



**ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE**

**Fakulta Elektrotechnická**

**Katedra Telekomunikační techniky**

Optimalizace měření parametrů  
symetrických vedení

květen 2016

Vypracoval:

Bc. Michal Hajný

Vedoucí práce:

doc.Ing. Jiří Vodrážka, Ph.D.

## **Čestné prohlášení**

Prohlašuji, že jsem zadanou diplomovou práci zpracoval sám s přispěním vedoucího práce a konzultanta a používal jsem pouze literaturu v práci uvedenou. Dále prohlašuji, že nemám námitek proti půjčování nebo zveřejňování mé diplomové práce nebo její části se souhlasem katedry.

Datum: 27. 5. 2016

.....

podpis diplomanta

## **Poděkování**

Tímto bych chtěl, poděkovat vedoucímu práce doc. Ing. Jiřímu Vodrážkovi, Ph.D za poskytnutí mnoha odborných rad, konzultace, věcné připomínky, a pomoc při vypracování této diplomové práce.

České vysoké učení technické v Praze  
Fakulta elektrotechnická

katedra telekomunikační techniky

## ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

Student: **Bc. Hajný Michal**

Studijní program: Komunikace, multimédia a elektronika  
Obor: Sítě elektronických komunikací

Název tématu: **Optimalizace měření parametrů symetrických vedení**

Pokyny pro vypracování:

Seznamte se s používanými postupy a technikou pro měření parametrů symetrických vedení. Analyzujte chybu měření pro tyto situace: měření sekundárních parametrů elektricky krátkých vedení, měření při nízkých kmitočtech (typicky desítky kHz), vliv symetizačních transformátorů na měření charakteristické impedance. Použijte známé modely vedení a symetizačních transformátorů, navrhnete zlepšení postupu při kalibraci a korekci naměřených výsledků.

Seznam odborné literatury:

- [1] Vodrážka, J. : Přenosové přístupové systémy. Cvičení. Vydavatelství ČVUT. Praha 2006.
- [2] Standardy TIA.
- [3] Firemní dokumentace Nort Hills a R&S.

Vedoucí: doc. Ing. Jiří Vodrážka, Ph.D.

Platnost zadání: do konce letního semestru 2015/2016



prof. Ing. Boris Šimák, CSc.  
vedoucí katedry

prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.  
děkan

V Praze dne 13. 11. 2014

**Anotace:**

Tato diplomová práce se zabývá postupy a technikou pro měření parametrů symetrických vedení. Hlavním cílem této práce je analyzování chyb vyskytujících se při měřeních a jejich následná korekce (optimalizace). Pro měření byl použit měřicí přístroj firmy Rhode & Schwarz ZVRE s využitím známých modelů vedení a symetrizačních transformátorů.

**Klíčová slova:**

ABCD Parametry, S-parametry, Symetrizační transformátory, Impedance, Chyba měření

**Summary:**

This diploma thesis deals with the procedures and techniques for measuring parameters of symmetrical lines. The main objective of this thesis is to analyze the errors occurring during measurements and their subsequent correction (optimization). For measuring was used measuring instrument of the company Rhode & Schwarz ZVRE using known models of lines and symmetrization transformers.

**Index terms:**

ABCD Parameters, S-parameters, Symmetrization transformers, Impedation, Measurement error

# Obsah

1	Úvod.....	3
2	Metody popisu elektrických soustav.....	4
2.1	S-parametry.....	4
2.1.1	Význam koeficientů.....	4
2.1.2	Matice S-parametrů.....	4
2.2	Z Parametry.....	5
2.3	ABCD Parametry.....	5
2.3.1	Příklad výpočtu kaskádní ABCD matice.....	7
3	Použité měřicí vybavení.....	9
3.1	Měřicí přístroje.....	9
3.1.1	Jednouúčelové testery.....	9
3.1.2	Modulární přístroje.....	9
3.1.3	Vektorový obvodový analyzátor.....	9
3.2	Symetrizační transformátory.....	10
3.2.1	Obecné náhradní schéma sdělovacího transformátoru.....	11
3.2.2	Náhradní schéma dle výrobce transformátoru.....	12
3.2.3	Náhradní schéma pro nízké kmitočty.....	13
3.3	Měřené kabely.....	14
3.3.1	UTP.....	14
3.3.2	SYKFY.....	15
4	Výsledky a postup měření.....	16
4.1	Postup měření.....	16
4.1.1	Nastavení měřicího přístroje a příprava kabeláže.....	16
4.1.2	Autokalibrace.....	16
4.1.3	Manuální kalibrace.....	17
4.1.4	Kalibrace SOLT.....	17

4.2	Výsledky měření kabeláže .....	18
4.2.1	Měření s manuální kalibrací .....	18
4.2.2	Měření s autokalibrací .....	18
4.2.3	Porovnání naměřených výsledků kabeláže .....	19
4.3	Výsledky měření náhradních parametrů transformátoru.....	22
4.3.1	Měření naprázdno, parametr S11 .....	23
4.3.2	Měření nakrátko, parametr S11 .....	24
4.4	Výsledky modelování transformátoru .....	25
4.4.1	Náhradní schéma dle výrobce transformátoru .....	25
4.4.2	Náhradní schéma pro nízké kmitočty .....	28
4.4.3	Obecné náhradní schéma sdělovacího transformátoru .....	29
4.4.4	Shrnutí použitých modelů .....	32
4.5	Použití modelů ke korekci měřených parametrů vedení .....	34
4.5.1	Korekce zvlnění .....	34
4.5.2	Kaskáda transformátorů s vedením.....	35
4.5.3	Měření charakteristické impedance .....	36
5	Závěr .....	37
	Literatura.....	38
A	Seznam použitých obrázků .....	41
B	Seznam použitých tabulek .....	43
C	Seznam použitých zkratk .....	44
D	Grafy .....	46
E	Obsah přiloženého CD .....	50



# 1 Úvod

Metalická vedení v současné době stále zaujímají významnou roli mezi přenosovými médii, a to hlavně v oblasti přenosu na krátkou vzdálenost. Z tohoto důvodu jsem se rozhodl blíže seznámit s postupy a technikou, které se využívají při měření symetrických vedení. Součástí této práce je vlastní měření, při kterém jsou analyzovány chyby vznikající např. při měření sekundárních parametrů elektricky krátkých vedení, měření při nízkých kmitočtech (typicky desítky kHz) a vliv symetrizačních transformátorů na měření charakteristické impedance. Cílem této práce je navrhnout možná zlepšení (optimalizaci) postupu při kalibraci a korekci naměřených výsledků.

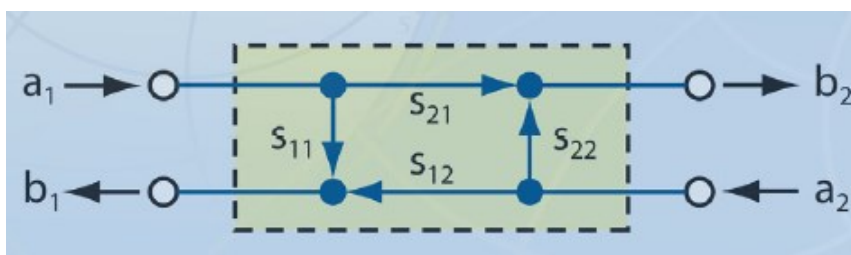
## 2 Metody popisu elektrických soustav

Z frekvenčního hlediska obvody dělíme na nízkofrekvenční a vysokofrekvenční. U nízkofrekvenčních obvodů je vlnová délka často větší než skutečná velikost obvodu a proto tyto obvody můžeme popsat jako systém aktivních a pasivních prvků, které lze charakterizovat impedancí či admitancí. Tj. pro popis soustavy jsou využity  $Z$ ,  $Y$  nebo  $h$  parametry. Pokud stejný princip aplikujeme na vysokofrekvenční obvody tak zjistíme, že takovýto popis je obtížný, protože rozměry obvodu ve srovnání s vlnovou délkou nejsou dostatečně malé. [1]

K popisu vysokofrekvenčních obvodů se používá obvodová analýza, která je založena na matematickém popisu známého obvodu, jejíž výstupem bývá soustava rovnic charakterizujících daný obvod. Mezi nepoužívanější metody patří popis pomocí ABCD nebo S-parametrů. [1]

### 2.1 S-parametry

S-parametry popisují vztah mezi vstupy a výstupy  $n$ -portového obvodu na základě vyjádření amplitudy a fáze. Ve srovnání s ostatními parametry se měří ve stavu přizpůsobení k normálové impedanci. [21]



Obrázek 1 Schematické vyobrazení S-parametrů na 2 portovém obvodu [12]

#### 2.1.1 Význam koeficientů

S-parametry 2 portové soustavy vyobrazené na obr. č. 1 lze jednoduše odvodit zavedením nových proměnných. [2] Tyto proměnné reprezentují tzv. normalizované komplexní napětíové vlny působící na  $n$ -portový obvod, kde  $\mathbf{a}_x$  značí vlnu dopadající (vstupní) a  $\mathbf{b}_x$  vlnu odraženou. Tyto variabilní složky lze vypočítat pomocí napětí, proudu a vztažné impedance na příslušném portu DUT (Device Under Test). Po dopočtení těchto prvků můžeme následně odvodit dílčí S-parametry. U těchto parametrů ( $S_{XY}$ ) první koeficient  $X$  značí port, na kterém sledujeme odezvu na budící signál, a druhý koeficient  $Y$  značí přiložený port. V případě  $X = Y$  se jedná o odražený signál na stejném portu. [2]

#### 2.1.2 Matice S-parametrů

Matice S-parametrů reprezentuje matematické vyjádření popisující šíření energie přes  $n$ -portový obvod. Velikost této matice je stanovena podle celkového počtu portů. Na základě tohoto přístupu jsme schopni popsat chování a vlastnosti libovolného obvodu. U některých dvouportových obvodů navíc můžeme využít reciprocity (vzájemnosti). V takovémto případě je hlavní diagonála symetrická tj. parametr  $S_{21}$  je roven parametru

$S_{12}$  . Typickým příkladem dvouportového recipročního obvodu je přenosové vedení (UTP, SYKFY...) či symetrizační transformátory [3]. Způsob maticového zápisu pro 2 portový obvod je uveden v rovnici č. 1.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

Jednotlivé S-parametry se pak stanoví takto [2]

$$s_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \text{Vstupní koeficient odrazu (} a_2 = 0 \text{)} \quad (2)$$

$$s_{12} = \frac{b_1}{a_2} = \text{Zpětný přenosový koeficient (} a_1 = 0 \text{)} \quad (3)$$

$$s_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \text{Přenosový koeficient (} a_2 = 0 \text{)} \quad (4)$$

$$s_{22} = \frac{b_2}{a_2} = \text{Výstupní koeficient odrazu (} a_1 = 0 \text{)} \quad (5)$$

## 2.2 Z Parametry

Z parametry charakterizují chování (lineárního) testovaného obvodu v impedanční doméně. Na rozdíl od S-parametrů jsou jednotlivé koeficienty  $Z_{11}$  ,  $Z_{12}$  ,  $Z_{21}$  a  $Z_{22}$  definovány pomocí napětí a proudu dle vzorec č. 6.

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (6)$$

Převod Z parametrů na ABCD parametry je možné provést na základě vzorce č. 7 [21]

$$Z = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \Rightarrow ABCD = \frac{1}{Z_{21}} \cdot \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{11} \cdot Z_{22} - Z_{12} \cdot Z_{21} \\ 1 & Z_{22} \end{bmatrix} \quad (7)$$

## 2.3 ABCD Parametry

ABCD parametry byly původně určeny k popisu chování, případně modelování přenosových vedení. S postupem času se tento druh parametrů začal uplatňovat i v jiných odvětvích, protože díky nim bylo možné dosáhnout výrazného zjednodušení některých obvodů. Hlavní výhodou oproti S-parametrům je možnost snadného řetězení (kaskády) jednotlivých matic. Případně při modelování je vhodné danou matici sestavit na základě běžných elektronických součástek, jako jsou odpory, indukty, kapacitory, transformátory atd. U S-parametrů lze dané matice rovněž sestavit do kaskády, ale

takovýto postup je velice náročný. Oproti tomu nevýhodou ABCD parametrů je omezenost na 2 portového elektrického soustavy (obvody). V případě S parametrů lze matici sestavit na základě poměru vstupních a výstupních komplexní napěťových vln libovolného n-portového obvodu. U ABCD parametrů matici sestavujeme na základě poměru napětí a proudu 2 portového obvodu. [22] Obecný vzorec pro výpočet ABCD parametrů je uveden v rovnici č. 8.

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

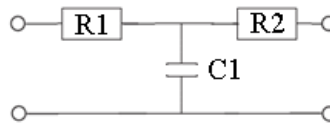
Rozhodneme-li se pro modelování na základě elektronických prvku, je vhodné tyto parametry nejprve převést na Z (Y) parametry. Tímto dostaneme kaskádu, která se z obvodového hlediska jeví jako kaskáda impedancí (admitancí). Postup výpočtu ABCD matice je popsán v následujícím bodě 2.3.1. Další výhodou ABCD parametrů je možnost kaskády několika výsledných matic za účelem modelování celkového obvodu. Typickým případem je kaskáda vstupní impedance generátoru, symetrizačního transformátoru, úseku vedení, symetrizačního transformátoru a zátěže. Při vynásobení jednotlivých matic dostaneme výslednou matici, na základě které je možné zjistit vstupní, výstupní impedanci, přenos atd.

	[Z]	[Y]	[h]	[ABCD]
[Z]	$\begin{matrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{Z_{22}}{\Delta Z} & -\frac{Z_{12}}{\Delta Z} \\ -\frac{Z_{21}}{\Delta Z} & \frac{Z_{11}}{\Delta Z} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{\Delta Z}{Z_{22}} & \frac{Z_{12}}{Z_{22}} \\ -\frac{Z_{21}}{Z_{22}} & \frac{1}{Z_{22}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{Z_{11}}{Z_{21}} & \frac{\Delta Z}{Z_{21}} \\ 1 & \frac{Z_{22}}{Z_{21}} \end{matrix}$
[Y]	$\begin{matrix} \frac{Y_{22}}{\Delta Y} & -\frac{Y_{12}}{\Delta Y} \\ -\frac{Y_{21}}{\Delta Y} & \frac{Y_{11}}{\Delta Y} \end{matrix}$	$\begin{matrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{1}{Y_{11}} & -\frac{Y_{12}}{Y_{11}} \\ \frac{Y_{21}}{Y_{11}} & \frac{\Delta Y}{Y_{11}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} -\frac{Y_{22}}{Y_{21}} & -\frac{1}{Y_{21}} \\ \frac{\Delta Y}{Y_{21}} & -\frac{Y_{11}}{Y_{21}} \end{matrix}$
[h]	$\begin{matrix} \frac{\Delta h}{h_{22}} & \frac{h_{12}}{h_{22}} \\ -\frac{h_{21}}{h_{22}} & \frac{1}{h_{22}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{1}{h_{11}} & -\frac{h_{12}}{h_{11}} \\ \frac{h_{21}}{h_{11}} & \frac{\Delta h}{h_{11}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{matrix}$	$\begin{matrix} -\frac{\Delta h}{h_{21}} & -\frac{h_{11}}{h_{21}} \\ -\frac{h_{22}}{h_{21}} & -\frac{h_{11}}{h_{21}} \end{matrix}$
[ABCD]	$\begin{matrix} \frac{A}{C} & \frac{\Delta ABCD}{C} \\ 1 & D \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{C} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{D}{B} & \frac{\Delta ABCD}{B} \\ 1 & A \\ -\frac{1}{B} & \frac{1}{B} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{B}{D} & \frac{\Delta ABCD}{D} \\ 1 & C \\ -\frac{1}{D} & \frac{1}{D} \end{matrix}$	$\begin{matrix} A & B \\ C & D \end{matrix}$

Tabulka 1 Přepočet mezi parametry Z,Y,h,ABCD [21]

### 2.3.1 Příklad výpočtu kaskádní ABCD matice

V této části jsou popsány postupy používané k sestavení jednotlivých matic, případně jejich kaskády. Tento typ parametrů je vhodné využít například k popisu T, popřípadě  $\pi$  článku složeného z elektrických prvků. Pro názornou ukázkou vezměme T článek vyobrazený na obr. č. 2. Pokud bychom zvolili standardní přístup, museli bychom daný obvod řešit buďto jako sérioparalelní obvod nebo pomocí Kirchhoffových zákonů o smyčkových proudech nebo uzlových napětí.



Obrázek 2 T-článek složený ze dvou rezistorů  $R_1$ ,  $R_2$  a kapacity  $C_1$

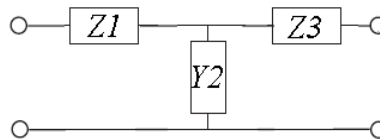
Vhodnějším přístupem je provést zmíněný převod prvků na impedance či admitance (tj. Z nebo Y parametry) s využitím obecných vzorců pro dané prvky.

$$Z1 = R1 \quad (9)$$

$$Z2 = \frac{1}{XC_1} \Rightarrow Y2 = \frac{1}{Z2} = XC_1 \quad (10)$$

$$Z3 = R2 \quad (11)$$

Po přepočtu nyní můžeme prvotní prvky nahradit odpovídajícími impedancemi nebo admitancemi viz obr. č. 3



Obrázek 3 T-článek v impedanční doméně

Nyní zbývá definovat jednotlivé matice na základě napětí a proudů

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y2 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} U_3 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z3 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_4 \\ I_4 \end{bmatrix} \quad (12)$$

V tuto chvíli lze na základě obecných vztahů dle tabulky č. 2 vytvořit kaskádu jednotlivých ABCD matic.

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y2 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & Z3 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_4 \\ I_4 \end{bmatrix} \quad (13)$$

Po sestavení kaskády matic jednotlivých prvků následně provedeme maticové násobení, dokud nedostaneme výslednou ABCD matici.

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + Z1 \cdot Y2 & Z1 \\ Y2 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & Z3 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_4 \\ I_4 \end{bmatrix} \quad (14)$$

Výsledná ABCD matice pro T článek složený z  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$ :

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + Z1 \cdot Y2 & Z1 + Z3 + Z1 \cdot Z3 \cdot Y2 \\ Y2 & 1 + Z3 \cdot Y2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_4 \\ I_4 \end{bmatrix} \quad (15)$$

K výpočtu přenosu daného obvodu, můžeme přistoupit dvěma způsoby. Prvním způsobem je provést dekadický logaritmus převrácené hodnoty přenosové funkce  $H$ , která odpovídá poměru vstupního a výstupního napětí. Postup výpočtu je uveden v rovnici č. 16

$$\text{Přenos} = 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{A \cdot Z_L + B + Z_G \cdot (C \cdot Z_L + D)}{Z_G + Z_L} \right| \quad (16)$$

Druhým způsobem je přímý přepočítání z ABCD matice na matici S-parametrů. Tímto způsobem získáme koeficient  $S_{12}$  ( $S_{21}$ ), který reprezentuje přenos. Podrobný přepočítání mezi jednotlivými parametry je popsán rovnicí č. 17.

