{U_G}{U_{ref}}\right) \quad (6.25)$$

kde $U_{ref} = 0,775 V$. Po úpravě předchozí rovnice vychází:

$$U_G = U_{ref} \cdot 10^{\frac{L_C}{20}} \quad (6.26)$$

Dalším krokem je nastavení analyzátoru, připojení reproduktoru a snímacího rezistoru pomocí Arduino Uno a zpráva uživateli o požadavku na nastavení optimální úrovně zisku zesilovače. Uživatel nastavuje zisk zesilovače pomocí regulátoru hlasitosti, analyzátor snímá výstupní napětí zesilovače U_{Z_m} a měřící software vypočítává aktuální zisk podle:

$$G_U = 20 \log(A_U) \quad (6.27)$$

kde A_U je zesílení zesilovače [-], které je dáno jako:

$$A_U = \frac{U_{Z_m}}{U_G} \quad (6.28)$$

o nastavení hlasitosti uživatel potvrdí kalibraci tlačítkem OK. Software v tuto chvíli ukládá informaci o tom, zda byla kalibrace provedena a hodnotu zesílení zesilovače A_U , která je později využita ke korektnímu nastavení napětí generátoru při procesu měření impedance. Kalibrace výkonového zesilovače probíhá stejně jako u měřícího zesilovače, nicméně z důvodu špatného návrhu DPS je nutno připojit během kalibrace jeho výstup na místo připojení měřícího zesilovače – to je samozřejmě obsluze oznámeno před vlastní kalibrací. Pro kalibraci je volen snímací rezistor s hodnotou $1 m\Omega$ z důvodu nejvyššího možného napěťového zatížení a snížení rizika zničení R_S .

6.2.2 Výběr snímacího rezistoru

6.2.2.1 Manuální volba

Při této volbě, vybere obsluha požadovaný snímací rezistor ze seznamu. Vybraný R_S je následně testován, zda-li nebude přetížen při daném budícím výkonu a dané zátěži. Tzn., že musí být splněna podmínka:

$$P_{Rs} < P_{Rs_{max}}, \quad (6.29)$$

kde P_{Rs} je ztrátový výkon na snímacím rezistoru během měření, který je dán vztahem:

$$P_{Rs} = R_S I_X^2 \quad (6.30)$$

kde I_X je proud zátěží:

$$I_X = \sqrt{\frac{P_X}{Z_{nom}}} \quad (6.31)$$

Po dosazení dostaneme:

$$P_{Rs} = R_S \frac{P_X}{Z_{nom}} \quad (6.32)$$

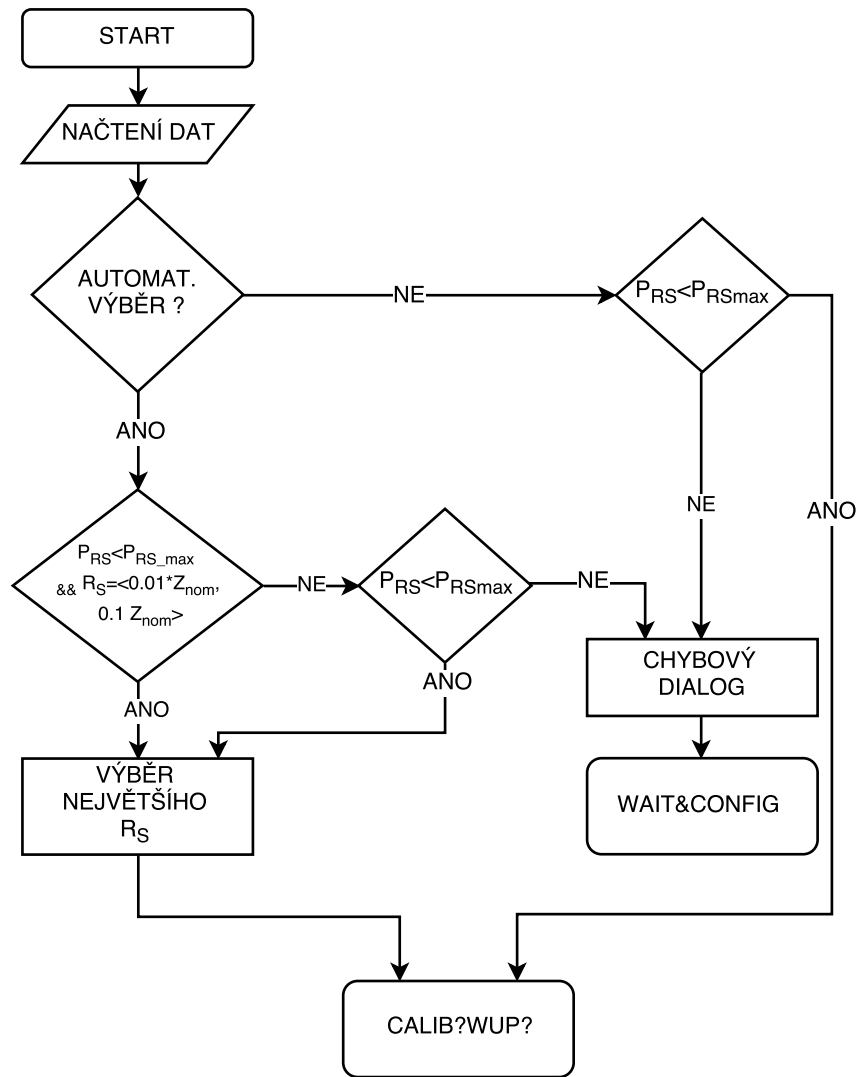
6.2.2.2 Automatická volba

Při automatické volbě se pro všechny R_S testuje podmínka výkonového zatížení a zároveň vhodné velikosti snímacího rezistoru (více v kapitole 4).

$$P_{Rs} < P_{Rs_{max}} \wedge R_S \in (0.01 \cdot Z_{nom}, 0.1 \cdot Z_{nom}) \quad (6.33)$$

Pokud je podmínka splněna, je vybrán největší možný rezistor. Pokud tuto podmínku žádný R_S nesplňuje, potom se testují všechny odpory pouze podle podmínky 6.29a následně se vybere největší možný rezistor.

Při nesplnění podmínek, ať při manuální či automatické volbě, je zobrazen chybový dialog a program čeká na další akci. Pokud jsou podmínky pro snímací rezistor splněny, ukládá se do paměti programu hodnota snímacího rezistoru a odpovídající číslo pinu desky Arduino Uno, která ho připojuje k měřenému reproduktoru. V případě automatického výběru je ještě obsluze před měřením oznámeno, jaký R_S byl vybrán. Vývojový diagram pro výběr snímacího rezistoru je zobrazen na obr. 6.8 .



Obr. 6.8: Vývojový diagram výběru snímacího rezistoru

6.2.3 Měření impedanční charakteristiky

Po výběru snímacího rezistoru a kontrole zda byla provedena kalibrace, lze přejít k měření impedančních charakteristik. Nejprve program zjistí počet prvků v poli zadaných výkonů a podle toho nastaví počet měření. Následně je pro každou iteraci i vybrán budící výkon P_{X_i} z pole zadaných výkonů. Následuje výpočet napětí dodávaného generátorem U_G podle vztahu:

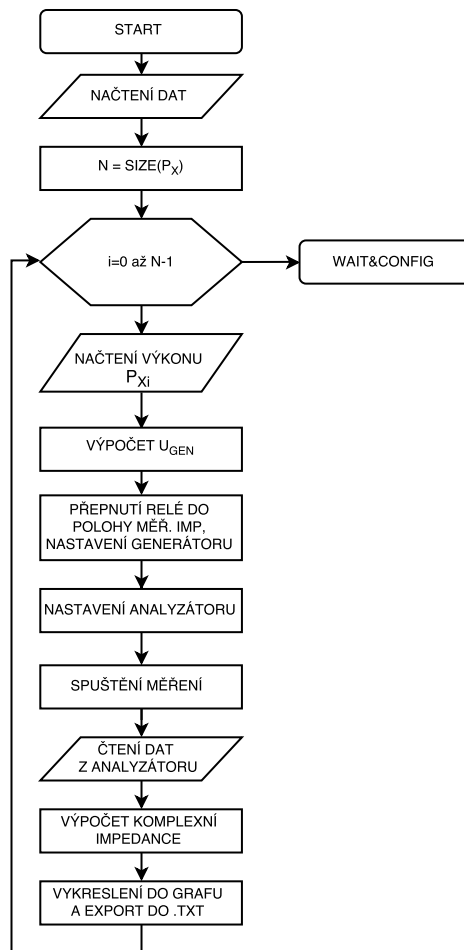
$$U_G = \frac{R_Z I_X^2}{A_U} \quad (6.34)$$

kde R_Z je celková hodnota zátěže včetně snímacího rezistoru a I_X proud zátěží. Úpravou získáme:

$$U_G = \frac{(R_S + Z_{nom}) \sqrt{\frac{P_{X_i}}{Z_{nom}}}}{A_u} \quad (6.35)$$

Následuje nastavení generátoru (velikost U_G , nastavení rozmítání,..), přepnutí relé do polohy pro měření impedancí a připojení snímacího rezistoru, nastavení analyzátoru (přes-

nost měření, DC vazba, ...), spuštění měření a čtení dat z analyzátoru, výpočet komplexní impedance, vykreslení do grafu a export do souboru. Výpočet komplexní impedance je uveden v kapitole 4.5. Vývojový diagram je zobrazen na obr.6.9 .



Obr. 6.9: Vývojový diagram měření impedančních charakteristik

6.2.3.1 Měření impedanční charakteristiky včetně zahřívací sekvence

Stejně jako u varianty bez zahřívání, aplikace nejprve zjistí počet prvků v poli zadaných výkonů a podle toho nastaví počet měření. Následně je pro každou iteraci i vybrán budící výkon P_{X_i} z pole zadaných výkonů. Poté následuje výpočet budícího napětí z generátoru pro zahřívací sekvenci:

$$U_G = \frac{\sqrt{\frac{P_{X_i}}{Z_{nom}}}}{A_{U_2}} \quad (6.36)$$

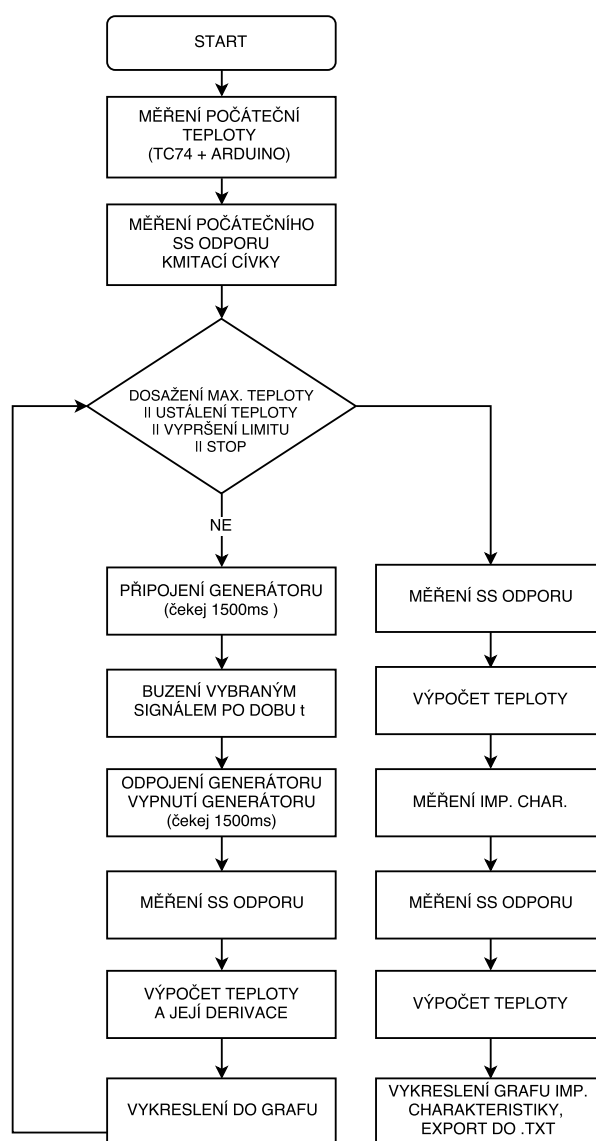
kde A_{U_2} je zesílení výkonového zesilovače pro zahřívací sekvenci. Následuje nastavení generátoru (typ signálu, velikost napětí,..), přepnutí relé do polohy pro měření teploty kmitací cívky a samotná zahřívací sekvence, kterou popisuje vývojový diagram 6.10. Zahřívací sekvence může být ukončena třemi základními způsoby:

1. Dosažením maximální teploty, kterou si zadal uživatel

2. Ustálením teploty

3. Dosažením maximálního času zahřívání, který uživatel zadal

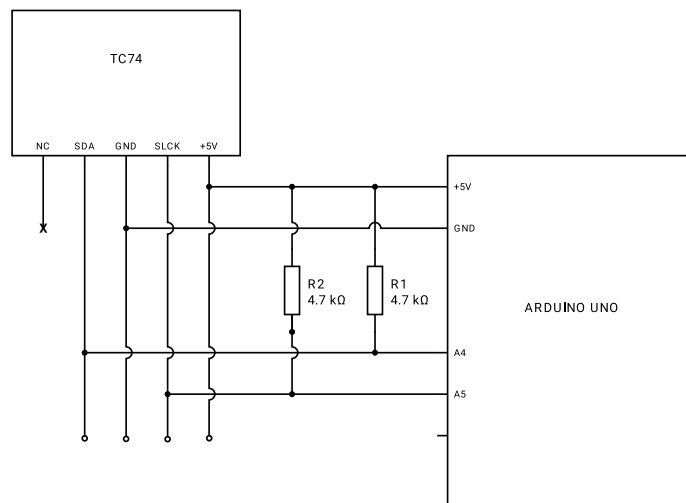
Po dosažení nastaveného maximální času zahřívání se sekvence vždy zastaví bez ohledu na to, zda-li je dosaženo maximální teploty či jejího ustálení. Navíc jde ukončit zahřívání tlačítkem STOP. Po ukončení zahřívací sekvence je změřen stejnosměrný odpor kmitací cívky pro výpočet teploty těsně před měřením impedančních charakteristik. Následuje měření charakteristiky, které je popsáno v předchozí části s jediným rozdílem, a to, že před vykreslením grafu a exportem dat je naposled změřen stejnosměrný odpor a vypočtena teplota na konci měření.



Obr. 6.10: Vývojový diagram zahřívací sekvence

6.2.3.2 Měření počáteční teploty

Toto měření probíhá připevněním teplotního senzoru TC74 na magnet měřeného reproduktoru. Reprodaktor musí mít ustálenou pokojovou teplotu, v tom případě je teplota magnetu stejná jako teplota kmitací cívky. Senzor je připojen podle obr. 6.11 k řídicí jednotce Arduino Uno a využívá komunikaci I^2C pro přenos informace o teplotě. .



Obr. 6.11: Připojení senzoru TC74 k řídicí jednotce Arduino Uno

6.2.3.3 Export naměřených dat

Naměřená data jsou exportována do dvou souborů v textovém formátu (.txt). Jeden soubor obsahuje naměřená data impedanční charakteristiky – frekvenci, modul impedance a fázi a druhý soubor naměřená data kmitočtové závislosti napětí na svorkách reproduktoru – frekvenci, velikost napětí a fázi. Kromě těchto dat se do souboru ve formě komentářů zapisují informace o reproduktoru a měření:

- datum měření
- výrobce a model reproduktoru
- budící výkon
- přidaná hmotnost
- použitý snímací rezistor
- počáteční a koncová teplota (pouze u měření se zahřívací sekvencí)

6.2.4 Výpočet kalibračních konstant

Z důvodu nepřesnosti a chyby měření (především při nízkých hodnotách snímacích rezistorů a nízkém budícím výkonu) byla vytvořena samostatná jednoduchá aplikace pro

výpočet korekčních konstant. Tyto konstanty jsou použity pro korekci napětí na snímacím rezistoru a fáze změřené impedance. Celý proces získání kalibračních konstant popisuje vývojový diagram na obr. 6.12. Korekční konstanta napětí na snímacím rezistoru:

$$k_{U_s} = \frac{U_{S_{teor}}}{U_{S_m}} \quad (6.37)$$

kde U_{S_m} je změřená hodnota napětí a $U_{S_{teor}}$ je teoretická hodnota napětí na snímacím rezistoru:

$$U_{S_{teor}} = \frac{U_G R_S}{Z_X} \quad (6.38)$$

kde U_G je naměřená hodnota napětí dodávaného zesilovačem, R_S – hodnota snímacího rezistoru a Z_X je celková impedance měřícího obvodu (impedance zátěže + snímacího rezistoru + parazitní impedance vlastní DPS) změřená na měřícím RLCG můstku – tzn. impedance kalibrační zátěže včetně připojeného R_S , DPS a připojovacích kabelů. Korekční konstanta fáze měřené zátěže je dána jako:

$$\phi_k = \phi_{X_{teor}} - \phi_{X_m} \quad (6.39)$$

kde $\phi_{X_{teor}}$ je hodnota fáze změřená můstkem a ϕ_{X_m} je vlastní změřená a vypočtená fáze. Kalibrační konstanty jsou uloženy do souboru a následně nahrány do hlavní měřící aplikace. Konstanty jsou před výpočtem komplexní impedance lineárně interpolovány. Následně, při výpočtu impedance a fáze, je pro každou měřící frekvenci použita vlastní interpolovaná hodnota kalibrační konstanty. Výpočet komplexní impedance měřeného reproduktoru se téměř neliší od výpočtu uvedeného v kapitole 4.5, pouze napětí na snímacím rezistoru je dáno jako:

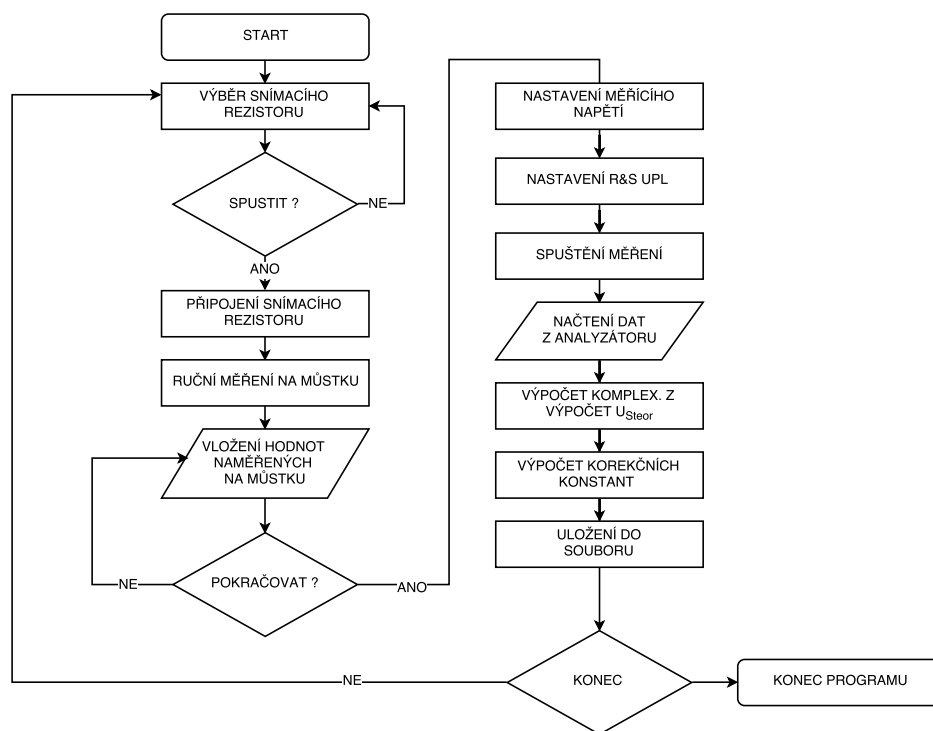
$$V_S = k_{U_S} \cdot (v_g - v_x e^{-i\phi}) \quad (6.40)$$

kde v_g je výstupní napětí zesilovače, v_x je napětí na měřeném reproduktoru ϕ je rozdíl fází mezi budícím napětím a napětím na svorkách reproduktoru.

Korekce změřené fáze reproduktoru:

$$\phi_X = \phi_{X_m} + \phi_k \quad (6.41)$$

kde ϕ_{X_m} je změřená a vypočtená fáze reproduktoru a ϕ_X je fáze po korekci. Pokud není provedeno načtení kalibračních konstant, poté: $\phi_k=0$ a $k_{U_S}=1$.



Obr. 6.12: Diagram aplikace pro vypočtení kalibračních konstant

6.2.5 Obsluha měřicí aplikace

Obsluha měřicí aplikace probíhá přes tzv. čelní panel - ten je složen ze čtyř konfiguračních karet:

1. Základní informace
2. Nastavení měření impedančních charakteristik
3. Nastavení zahřívací sekvence
4. Nastavení přístrojů

Konfiguraci čelního panelu lze uložit či načíst kliknutím na NAČÍST KONFIGURACI, resp. ULOŽIT KONFIGURACI.

6.2.5.1 Základní informace

Záložka Základní informace slouží k nastavení základních informací a parametrů reproduktoru:

- výrobce a model
- jmenovitá hodnota impedance [Ω]
- frekvenční rozsah [Hz]

- materiál kmitací cívky – zde je možné zvolit měď či hliník, nebo vložit vlastní teplotní součinitel elektrického odporu

A dále složka pro exportování naměřených dat a jméno souboru (viz obr. 6.13)

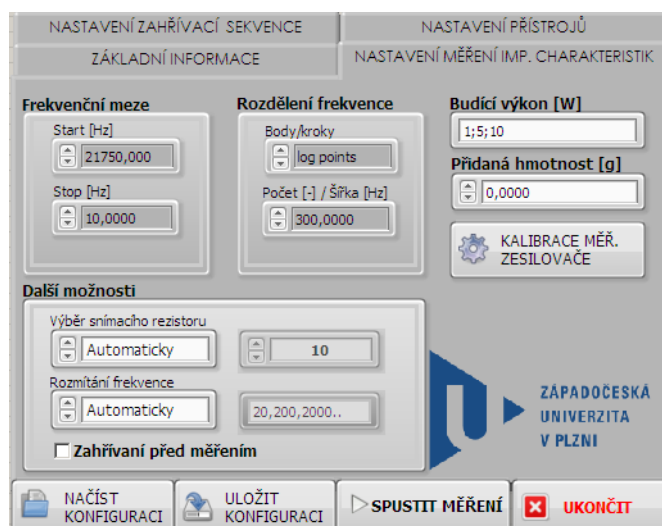
Obr. 6.13: Čelní panel - záložka „Základní informace“

6.2.5.2 Nastavení měření impedančních charakteristik

Tato konfigurační karta slouží k nastavení hlavních parametrů měření.:

- frekvenční meze rozmítaného signálu od 10 Hz do 21,750 kHz.
- rozdělení měřících bodů frekvence pomocí lineárních či logaritmických bodů/kroků
- počet měřících bodů [-]/šířka měřícího kroku [Hz]
- výběr snímacího rezistoru
- výběr rozmítání
 - automatické rozmítání, či ruční zápis jednotlivých frekvencí
 - jako oddělovač frekvencí se používá čárka
- budící výkon [W]
 - libovolný počet měřících výkonů oddělených středníkem
 - pro zápis desetinného čísla je použita tečka
- přidaná hmotnost [g] na membráně měřícího reproduktoru

Dále je z této záložky možné provést kalibraci měřícího zesilovače a zvolit, zda-li se má před měřením provést zahřívání reproduktoru.



Obr. 6.14: Čelní panel - záložka „Nastavení měření impedančních charakteristik“

6.2.5.3 Nastavení zahřívací sekvence

Zde probíhá volba budícího signálu, na výběr je harmonický signál a šum – bílý a růžový. Frekvenční meze pro pásmově omezený šum se přebírají z konfigurační karty Základní informace. Dále je zde možnost zvolit metodu ukončení zahřívání:

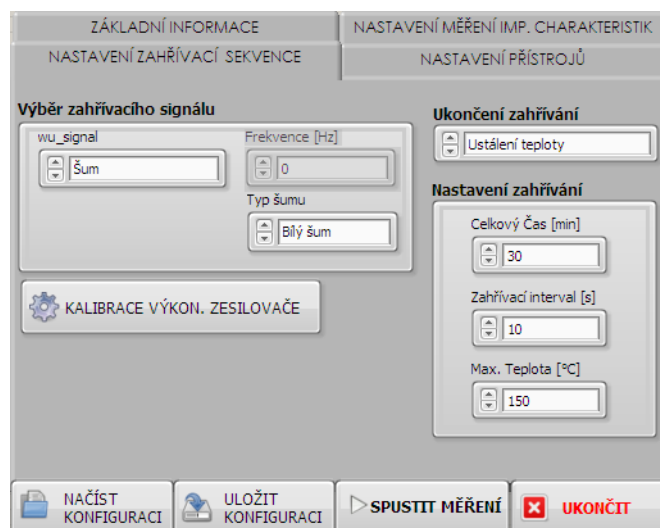
- dosažením maximální teploty – vypnutí zahřívání při dosažení zadané maximální teploty (nedoporučuje se – teplota cívky nemusí být ustálena)
- ustálením teploty kmit. cívky – vypnutí zahřívání, když se derivace teploty v čase blíží k nule (defaultní nastavení)
- uplynutím časového limitu

Důležitým parametrem je délka zahřívacího intervalu [s]. Tento parametr určuje po jaké době bude provedeno měření teploty kmitací cívky – pro malé reproduktory (5") je značný nárůst teploty už při délce zahřívacího intervalu 5 s a při budícím výkonu 5 W. Z této karty se také provádí kalibrace výkonového zesilovače použitého pro zahřívací sekvenci.

6.2.5.4 Nastavení přístrojů

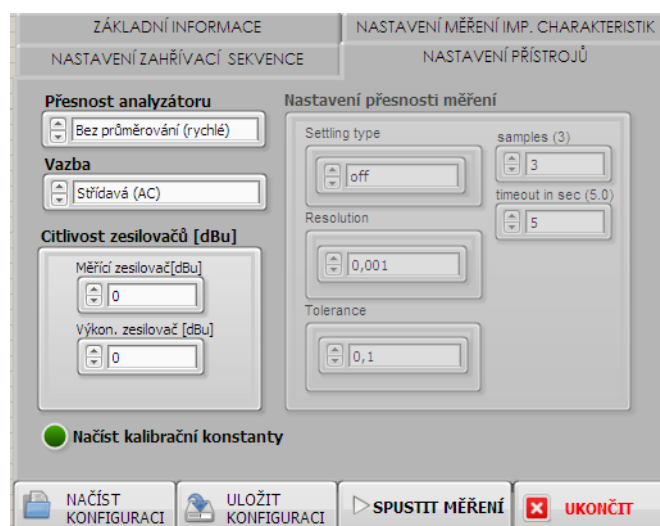
Tato konfigurační karta slouží hlavně k nastavení přesnosti měření. Možnosti jsou:

- bez průměrování – rychlé (cca 100 měř. bodů/min), ale poměrně nepřesné měření (použitelné pro snímačí rezistory nad 1 Ω)
- exponenciální průměrování – pevně nastavené průměrování, pomalejší (cca 35 měř. bodů/min)
- vlastní – možnost vlastní konfigurace odhadu měřených hodnot (exponential, flat, average – popis jednotlivých algoritmů v literatuře [23]).



Obr. 6.15: Čelní panel - záložka „Nastavení zahřívací sekvence“

Také zde probíhá nastavení citlivosti zesilovačů a načtení kalibračních konstant ze souboru.



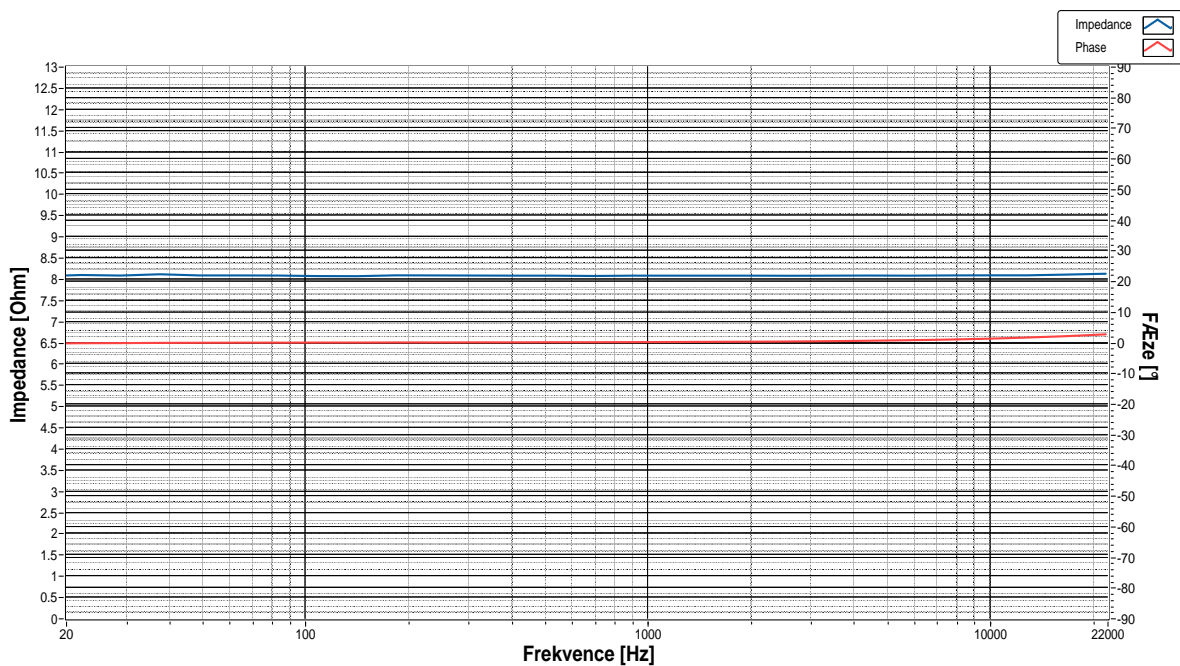
Obr. 6.16: Čelní panel - záložka „Nastavení přístrojů“

7

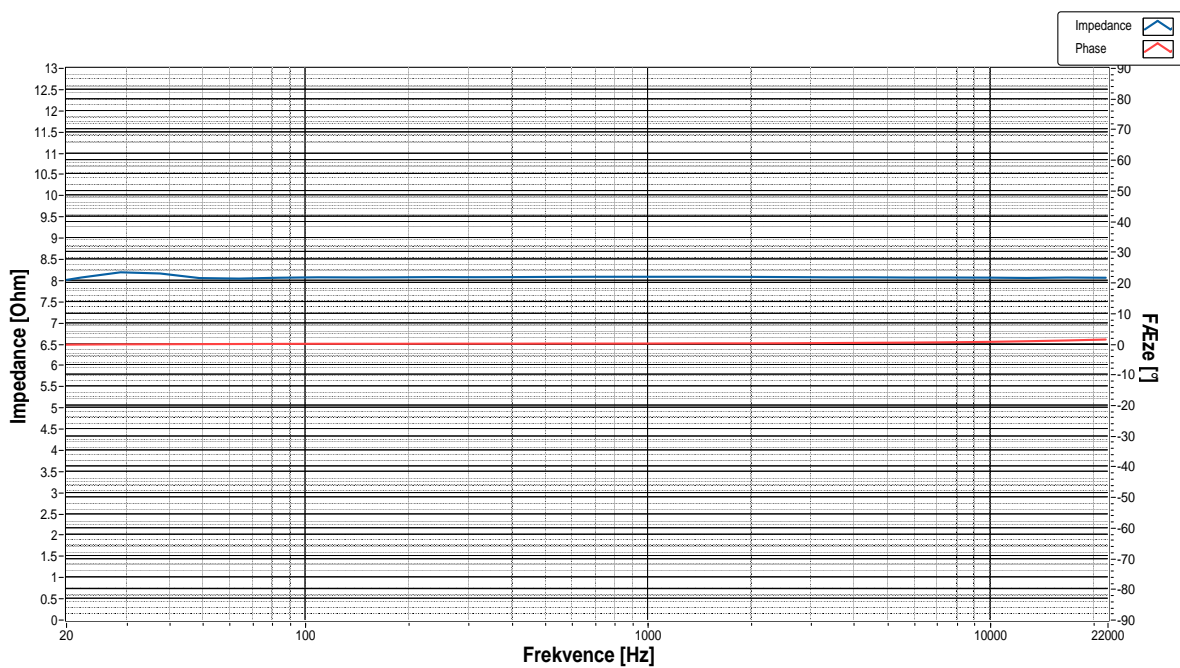
Výsledky měření vzorků elektroakustických měničů a referenčních impedancí