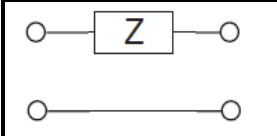
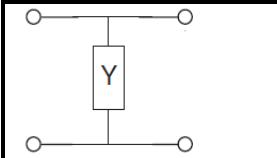
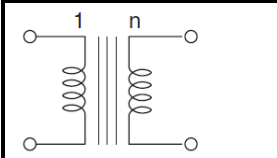
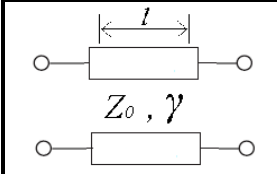
$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{A + \frac{B}{Z_0} + C \cdot Z_0 + D} \cdot \begin{bmatrix} A + \frac{B}{Z_0} - C \cdot Z_0 - D & 2 \cdot (A \cdot D - B \cdot C) \\ 2 & -A + \frac{B}{Z_0} - C \cdot Z_0 + D \end{bmatrix} \quad (17)$$

Podělíme-li prvek A s prvkem D, dostáváme vstupní impedanci obvodu

$$\text{Vstupní Impedance} = \frac{ABCD(1,1)}{ABCD(1,3)} \quad (18)$$

V opačném případě dostaneme výstupní impedanci tj. D poděleno A

$$\text{Výstupní Impedance} = \frac{ABCD(1,3)}{ABCD(1,1)} \quad (19)$$

	$A = 1$	$B = Z$
	$C = 0$	$D = 1$
	$A = 1$	$B = 0$
	$C = Y$	$D = 1$
	$A = \frac{1}{n}$	$B = 0$
	$C = 0$	$D = n$
	$A = \cosh(\gamma \cdot l)$	$B = Z_C \cdot \sinh(\gamma \cdot l)$
	$C = \frac{\sinh(\gamma \cdot l)}{Z_C}$	$D = \cosh(\gamma \cdot l)$

Tabulka 2 ABCD parametry základních dvouportových obvodů [21]

## 3 Použité měřicí vybavení

Tato kapitola se zabývá stručným popisem měřících přístrojů používaných k měření symetrických vedení. Dále jsou zde uvedeny základní parametry symetrikačních transformátorů a použitých kabelů.

### 3.1 Měřicí přístroje

Před začátkem jakéhokoli měření je nejdůležitější, abychom si zvolili vhodný měřicí přístroj. Při měření parametrů symetrických vedení především potřebujeme znát frekvenční rozsah, v kterém daný přístroj pracuje, impedanci vstupních portů, jeho funkce atd.

#### 3.1.1 Jednoúčelové testery

Nejčastěji se můžeme setkat s tzv. jednoúčelovými testery, které umožňují měřit základní parametry úseku vedení. Mezi zásadní nevýhodu těchto testerů bych zařadil fakt, že převážná část pro měření využívá již přednastavené funkce, které ve většině případů nedokážeme změnit. Dále při zapnutí přístroje dochází k automatické kalibraci podle vnitřních etalonů, přičemž opět není možné použít vlastní (známý) prvek. Mezi výhody bych zařadil formát výstupních dat, ve kterém jsou ukládány změřené hodnoty. Je přehledný a jednoduše importovatelný pro další zpracování. Tyto přístroje se zpravidla používají pro testování strukturované kabeláže CAT.3 – 7. [31]

#### 3.1.2 Modulární přístroje

Modulární měřicí přístroje (na rozdíl od jednoúčelových testerů) lze rozšířit o tzv. zásuvné moduly, které přidávají řadu nových funkcí, počet vstupních / výstupních portů atd. Snadno tak dostaneme přístroj vyhovující specifickým potřebám vyžadovaným při měření. Oproti tomu nevýhodou modulárních systémů je cena jednotlivých zásuvných modulů, protože většinou převažuje cenu jednoúčelového přístroje. [31]

#### 3.1.3 Vektorový obvodový analyzátor

Vektorový obvodový analyzátor (VNA) je univerzálně použitelné zařízení schopné měřit odezvu testovaného obvodu (DUT) na známý signál. Ve většině případech se k vyhodnocení odezvy využívá popis pomocí S-parametrů (viz. Kapitola 2). Hlavní výhodou VNA je současné měření amplitudy a fáze (popřípadě reálné a imaginární části), která je nezbytná pro úplné popsání charakteristik radiofrekvenčních (RF) komponentů a zařízení. Dále je schopný měřit v oblasti vysokých kmitočtů. Pro běžné analyzátoři je typický rozsah 9kHz - 40GHz. Použijeme-li speciální VNA, můžeme se dostat až na hranici 110 GHz. Pro některé aplikace je nutné zvolit optimální rozsah, abychom dosáhli korektních výsledků (aby nedocházelo ke zkreslení atd.). S vysokými kmitočty také souvisí dynamický rozsah, který je obvykle větší než 140dB. [8], [12], [13]

V našem případě byl použit vektorový analyzátor od firmy *Rohde & Schwarz* s označením *ZVRE* (viz obr. č. 4), který umožňuje měřit frekvence od 9 kHz až do 4 GHz. V oblasti telekomunikací se VNA používá zejména k měření parametrů nesymetrických vedení (s vstupní impedancí 50Ω / 75Ω), útlumových zkreslení, šumu, přeslechů,

harmonických zkreslení apod. [1]. Pro měření symetrického vedení je nutné připojit tzv. symetrizační transformátory, jejichž impedance a frekvenční rozsah odpovídá měřenému médiu. Další výhodou oproti ostatním přístrojům je výstupní formát dat, ve kterém jsou ukládány (univerzální soubor s příponou **.csv**).

Naposlední výhodou je dle mého názoru komfortnější obsluha tohoto měřicího přístroje. Je v něm nainstalován operační systém Windows, pod kterým je spuštěn software určený pro měření. Tj. pro zálohu naměřených výsledků stačí pomocí klávesové zkratky přepnout do operačního systému a následně zálohu přenést přes dostupné periferie vnitřní lokální síť laboratoře.



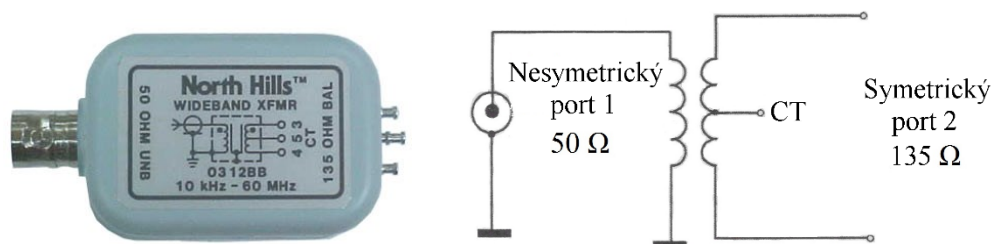
Obrázek 4 Vektorový analyzátor Rohde & Schwarz ZVRE [8]

### 3.2 Symetrizační transformátory

V současné době existuje několik možných způsobů, kterými lze dosáhnout impedančního přizpůsobení. Pod pojmem impedanční přizpůsobení rozumíme stav, při kterém v obvodu (vedení) nedochází k odrazu vln a naopak dochází k maximálnímu přenosu energie ze zdroje do zátěže. [17]. Přizpůsobení realizujeme pomocí přizpůsobovacích členů, jako jsou vazební obvody, úsek vedení a symetrizační transformátory.

Vzhledem k zaměření této práce byly pro přizpůsobení použity symetrizační transformátory (někdy též nazývané jako širokopásmové impedanční transformátory). Tyto prvky, umožňující přizpůsobení respektive převod mezi nesymetrickou a symetrickou stranou obvodu. Typickým příkladem je konverze mezi koaxiálním kabelem a UTP. Dále je lze využít pro zlepšení selektivity rezonančních mikrovlnných obvodů a filtrů, popřípadě pro přizpůsobení některých typů antén. V oblasti telekomunikací se hlavně používají při měření přenosových parametrů jako je útlum, přeslechy, odrazy, útlum nesymetrie atd. [1], [15], [14]

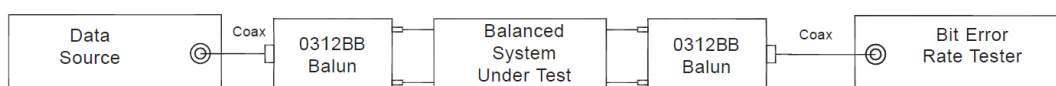




Obrázek 5 Vyobrazení a vnitřní zapojení symetrizačního transformátoru 0312BB [1], [16]

V této práci byly použity symetrizační transformátory s označením 0312BB od firmy North Hills. Tento typ se vyznačuje převodem  $50:135 \Omega$  a frekvenčním pásmem  $0,01 - 60 \text{ MHz}$ . Z obrázku č. 5 je patrné, že daný transformátor má dva (tři) vstupně výstupní porty, přičemž první (primární) port je nesymetrický s impedancí  $50 \Omega$  a druhý (sekundární) port je symetrický s impedancí  $135 \Omega$ . Druhý port je navíc možné rozdělit na dvě symetrické části, které mají stejnou amplitudu ale opačnou fázi. Takovéto konstrukční uspořádání se nazývá Center tapped (CT), tj. ve středu vinutí je vytvořen společný vývod zajišťující symetrii. [24]

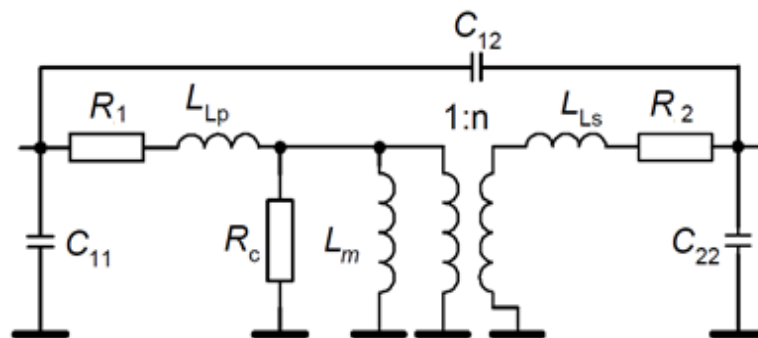
Transformátor 0312BB se nejčastěji používá pro měření přenosových parametrů (viz obr. č. 6), kde port CT zůstává nezapojen. Oproti tomu chceme-li měřit např. ztráty cívek v sériové/paralelní rezonanci, diferenci napětí nebo fázi musíme využít vývodu ze středu vinutí CT. [1], [24]



Obrázek 6 Typický příklad měření s využitím transformátoru 0312BB [16]

### 3.2.1 Obecné náhradní schéma sdělovacího transformátoru

Obecné náhradní schéma transformátoru (obr. č. 7) se skládá z kombinace odporů, indukčností, kapacit a ideálního transformátoru, přičemž každý z těchto prvků ovlivňuje přenosovou charakteristiku jinak. V oblasti dolních kmitočtů je tvar přenosové charakteristiky převážně ovlivňován magnetizační induktancí  $L_M$ , která je spjata s permeabilitou jádra a vstupní impedancí. Tento prvek také určuje dolní mezní kmitočet sdělovacího transformátoru. Dalším důležitým prvkem jsou ztráty v jádře  $R_C$ , které jsou způsobeny hysterezí v jádře. Oba tyto prvky se mění z frekvencí, tj. jsou frekvenčně závislé. V propustné oblasti (středních kmitočtů) převládají indukčnosti primárního a sekundárního vinutí  $L_{LP}$  a  $L_{LS}$ . Nedílnou součástí je také vstupní a výstupní impedance  $Z_S$  a  $Z_L$  (nejsou vyznačeny na náhradním schématu). Nesmíme také opomenout ztráty způsobené ohmickým odporem vodiče  $R_1$ ,  $R_2$ , ze kterého je navinuto primární a sekundární vinutí. Pohybujeme-li se v oblasti vyšších kmitočtů, tak zde dochází k uplatňování parazitních kapacit primárního a sekundárního vinutí  $C_{11}$  a  $C_{22}$  a následně i parazitní kapacity mezi oběma vinutími  $C_{12}$ . [25]

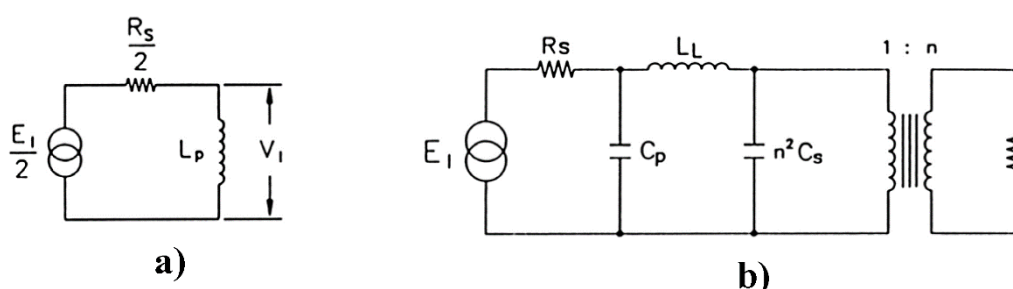


Obrázek 7 Ekvivalentní náhradní schéma obecného modelu sdělovacího transformátoru [25]

K celkovému popisu chování tohoto modelu je nutné provést sadu měření, ze kterých získáme parametry hlavních prvků tj.  $L_m$ ,  $R_c$ ,  $L_{lp}$ ,  $L_{ls}$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ . Sekundární parametry (kapacity) lze také změřit, ale ve většině případů je snazší provést odhad s následnou korekcí, tj. dokud nedostaneme co nejpřesnější výsledky.

### 3.2.2 Náhradní schéma dle výrobce transformátoru

Toto schématu vychází z produktového listu transformátoru 0312BB od firmy North Hills. Na obrázku č. 8 jsou vyobrazeny dva typy schémat a) pro nízké b) pro vysoké kmitočty. Následným spojením obou obvodů ve frekvenční oblasti lze získat celkovou přenosovou charakteristiku.



Obrázek 8 Náhradní schéma sdělovacího transformátoru poskytnuté výrobcem a) Pro nízké frekvence b) Pro vysoké frekvence [16]

V oblasti nízkých kmitočtů je náhradní schéma ekvivalentní horní propusti RL (viz obr. č. 8a). Největší podíl na tvarování přenosové charakteristiky v této oblasti má primární vinutí  $L_p$ , které také definuje dolní mezní kmitočet transformátoru. Známeli vstupní impedanci transformátoru a dolním mezní kmitočet jsem schopni na základě rovnice č. 20 vypočítat přibližnou hodnotu primárního vinutí.

$$\frac{R_s}{2} = \omega \cdot L \Rightarrow L = \frac{R_s}{\omega \cdot 2} \quad (20)$$

V oblasti vysokých kmitočtů je transformátor reprezentován jako dolní propust ( $\pi$  článěk) navržený pro vstupní impedanci  $R_s = 50 \Omega$  a výstupní impedanci  $R_L = 135 \Omega$  (viz obr. č. 8b). Dále je zde vyobrazena parazitní kapacita primárního vinutí  $C_p$  a parazitní kapacita sekundárního vinutí  $C_s$ . Sériová indukčnost  $L_L$  je složena z indukčnosti

primárního a sekundárního vinutí. Z tohoto je zřejmé, že schéma od výrobce zanedbává ztráty v jádře, odporové ztráty vinutí způsobené skinefektem a parazitní kapacitu  $C_{12}$ .

Vzhledem k univerzálnosti  $\pi$  článku se v standardním katalogu uvádí tzv. normalizované hodnoty, které na základě použité odezvy a horního mezního kmitočtu udávají skutečnou hodnotu prvku obsaženého v náhradním schématu. Pomocí rovnice č. 21 a 22 lze provést přepočítání z normalizovaných hodnot na hodnoty skutečné s využitím tabulkových hodnot vyznačených na obrázku č. 9.

$$L = \frac{RS \cdot L'}{\omega_H} \quad (21)$$

$$C = \frac{C'}{RS \cdot \omega_H} \quad (22)$$

Při porovnání jednotlivých odezvy s obecným modelem jsem dospěl k závěru, že pro účely této práce je nejvhodnější použít odezvu typu Butterworth.

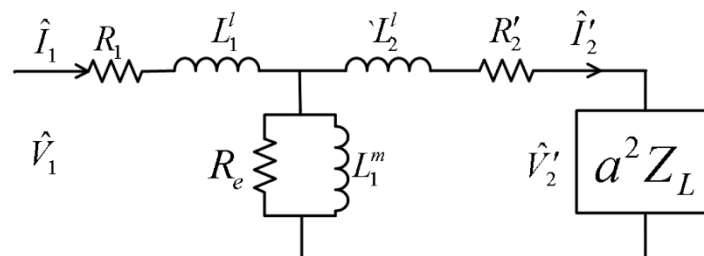
Response	$C_n$	$L_n$	$n^2 C_s$
Butterworth	1	2	1
Chebyshev 0.01 dB Ripple	1.181	1.821	1.181
0.1 dB Ripple	1.433	1.594	1.433
Bessel (Maximally flat delay)	0.337	0.971	2.203
Linear Phase (.05 error)	0.433	1.043	2.254

Obrázek 9 Normalizované hodnoty jednotlivých parametrů pro různé odezvy [16]

### 3.2.3 Náhradní schéma pro nízké kmitočty

Náhradní schéma tohoto typu se převážně používá pro modelování přizpůsobovacích transformátorů v oblastech nízkých kmitočtů, řádově jednotky až desítky kHz. Impedanční převod bývá většinou 1:1, maximálně 1:3. Porovnáme-li tento obvod s obecným schématem je patrné, že zde chybí parazitní kapacity, což je v souladu s tím, že počítáme s nízkými frekvencemi.

Na obrázku č. 10 nám dva sériové odpory  $R_1$  a  $R_2$  reprezentující ztráty způsobené ohmickým odporem vodiče ze kterého je navinuto primární a sekundární vinutí. Indukčnost těchto vinutí je vyobrazena sériovými induktory  $L_1, L_2$ . Zbývající prvky  $R_e, L_m, a^2 Z_L$  představují ztráty v jádře feromagnetika, magnetizační indukčnosti a impedanci zátěže, která je vypočtena na základě vstupní impedance a převodu  $a$ .