7.1 Měření na umělé zátěži

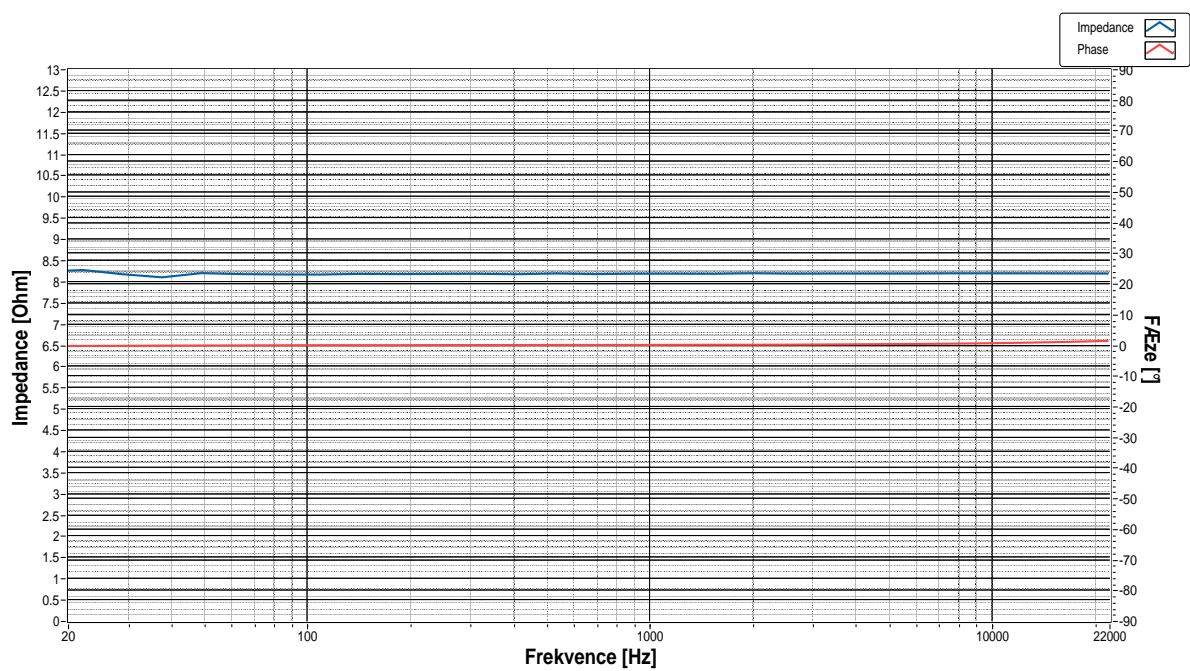
Pro zkušební měření a ověření správnosti naměřených hodnot, bylo nejprve provedena série měření na umělé zátěži o známé komplexní impedanci $Z_D = 8,176 \Omega$ (600 W), která na vysokých kmitočtech vykazuje fázový posuv $+2^\circ$. Na obr. 7.1 až 7.3 jsou zobrazeny změřené impedanční charakteristiky umělé zátěže s použitím snímacího rezistoru $R_S = 1 \Omega$ (s vypnutou funkcí settling – „průměrování“ analyzátoru) a pro různé budící výkony. Změřené charakteristiky odpovídají předpokládanému průběhu a vykazují minimální zvlnění, či chybu měření. Na vyšších frekvencích (od 10 kHz) se projevuje nárůst parazitní indukčnosti měřené zátěže kladným fázovým úhlem a modulem impedance.



Obr. 7.1: Impedanční charakteristika umělé zátěže, $R_S = 1 \Omega$, $P_X = 1 W$



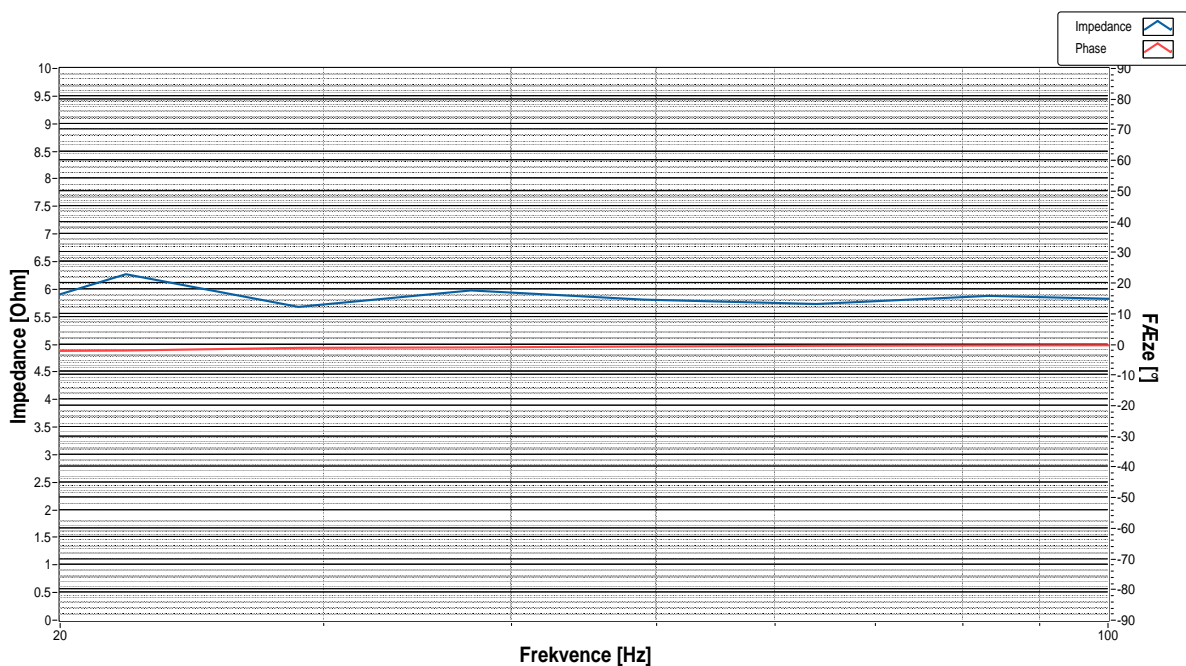
Obr. 7.2: Impedanční charakteristika umělé zátěže, $R_S = 1 \Omega$, $P_X = 5 W$



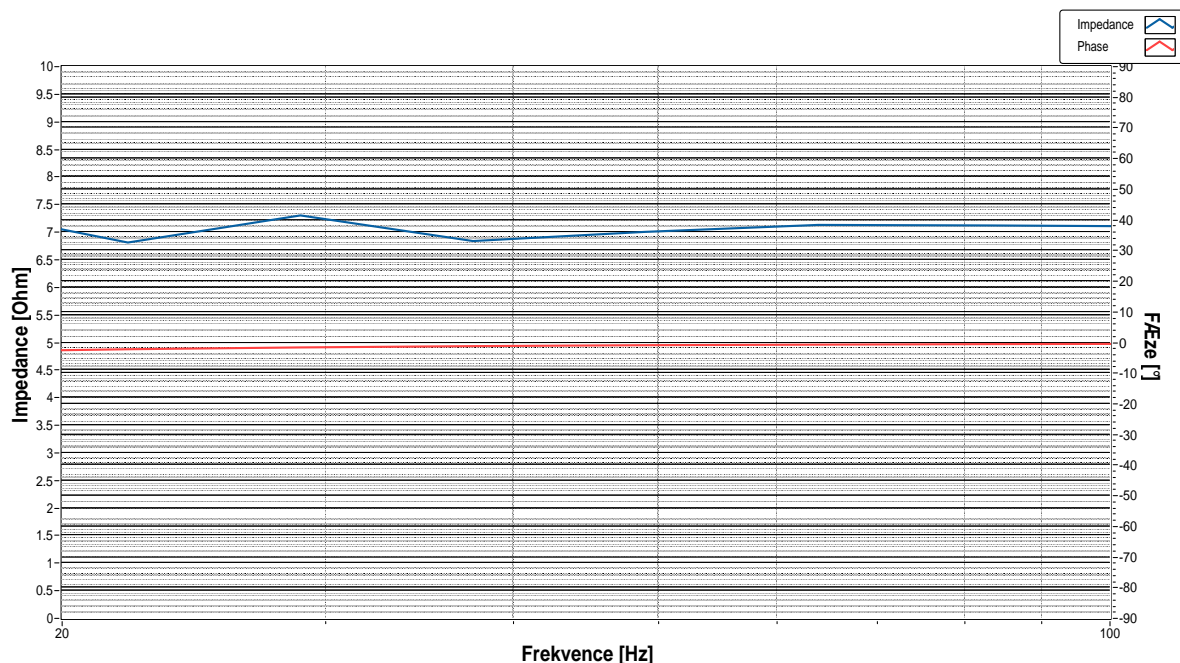
Obr. 7.3: Impedanční charakteristika umělé zátěže, $R_S = 1 \Omega$, $P_X = 15 W$

Problémy však nastaly při použití nižších snímacích rezistorů. Na obr. 7.4 a obr. 7.5 jsou zobrazeny impedanční charakteristiky při použití snímacího rezistoru $R_S = 100\text{ m}\Omega$ (funkce settling vypnutá). Je zde vidět velká chyba měření – až 30% pro měření při $P_X = 10\text{ W}$. Mírného zlepšení se dosáhlo zapnutím funkce settling na analyzátoru R&S UPL, nicméně chyba byla stále dost velká. Tyto chyby měření mohou být způsobeny následujícími aspekty a jejich kombinací:

- nesprávný návrh DPS (zemní smyčky)
- nedokonalost spojů DPS vlivem nesprávného pájení a oxidace
- nestabilní přechodový odpor reléových spínačů
- nepřímé měření napětí na snímacím rezistoru – napětí na R_S je dáno jako rozdíl napětí mezi kanály – zanášení chyb jednotlivých kanálů analyzátoru
- nízké úbytky napětí při napětí na snímacím rezistoru při měření nižšími budícími výkony – nízký odstup signál/šum
- zkreslení měřicího signálu ve vlastní DPS, vlivem rušení z odděleného převodníku stejnosměrného napětí, které se i přes dodatečné úpravy DPS nepodařilo potlačit



Obr. 7.4: Impedanční charakteristika umělé zátěže, $R_S = 100\ \Omega$, $P_X = 10\text{ W}$, úbytku napětí na R_S odpovídá přibližně hodnota 110 mV



Obr. 7.5: Impedanční charakteristika umělé zátěže, $R_S = 100 \text{ m}\Omega$, $P_X = 200 \text{ W}$, úbytku napětí na R_S odpovídá přibližně hodnota 500 mV

Možná řešení chyby měření:

- nový precizní návrh a výroba DPS
- změna zapojení snímacího rezistoru – snímání napěťového úbytku přímo na snímacím rezistoru
- změna měřicího signálu a jeho analýzy – použití selektivního měření na jednotlivých frekvencích pro odstranění vlivu šumu (velký zásah do softwaru, prodloužení doby měření, celková nepraktičnost)
- softwarová kompenzace – zavedení korekčních konstant (z časových a praktických důvodů nejpříjemnější řešení)

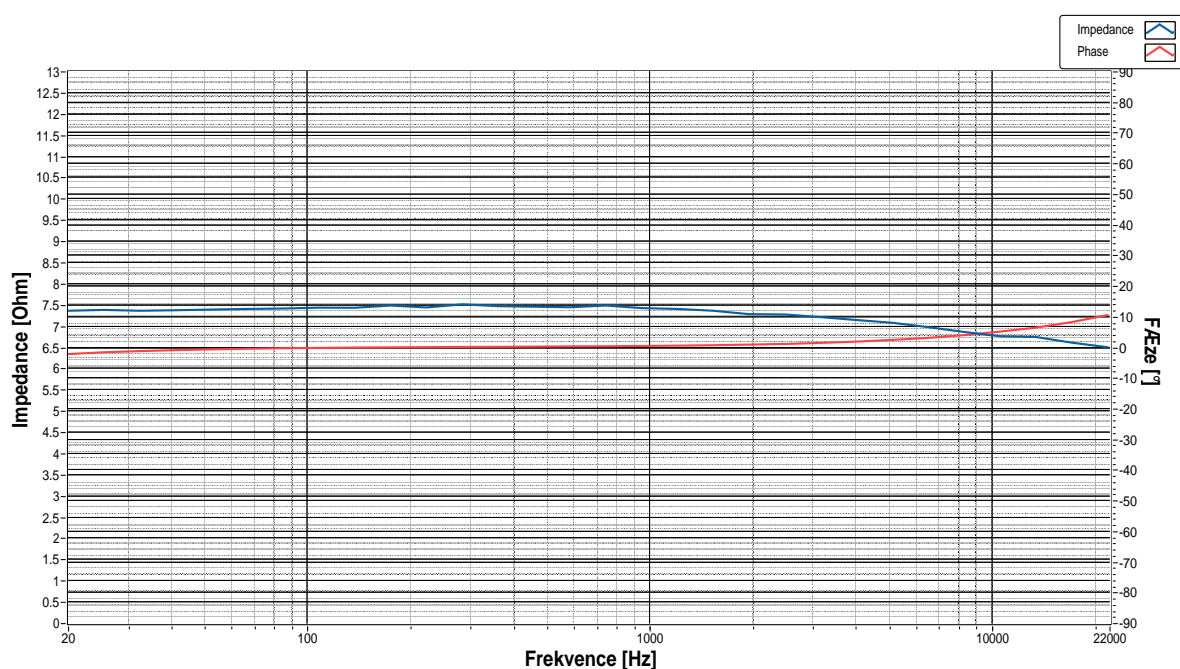
7.1.1 Softwarová kompenzace chyb měření

Princip softwarové kompenzace vychází z porovnání přesného měření impedance a fáze umělé zátěže na měřicím můstku a vlastního měření impedance. Následuje výpočet kalibračních konstant, tak aby vlastní naměřené hodnoty odpovídaly hodnotám z měření na můstku. Postup získání kalibračních konstant je následující:

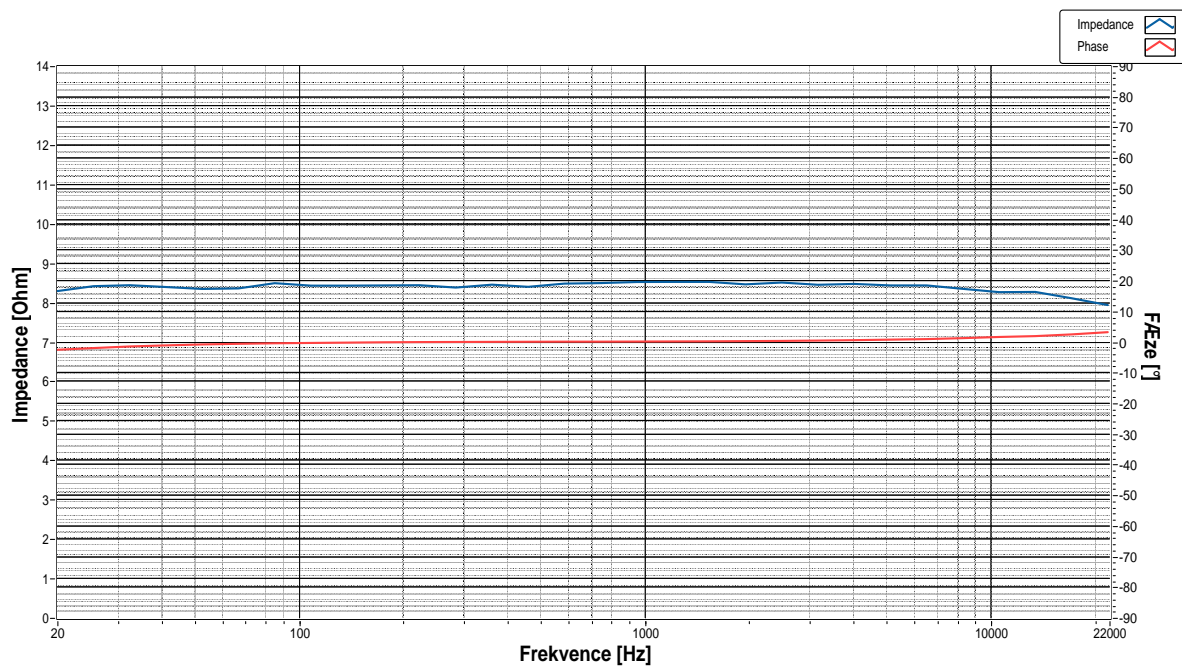
1. měření fáze umělé zátěže na měřicím můstku na vybraných kmitočtech
2. měření celkové impedance umělé zátěže včetně připojeného snímacího rezistoru, DPS a přívodních kabelů na měřicím můstku na vybraných kmitočtech

3. vlastní měření impedanční charakteristiky na odpovídajících kmitočtech
4. výpočet kalibračních konstant

Podrobný postup výpočtu a následné použití kalibračních konstant je uvedeno v kapitole 6.2.4. Po úpravě měřicí aplikace a získání kalibračních konstant bylo provedeno nové měření impedanční charakteristiky umělé zátěže s využitím získaných konstant a zapnutou funkcí settling. Výsledky jsou vidět na obr. 7.6 a 7.7. Celkově je měření s využitím kalibračních konstant mnohem přesnější než měření bez nich. Při vyšším budícím výkonu vykazuje křivka chybu měření do 5%, nicméně při nižší úrovni budícího výkonu je chyba měření stále vysoká. Proto byla všechna následující měření reproduktoru realizována se snímacím rezistorem o hodnotě $R_S = 1 \Omega$.



Obr. 7.6: Impedanční charakteristika umělé zátěže, $R_S = 100 \text{ m}\Omega$, $P_X = 10 \text{ W}$, s využitím kalibračních konstant

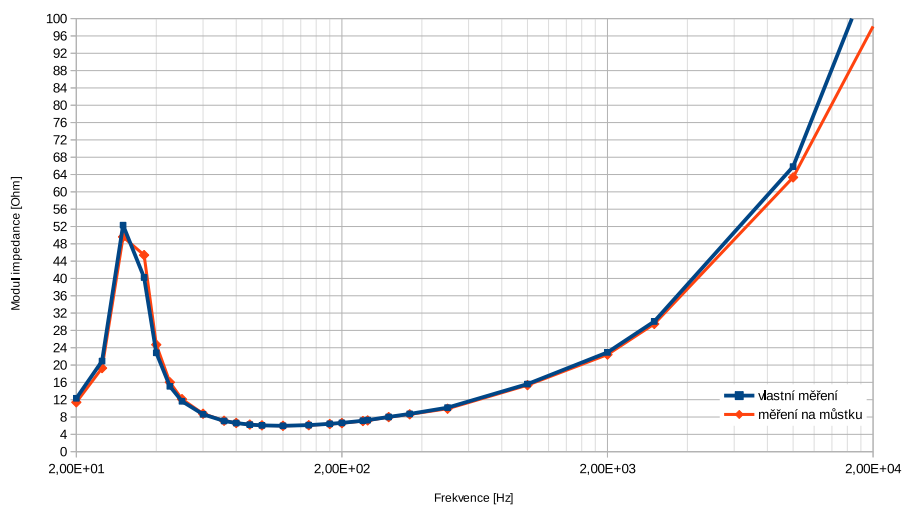


Obr. 7.7: Impedanční charakteristika umělé zátěže, $R_S = 100\text{ m}\Omega$, $P_X = 200\text{ W}$, s využitím kalibračních konstant

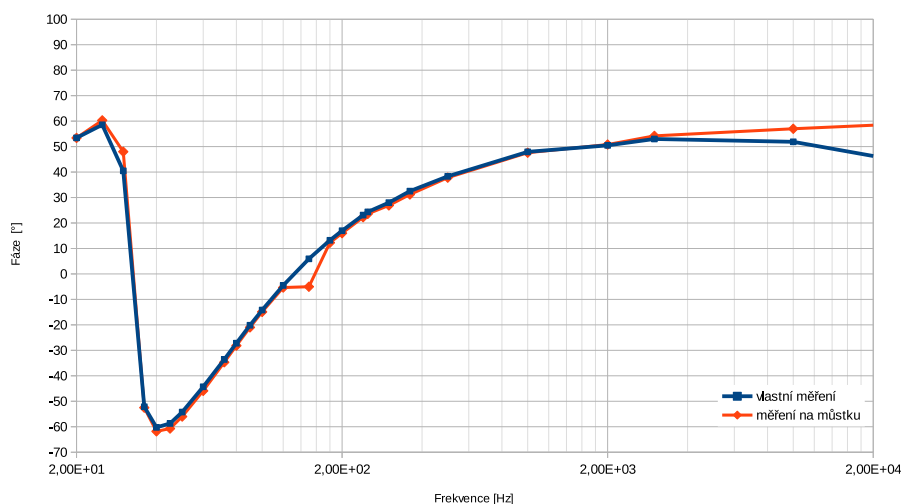
7.2 Měření reproduktorů

7.2.1 B&C Speakers 18PS100-8 (8Ω)

Nejdříve bylo provedeno porovnání vlastního měření s přesným měřením na RLCG můstku. Impedanční charakteristika reproduktoru byla změřena na vybraných kmitočtech přes celé akustické pásmo na měřícím můstku a následně vlastním měřícím systémem. Výsledné charakteristiky jsou vidět na obr. 7.8 a 7.9. Rozdíly měření jsou zřetelné především v oblasti rezonance a na vysokých kmitočtech.

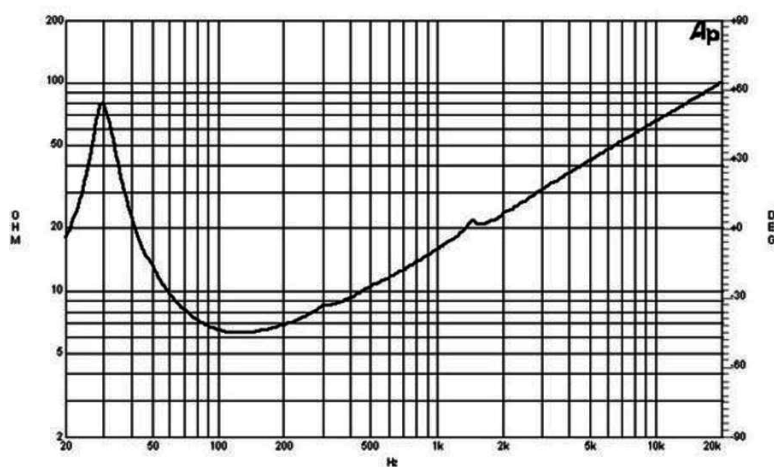


Obr. 7.8: Porovnání modulu impedance reproduktoru B&C Speakers 18PS100-8, $R_S = 1 \Omega$, $P_X = 0,3 W$

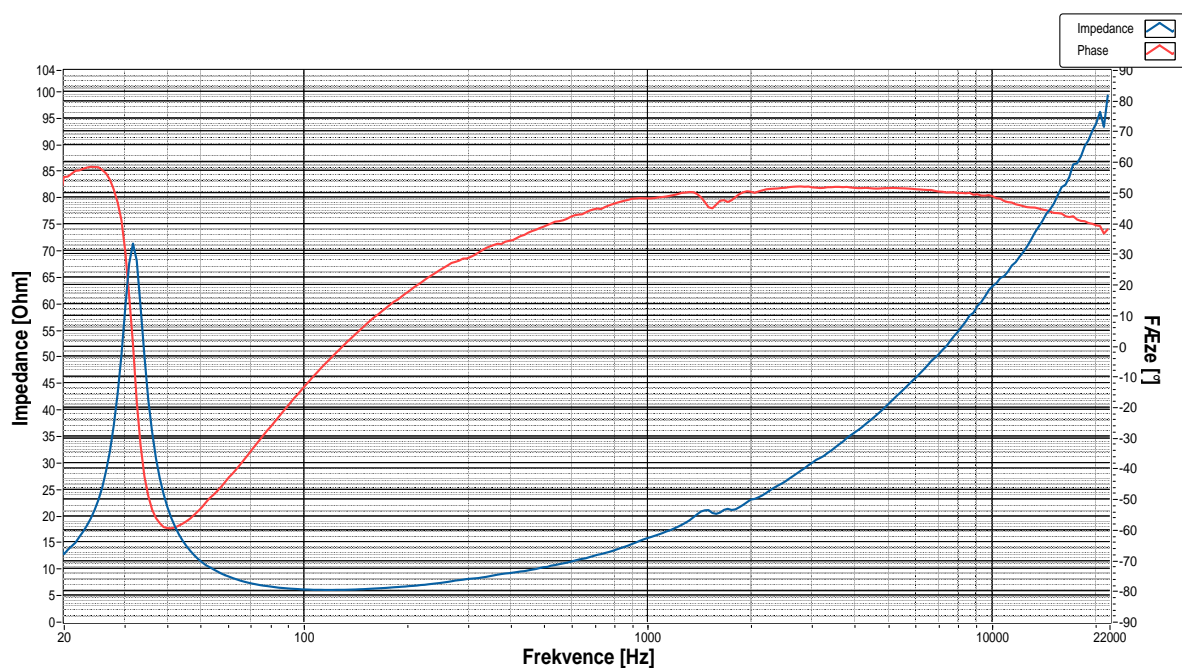


Obr. 7.9: Porovnání fáze reproduktoru B&C Speakers 18PS100-8, $R_S = 1 \Omega$, $P_X = 0,3 W$

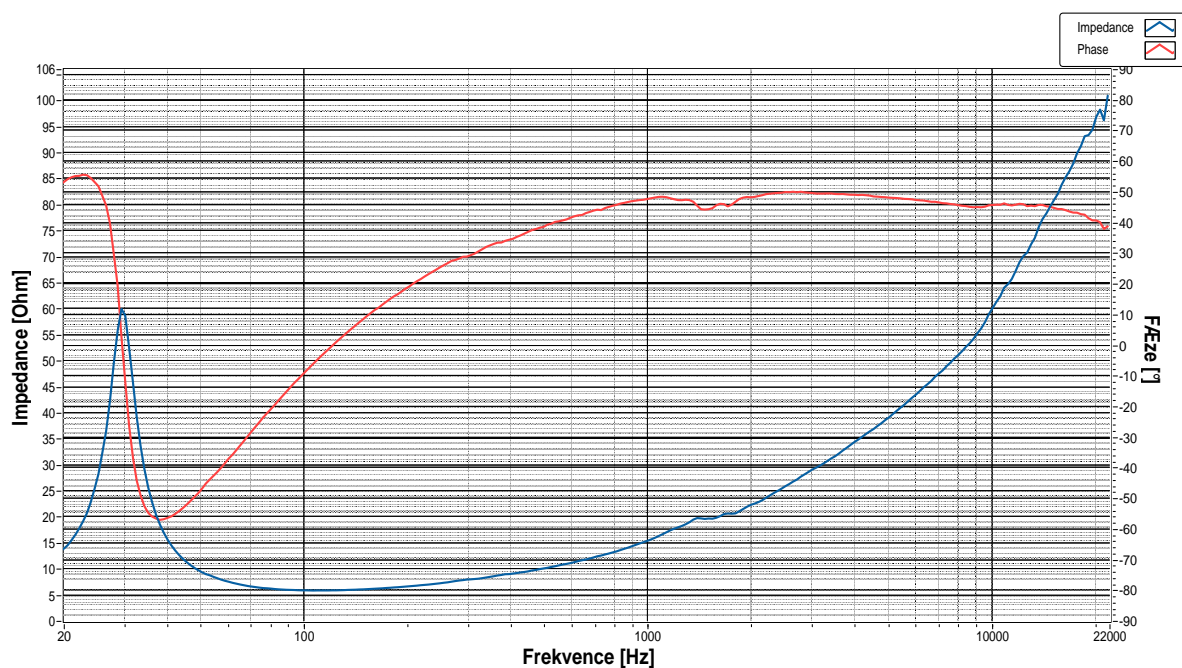
Následovalo měření impedanční charakteristiky s budícím výkonem $P_X = 1\text{ W}$ a snímacím rezistorem $R_S = 1\ \Omega$. Nejprve bylo provedeno měření bez přidané hmotnosti (obr. 7.11). Následně byla na membránu upevněna modelovací hmota o hmotnosti 31,23 g a měření bylo provedeno znovu. Impedanční charakteristiku se zatíženou membránou zobrazuje obr. 7.12. Pro srovnání je na obr. 7.13 je znázorněn průběh impedance při měření na snímacím rezistoru s hodnotou $100\text{ m}\Omega$ při zatížení membráně. Tyto dvě charakteristiky byly následně naimportovány do návrhového systému LEAP, kde byl na jejich základě vytvořen STD a TSL model a odvozeny parametry reproduktoru. V tab. 7.1 jsou následně tyto odvozené parametry pro jednotlivé modely zobrazeny a porovnány s parametry udávanými v datovém listu výrobce reproduktoru. Pro porovnání je také na obr. 7.10 uvedena impedanční charakteristika uvedená výrobcem.



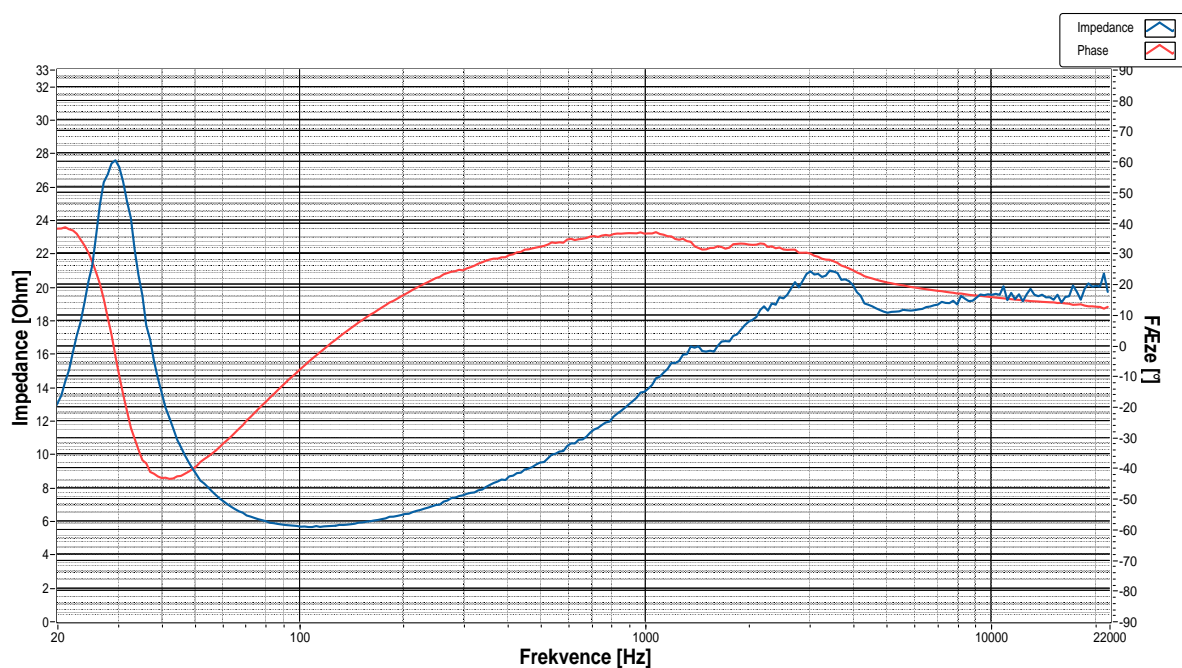
Obr. 7.10: Impedanční charakteristika reproduktoru B&C Speakers 18PS100-8 udávaná výrobcem



Obr. 7.11: Naměřená impedanční charakteristika reproduktoru B&C Speakers 18PS100-8,
 $R_S = 1 \Omega$, $P_X = 1 W$



Obr. 7.12: Naměřená impedanční charakteristika reproduktoru B&C Speakers 18PS100-8,
 $R_S = 1 \Omega$, $P_X = 1 W$, $m = 31,23 g$

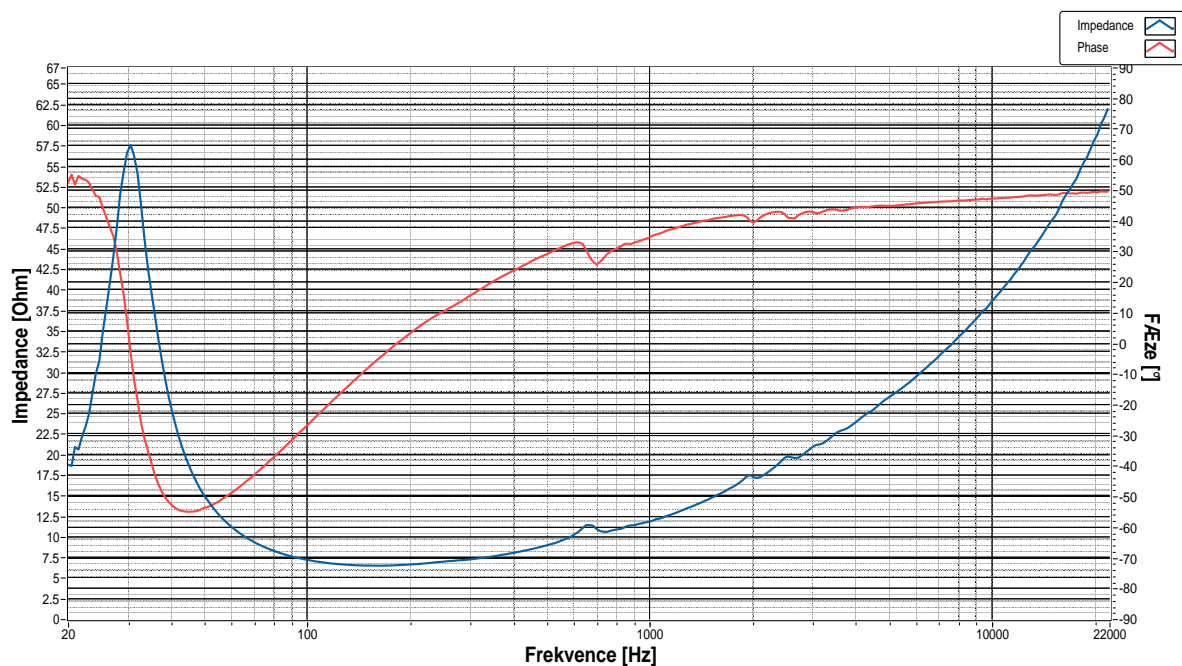


Obr. 7.13: Naměřená impedanční charakteristika reproduktoru B&C Speakers 18PS100-8,
 $R_S = 100\text{ m}\Omega$, $P_X = 1\text{ W}$, $m = 31,23\text{ g}$