Obrázek 10 Náhradní schéma sdělovacího transformátoru z literatury [26]

### 3.3 Měřené kabely

Vzhledem k tomu, že námi zvolená kabeláž má charakteristickou impedanci  $100 \Omega$  je nutné zvolit symetrizační transformátory tak, abychom dosáhli impedančního přizpůsobení. Obvod považujeme za impedančně přizpůsobený, je-li koeficient odrazu  $\Gamma$  menší než 0.2 (tj.  $PSV < 1.5$ ). Dosazením koeficientu odrazu do vzorec č. 23 získáme rozmezí impedancí, ve kterém je obvod považován za správně přizpůsobený. V případě výstupní impedance transformátoru  $135 \Omega$ , lze připojit kabeláž s charakteristickou impedancí pohybující se v intervalu  $91 - 202 \Omega$ .

V telekomunikacích existuje celá řada přenosových médií vyhovující této podmínce (impedančnímu rozsahu). Mezi nejpoužívanější kabely patří UTP, AWG, CW, SYKFY apod. Porovnáme-li jednotlivé parametry těchto médií, dospějeme k závěru, že z hlediska nominální impedance a frekvenčního rozsahu je možné zvolené symetrizační transformátory použít pro měření kabelů typu UTP (Cat.5+) a SYKFY.

$$|\Gamma| = \frac{Z_L - Z_S}{Z_L + Z_S} \quad (23)$$

$$PSV = \frac{1 - |\Gamma|}{1 + |\Gamma|} \quad (24)$$

#### 3.3.1 UTP

UTP (Unshielded twisted pair) je jedním z nejrozšířenějších médií používaných pro datový přenos na krátké až střední vzdálenosti. Jak plyne z názvu, jedná se o nestíněnou kabeláž, která má dvojice vodičů pravidelným způsobem stočené a následně jsou stočeny i samy páry. U vícepádových kabelů (s dvaceti a více páry) se provádí zkrut i do podskupin. Tímto způsobem zvýšíme odolnost kabelu vůči vlivu elektromagnetického záření a, přeslechům typu NEXT, FEXT atd. [1]

V oblastech s nadměrným rušením, případně při přenosu na vyšších frekvencích (400+ MHz) často samotný zkrut není dostačující, proto se kabeláži přidává dodatečné stínění. Jednou z možností je obalení všech párů hliníkovou fólií, která je následně připojena k zemnicímu potenciálu. Kabeláž s takovýmto stíněním nazýváme FTP, výhodou těchto kabelů je relativně nízká cena a menší průměr kabelu, oproti tomu nevýhodou je obtížnost zemnění. Druhým typem stínění je STP, kde jsou jednotlivé páry samostatně obaleny stíněním a poté je celý svazek obalen kovovým opletením. Toto provedení je nejodolnější vůči rušení, jeho cena je ale podstatně vyšší. [5] [7] [11]

Kritériem pro dělení kabeláže do kategorií a tříd je využitelná přenosová rychlost (respektive frekvenční pásmo). UTP kabeláž dělíme do 7 kategorií, které vycházejí z doporučení ANSI/EIA/TIA-568 (viz tab. 3). V současné době je nejvíce rozšířena kabeláž Cat.5e umožňující přenos s rychlostí až 1 Gbit/s, avšak mnoho nových sítí je konstruováno pomocí kabeláže Cat. 7, která je schopna přenosu s rychlostí až 10 Gbit/s (100 Gbit/s na vzdálenost 15m). Charakteristická (nominální) impedance této kabeláže má pro všechny kategorie nestíněné kabeláže absolutní hodnotu  $100 \Omega$  v pásmu 1 – 100 MHz. U stíněné je absolutní hodnota charakteristické impedance 100, 120 a 150  $\Omega$ . [1].

Kategorie	Frekvenční pásmo [MHz]	Přenosová rychlost	Použití
CAT.1	-	-	Analogový telefon (Nevhodné pro data)
CAT.2	-	4 [Mbit/s]	Digitální telefon
CAT.3	10	10 [Mbit/s]	Nízkorychlostní datový přenos (10BASE-T)
CAT.4	20	16 [Mbit/s]	V sítích s topologií Token Ring
CAT.5e	100	1 [Gbit/s]	Datový přenos
CAT.6	250	10 [Gbit/s]	Vysokorychlostní datový přenos
CAT.6a	500	10 [Gbit/s]	Vysokorychlostní datový přenos
CAT.7	600	10 [Gbit/s]	Vysokorychlostní datový přenos
CAT.7a	1000	10 [Gbit/s]	Vysokorychlostní datový přenos 40 Gbit/s (50m), 100 Gbit/s (15m)

Tabulka 3 Porovnání kategorií z hlediska přenosové rychlosti a frekvenčního pásma [6], [7], [9]

### 3.3.2 SYKFY

Dalším použitým médiem je kabel typu SYKFY. Jedná se o stíněný kabel, který svou konstrukcí a parametry připomíná FTP (Cat. 3). [19] Vstupní (nominální) impedance této kabeláže se pohybuje v rozmezí 85 - 100  $\Omega$  pro frekvence od stovek kHz až do několika desítek MHz. Kabely tohoto typu jsou určeny pro vnitřní instalaci při pevném uložení v suchých, popřípadě vlhkých prostorách. Nejčastěji se využívají pro propojení přenosových (sdělovacích) zařízení, telefonních zařízení a zařízení pro zpracování dat (mimo IP telefonii). Pro ilustrativní představu je v tabulce č. 4 rozepsána celá zkratka, respektive její význam, podle kterého lze určit konstrukční vlastnosti této kabeláže. [18]

S	Instalační kabel
Y	Materiál izolace žil (PVC)
K	Kabel
F	Stínící obal na duši kabelu
Y	Materiál pláště (PVC)

Tabulka 4 Význam zkratky SYKFY [18]

## 4 Výsledky a postup měření

Následující kapitola pojednává o postupu a výsledcích praktického měření, které jsem v rámci této diplomové práce provedl na dvou vzorcích symetrické kabeláže (UTP, SYKFY) s využitím symetrizačních transformátorů s označením 0312BB od firmy North Hills. Následně bylo provedeno další měření, ze kterého byly získány náhradní parametry transformátoru 0312BB. Po získání náhradních parametrů jsem pomocí softwaru MATLAB vytvořil tři modely, které jsem mezi sebou porovnal a vyhodnotil ten nejpřesnější. V poslední části se věnuji modelování kaskády složené z dvou transformátorů 0312BB a úseku vedení (UTP / SYKFY)

### 4.1 Postup měření

#### 4.1.1 Nastavení měřicího přístroje a příprava kabeláže

Prvním krokem před zahájením měření je příprava kabeláže. Vzhledem k tomu, že pro měření kabeláže používáme vektorový analyzátor je příhodné jednotlivé páry zakončit tak, abychom mezi nimi mohli snadno přepojovat. Z tohoto důvodu, byly oba testované vzorky kabeláže umístěny v montážním modulu typu RACK a současně zakončeny telekomunikační svorkovnicí Krone KR-02. Výhodou tohoto typu zakončení je zachování stále stejného pořadí párů.

Následujícím krokem je nastavení měřicího přístroje a jeho kalibrace. Než se pustíme do samotné kalibrace, je vhodné na přístroji nejprve nastavit konkrétní parametry tak, aby vyhovovaly měřicím požadavkům. Typicky se jedná o frekvenční rozsah, typ měřeného parametru, počet měřených bodů, měřítko osy X (Y) apod. Požadavky pro naše měření byly následující. Lineární stupnice frekvence v pásmu 10 kHz až 30 MHz pro kabeláž a 9kHz až 100 MHz pro sdělovací transformátor. Dostatečný počet měřených bodů (byl použit maximální počet, který VNA ZVRE umožňuje tj. 1600). Dále je nutné zvolit typ měřeného parametru, kterým byl přenos (parametr S21) a odraz (parametr S11). U takto nastaveného přístroje můžeme začít s kalibrací.

#### 4.1.2 Autokalibrace

Všeobecně lze říci, že tato implementovaná metoda patří mezi nejjednodušší způsob kalibrace vyskytující se u vektorových analyzátorů. Princip této metody spočívá v propojení portů měřicího přístroje pomocí koaxiálního kabelu a následného proměření přenosu v daném frekvenčním pásmu. Pro propojení je vhodné použít co nejkratší koaxiální kabel, tak abychom do kalibrace nezanášeli případný útlum kabelu. Po vyhodnocení změřených hodnot dojde k nastavení vhodných parametrů, které zajistí co nejmenší zkreslení na vstupu. U většiny VNA jsou k této kalibraci použity vnitřní etalony.

Na tomto principu byla založena druhá část měření, ve které jsme provedli kalibraci s přímým propojením transformátorů (přes svorkovnici) a poté jsme měřili přenos jednotlivých párů symetrické kabeláže.

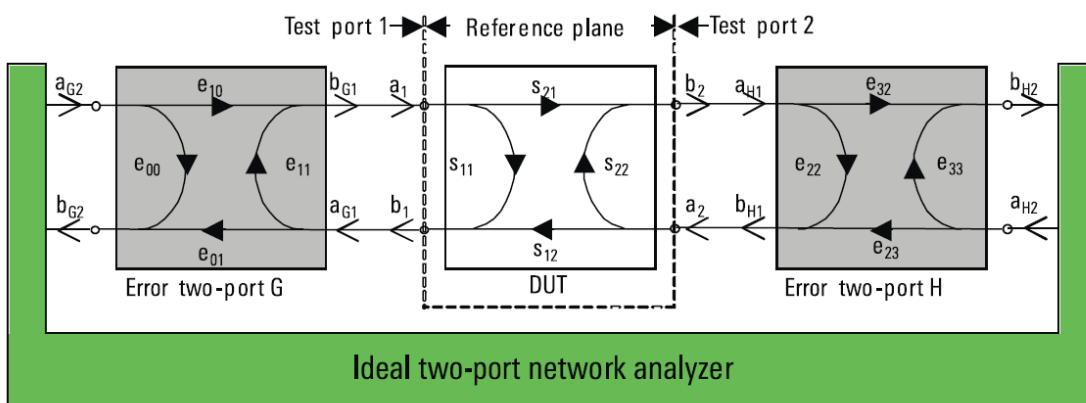
### 4.1.3 Manuální kalibrace

Účelem manuální kalibrace je ověření korekčních parametrů automatické kalibrace, tj. zda nedochází například k odstranění žádoucích signálů vlivem zahrnutí sdělovacích transformátorů do kalibrace. Počáteční postup je obdobný autokalibraci, nejprve provedeme autokalibraci napřímo propojených portů VNA a následně připojíme symetrizační transformátory s testovaným vedením. V této chvíli je přenos ovlivňován jednotlivými prvky transformátoru, které jsou při autokalibraci kompenzovány. Pro následné porovnání naměřených výsledků je nutné změřit referenční hodnotu přenosu obou transformátorů, kterou následně od naměřených hodnot odečteme.

### 4.1.4 Kalibrace SOLT

Kalibraci SOLT (SHORT / OPEN / LOAD / THROUGH) řadíme do kategorie chybových modelů, které ke korekci měření využívají tzv. pole chybových koeficientů. Toto pole je stanoveno na základě kalibračních měření a standardů, které vycházejí z matematického popisu systematického modelu vektorového analyzátoru (viz obr. č. 11). V anglické literatuře se můžeme setkat s pojmy “vector error correction“ a “error terms calibration“ jejichž význam je obdobný. Hlavním cílem kalibrace SOLT je zajištění nulového fázového posunu, nulového odrazu (reflexe) a korekci ztrát přízpusobovacích obvodů.

Z hlediska celkového počtu vstupně výstupních portů VNA lze provést dva druhy kalibrace a to jednoportovou nebo dvouportovou. Jednoportovou kalibraci využíváme například při měření odrazového koeficientu (parametr  $S_{11}$ ). Pro kalibraci pouze jednoho portu je nutné použít standardní kalibrační sadu, která obsahuje základní typy zakončení tj. Short, Open a Load. U dvouportové kalibrace máme k dispozici více možností, kterými lze provést korekci. Novější vektorové analyzátory umožňují nastavení optimálních hodnot na základě importu chybové matice z USB, popřípadě jiného média, které je dodáváno s daným analyzátozem. Další možností je připojení tzv. jednoprvkové kalibrační sady, kterou zapojíme mezi oba porty, a VNA následně provede kalibrování.



Obrázek 11 Systematický modelu ideálního vektorového analyzátoru [27]

Zakončení **SHORT** představuje ideálně zkratované vedení s koeficientem odrazu  $\Gamma = -1$ . V reálném případě se k této hodnotě pouze přibližujeme, protože vlastnosti reálného zakončení jsou závislé nejen na délce zkratujícího úseku ale i na frekvenčním rozsahu, pro který je navržen. Při modelování je reprezentován jako úsek vedení o délce  $L$  zapojený v sérii s frekvenčně proměnnou (parazitní) indukčností. Dalším typem zakončení je **OPEN**. Jednodušeji řečeno, jedná se o opak zkratu tj. rozpojené vedení s  $\Gamma = 1$ , které je modelováno jako elementární úsek vedení s paralelní kapacitou. Z tohoto předpokladu je patrné, že při kalibraci má zásadní význam v oblasti horních kmitočtů. Posledním typem zakončení je **LOAD**, které se chová jako reálná impedance s nominální hodnotou rovnou vstupní impedanci VNA (50 či 75  $\Omega$ ). Ve skutečnosti se modeluje jako sério-paralelní kombinace indukčnosti, kapacity a odporu. [27]

Shrneme-li výše popsané poznatky, dospějeme k závěru, že kalibrace závisí nejen na přesnosti a stabilitě použitých prvků, ale i na vhodné volbě chybového modelu.

## 4.2 Výsledky měření kabeláže

Pro testování byla použita symetrická kabeláž s délkami 100, 1050 a 2100m pro SYKFY a 100, 900, 1800m pro UTP. V první části byl změřen přenos nejprve s využitím manuální kalibrace a následně s aplikováním autokalibrace. Účelem tohoto měření bylo zjistit, která z těchto metod je přesnější, popřípadě zda na některých frekvencích (vlivem přizpůsobení VNA k vedení) nedochází k odrazům, překmitům apod.

Další část zahrnovala měření sekundárních parametrů pomocí metody OPEN / SHORT, jejíž výsledky byly použity pro výpočet charakteristické impedance vedení.

### 4.2.1 Měření s manuální kalibrací

Princip této metody spočívá v odečtení změřené referenční přenosové charakteristiky od přenosu měřené kabeláže. Postup měření je následující: Nejprve provedeme autokalibraci přímo propojených portů VNA. Po dokončení kalibrace k portům připojíme symetrizační transformátory, které propojíme (přes svorkovnici) tak abychom mohli změřit jejich referenční přenos. Následně odpojíme svorkovnici, kterou nahradíme měřenou kabeláží a opět změříme přenos.

### 4.2.2 Měření s autokalibrací

Tento typ měření je obdobný předchozí metodě s tím rozdílem, že do kalibrace zahrneme referenční přenos přímo propojených transformátorů. Poté se opět připojí měřená kabeláž a je změřen její přenos.

K porovnání naměřených hodnot autokalibrace a manuální kalibrací je využit vlastní skript (v prostředí MATLAB), který je založen na základě výpočtu střední kvadratické odchylky, dle vzorce č. 25. Výsledky tohoto skriptu jsou pro oba druhy kabeláže zobrazeny v tabulce č.5 a 6 .

$$S = \sqrt{\frac{1}{N-1} \cdot \sum_{i=1}^N (x_{i_{AUTO}} - x_{i_{MANUAL}})^2} \quad (25)$$



### 4.2.3 Porovnání naměřených výsledků kabeláže

Nejprve se podíváme na samotný přenos UTP a SYKFY. Abychom byli schopni porovnat přenos jednotlivých úseků (o různých délkách) je nutné provést přepočít celkového útlumu kabelu na útlum vztažený k jednotkové délce. Přepočít z celkového útlumu na měrný (alpha) byl proveden na základě vzorce č. 26.

$$\alpha = \frac{A}{l} \left[ \frac{dB}{m} \right] \Rightarrow \alpha = \alpha \cdot 1000 \left[ \frac{dB}{km} \right] \quad (26)$$

Z grafů č. 12 a 14 je patrné, že UTP má daleko menší měrný útlum než SYKFY. Pro horní hranici použitého frekvenčního pásma (30MHz) dosahuje alpha 116 dB/km při použití vzorku UTP o délce 100m, oproti tomu SYKFY při délce 100m má alpu 244 dB/km. Z těchto grafů lze také upozorovat fakt, že při vzrůstající délce kabelu dochází na vyšších frekvencích ke ztrátě vstupního signálu, který je postupně nahrazen přeslechem na vzdáleném konci (FEXT). U krátkých úseků můžeme upozorovat zvlnění průběhu přenosu, které vzniká na základě odrazu signálu zpět ke zdroji. Případné částečné odrazy či zvlnění jsou také ovlivňovány impedanční nehomogenitou (nepřizpůsobením) vedení. V případě kabeláže SYKFY nebo delší kabeláže UTP není tedy nutné zobrazovat výsledky až do horní hranice ale do cca. 5MHz.

K porovnání naměřených výsledků autokalibrace a manuální kalibrace byla použita střední kvadratická odchylka, jejíž výsledky jsou zobrazeny v tabulce č. 5 a 6. Výsledné grafy se nachází v příloze D.

Délka kabelu	100m	900m	1800m
Frekvenční pásmo	10kHz – 30MHz	10kHz – 5MHz	10kHz – 5MHz
Pár č. 1	2,3705	0,2656	0,8813
Pár č. 2	2,3639	0,2659	0,8069
Pár č. 3	2,3638	0,2627	1,1229
Pár č. 4	2,3654	0,2618	0,7321

Tabulka 5 Střední kvadratická odchylka kabeláže UTP (auto vs. manuální kalibrace)

Délka kabelu	100m	1050m	2100m
Frekvenční pásmo	10kHz – 30MHz	10kHz – 1MHz	10kHz – 1MHz
Pár č. 1	2,5635	0,2516	0,8453
Pár č. 2	2,5597	0,2559	2,6195
Pár č. 3	2,5818	0,2461	0,7891
Pár č. 4	1,9191	0,2454	1,1746

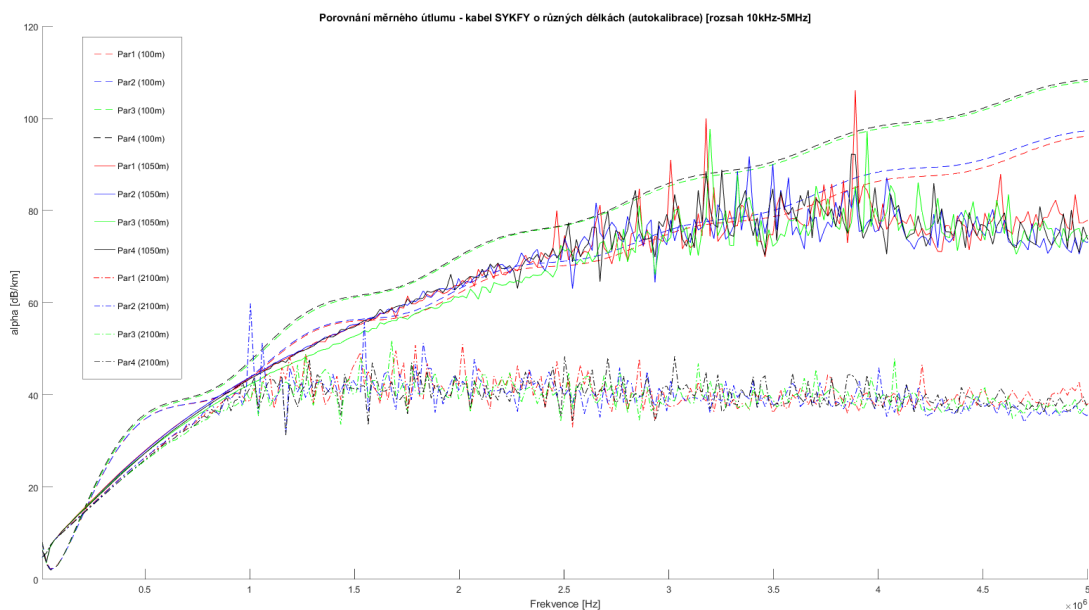
Tabulka 6 Střední kvadratická odchylka kabeláže SYKFY (auto vs. manuální kalibrace)

Z výsledků v tabulce č. 6 je patrné, že střední kvadratická odchylka dosahuje nejvyšších hodnot u krátkých úseků. Při pohledu na obrázek č. 39 (příloha D) je možné zpozorovat, že tento rozdíl je konstantní přes celé pásmo. Hlavní příčinou této odchylky je zvlnění průběhu, v důsledku impedančního nepřizpůsobení. Po uplatnění korekce na krátké úseky (kapitola 4.5.1) dojde k výraznému poklesu střední kvadratické odchylky, jejíž hodnota je obdobná středně dlouhým úsekům (900 a 1050m).

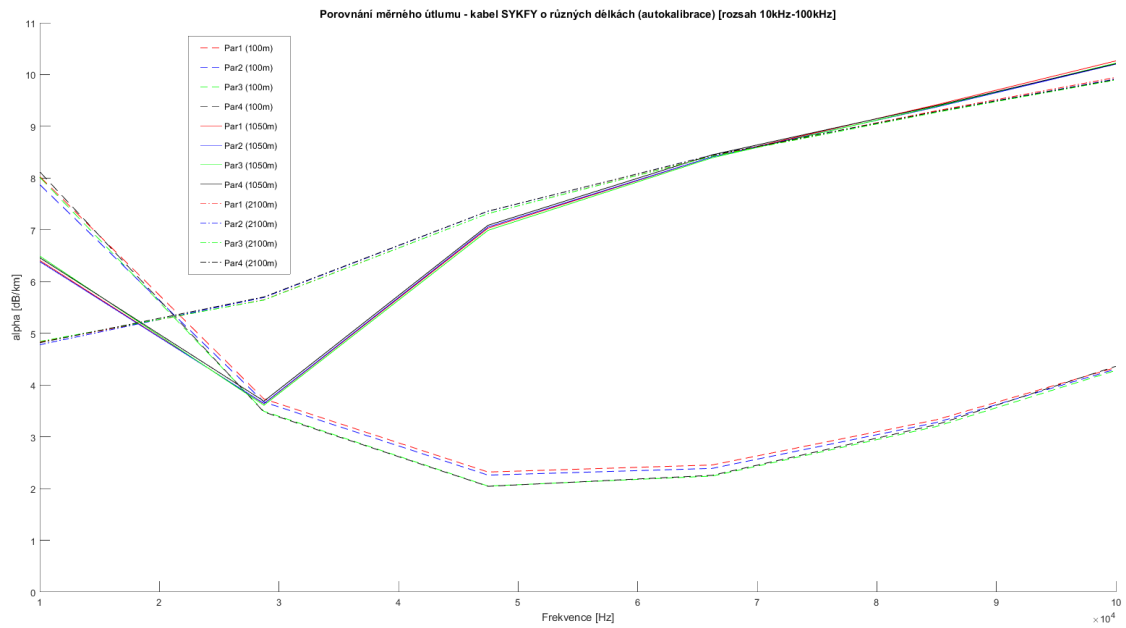
Pro úseky o délce 900m (UTP) a 1050m (SKYFY) je hodnota střední kvadratické odchylky pro oba vzorky kabelu téměř stejná. Tento rozdíl je zčásti způsoben rozdílným rozsahem frekvencí, pro které je střední kvadratická odchylka vypočtena ale i tím, že jednotlivé úseky jsou dostatečně dlouhé (mají větší útlum) a nedochází tak ke zvlnění. Tj. případné odrazy signálu zpět ke zdroji jsou vlivem dostatečně vysokého útlumu kabelu potlačeny.

V případě dlouhých úseků je hodnota střední kvadratické odchylky pro jednotlivé páry odlišná, protože na vyšších frekvencích se začíná projevovat přeslech typu FEXT. Z tohoto důvodu byl pro výpočet zvolen rozsah frekvencí 10 kHz až 5 MHz (1 MHz pro kabel SYKFY), tak abychom do výpočtu nezahrnuli oblast kmitočtů, kde jsou výrazné přeslechy. Názorným příkladem je pár č. 2 u kabelu SYKFY, kde rozdíl dosahuje hodnoty 2,61 dB. U kabelu UTP je rozdíl hodnot podstatně menší, protože se přeslechy začínají projevovat až od 6 MHz.

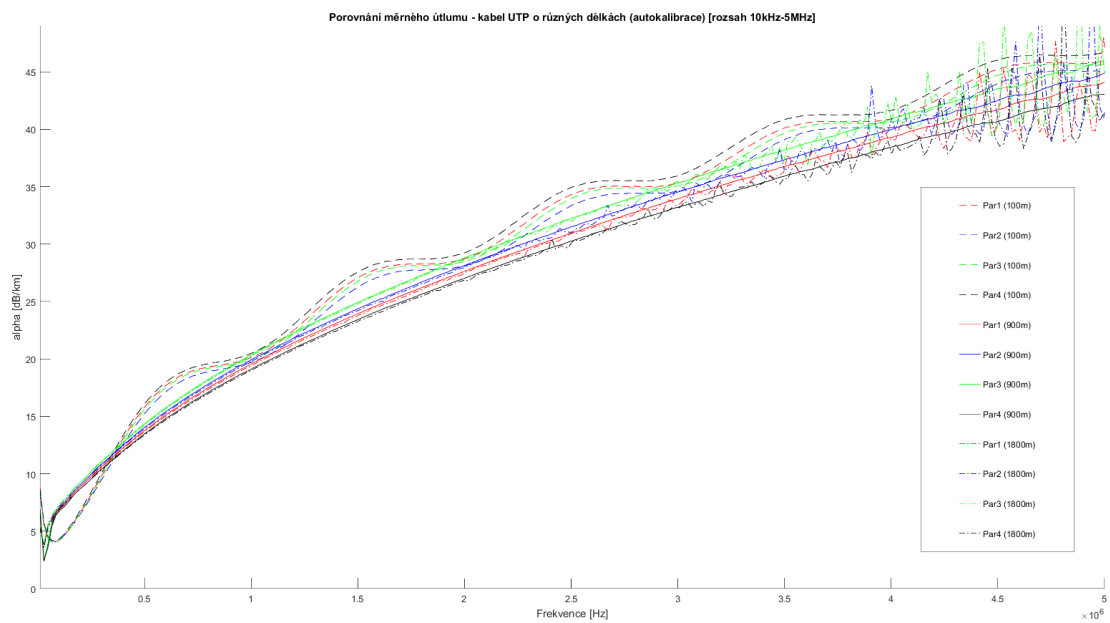
Z výše uvedených poznatků je tedy patrné, že při měření krátkých úseků je důležité použít vhodný přizpůsobovací obvod. V tomto případě např. symetizační transformátor s výstupní impedancí odpovídající charakteristické impedanci vedení (100Ω). Oproti tomu při měření dlouhých úseků je důležité zvolit nižší frekvenční rozsah, tak abychom eliminovali případné přeslechy nebo šum na pozadí.



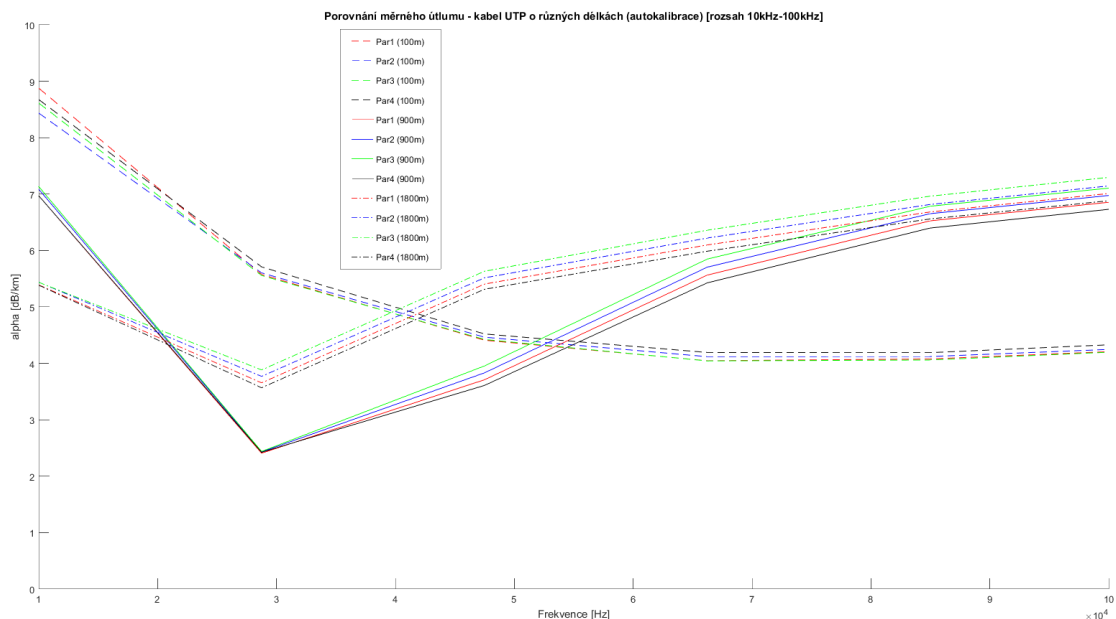
Obrázek 12 Porovnání měrného útlumu kabelu SYKFY (10kHz - 5MHz)



Obrázek 13 Porovnání měrného útlumu kabelu SYKFY (10kHz - 100kHz)



Obrázek 14 Porovnání měrného útlumu kabelu UTP (10kHz - 5MHz)



Obrázek 15 Porovnání měrného útlumu kabelu UTP (10kHz - 100kHz)

### 4.3 Výsledky měření náhradních parametrů transformátorů

K měření náhradních parametrů vybraného sdělovacího transformátoru byla použita metoda na principu OPEN / SHORT, pomocí které bylo možné získat většinu parametrů potřebných k sestavení modelu. Před každým měřením bylo provedeno nastavení vektorového analyzátoru s následnou kalibrací typu SOLT, tak abychom případné nežádoucí rušivé signály či prvky vyloučili.

$$Z_{IN} = \frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} \cdot Z_0 \quad (27)$$

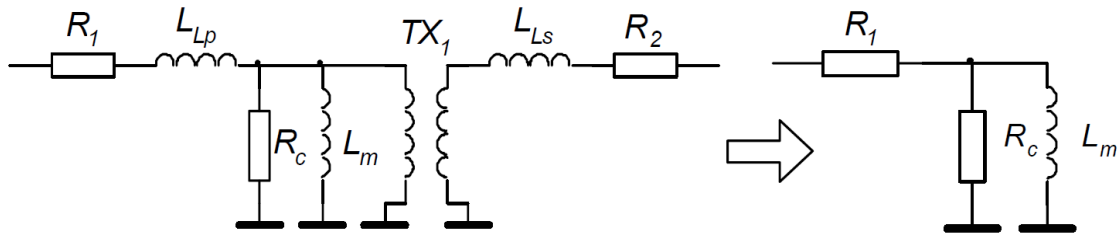
Příklad přepočtu parametru S11 na vstupní impedanci  $Z_{IN}$  je popsán v rovnici č. 28.  $Z_0$  zde reprezentuje vztažnou impedanci na kterou je S parametr normován, v případě VNA je  $Z_0 = 50\Omega$ . Dosazená hodnota parametru S11 odpovídá měření naprázdno při frekvenci 3 MHz.

$$Z_{IN} = \frac{1 + (0.9285 - i \cdot 0,1246)}{1 - (0.9285 - i \cdot 0,1246)} \cdot 50 = \frac{1,9285 - i \cdot 0,1246}{0,0715 + i \cdot 0,1246} \cdot 50 \quad (28)$$

$$Z_{IN} = (5.9264 - i \cdot 12.0774) \cdot 50 = 296,32 - i \cdot 603,87 [\Omega]$$

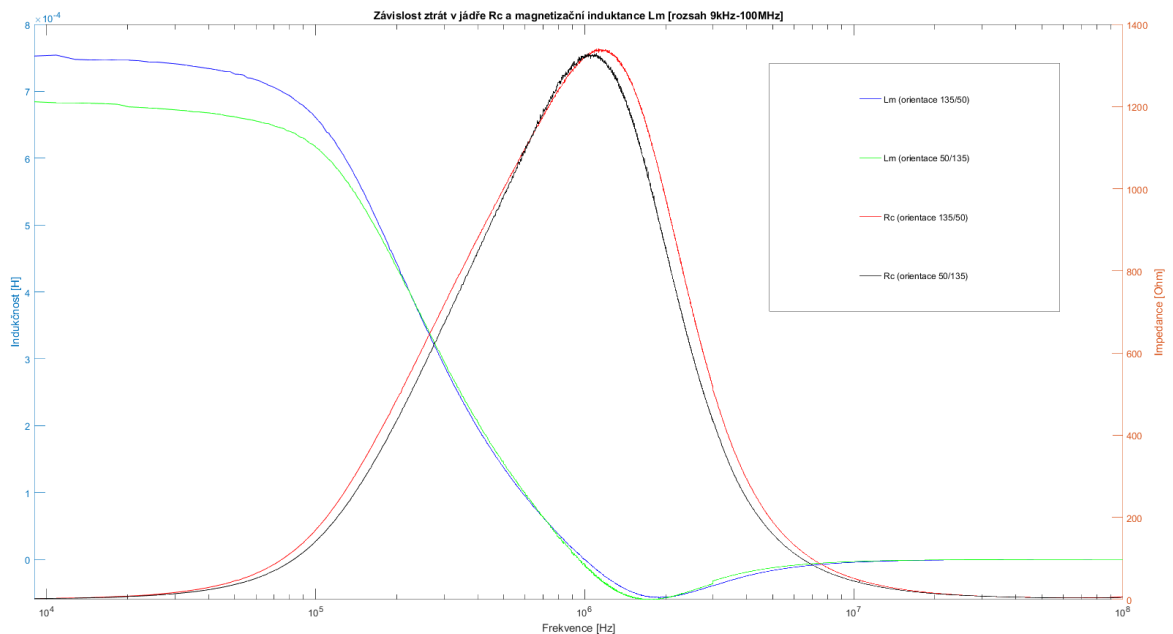
### 4.3.1 Měření naprázdno, parametr S11

Při měření naprázdno jsou měřeny ztráty v jádře  $R_C$  a magnetizační indukčnost  $L_M$  v závislosti na přiloženém kmitočtu. Postup měření je následující: Ke z kalibrovanému VNA připojíme měřený symetrizační transformátor, jehož výstupní svorky (port 2 s impedancí  $Z_{OUT} = 135\Omega$ ) jsou rozpojeny. Po dokončení měření tento postup opakujeme z obrácené strany měřeného transformátoru, tj. výstupní rozpojené svorky (port 1) odpovídají impedanci  $Z_{OUT} = 50\Omega$ . Úprava náhradního schématu při rozpojení svorek je vyobrazena na obr. č. 16



Obrázek 16 Náhradní schéma sdělovacího transformátoru při měření naprázdno (OPEN) [25]

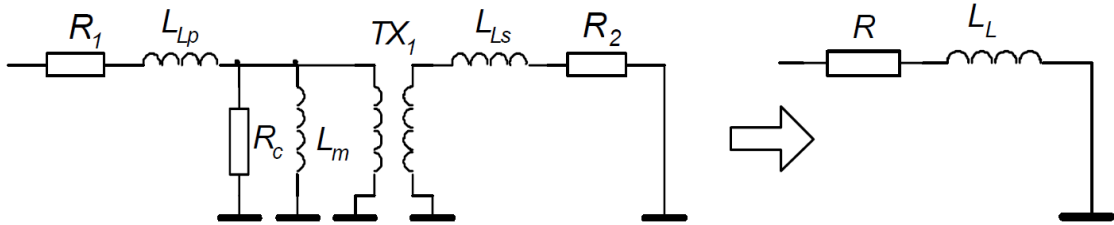
Abychom byli schopni stanovit skutečné hodnoty daných prvků, musíme měřený parametr S11 převést do impedanční roviny. K tomuto účelu využijeme zmíněného vzorce č. 27 na základě, kterého získáme komplexní vstupní impedanci  $Z_{IN}$ . Jak je možné vidět na obr. č. 17, tak oba prvky jsou frekvenčně závislé.