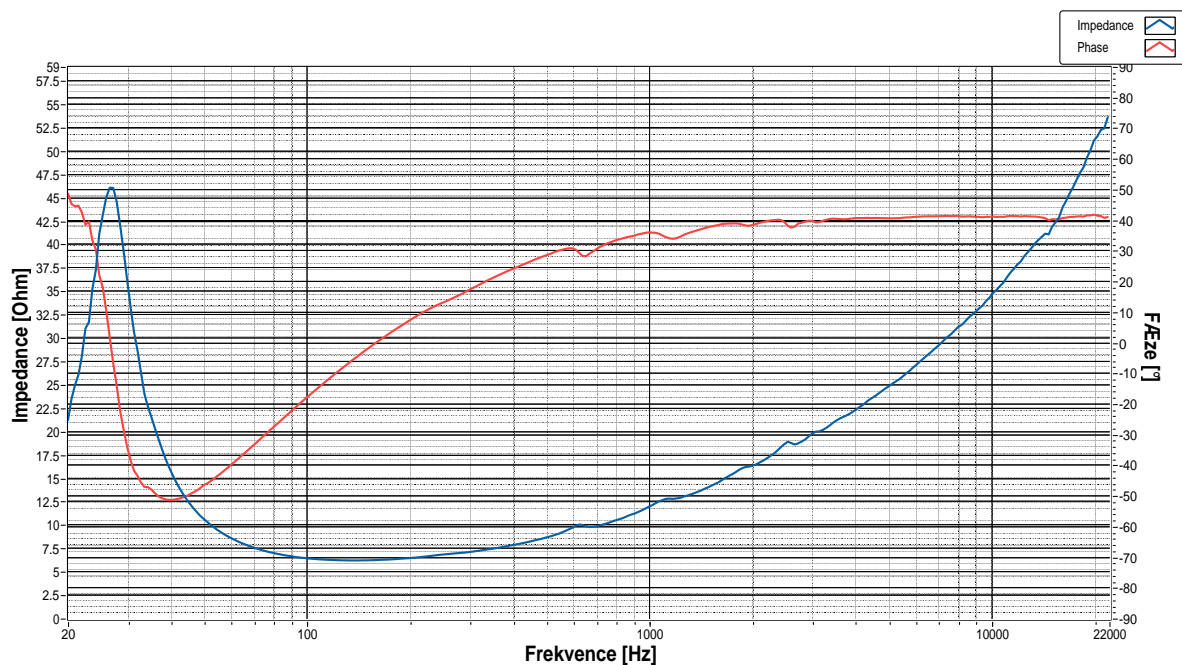
Parametr	Výrobce	STD model	TSL model
Znom [Ω]	8	8	8
Revc [Ω]	5,3	5,3	5,3
Sd [cm^2]	1210	1210	1210
Mmd [g]	-	234	209
Pmax [W]	700	700	700
Rtvc [$^{\circ}C/W$]	35,7	35,7	35,7
Xgap [mm]	11	-	11
Xcoil [mm]	21	-	21
Xmax [mm]	8	-	5
Rms [kg/s]	-	7,9	7
Mms [g]	202	258,575	233,168
Cms [m/N]	-	99E-6	108E-6
Vas [dm^3]	245	207,3	224,7
Fo [Hz]	30	31,3390	31,7
Qms	4,6	6,4130	6,6360
Qes	0,41	0,5720	0,5220
Qts	0,39	0,5250	0,4840
BL [T x m]	22,5	21,7235	21,7235
Levc [mH]	2,1	1,67	1,75
SPLo [dB]	96	92,35	93,2480
No [%]	1,6	1,0793	1,3274
Krm [Ohm]	-	-	2,0748
Erm	-	-	0,8870
Kxm [mH]	-	-	45,1419
Exm	-	-	0,6284

Tab. 7.1: Porovnání základních parametrů reproduktoru B&C Speakers 18PS100-8 uvedených výrobcem s odvozenými parametry – popis odvozených parametrů lze nalézt v lit.[10]

7.2.2 BEYMA 12BR70 (8 Ω)



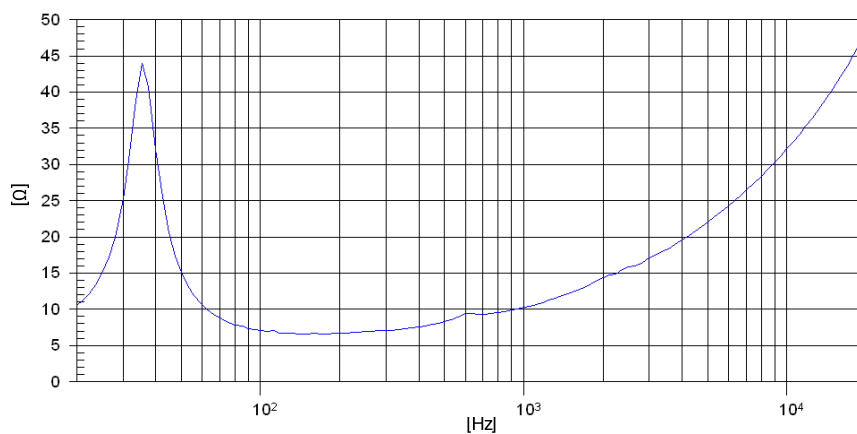
Obr. 7.14: Naměřená impedanční charakteristika reproduktoru BEYMA 12BR70, $R_S = 1\ \Omega$, $P_X = 1\text{ W}$, $m = 0\text{ g}$



Obr. 7.15: Naměřená impedanční charakteristika reproduktoru BEYMA 12BR70, $R_S = 1\ \Omega$, $P_X = 1\text{ W}$, $m = 21,30\text{ g}$

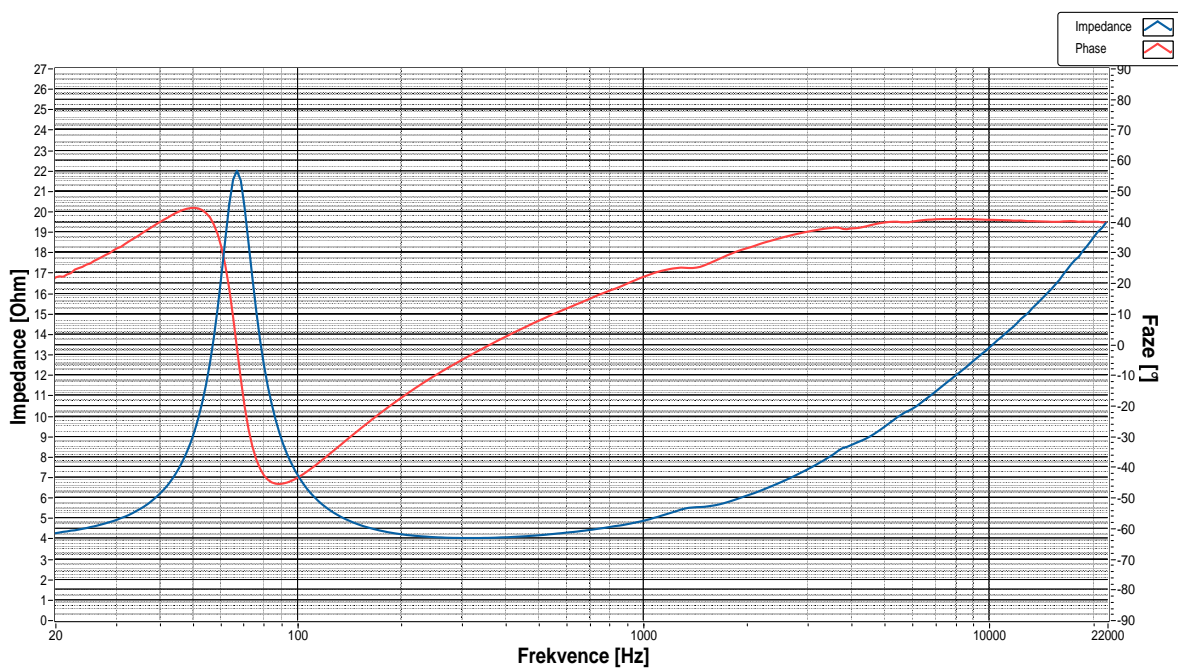
Parametr	Výrobce	STD model	TSL model
Znom [Ω]	8	8	8
Revc [Ω]	5,6	5,6	5,6
Sd [cm^2]	540	540	540
Mmd [g]	-	78,85	68,63
Pmax [W]	125	125	125
Rtvc [$^{\circ}C/W$]	-	2	2
Xgap [mm]	7	-	7
Xcoil [mm]	19	-	19
Xmax [mm]	8	-	6
Rms [kg/s]	3,3	4,9	4,01
Mms [g]	74	86,07	75,84
Cms [m/N]	345E-6	332E-6	364E-6
Vas [dm^3]	142	137,8	150,9
Fo [Hz]	31	29,74	30,27
Qms	4,44	3,280	3,60
Qes	0,56	0,436	0,39
Qts	0,5	0,436	0,35
BL [T x m]	12,1	14,38	14,38
Levc [mH]	0,85	0,88	1,15
SPLo [dB]	93	91,07	92,17
No [%]	0,76	0,804	1,06
Krm [Ohm]	-	-	6,2091E-3
Erm	-	-	737,8500E-3
Kxm [mH]	-	-	44,77
Exm	-	-	0,581

Tab. 7.2: Porovnání základních parametrů reproduktoru BEYMA 12BR70 uvedených výrobcem s odvozenými parametry

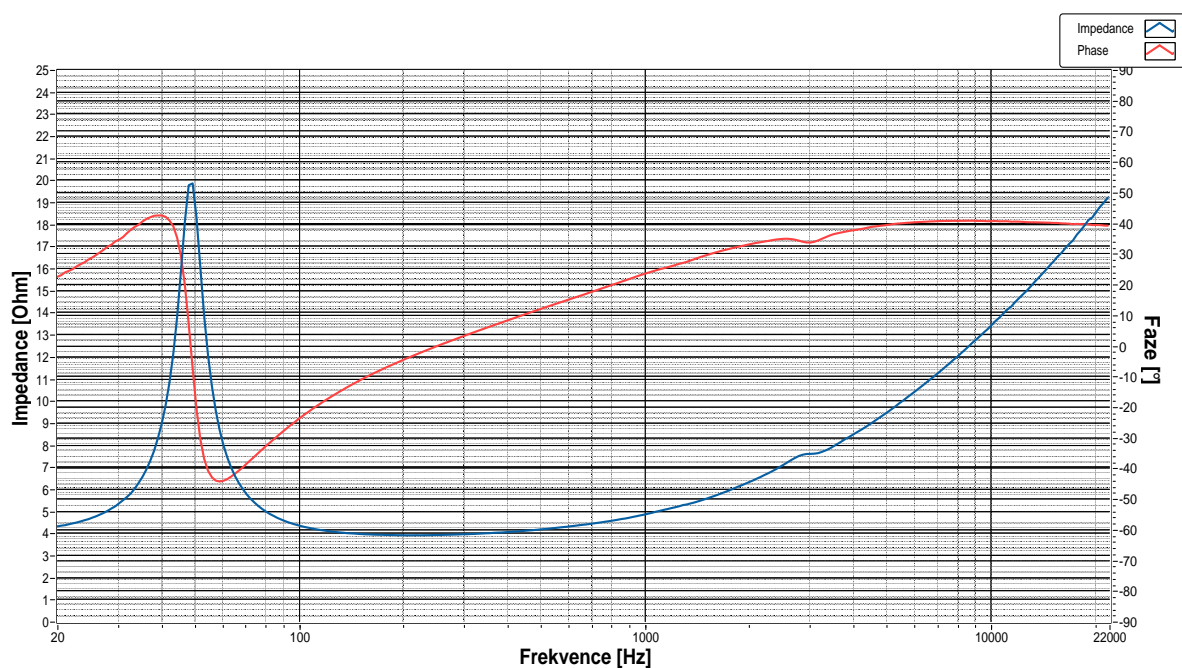


Obr. 7.16: Impedanční charakteristika reproduktoru BEYMA 12BR70 z datového listu výrobce

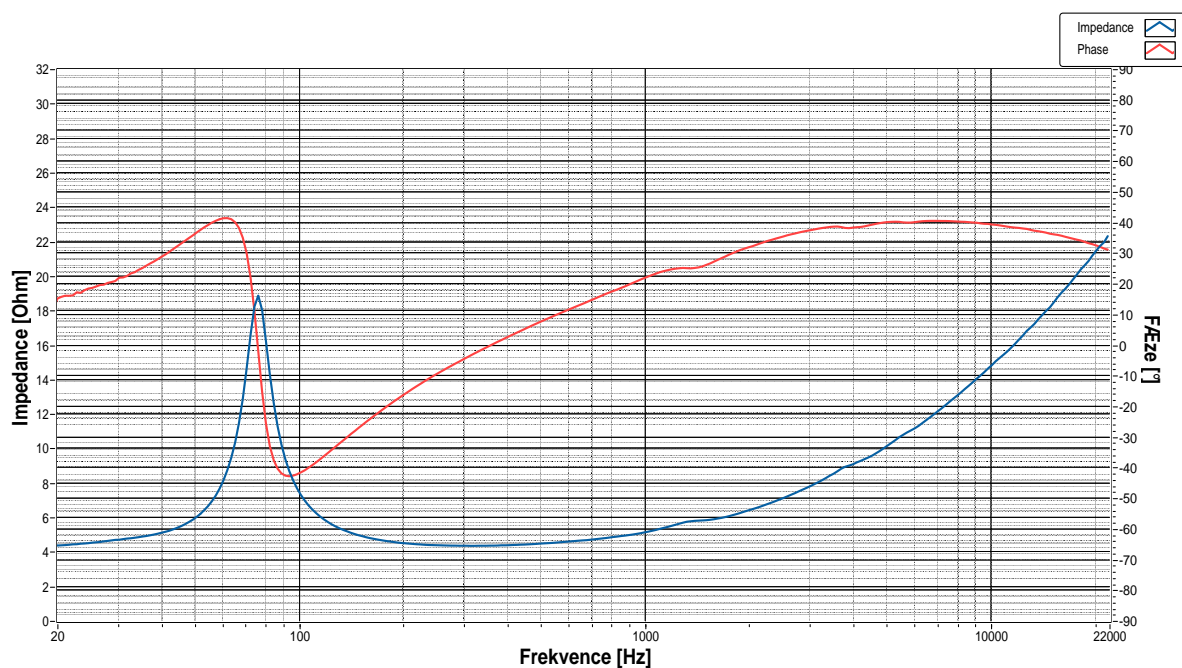
7.2.3 VISATON W130S (4 Ω)



Obr. 7.17: Naměřená impedanční charakteristika reproduktoru VISATON W130S, $R_S = 1 \Omega$, $P_X = 1 W$, $m = 0 g$

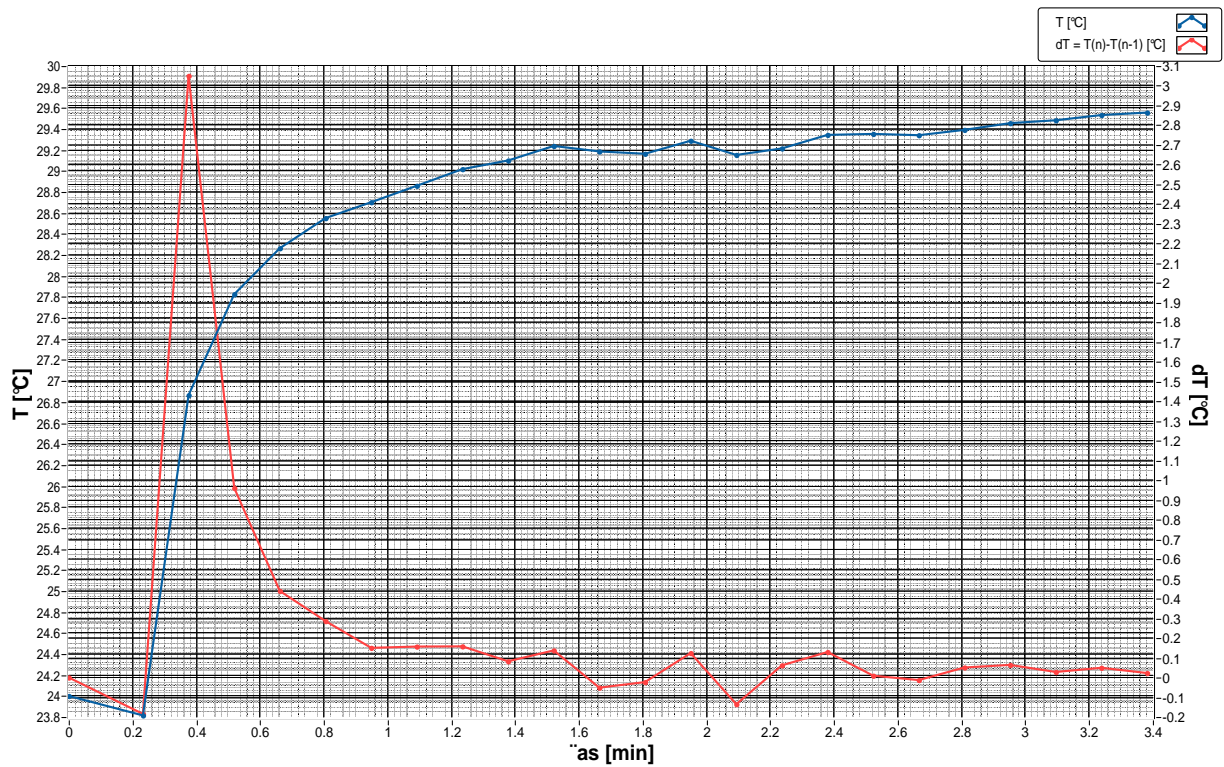


Obr. 7.18: Naměřená impedanční charakteristika reproduktoru VISATON W130S, $R_S = 1 \Omega$, $P_X = 1 W$, $m = 7,23 g$



Obr. 7.19: Naměřená impedanční charakteristika reproduktoru VISATON W130S, $R_S = 1 \Omega$, $P_X = 5 W$, $m = 0 g$

T,dT



Obr. 7.20: Průběh teploty kmitací cívky reproduktoru VISATON W130S, při budícím výkonu $P_X = 5 W$

Pro Tento model reproduktoru byl odvozen nejsložitější model LTD. K vypočtení jeho parametrů bylo zapotřebí 6-ti křivek – impedanční charakteristiky měřené při budícím výkonu $P_X = 1\text{ W}$ bez zatížení membrány a se zatížením 7,23 g a příslušné křivky průběhu napětí na svorkách reproduktoru během měření. Dále byla použita impedanční charakteristika na obr. 7.19 měřená při budícím výkonu $P_X = 5\text{ W}$ bez zatížení membrány po teplotním ustálení kmitací cívky (Obr.7.20) a příslušná charakteristika průběhu napětí na reproduktoru během měření. Srovnání parametrů z datového listu výrobce a parametrů odvozené pro modely TSL a LTD jsou zobrazeny v tabulce 7.3. Další doplňující parametry dostupné pouze pro model LTD zobrazuje tab. 7.4. Jednotlivé parametry jsou vysvětleny v lit. [10].

Parametr	Výrobce	TSL model	LTD model
Znom [Ω]	4	4	4
Revc [Ω]	3,5	3,5	3,5
Sd [cm^2]	74	74	74
Mmd [g]	-	7,4	6,86
Pmax [W]	50	50	50
Rtvc [$^{\circ}C/W$]	-	5	5
Xgap [mm]	4	4	4
Xcoil [mm]	8,5	8,5	8,5
Xmax [mm]	-	2,25	2,25
Rms [kg/s]	-	0,900	0,762
Mms [g]	5,4	7,76	7,15
Cms [m/N]	-	715,58E-6	809,31E-6
Vas [dm^3]	14	5,56	6,33
Fo [Hz]	50	67,53	66,25
Qms	2,54	3,659	3,901
Qes	0,55	0,753	0,7326
Qts	0,45	0,6240	0,6168
BL [T x m]	3,6	3,913	3,805
Levc [mH]	0,6	0,3308	0,3318
SPLo [dB]	87	85,445	85,81
No [%]	-	0,220	0,240
Krm [Ohm]	-	808,4E-6	0,205
Erm	-	0,816	0,802
Kxm [mH]	-	7,69E-3	5,1418
Exm	-	0,640	0,4365

Tab. 7.3: Porovnání základních parametrů reproduktoru VISATON WS130S uvedených výrobcem s odvozenými parametry

Parametr	Hodnota (LTD model)	Parametr	Hodnota (LTD model)
Xfrg [mm]	1,322	Trm [Delta/°C]	-0,154
Efrq [-]	6,5629	Kxm [H]	5,1418
BLo [TxM]	3,8747	Fxm [Hz]	3,0434E3
Ta [°C]	25	Dxm [-]	0,8125
Vs [V]	2	Vxm [-]	0,0299
Frm [Hz]	929,92	Txm [Delta/°C]	8,266E-3
Drm [-]	0,624	Krs [N·S/M]	5,6778
Vrm [-]	1,8459	Xrs [mm]	5,24
Tcs [Delta/°C]	-4,883E-3	Gcs [-]	0,6064
Drs [-]	2,1665	Ers [-]	0,333
Grs [-]	4,6129	Trs [Delta/°C]	-9,026E-3
Kcs [m/N]	767,63E-9	Xcs [mm]	3,23
Dcs [-]	1,0253	Ecs [-]	-14,9E-3

Tab. 7.4: Další doplňující parametry reproduktoru VISATON WS130S dostupné pro model LTD

8

Závěr

V průběhu prvních testů měřicího systému docházelo k častým náhodným poruchám vlastního hardwaru, které byly dány špatným stavem DPS po vlastním osazení a pájení – oxidace spojů, nečistoty, nedokonalé spoje. Tyto náhodné poruchy byly odstraněny důkladným očištěním DPS pod mikroskopem a následně přepájením konektorových spojů. Nicméně špatné provedení a stav DPS se projevilo na přesnosti měření. Při posledních testech také došlo ke zničení jednoho snímacího rezistoru s hodnotou $1\ \Omega$, kdy byl díky neopatrnosti během nastavení zisku zesilovače rezistor přetížen a ochranné obvody nezafungovaly. V době odevzdání této diplomové práce nebyl zjištěn důvod nefunkčnosti ochran, ale jednou z možností jsou špatně dimenzované rezistory v omezovači napětí, či nezjištěná závada některé součástky v bloku ochran, která mohla být způsobena během prvních poruch hardwaru.

Z výsledků provedených měření vyplývá, že v tuto chvíli je možno tímto navrženým měřicím systémem měřit pouze na snímacím rezistoru o velikosti $1\ \Omega$. S použitím nižších snímacích rezistorů roste chyba měření, která je daná především špatným návrhem a nedokonalostí DPS, kde se projevují parazitní přechodové odpory reléových spínačů a spojů DPS. Další příčiny chyb měření a možnosti jejich eliminaci jsou uvedeny v kapitole 7.1. Dále na desce plošných spojů v bloku impedančního oddělení dochází k 5% zkreslení vstupního signálu vlivem rušení z odděleného převodníku stejnosměrného napětí, které se i přes dodatečné úpravy DPS nepodařilo potlačit. Chybu měření při použití nižších snímacích rezistorů se podařilo snížit díky navržené softwarové kompenzaci využívající kalibrační konstanty, nicméně stále se nejedná o přesné a použitelné měření. Měření pouze se snímacím rezistorem o hodnotě $1\ \Omega$ nás omezuje v maximální možném budícím výkonu, který se pro $8\ \Omega$ Ohmový reproduktor pohybuje kolem $15\ \text{W}$. Dále není splněna podmínka optimálního výběru snímacího rezistoru, který má mít R_S hodnotu $10x - 100x$ menší než měřená zátěž.

Pro další vývoj měřicího systému a zpřesnění měření je nezbytný nový a precizní návrh DPS. Dále by bylo vhodné změnit měřicí zapojení a měřit napěťový úbytek přímo na snímacím rezistoru.

Největším přínosem diplomové práce je vlastní měřicí aplikace navržená ve vývojovém

prostředí Labview. Tato aplikace umožňuje jak automatizované měření impedančních charakteristik pro libovolný počet budících výkonů, tak i možnost sledování teploty kmitací cívky pomocí zahřívací sekvence před vlastním měřením. Výstupem aplikace jsou dva textové soubory, obsahující kromě naměřených dat i detailní informace o měření – datum a čas, výrobce a model reproduktoru, použitý snímací rezistor, budící výkon, přidaná hmotnost, teplota kmitací cívky před a po měření.

Výsledky řešení diplomové práce lze stručně shrnout do následujících bodů:

- byly stanoveny požadavky na impedanční charakteristiku pro využití v návrhovém systému LEAP
- byl navržen a zrealizován měřící řetězec vč. realizace vlastního hardwaru a softwaru
- bylo zrealizováno měření impedančních charakteristik (včetně zahřívací sekvence)
- byly odvozeny a vypočteny parametry modelů reproduktorů z naměřených charakteristik v návrhovém systému LEAP

Literatura

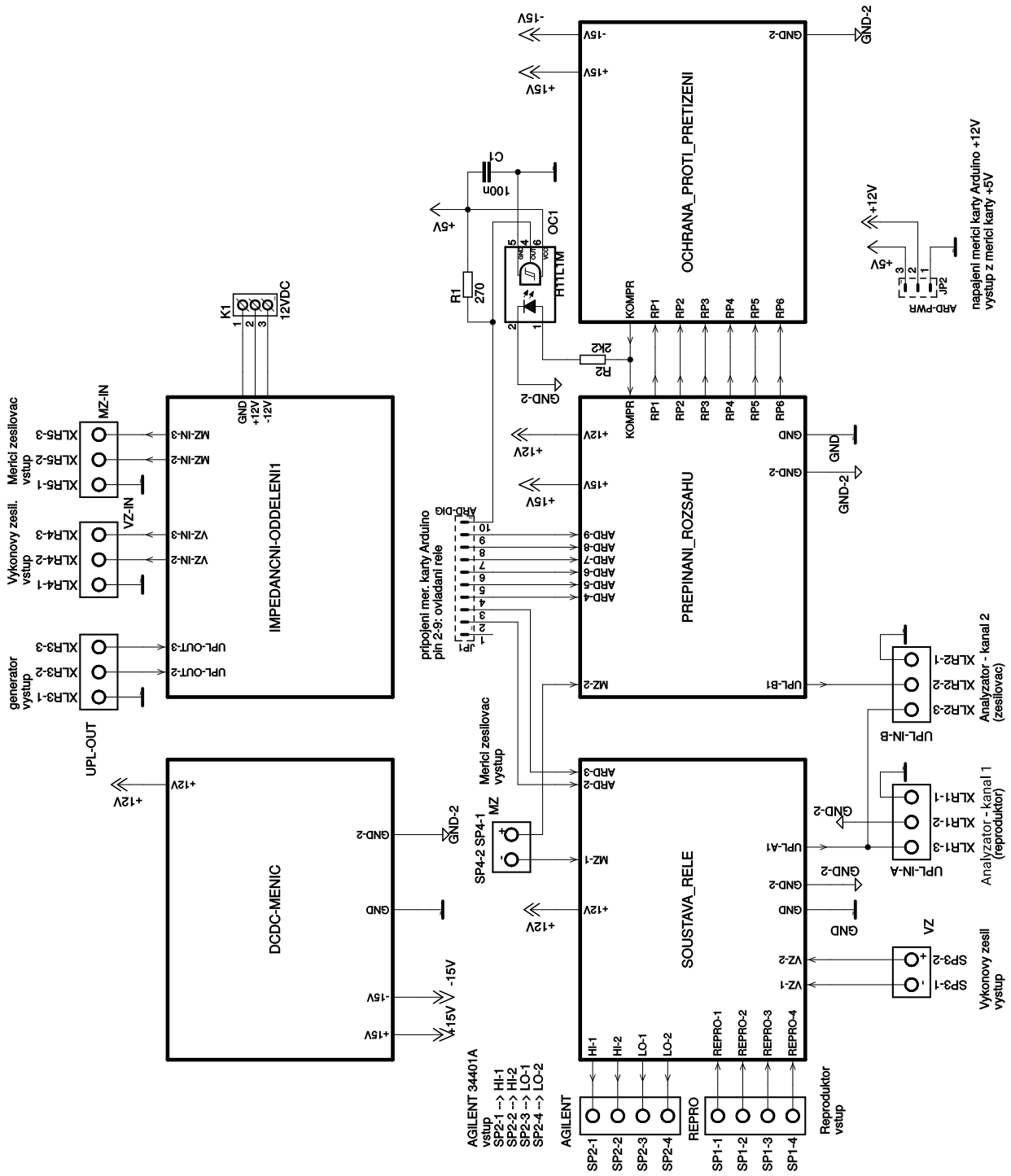
- [1] Ronny Andersson. *Loudspeaker voice-coil temperature estimation*. Lulea, 2008.
- [2] Niels Elkjaer Iversen. *Introduction to loudspeaker modelling and design*. Kongens Lyngby, 2014.
- [3] John King. *Loudspeaker voice coils*. J. Audio Eng. Soc., 18(1):34–43, February 1970.
- [4] A.N. Thiele. *Loudspeakers in vented boxes: Part 1*. J. Audio Eng. Soc., 19(5):382,392, May 1971.
- [5] A.N. Thiele. *Loudspeakers in vented boxes: Part 2*. J. Audio Eng. Soc., 19(6):471-483, June 1971.
- [6] Richard H. Small. *Direct-radiator loudspeaker system analysis*. J. Audio Eng. Soc., 20(5):383–395, June 1972.
- [7] John Vanderkooy. *A model of loudspeaker driver impedance incorporating eddy currents in the pole structure*. J. Audio Eng. Soc., 37(3):119-128, March 1980.
- [8] Julian R. Wright. *An empirical model for loudspeaker motor impedance*. J. Audio Eng. Soc., 39(10):749-754, October 1990.
- [9] W. Marshall Leach Jr.. *Loudspeaker voice-coil inductance losses: Circuits models, parameter estimation, and effect on frequency response*. J. Audio Eng. Soc., 50(6):442-450, June 2002.
- [10] LINEARX SYSTEMS INC. *LEAP EnclosureShop Reference Manual, release 5 USA*, February 25, 2003.
- [11] K. Thorborg, A.D. Unruh, Ch.J. Struck. *An improved electrical equivalent circuit model for dynamic moving coil transducer*. J. Audio Eng. Soc., May 2007
- [12] SB-Acoustic. *Technical note - measuring Thiele-Small parameters*.
- [13] Ivo Mateljan, Marjan Sikora . *Estimation of loudspeaker driver parameters*. Acoustical Society of Croatia, 14 September 2012

- [14] Gottfreid Behler. *Measuring the loudspeaker's impedance during operation for the derivation of the voice coil temperature*. In Audio Eng. Soc. Preprint, number 4001 in 98th AES Convention, Paris, France, February 1995
- [15] LEAP software. Dostupné z:
<http://www.linearx.com/products/software/LEAP5/LEAP5'01.htm>
- [16] Daniele Ponteggia. *Loudspeaker Electrical Impedance Measurements Methods: A Brief Review*. J. Audio Eng. Soc., October 2014
- [17] Christopher J. Struck. *Determination of the Thiele-Small Parameters Using Two-Channel FFT Analysis*. J. Audio Eng. Soc., March 1987
- [18] S. Temme, T. Scott. *Advances in Impedance Measurement of Loudspeakers and Headphones*. J. Audio Eng. Soc., October 16, 2013
- [19] Clifford A. Henriksen. *Heat-Transfer Mechanisms in Loudspeakers: Analysis, Measurement and Design*. J. Audio Eng. Soc., March 1986
- [20] Clifford A. Henriksen. *Heat-Transfer Mechanisms in Loudspeakers: Analysis, Measurement and Design*. J. Audio Eng. Soc., October 1987
- [21] C. Bortoni, R. Bortoni, F. Noceti, S. Sidnei. *Real-Time Voice-Coil Temperature and Cone Displacement Control of Loudspeakers*. J. Audio Eng. Soc., October 1, 2004
- [22] Ting Ye. *Precision Full-Wave Rectifier, Dual-Supply*. Texas Instruments Incorporated, December 2013
- [23] Rohde&Schwarz. *AUDIO ANALYZER R&S UPL/UPL16/UPL66 - operating manual*. Printed in the Federal Republic of Germany