Obrázek 17 Vyobrazení závislosti  $R_C$  a  $L_M$  v závislosti na přiloženém kmitočtu a orientaci měření

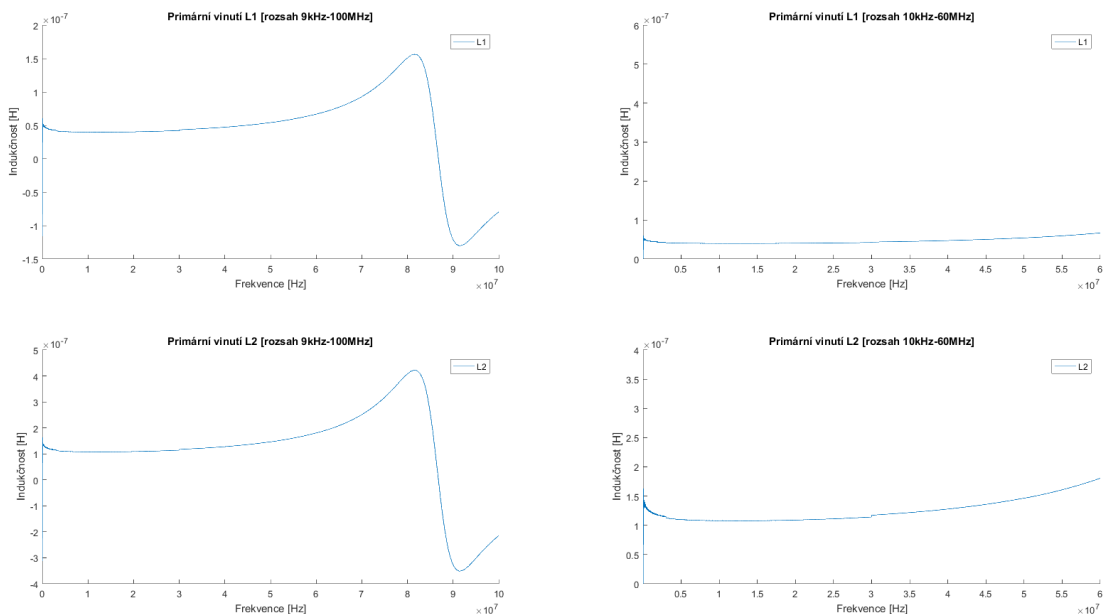
### 4.3.2 Měření nakrátko, parametr S11

V případě zapojení nakrátko je měřena sériová kombinace indukčnosti primárního a sekundárního vinutí  $L_P$ ,  $L_S$  a sériové ztráty  $R_1$ ,  $R_2$  způsobené ohmickým odporem vodiče ze kterého jsou jednotlivá vinutí konstruovány. Postup měření je obdobný měření naprázdno s tím rozdílem, že výstupní svorky jsou zkratovány. Úprava náhradního schématu při zkratování svorek je vyobrazena na obr. č. 18

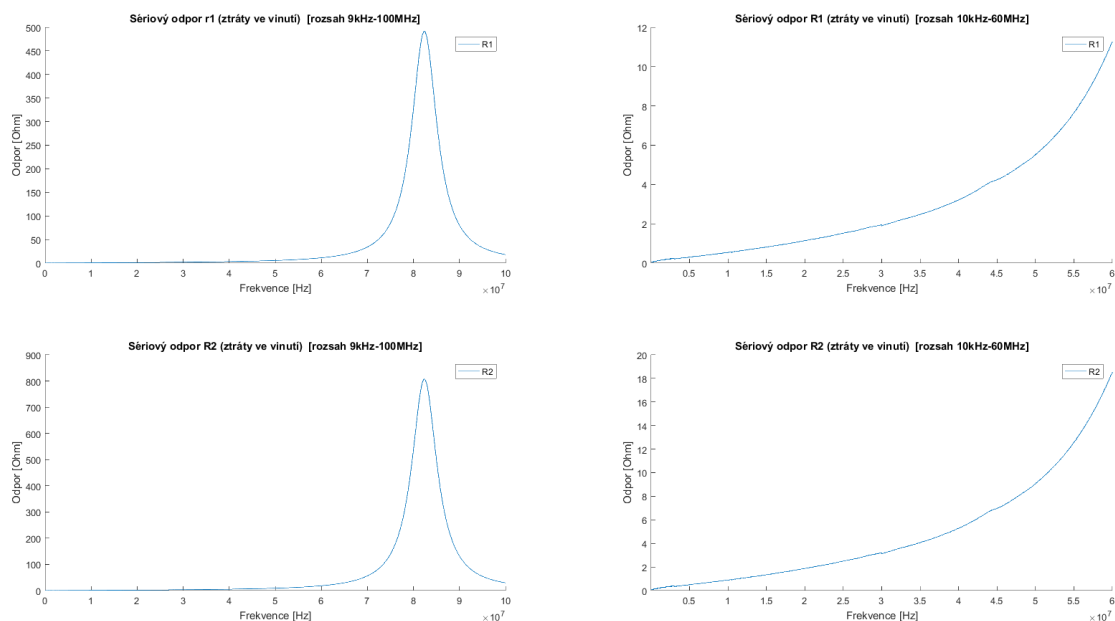


Obrázek 18 Náhradní schéma sdělovacího transformátoru při měření nakrátko (SHORT) [25]

Na obrázku č. 19 je vyobrazena závislost primární a sekundární indukčnosti na přiloženém kmitočtu. V levé části je možné pozorovat vlastní rezonanci jednotlivých indukčností, která se projevuje na frekvenci 82,33 MHz. V pravé části je vyobrazen úsek, pro který je daný transformátor navržen tj. 10 kHz – 60 MHz. V tomto úseku se hodnota indukčnosti pohybuje kolem 40 – 60 nH pro primární vinutí a 100 – 180 nH pro sekundární vinutí. Na obrázku č. 20 je vynesena průběh ztrát způsobených ohmickým odporem v závislosti na frekvenci. Zde je možné zpozorovat, prudký nárůst ztrát, který je spjat s vlastní rezonancí indukčností opět na frekvenci 82,33 MHz. V oblasti nízkých kmitočtů dosahují ztráty hodnot v řádu desetin ohmů, oproti tomu v oblasti vyšších kmitočtů mluvíme o hodnotách v řádu desítek ohmů.



Obrázek 19 Vyobrazení  $L_P$  a  $L_S$  v závislosti na přiloženém kmitočtu



Obrázek 20 Vyobrazení průběhu  $R_1$  a  $R_2$  v závislosti na přiloženém kmitočtu

## 4.4 Výsledky modelování transformátoru

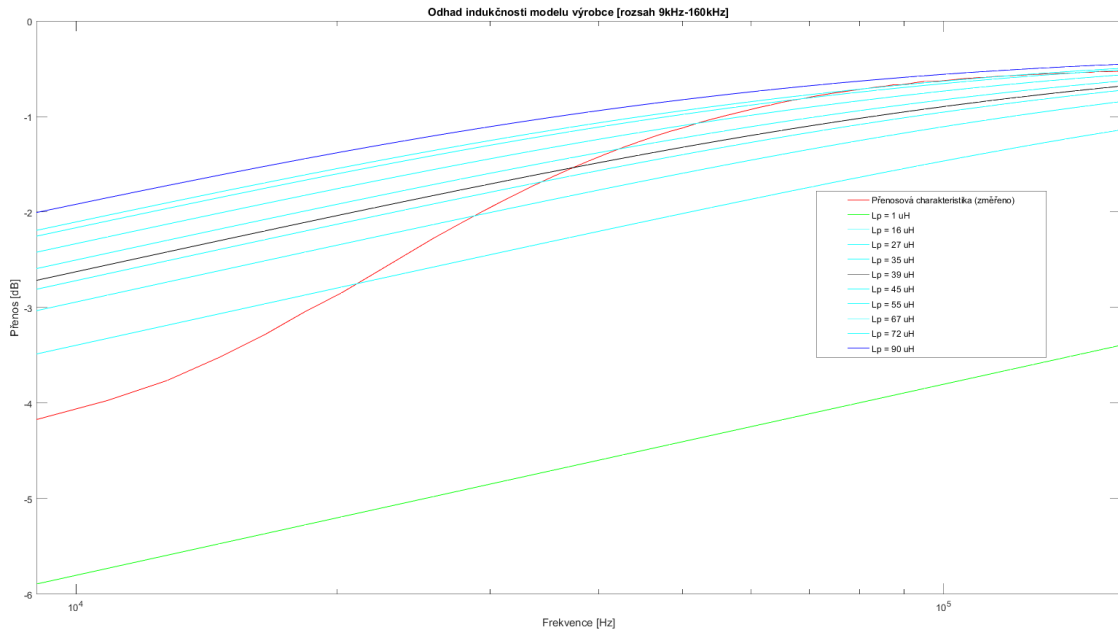
Jak bylo řečeno (v kapitole 3.2), tak v elektrotechnice lze nalézt řadu schémat náhradních obvodů, která můžeme využít k modelování, ale ne všechny nám poskytují věrohodné výsledky pro daný účel. Při volbě schématu jsem měl k dispozici tři možné varianty: obecné náhradní schéma, schéma dle výrobce transformátoru rozdělené pro oblast nízkých a vysokých kmitočtů a alternativní schéma pro oblast nízkých kmitočtů. Možnosti jejich využití pro účely této práce jsou v následujících bodech prodiskutovány.

### 4.4.1 Náhradní schéma dle výrobce transformátoru

Přední výhodou tohoto schématu je variabilita. Principiálně je koncipováno tak, aby bylo univerzální s možností aplikace na širší spektrum sdělovacích transformátorů, které výrobce konstruuje. S tímto je spojeno i vyjádření jednotlivých parametrů za pomoci normalizovaných hodnot, které nám umožňují snadný přepočítání na hodnoty skutečné. S těmito znalostmi následně můžeme přistoupit k výpočtu jednotlivých prvků.

Obecně je vhodné si nejprve provést odhad parametrů a poté přistoupit k zpřesňování modelu. V případě tohoto schématu je výhodou, že máme k dispozici výrobcem poskytnuté rovnice na základě, kterých je možné provést přibližný výpočet hodnot prvků. Zaměříme-li se na oblast nízkých kmitočtů, tak po dosazení vstupní impedance ( $R_s = 50 \Omega$ ) a dolního mezního kmitočtu ( $f_L = 10 \text{ kHz}$ ) do vzorce č. 20 nám vyjde hodnota primární indukčnosti  $L_P = 39,8 \mu\text{H}$ . Po dosazení této hodnoty do modelu transformátoru jsem zjistil, že přenosová charakteristika (v oblast nízkých kmitočtů) nevykazuje pokles jako charakteristika změřená. Proto jsem se rozhodl provést dodatečnou korekci vypočtené hodnoty, tak aby modelovaná přenosová charakteristika odpovídala co nejpřesněji charakteristice změřené. Pro odhad jsem použil metodu

minimalizace střední kvadratické odchylky (dle vzorec č. 25) kterou byla stanovena hodnota indukčnosti 39  $\mu\text{H}$  (vyznačeno černě v obr. č 21).



Obrázek 21 Porovnání přenosu modelu výrobce v oblasti nízkých kmitočtů při různé hodnotě  $L_P$

Nyní přejdeme do oblasti vysokých kmitočtů, kde se na tvarování přenosové charakteristiky nejvíce uplatňují parazitní kapacity  $C_P$  a  $C_S$ . Postup byl obdobný jako pro oblast nízkých kmitočtů, s tím rozdílem, že se do vzorců č. 21 a 22 se dosazovaly normované hodnoty indukčnosti a kapacity s horním mezním kmitočtem ( $f_H = 60\text{MHz}$ ). Po dosazení tabulkových hodnot jsem získal následující hodnoty: Primární kapacita  $C_P = 53\text{ pF}$ , sekundární kapacita  $C_S = 143\text{ pF}$  a hodnota kombinované indukčnosti  $L_L = 265\text{ nH}$ . Po dosazení hodnot do simulace bylo znovu nutné provést korekci vypočtených hodnot. Pro korekci jsem opět použil minimalizace střední kvadratické odchylky, dle které byla určena hodnota primární kapacity  $C_P = 32\text{ pF}$ , sekundární kapacity  $C_S = 86\text{ pF}$  a kombinované indukčnosti  $L_L = 265\text{ nH}$ . Na obr. č. 22 jsou vyznačeny jednotlivé modelované průběhy

Numerické dosazení do vzorců č. 29, 30, 31, 32 :

$$\frac{R_S}{2} = \omega \cdot L_P \Rightarrow L_P = \frac{R_S}{\omega \cdot 2} = \frac{50}{2 \cdot 3,14 \cdot 100000 \cdot 2} = \frac{50}{1256000} = \underline{39,8\mu\text{H}} \quad (29)$$

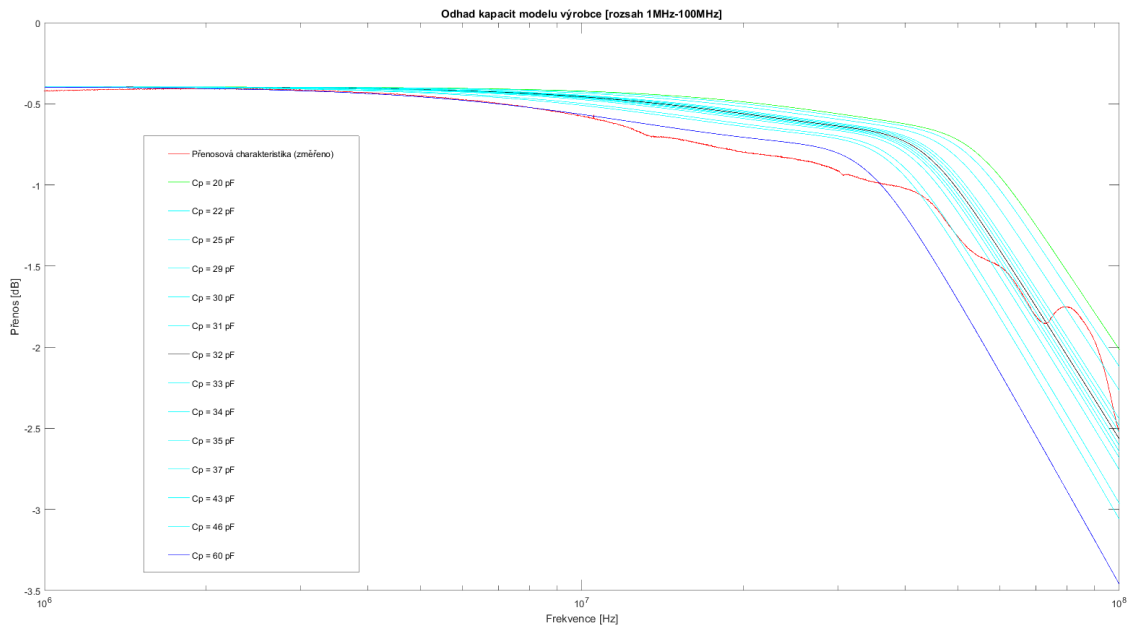
$$L_L = \frac{R_S \cdot L_L'}{\omega_H} = \frac{50 \cdot 2}{2 \cdot 3,14 \cdot 60 \cdot 10^6} = \frac{100}{376,8 \cdot 10^6} = \underline{265\text{nH}} \quad (30)$$

$$C_P = \frac{C_P'}{R_S \cdot \omega_H} = \frac{1}{50 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 60 \cdot 10^6} = \frac{1}{1,884 \cdot 10^{10}} = \underline{53\text{pF}} \quad (31)$$

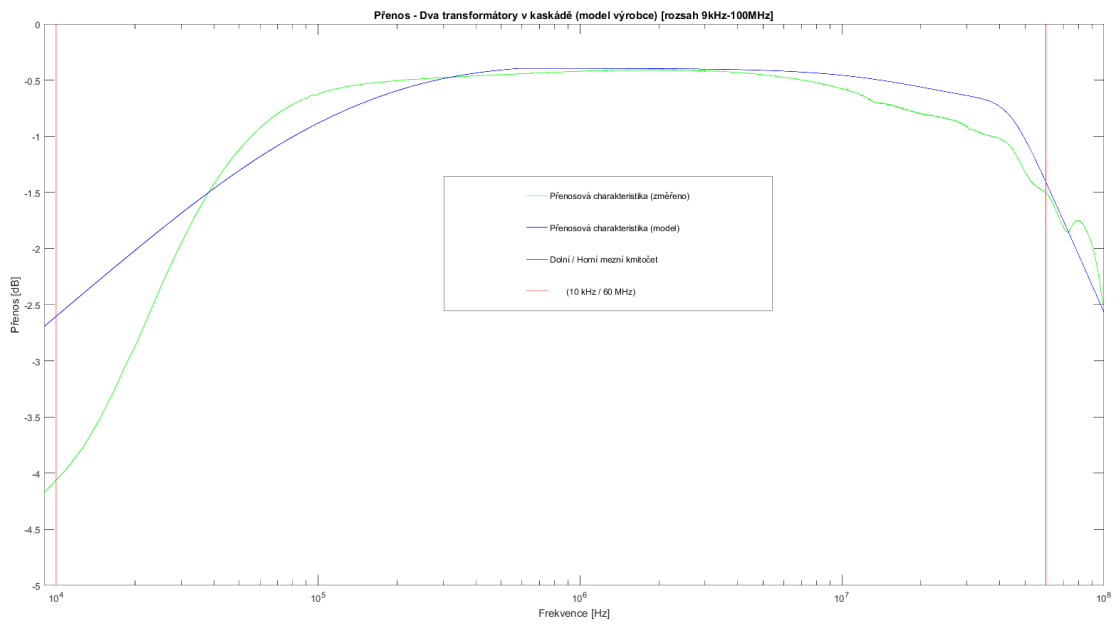
$$C_S = \frac{C_S'}{R_S \cdot \omega_H} = \frac{1}{50 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 60 \cdot 10^6} = \frac{1}{1,884 \cdot 10^{10}} = 53\text{pF} \Rightarrow$$

$$n^2 \cdot C_S = 53\text{pF} \Rightarrow C_S = 53\text{pF} \cdot 2,7 = \underline{143\text{pF}} \quad (32)$$





Obrázek 22 Porovnání přenosu modelu výrobce v oblasti vysokých kmitočtů při různé hodnotě  $C_p$



Obrázek 23 Přenosová charakteristika schématu dle výrobce

V grafu obr. č. 23 je vyobrazena výsledná přenosová charakteristika obou transformátorů (napřímo propojených) s korigovanými vypočtenými parametry. V oblasti vysokých kmitočtů (10 - 60 MHz) je možné zpozorovat odchylku modelu od naměřeného průběhu. Tento jev je způsoben absencí modelových prvků (např. ztrát v jádře), které se v této oblasti podílejí na poklesu přenosové charakteristiky.