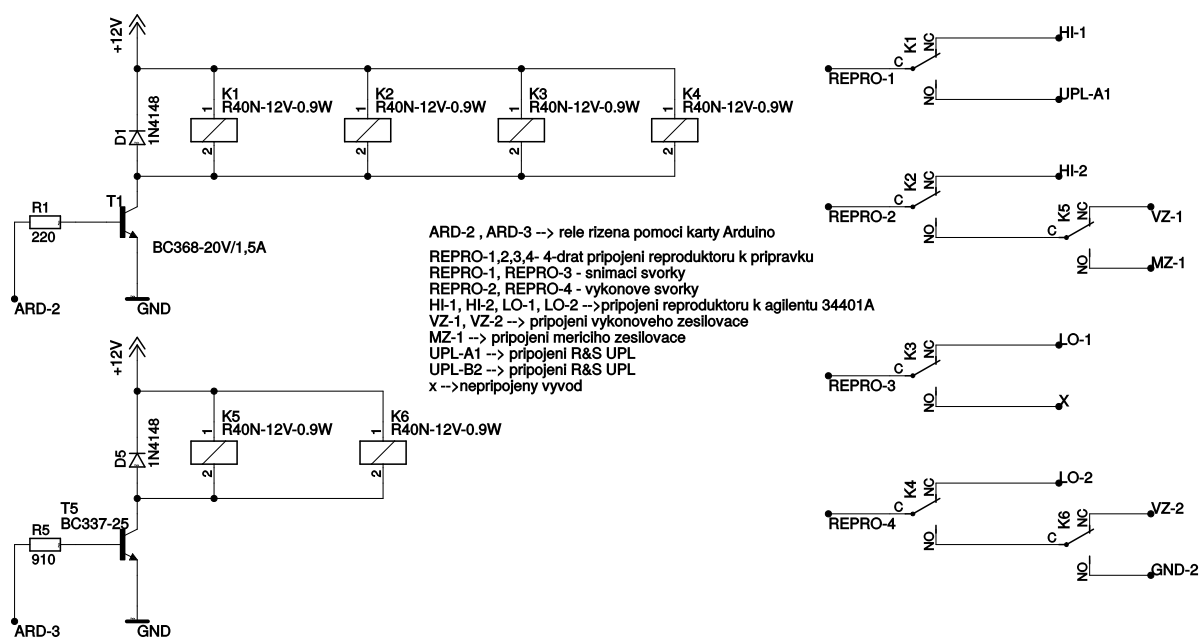
Příloha A

Schémata zapojení

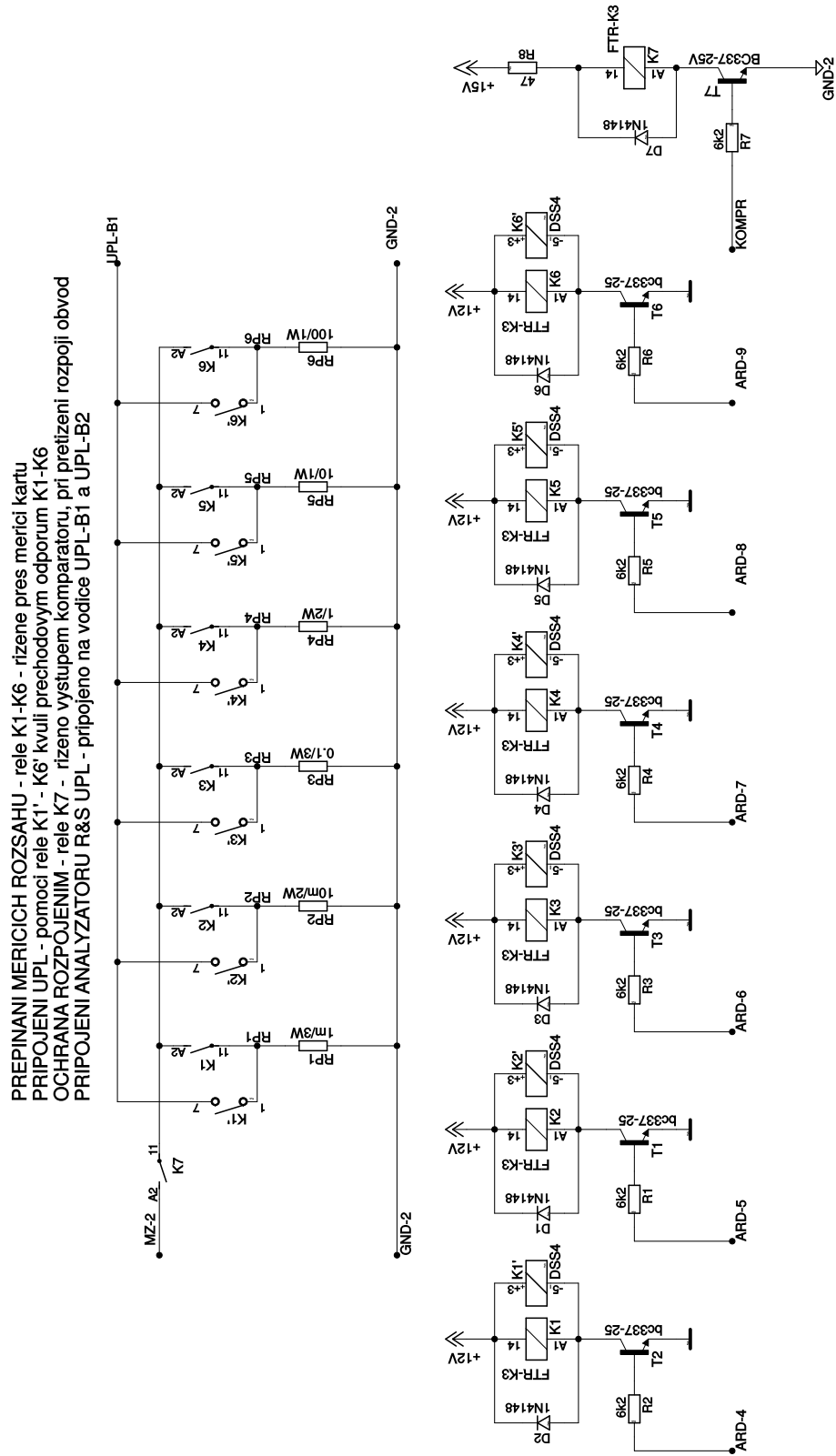
A.1 Návrh vlastního měřicího přípravku



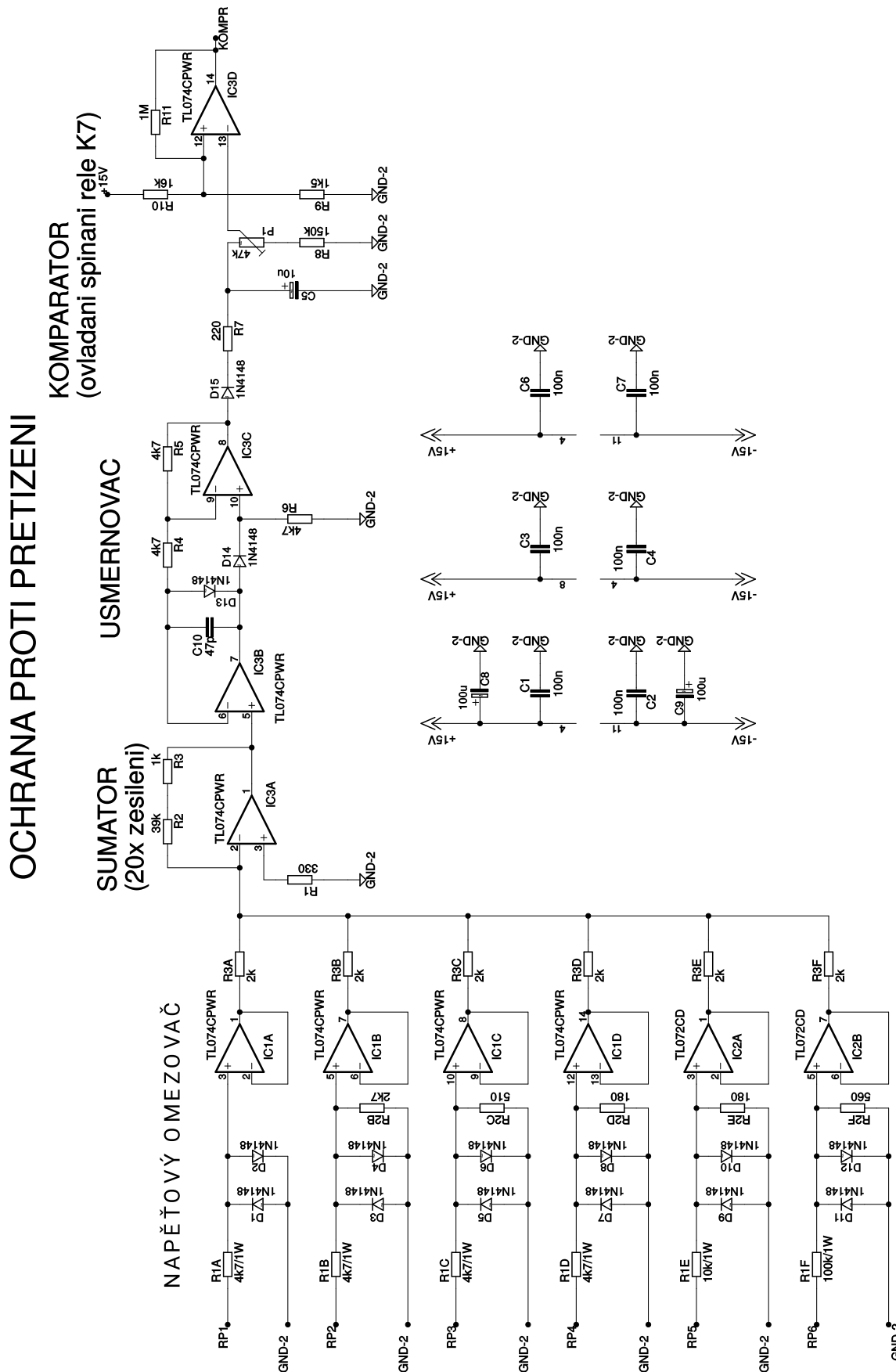
Obr. A.1: Celkové zapojení měřícího přípravku rozdělené do jednotlivých bloků



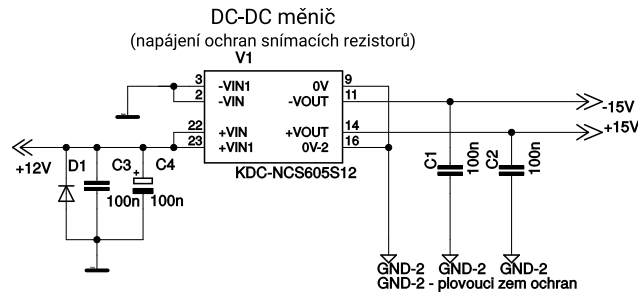
Obr. A.2: Zapojení soustavy relé pro přepínání měřících přístrojů



Obr. A.3: Zapojení snímacích rezistorů



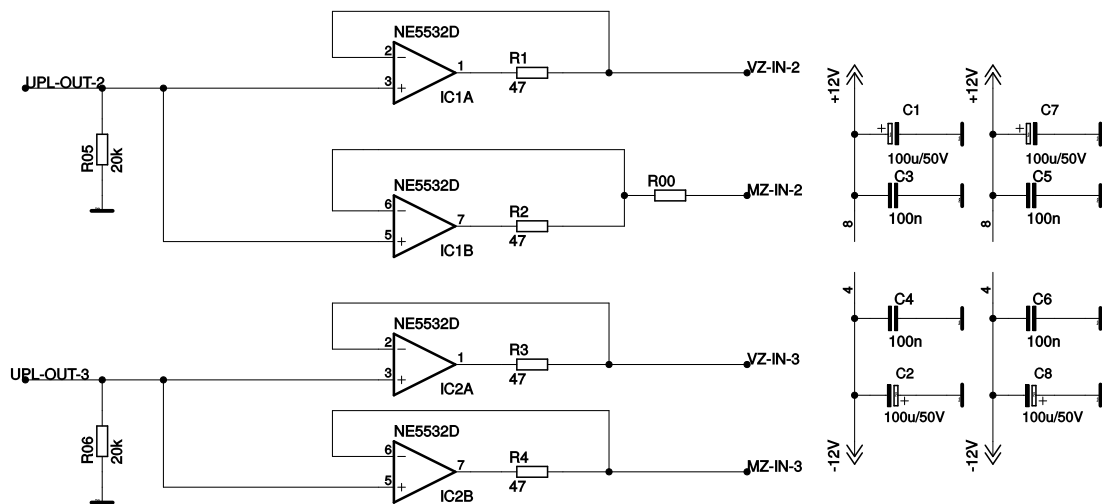
Obr. A.4: Zapojení ochran snímacích rezistorů



Obr. A.5: Zapojení odděleného převodníku stejnosměrného napětí

IMPEDANČNÍ ODDELENÍ

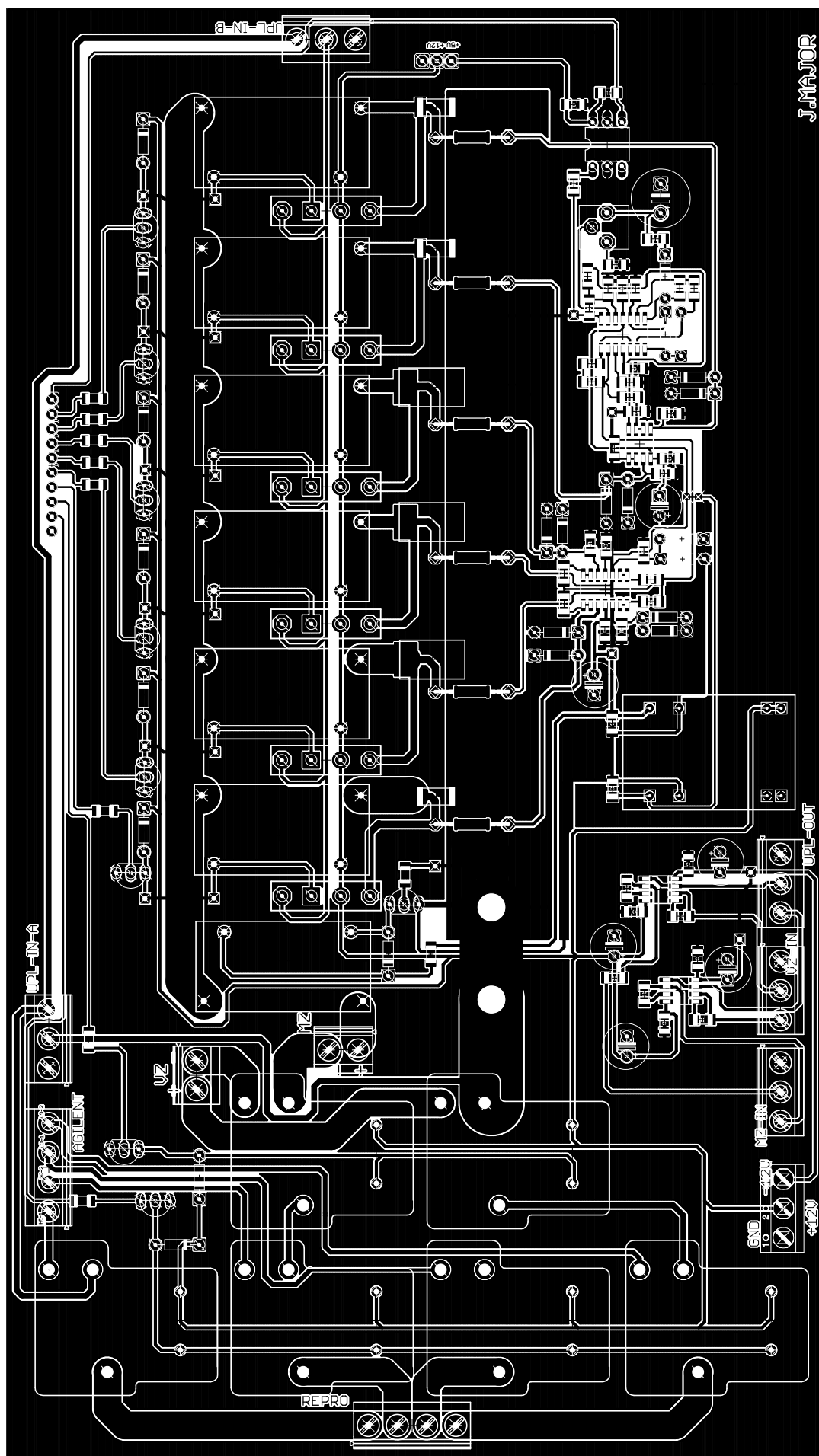
odděluje vysokoimpedanční výstup R&S UPL (UPL-OUT) a vstupy zahrivacího a měřicího zesilovace (ZZ-IN, MZ-IN)