#### 4.4.2 Náhradní schéma pro nízké kmitočty

Při modelování přenosové charakteristiky náhradního obvodu z- literatury [26] lze postupovat dvěma způsoby. Prvním způsobem je na daný obvod použit druhý Kirchhoffův zákon, tj. na základě napětíových smyček stanovíme soustavu rovnic, která nám umožní popis chování obvodu z hlediska napětí a proudu. Poté je možné stanovit hodnoty jednotlivých prvků. Druhým (vhodnějším) způsobem je nahrazení modelových prvků změřenými hodnotami z bodu 4.3.1 a 4.3.2. Výhodou tohoto postupu je podstatné zjednodušení postupu, přičemž není nutno potřeba provádět dodatečný odhad / výpočet parametrů.

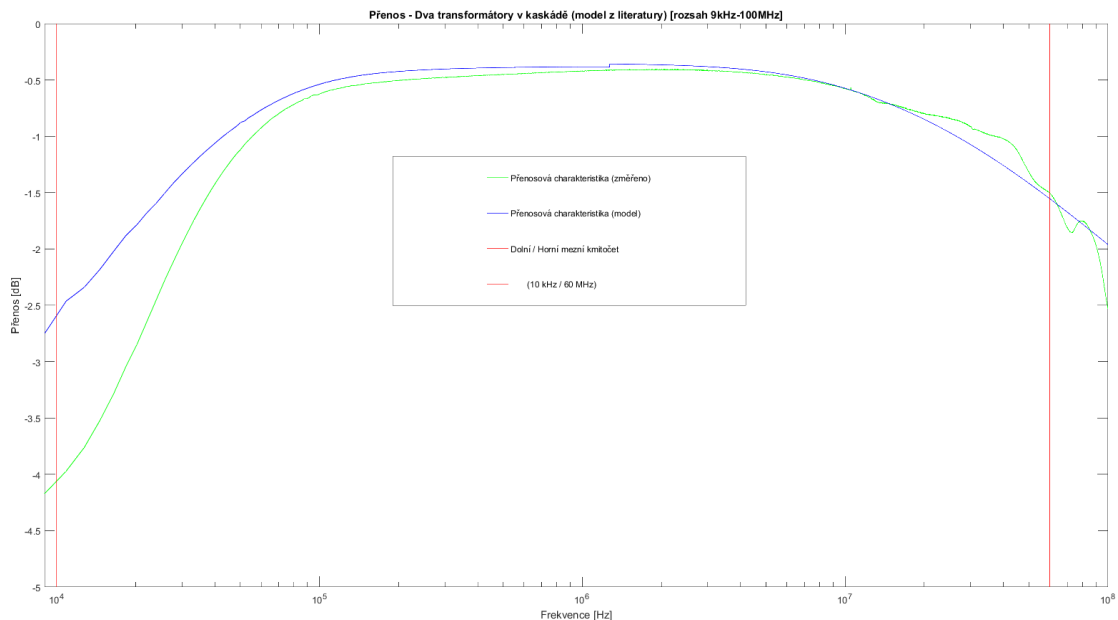
Při nahrazování parametrů obvodu jsem postupoval dle vzorců č. 33, 34, 35, 36

$$R_1 + n^2 \cdot R_2 = R_1 + R_2' = \text{real}(SHORT) \quad (33)$$

$$L_1 + n^2 \cdot L_2 = L_1 + L_2' = \frac{\text{imag}(SHORT)}{\omega} \quad (34)$$

$$R_E = \text{real}(OPEN) \quad (35)$$

$$L_1^M = \frac{\text{imag}(OPEN)}{\omega} \quad (36)$$



Obrázek 24 Přenosová charakteristika modelu vycházejícího z náhradního obvodu literatury [26]

Podíváme-li se na přenosovou charakteristiku na obr. č. 24 je patrné, že v oblasti dolních kmitočtů se modelový průběh výrazně odlišuje od průběhu měřeného. V oblasti nízkých kmitočtů se na tvarování přenosové charakteristiky nejvíce podílí magnetizační indukčnost. Výsledná přenosová charakteristika byla modelována na základě kaskády ABCD matic jednotlivých prvků.

Příklad kaskády ABCD matic dle náhradního schématu z- literatury [26]:

$$\begin{bmatrix} 1 & R_G \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & R_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & X_{L1} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{R_E} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{X_{LM}} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & X_{L2} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & R_2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{R_L} & 1 \end{bmatrix}$$

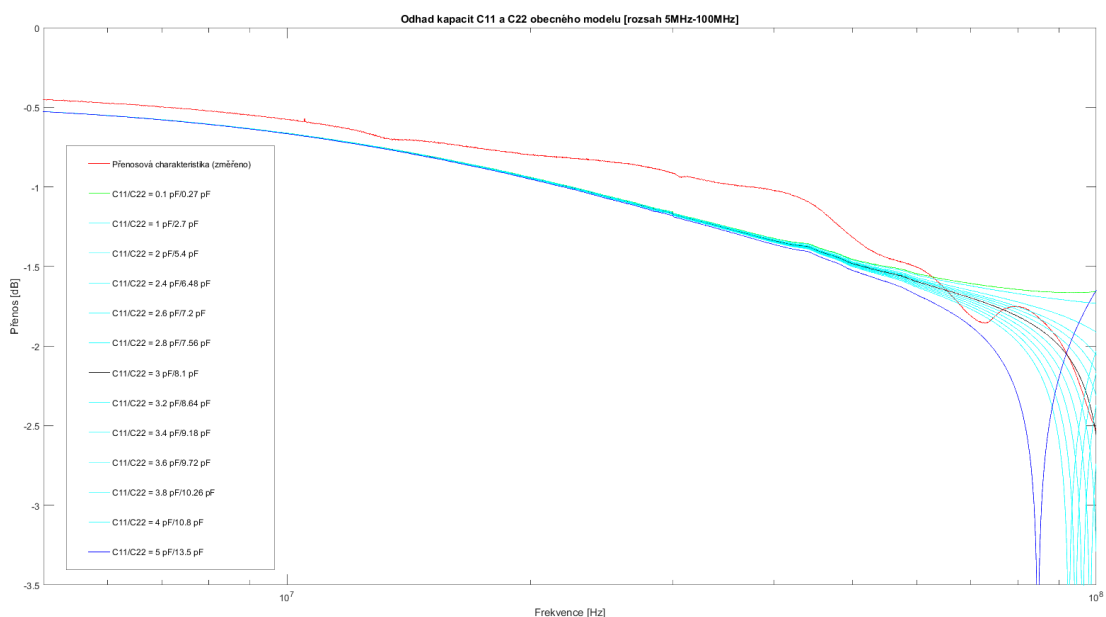
#### 4.4.3 Obecné náhradní schéma sdělovacího transformátoru

Obecné náhradní schéma je principiálně stejné jako schéma převzaté z- literatury [26], s tím rozdílem, že navíc obsahuje (parazitní) kapacitní prvky. Jako u předešlého modelu lze k simulaci přistoupit několika způsoby.

Prvním způsobem je odhad prvků, na základě znalosti přibližných hodnot (např. z katalogu) s jejich následnou korekcí. Tento postup často bývá nevhodný, protože korigování jednotlivých prvků je obtížně předvídatelné. Dále některé prvky se nechovají lineárně a jsou frekvenčně závislé. Typickým příkladem je průběh magnetizační indukčnost  $L_M$  případně ztrát v jádře  $R_C$ .

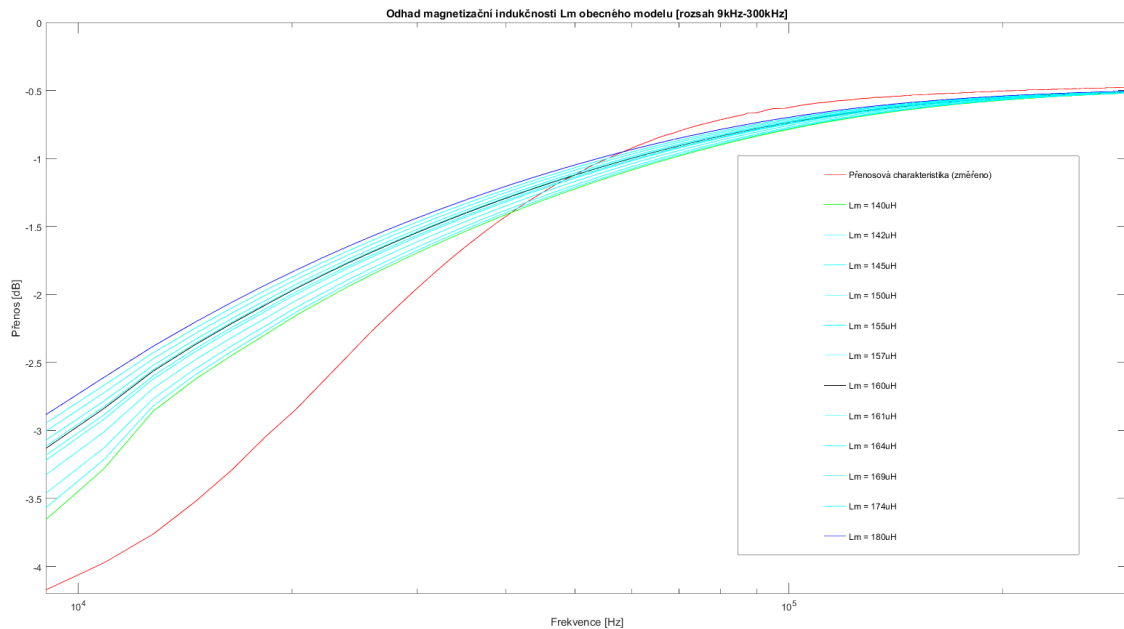
Druhý způsob spočívá v nahrazení prvků modelu hodnotami získanými z měření, které jsou uvedeny v bodě 4.3.1 a 4.3.2. Avšak přidané (parazitní) kapacity je stále nutné odhadnout. Odhad provádíme stejným způsobem jako u modelu dle výrobce.

Před odhadem parazitních kapacit je vhodné si pro daný transformátor zjistit rozsah hodnot, ve kterém se pohybují. K určení rozsahu jsem využil článku [25] ve kterém je pro sdělovací transformátory doporučeno použít kapacity v řádu jednotek až desítek pF. Se znalostí typického rozsahu jsem následně provedl simulaci, ze které byla (na základě střední kvadratické odchylky) vybrána nejlépe vyhovující varianta.



Obrázek 25 Porovnání přenosu obecného modelu v oblasti vysokých kmitočtů při různé hodnotě  $C_{11} / C_{22}$

Na obr. č. 25 jsou vyobrazeny modelované průběhy, které odpovídají rozmezí 0.1 – 5 pF ve frekvenční oblasti 5 až 100 MHz. Z tohoto obrázku je možné zpozorovat, že nejlépe vyhovující jsou hodnoty  $C_{11} = 3\text{pF}$  a  $C_{22} = 8.1\text{pF}$  (vyznačeno černě).



Obrázek 26 Porovnání přenosu obecného modelu v oblasti nízkých kmitočtů při různé hodnotě  $L_m$

Jakmile byly získány parazitní kapacity vinutí  $C_{11}$  a  $C_{22}$  bylo možné přejít k odhadu magnetizační indukčnosti  $L_m$ . Při odhadu této indukčnosti byla opět provedena simulace, ze které byla vybrána nejlépe vyhovující varianta. Na obrázku č. 26 jsou vyobrazeny simulované průběhy přenosové charakteristiky v oblast dolních kmitočtů při hodnotách  $L_m$  v rozmezí 140 až 180  $\mu\text{H}$ . Z tohoto rozsahu jsem stanovil hodnotu  $L_m = 160 \mu\text{H}$  a to na základě minimalizace střední kvadratické odchylky.

Se znalostí všech parametrů potřebných k simulaci můžeme následně přistoupit k modelování výsledné charakteristiky. Při dosazení odhadnutých a naměřených parametrů do odpovídajících ABCD matic (dle tabulky č. 7) získáme kaskádu, která nám reprezentuje obecný náhradní model. Postupným vynásobením jednotlivých matic mezi sebou získáme výslednou ABCD matici, která popisuje chování jednoho sdělovacího transformátoru.

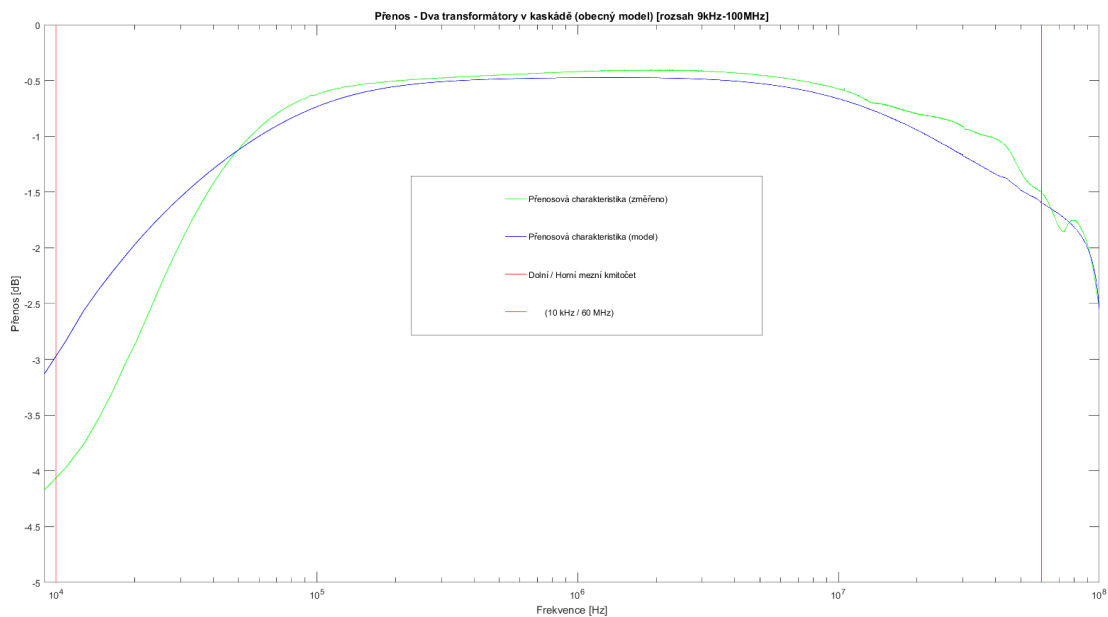
Parametr	Frekvence		
	10 kHz	20 MHz	60 MHz
C <sub>11</sub> [pF]	3	3	3
C <sub>22</sub> [pF]	8.1	8.1	8.1
R <sub>1</sub> [Ω]	0,13	1,14	11,27
R <sub>2</sub> [Ω]	0,22	1,87	18,52
L <sub>LP</sub> [μH]	70	70	70
L <sub>LS</sub> [μH]	189	189	189
L <sub>m</sub> [μH]	160	160	160
R <sub>C</sub> [Ω]	143	14,14	3,93

Tabulka 7 Parametry obecného modelu v rozsahu 10 kHz – 60 MHz

Příklad kaskády ABCD matic reprezentující obecný model (podrobný postup výpočtu výsledné matice je popsán v bodě 2.3.1) :

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{X_{C11}} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & R_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & X_{L1} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{L_{RF}} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{X_{LM}} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} N & 0 \\ 0 & \frac{1}{N} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & X_{L2} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & R_2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{X_{C22}} & 1 \end{bmatrix} \quad (37)$$

Výslednou přenosovou charakteristiku obecného modelu (obr. č 27) můžeme rozdělit na tři části: oblast nízkých kmitočtů, pásmo maximálního přenosu a oblast vysokých kmitočtů. V oblasti pro nízké kmitočty (9kHz – 30 kHz) je přenosová charakteristika závislá především na ztrátách v jádře R<sub>C</sub> a magnetizační indukčnosti L<sub>M</sub>. Oblast přenosu (30kHz – 25 MHz) je závislá na primární L<sub>LP</sub> a sekundární L<sub>LS</sub> indukčnosti spolu s vstupní a výstupní impedancí. V oblasti pro vysokém kmitočty (25MHz – 60 MHz) dochází k poklesu přenosu vlivem parazitních kapacit jednotlivých vinutí C<sub>11</sub> a C<sub>22</sub>.



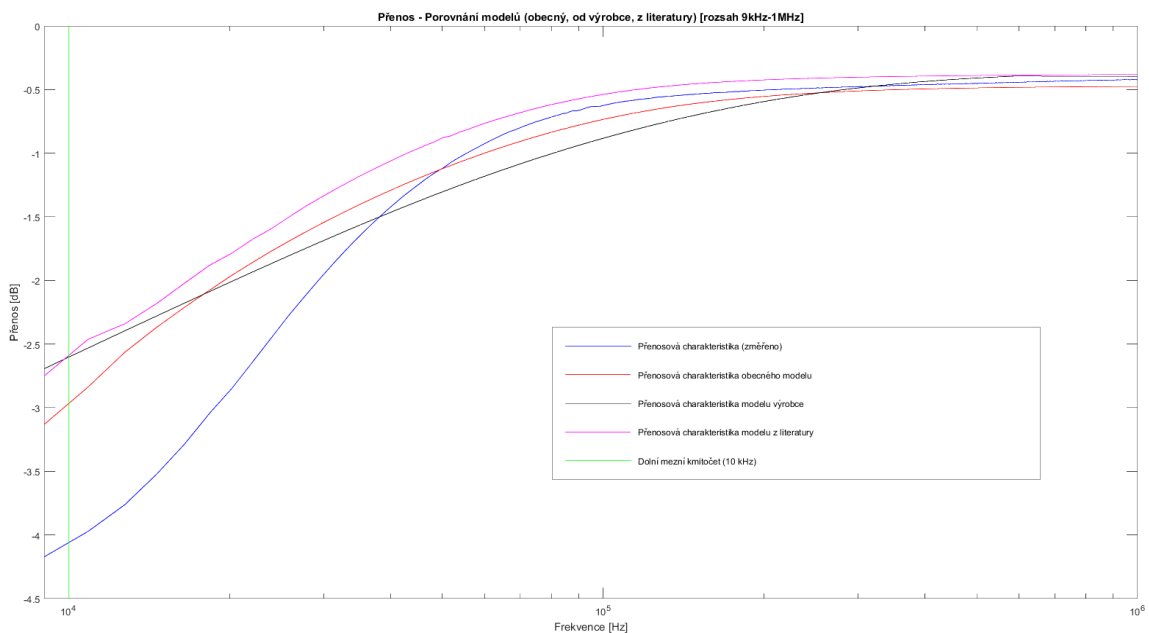
Obrázek 27 Přenosová charakteristika modelu vycházejícího z obecného náhradního obvodu

#### 4.4.4 Shrnutí použitých modelů

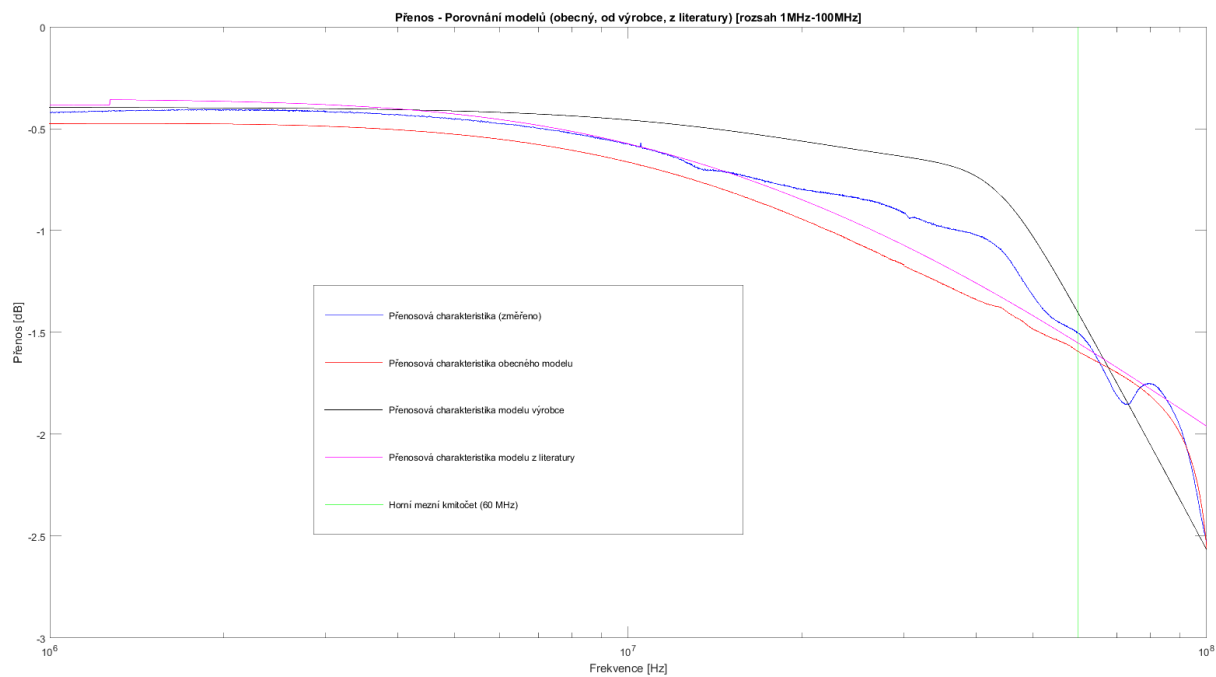
V této části je provedeno shrnutí poznatků získaných při modelování. Při volbě vhodného schématu jsem nejprve vyřadil schéma z literatury [26]. Hlavním důvodem byl malý pokles v oblasti dolních mezních kmitočtů.

Zbývající dvě náhradní schémata bylo obtížné porovnat, protože v určitých oblastech dosahovali téměř stejných hodnot, oproti tomu v jiných se odlišovali výrazněji. Například v oblasti dolních kmitočtů (9 – 800 kHz) byla hodnota střední kvadratické odchylky pro obecný model rovna 0,1635 dB a pro model výrobce 0.1946 dB. Oproti tomu v oblasti horních kmitočtů (35 – 100 MHz) byl rozdíl znatelnější. Pro obecný model byla hodnota střední kvadratické odchylky rovna 0.1573 dB a u modelu dle výrobce 0,2248 dB. Nakonec jsem se rozhodl pro obecný model z důvodu větší variability (z hlediska proměnných tj. jednotlivé parametry modelu lze měnit bez jakéhokoliv přepočtu).

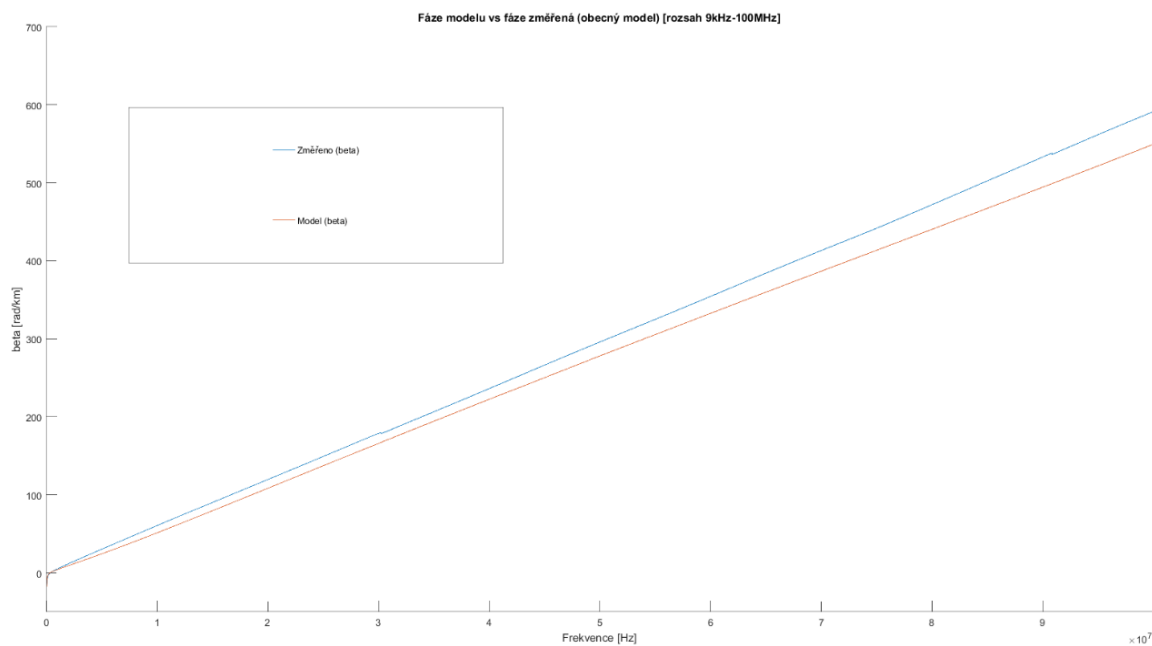
Celkové porovnání modelů je vyobrazeno na obr. č. 28 a 29, kde je zobrazena oblast nízkých kmitočtů (9 kHz – 1 MHz) a vysokých kmitočtů (1 MHz – 100 MHz). Dále můžeme zpozorovat, že v oblasti kolem 140 kHz dochází k přechodu mezi jednotlivými modely s následným splynutím modelu od výrobce s modelem z literatury.



Obrázek 28 Porovnání přenosu modelovaných schémat  
v oblasti nízkých kmitočtů (9 kHz – 1 MHz)



Obrázek 29 Porovnání přenosu modelovaných schémat  
v oblasti nízkých kmitočetů (1 MHz – 100 MHz)



Obrázek 30 Porovnání fáze změřené a modelované (obecný model)  
v oblasti kmitočetů (9 kHz – 100 MHz)

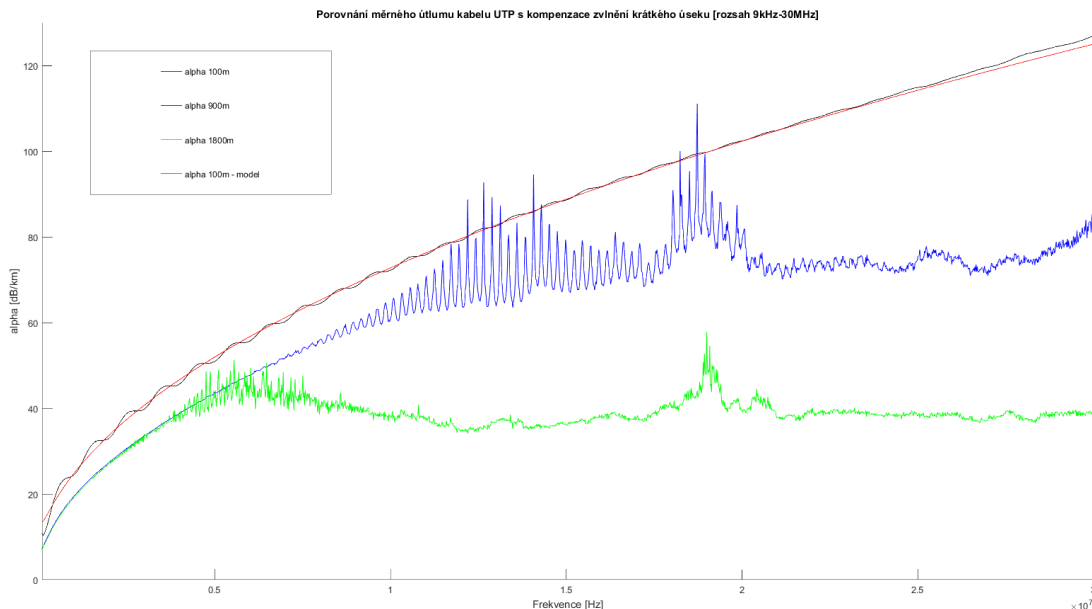
## 4.5 Použití modelů ke korekci měřených parametrů vedení

### 4.5.1 Korekce zvlnění

Ke korekci zvlnění uplatňujícího se u krátkých úseků byl použit model založený na funkci se třemi různými parametry  $k_1$ ,  $k_2$  a  $k_3$ . Jednotlivé koeficienty byly získány pomocí funkce cftool (v prostředí MATLAB), která zvlněný průběh (vyznačen černě) proložila křivkou na základě vzorce č. 38.

$$\alpha(f) = k_1 \cdot \sqrt{f} + k_2 \cdot f + \frac{k_3}{k_1 \cdot \sqrt{f}} \quad \left[ \frac{dB}{km} \right] \quad (38)$$

Na obrázku č. 31 je vyobrazeno porovnání měrného útlumu kabelu UTP před a po korekci zvlnění. Získané koeficienty korekčního modelu jsou platné pro úsek vedení o délce 100m v kmitočtovém pásmu 9kHz – 30MHz. K porovnání je v grafu zobrazen i měrný útlum úseků s délkou 900 a 1800m.



Obrázek 31 Porovnání měrného útlumu kabelu UTP před a po korekci

$k_1$	$k_2$	$k_3$
0,0229	$-2,479 \cdot 10^{-8}$	2000

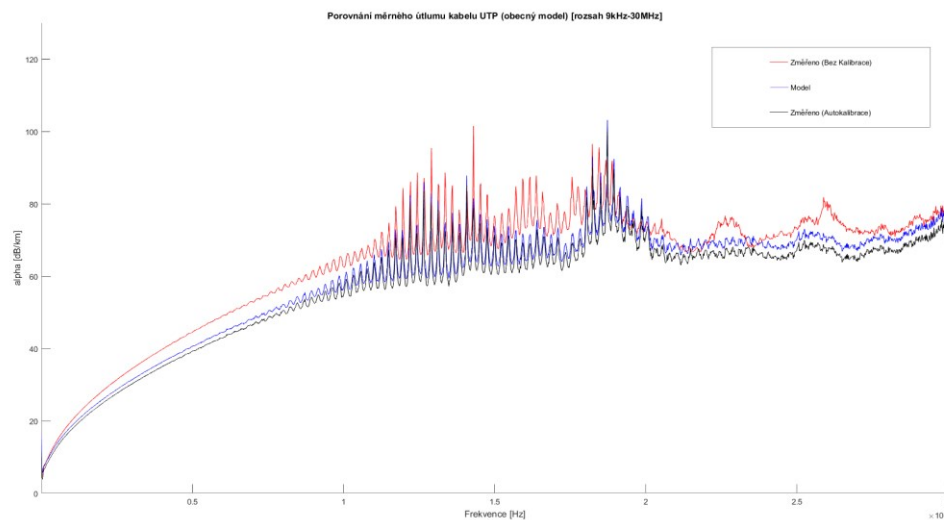
Tabulka 8 Koeficienty modelu UTP o délce 100m



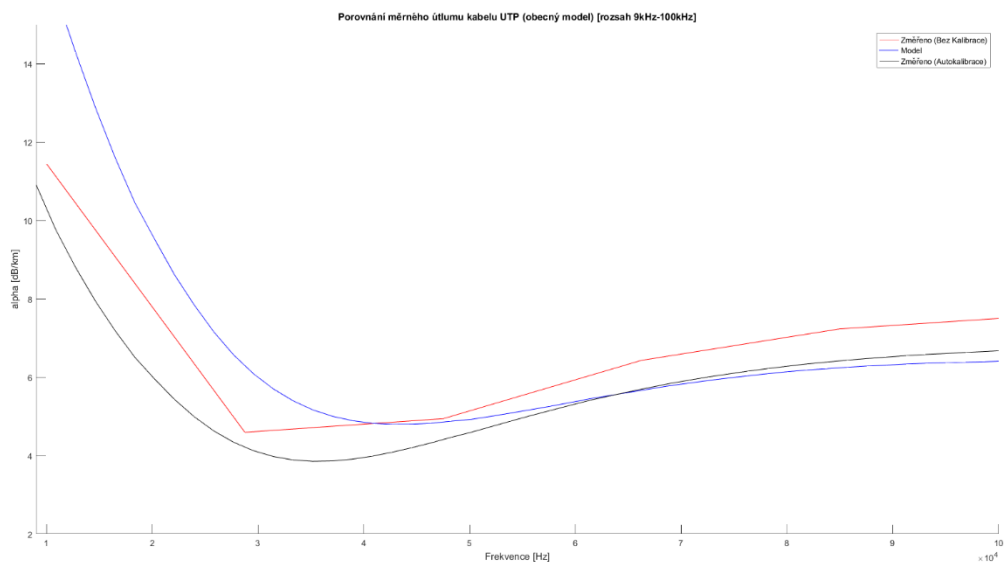
## 4.5.2 Kaskáda transformátorů s vedením

Ke korekci chyby vyskytující se v oblasti nízkých kmitočtů byl použit model, složený z kaskády dvou symetrizačních transformátorů a úseku vedení. Jednotlivé transformátory jsou reprezentovány ABCD maticemi získanými v bodě 4.4.3. Úsek vedení vložený mezi transformátory je modelován na základě postupu uvedeného v tabulce č. 2. Kde  $\gamma$  reprezentuje konstantu šíření kabelu UTP o celkové délce 900m, který byl měřen bez kalibrace.

Na obrázku č. 32 je zobrazeno porovnání měřených a modelových hodnot měrného útlumu kabelu UTP. Zde je možné zpozorovat, že v oblasti vyšších kmitočtů modelový průběh (vyznačeno modře) věrohodně modeluje průběh, který byl měřen s použitím autokalibrace (vyznačeno černě). Dále na obrázku č. 33 je zobrazeno porovnání stejných průběhů s tím rozdílem, že jsou zobrazeny v oblasti nízkých kmitočtů (9kHz – 100kHz). Zde je patrné, že použitý model nesplnil očekávanou korekci.



Obrázek 32 Porovnání měrného útlumu kabelu UTP s uplatněním modelu [9kHz – 30MHz]



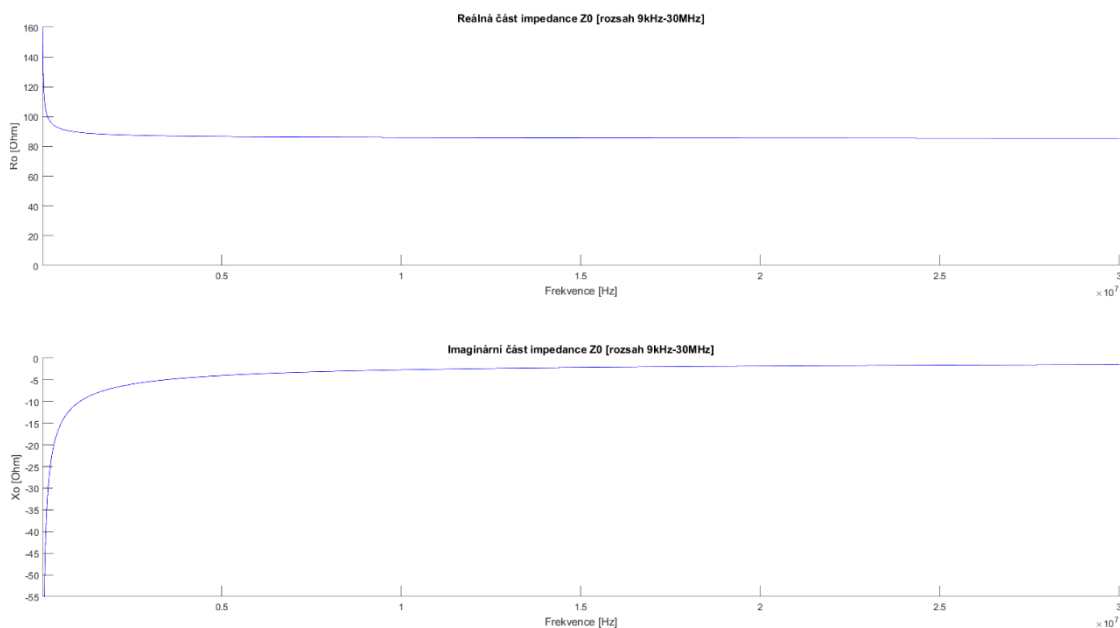
Obrázek 33 Porovnání měrného útlumu kabelu UTP s uplatněním modelu [9kHz – 100kHz]

### 4.5.3 Měření charakteristické impedance

K vyhodnocení charakteristické impedance vedení  $Z_0$  lze přistoupit dvěma způsoby. Prvním způsobem je provést sadu měření, ze které získáme náhradní prvky obvodu tj. odpor, indukčnost, kapacitu a svod, které následně dosadíme do vzorce č. 39. Druhým (vhodnějším) způsobem je provést sadu měření na úseku vedení zakončeného naprázdno a nakrátko. Získané parametry S11 poté přepočteme (dle vzorce č. 27) na vstupní impedance  $Z_{IN, OPEN}$  a  $Z_{IN, SHORT}$ . Následně tyto hodnoty dosadíme do vzorec č. 39, dle kterého získáme charakteristikou impedanci. Pro měření byl použit kabel UTP o délce 100m.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R+j\omega\cdot L}{G+j\omega\cdot C}} = \sqrt{Z_{IN, OPEN} \cdot Z_{IN, SHORT}} = R_0 + j \cdot X_0 \quad [\Omega] \quad (39)$$

Na obr. č. 34 je zobrazena reálná a imaginární část charakteristické impedance  $Z_0$  v závislosti na kmitočtu.