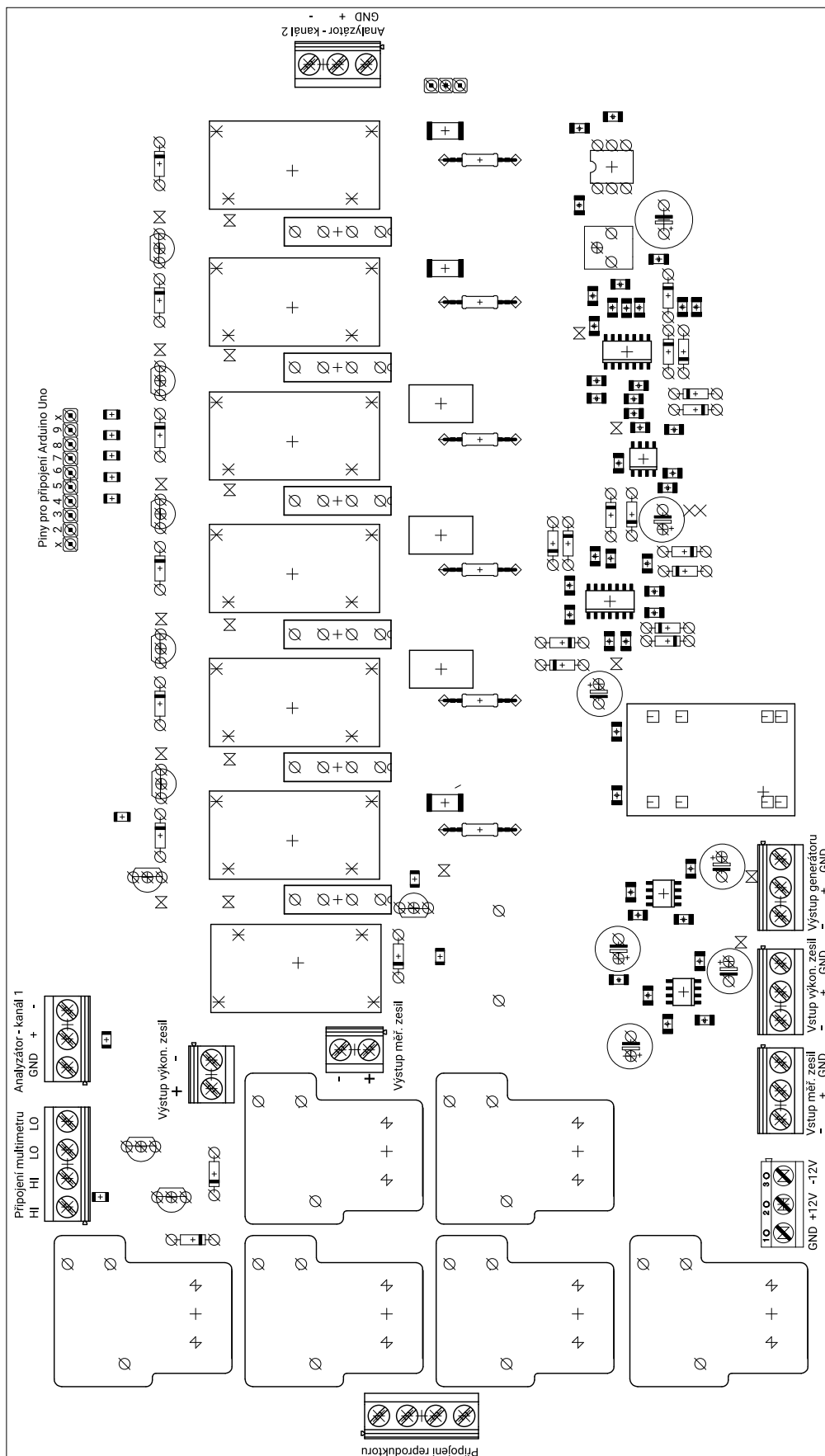
Obr. A.6: Zapojení impedančního oddělení výstupu generátoru a vstupu zesilovače

Příloha B

Deska plošných spojů



75
Obr. B.1: Návrh desky plošných spojů

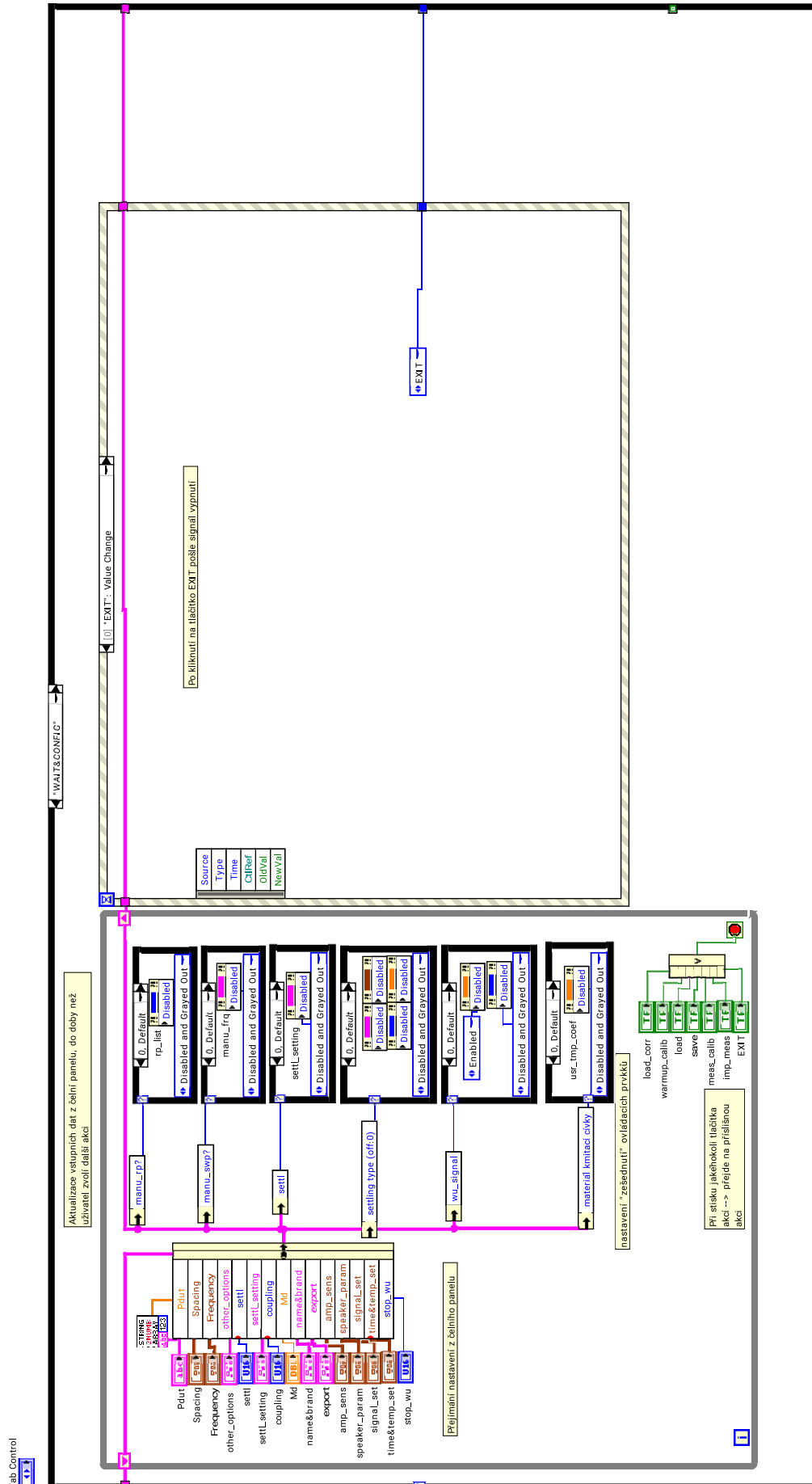


Obr. B.2: Osazení DPS

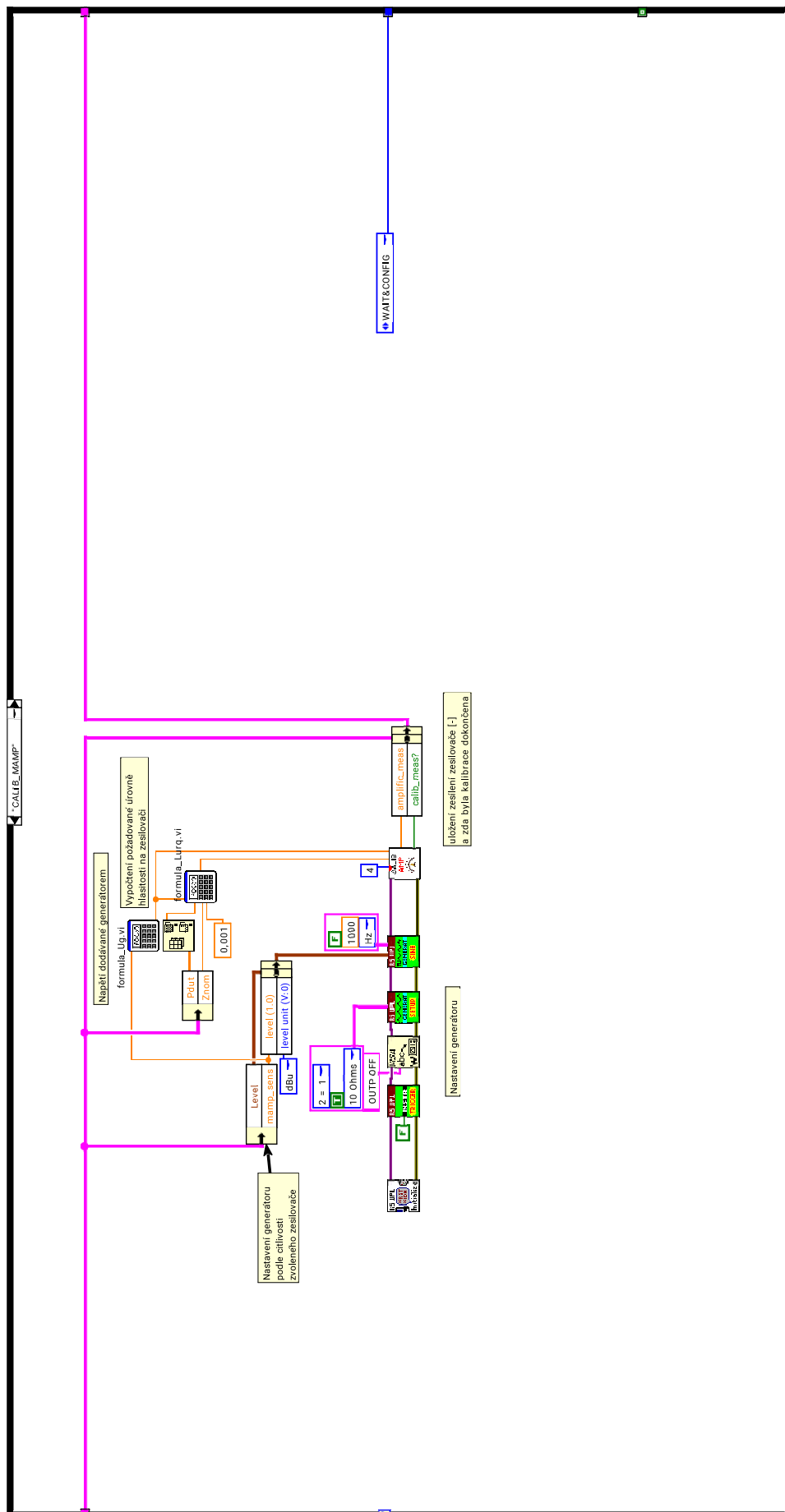
Příloha C

Ukázka blokového diagramu navržené měřicí aplikace

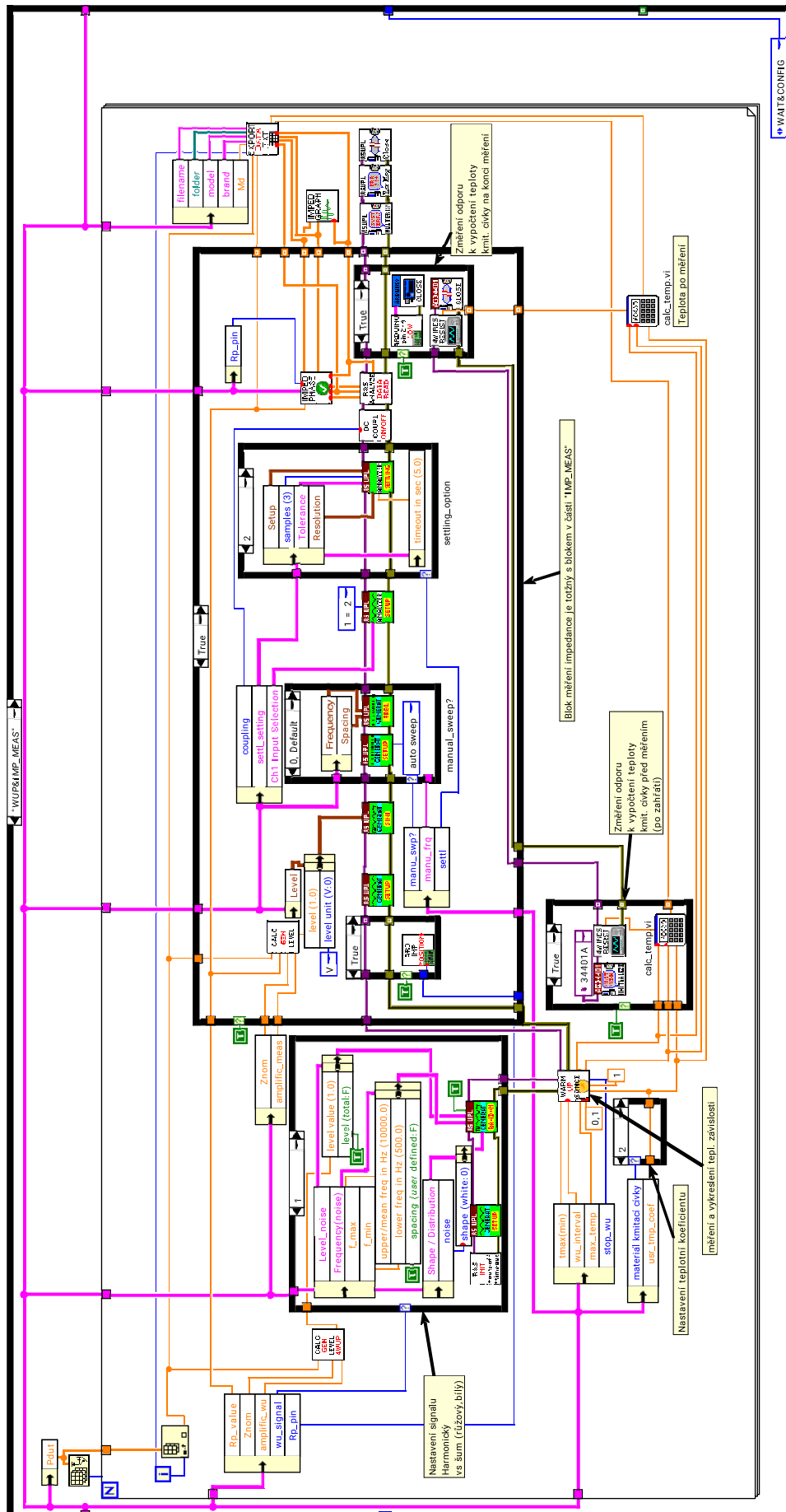
V této příloze jsou z důvodu rozsáhlosti navržené měřicí aplikace zobrazeny pouze nejdůležitější části.



Obr. C.1: Čekání na akci uživatele a čtení hodnot z čelního panelu



Obr. C.2: Kalibrace zesilovače



Obr. C.3: Měření impedanční charakteristiky včetně zahřívací sekvence