Obrázek 34 Reálná a Imaginární část impedance  $Z_0$

## 5 Závěr

Cílem této diplomové práce bylo seznámení se s postupy a technikou, které se využívají při měření symetrických vedení. Dále byla provedena analýza chyb vyskytujících se při těchto měřeních a jejich následná korekce.

Tato práce má dvě části, a to teoretickou a praktickou. První část se zabývá stručným shrnutím teoretických poznatků a postupů využívaných při měření parametrů symetrických vedení a symetrizačních transformátorů. Konkrétněji se jedná o S, ABCD parametry, použité měřicí přístroje, kabely, transformátory atd. Druhá (praktická) část se zabývá vlastním měřením s následným zpracováním naměřených dat a jejich grafickou reprezentací.

Jako první byla provedena sada měření na několika vzorcích symetrické kabeláže (UTP, SYKFY) při které byl kladen důraz na vliv a typ kalibrace. K tomuto účelu byly použity dva typy kalibrace a to manuální a autokalibrace. Při porovnání výsledků jednotlivých kalibrací jsem dospěl k závěru, že je vhodné používat implementovanou autokalibraci VNA a to z důvodu efektivity měření. Naměřené hodnoty obou kalibrací byly téměř totožné, přitom manuální kalibrace vyžaduje více kroků potřebných k její realizaci. V případě manuální kalibrace musíme nejprve provést autokalibraci napřímo propojených portů, poté změřit referenční přenosovou charakteristiku obou symetrizačních transformátorů a následně (při vyhodnocení výsledků) musíme tuto charakteristiku odečíst od naměřených výsledků kabeláže. U autokalibrace stačí provést pouze prvotní kalibraci s přímo propojenými transformátory a následně provést vyžadované měření. V případě krátkých úseků byla provedena dodatečná korekce zvlnění, které je způsobeno odrazem signálu zpět ke zdroji. Ke korekci byl využit model založený na tříparametrové rovnici, viz bod 4.5.1.

Další krok zahrnoval měření náhradních parametrů symetrizačních transformátorů na základě metody OPEN / SHORT. Tyto parametry byly následně využity k tvorbě náhradních modelů. Konkrétní hodnoty jsou uvedeny v kapitole 4.3.1 a 4.3.2.

Při volbě modelu jsem se rozhodoval mezi třemi variantami, přičemž každá z nich měla své výhody a nevýhody. Schéma z- literatury [26] bylo kvalitně zpracováno, nicméně v oblasti nízkých kmitočtů nedosahovalo takového poklesu přenosové charakteristiky jako skutečný transformátor. Schéma poskytnuté výrobcem poskytovalo v porovnání se skutečným transformátorem věrohodné výsledky ve všech kmitočtových oblastech. Dále byl tento model snadno implementovatelný, protože se jednalo o kombinaci dolní a horní propusti. Oproti tomu nevýhodou tohoto modelu bylo oddělené modelování dolního a horního pásma kmitočtů. Zbývající obecný model jsem nakonec vyhodnotil jako nejvhodnější.

V poslední části bylo provedeno modelování celkového přenosového řetězce transformátor – vedení – transformátor. Cílem bylo porovnat naměřené výsledky s modelovanými a provést jejich korekci. Tj. odstranit chyby, vzniklé např. kmitočtovou závislostí vstupní impedance. Výsledný model přenosového řetězce poskytoval věrohodné výsledky v oblasti vyšších kmitočtů, nicméně v oblasti nízkých kmitočtů nesplnil očekávanou korekci.

## Literatura

- [1] VODRÁŽKA, J. a HAVLAN, M. *Přístupové přenosové systémy: cvičení : měření na přípojkách xDSL*. Vyd. 1. Praha: ČVUT, 2003, 159 s. ISBN 80-010-2786-4.
- [2] BARTOŇ, Z. a PROCHÁZKA, T. *Electrorevue, S-Parametry* [online] 13.6.2002 [cit. 2015-03-19] Dostupné z:< <http://www.elektrorevue.cz/clanky/02029/index.html>>
- [3] JEFFERIES, David. *S-Parameters* [online] 6.6 2007 [cit. 2015-03-19] Dostupné z:< <http://personal.ee.surrey.ac.uk/Personal/D.Jefferies/sparam.html>>
- [4] Microwave Encyclopedia. *S-Parameters in Microwave* [online] [cit. 2015-03-19] Dostupné z:<<http://www.microwaves101.com/encyclopedias/438-s-parameters-microwave-encyclopedia-microwaves101-com>>
- [5] REYNDERS, D., MACKAY, S., WRIGHT, E. *Practical Industrial Data Communications : Best Practice Techniques*. (2005) [online] [cit. 2015-05-30] Dostupné z:<<http://www.ebrary.com>>
- [6] CISCO. *CCNA: Network Media Types*, [online] 14.3.2003 [cit. 2015-05-23]. Dostupné z:<<http://www.ciscopress.com/articles/article.asp?p=31276>>
- [7] RAJESH, K., *Know your Cat 5-6-7 Unshielded Twisted Pair (UTP) Network Cables* [online] 11.11.2010 [cit. 2015-03-19]. Dostupné z:<<http://www.excitingip.com/847/know-your-cat-5-6-7-unshielded-twisted-pair-utp-network-cables/>>
- [8] ROHDE AND SCHWARZ *FSH-8 and VNA datasheet* [online] [cit. 2015-05-19] Dostupné z:< <http://www.rohde-schwarz.com/>>
- [9] BEZPALEC, Pavel. *A2B32DAT Datové sítě, Přednáška 3 – Přenosová Média*. [online] FEL ČVUT 2011 [cit. 2015-05-19] Dostupné z:<<http://moodle.kme.fel.cvut.cz/moodle/course/view.php?id=205>>
- [10] KABELÁŽ, Strukturovaná. *Rozdíly mezi kabely dle jejich označení*. [online] 2010 [cit. 2015-05-27] Dostupné z:<<http://www.kabelazstrukturovana.cz/utp-ftp-nebo-stp-kabel>>
- [11] ŠOFER, Radim. *Stíněný či nestíněný ?* [online] Číslo Readme 1997/1 [cit. 2015-05-25] Dostupné z:<[http://www.arrowecs.cz/web/read\\_me.nsf/04043227a2b0e75ac12565250021ecb0/d607a3fb0c3998c9c125652900374b39?OpenDocument](http://www.arrowecs.cz/web/read_me.nsf/04043227a2b0e75ac12565250021ecb0/d607a3fb0c3998c9c125652900374b39?OpenDocument)>
- [12] AGILENT TECHNOLOGIES *Fundamental Principles of Vector Network Analysis* [cit. 2015-05-19] Dostupné z:< <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5965-7707E.pdf>>

- [13] POOLE, Ian *Vector Network Analyzer VNA Tutorial* [online] [cit. 2015-05-20] Dostupné z:< [http://www.radio-electronics.com/info/t\\_and\\_m/rf-network-analyzer/vector-analyser-vna-tutorial.php](http://www.radio-electronics.com/info/t_and_m/rf-network-analyzer/vector-analyser-vna-tutorial.php)>
- [14] PHIRUN, Kim, GIRDHARI Chaudhary, YONGCHAE Neony *Wideband impedance transformer with out-of-band suppression characteristic* [online] 27.4.2014 [cit. 2015-06-03] Dostupné z:< <http://80.onlinelibrary.wiley.com/dialog.cvut.cz/doi/10.1002/mop.28664/abstract>>
- [15] ZHURBENKO, Viliy, KROZER Viktor and RUBAEK, Tonny *Impedance Transformers* [online] [cit. 2015-06-03] Dostupné z:< <http://cdn.intechopen.com/pdfs-wm/10717.pdf>>
- [16] NORTH HILLS *Firemní dokumentace (datasheet) transformátorů* [online] [cit. 2015-06-03] Dostupné z:< <http://www.nhsignal.com/pdf/products-wb-general-purpose.pdf>><<http://www.nhsignal.com/pdf/appnote-wb-151.pdf>><[http://www.nhsignal.com/store/media/images/product\\_xlarge/0312BB.jpg](http://www.nhsignal.com/store/media/images/product_xlarge/0312BB.jpg)>
- [17] RAIDA, Zbyněk a kolektiv autorů *Elektromagnetické vlny, Mikrovlnná technika (Multimediální učebnice)* [online] 2010 FEEC VUT Brno [cit. 2015-06-03] Dostupné z:< <http://www.urel.feec.vutbr.cz/~raida/multimedia/index.php?nav=9-1-A>>
- [18] KABELOVNA DĚČÍN *Kabely pro vnitřní instalace a propojení typu SYKY a SYKFY* [online] 1.1.2011 [cit. 2015-06-14] Dostupné z:<[http://www.kabelovna.cz/files/technicke\\_podminky/tp\\_31-30-13-kd-%2002-97-sykfy.pdf](http://www.kabelovna.cz/files/technicke_podminky/tp_31-30-13-kd-%2002-97-sykfy.pdf)>
- [19] NEVOSAD Marek, LAFATA Pavel, JARES Petr *Modeling of Telecommunication Cables for Gigabit DSL Application* [online] [cit. 2015-06-14] Dostupné z:<<http://advances.utc.sk/index.php/AEEE/article/download/874/888>>
- [20] CEPA Lukas, KOZAK Milos, VODRAZKA Jiri *INNOVATION OF METHODS FOR MEASUREMENT AND MODELLING OF TWISTED PAIR PARAMETERS* [online] [cit. 2015-06-22] Dostupné z:<<https://dSPACE.vsb.cz/bitstream/handle/10084/89797/AEEE-2011-9-4-220cepa.pdf?sequence=1>>
- [21] LUDWIG, Reinhold, BRETCHKO Pavel. *RF circuit design: theory and applications*. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 2000, xiv, 642 p. ISBN 0130953237.[cit. 2016-01-19]
- [22] PIERRE Jarry, JACQUES Beneat. *Advanced design techniques and realizations of microwave and RF filters*. Hoboken, N.J.: J. Wiley & Sons, 2008. ISBN 9780470294178. [online] [cit. 2016-02-14]

- [23] LAFATA Pavel. *Investigation of VDSL2 Digital Lines Performance with Bridged Taps* [online] [cit. 2016-02-16] Dostupné z: <<http://advances.utc.sk/index.php/AEEE/article/download/787/865> >
- [24] FAKTOR, Zdeněk. *Transformátory a cívky. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 1999. ISBN 80-86056-49-x. [cit. 2016-02-20]*
- [25] DUMBRAVA, V. a L. SVILAINIS. *RF Transformer Model Parameters Measurement*. 2007 IEEE Design and Diagnostics of Electronic Circuits and Systems [online] IEEE, 2007, s. 1-5 [cit. 2016-02-27]. DOI: 10.1109/DDECS.2007.4295298. ISBN 1-4244-1161-0. Dostupné z: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4295298> >
- [26] BOWEN, David, I. D. MAYERGOYZ, ZHENYU ZHANG, P. MCAVOY, C. KRAFFT a D. KROOP. *Modeling and Testing of Ethernet Transformers*. IEEE Transactions on Magnetics [online]. 2009, 45(10), 4793-4796 [cit. 2016-04-10]. DOI: 10.1109/TMAG.2009.2023918. ISSN 0018-9464. Dostupné z: <[http://drum.lib.umd.edu/bitstream/handle/1903/11520/Bowen\\_umd\\_0117E\\_12074.pdf](http://drum.lib.umd.edu/bitstream/handle/1903/11520/Bowen_umd_0117E_12074.pdf) nebo <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5257297> >
- [27] ROHDE AND SCHWARZ *Vector Network Analyzer (VNA) Calibration: The Basics* [online] [cit. 2016-04-07] Dostupné z: <<https://cas.web.cern.ch/cas/Denmark-2010/Caspers/RS0908-22VNAWhitePaperV2%20on%20VNA%20calibration%20methods%20CAS%202009%20and%20CAS2010.pdf>>
- [28] BYMASTER, Brett. *Linear circuit simulator using network analysis, useful for analog and RF, including noisy 2-ports*. 2005 [online] [cit. 2016-01-05] Dostupné z: <<http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/7645-linear-2-port-circuit-simulator/content/Example.m>>
- [29] Standardy TIA-568, TIA-606 Dostupné z: <[www.csd.uoc.gr/~hy435/material/TIA-EIA-568-B.2.pdf](http://www.csd.uoc.gr/~hy435/material/TIA-EIA-568-B.2.pdf)>
- [30] VODRÁŽKA Jiří, LAFATA Pavel. *Applicability of Local Symmetrical Pairs with Paper Insulation for VDSL* [online] [cit. 2016-04-20] Dostupné z: <<http://elektrorevue.cz/en/download/applicability-of-local-symmetrical-pairs-with-paper-insulation-for-vdsl/>>
- [31] Hajný, Michal. *Bakalářská práce*. 2013 [cit. 2016-03-08]

## A Seznam použitých obrázků

Obrázek 1 Schematické vyobrazení S-parametrů na 2 portovém obvodu.....	4
Obrázek 2 T-článek složený ze dvou rezistorů $R_1$ , $R_2$ a kapacity $C_1$ .....	7
Obrázek 3 T-článek v impedanční doméně .....	7
Obrázek 4 Vektorový analyzátor Rohde & Schwarz ZVRE .....	10
Obrázek 5 Vyobrazení a vnitřní zapojení symetrizačního transformátoru 0312BB.....	11
Obrázek 6 Typický příklad měření s využitím transformátoru 0312BB .....	11
Obrázek 7 Ekvivalentní náhradní schéma obecného modelu sdělovacího transformátoru .....	12
Obrázek 8 Náhradní schéma sdělovacího transformátoru poskytnuté výrobcem a) Pro nízké frekvence b) Pro vysoké frekvence .....	12
Obrázek 9 Normalizované hodnoty jednotlivých parametrů pro různé odezvy .....	13
Obrázek 10 Náhradní schéma sdělovacího transformátoru z literatury.....	13
Obrázek 11 Systematický modelu ideálního vektorového analyzátoru.....	17
Obrázek 12 Porovnání měrného útlum kabelu SYKFY (10kHz - 5MHz) .....	20
Obrázek 13 Porovnání měrného útlum kabelu SYKFY (10kHz - 100kHz).....	21
Obrázek 14 Porovnání měrného útlum kabelu UTP (10kHz - 5MHz).....	21
Obrázek 15 Porovnání měrného útlum kabelu UTP (10kHz - 100kHz).....	22
Obrázek 16 Náhradní schéma sdělovacího transformátoru při měření naprázdno (OPEN) .....	23
Obrázek 17 Vyobrazení závislosti $R_C$ a $L_M$ v závislosti na přiloženém kmitočtu a orientaci měření .....	23
Obrázek 18 Náhradní schéma sdělovacího transformátoru při měření nakrátko (SHORT) .....	24
Obrázek 19 Vyobrazení $L_P$ a $L_P$ v závislosti na přiloženém kmitočtu.....	24
Obrázek 20 Vyobrazení průběhu $R_1$ a $R_2$ v závislosti na přiloženém kmitočtu.....	25
Obrázek 21 Porovnání přenosu modelu výrobce v oblasti nízkých kmitočtů při různé hodnotě $L_P$ .....	26
Obrázek 22 Porovnání přenosu modelu výrobce v oblasti vysokých kmitočtů při různé hodnotě $C_P$ .....	27
Obrázek 23 Přenosová charakteristika schématu dle výrobce.....	27
Obrázek 24 Přenosová charakteristika modelu vycházejícího z náhradního obvodu literatury .....	28

Obrázek 25 Porovnání přenosu obecného modelu v oblasti vysokých kmitočtů při různé hodnotě $C_{11} / C_{22}$ .....	29
Obrázek 26 Porovnání přenosu obecného modelu v oblasti nízkých kmitočtů při různé hodnotě $L_m$ .....	30
Obrázek 27 Přenosová charakteristika modelu vycházejícího z obecného náhradního obvodu.....	31
Obrázek 28 Porovnání přenosu modelovaných schémat v oblasti nízkých kmitočtů (9 kHz – 1 MHz).....	32
Obrázek 29 Porovnání přenosu modelovaných schémat v oblasti nízkých kmitočtů (1 MHz – 100 MHz).....	33
Obrázek 30 Porovnání fáze změřené a modelované (obecný model) v oblasti kmitočtů (9 kHz – 100 MHz) .....	33
Obrázek 31 Porovnání měrného útlumu kabelu UTP před a po korekci .....	34
Obrázek 32 Porovnání měrného útlumu kabelu UTP s uplatněním modelu [9kHz – 30MHz] .....	35
Obrázek 33 Porovnání měrného útlumu kabelu UTP s uplatněním modelu [9kHz – 100kHz] .....	35
Obrázek 34 Reálná a Imaginární část impedance $Z_0$ .....	36
Obrázek 35 Porovnání autokalibrace a manuální kalibrace SYKFY pár č. 1.....	46
Obrázek 36 Porovnání autokalibrace a manuální kalibrace SYKFY pár č. 2.....	46
Obrázek 37 Porovnání autokalibrace a manuální kalibrace SYKFY pár č. 3.....	47
Obrázek 38 Porovnání autokalibrace a manuální kalibrace SYKFY pár č. 4.....	47
Obrázek 39 Porovnání autokalibrace a manuální kalibrace UTP pár č.1 .....	48
Obrázek 40 Porovnání autokalibrace a manuální kalibrace UTP pár č. 2 .....	48
Obrázek 41 Porovnání autokalibrace a manuální kalibrace UTP pár č. 3 .....	49
Obrázek 42 Porovnání autokalibrace a manuální kalibrace UTP pár č. 4 .....	49



## **B Seznam použitých tabulek**

Tabulka 1 Přepočítání mezi parametry Z, Y, h, ABCD .....	6
Tabulka 2 ABCD parametry základních dvouportových obvodů .....	8
Tabulka 3 Porovnání kategorií z hlediska přenosové rychlosti a frekvenčního pásma ..	15
Tabulka 4 Význam zkratky SYKIFY .....	15
Tabulka 5 Střední kvadratická odchylka kabeláže UTP (auto vs. manuální kalibrace) .	19
Tabulka 6 Střední kvadratická odchylka kabeláže SYKIFY (auto vs. manuální kalibrace) .....	19
Tabulka 7 Parametry obecného modelu v rozsahu 10 kHz – 60 MHz .....	31
Tabulka 8 Koeficienty modelu UTP .....	34

## C Seznam použitých zkratek

S = Scattering parameters (Rozptylové parametry)

TIA = Telecommunication Industries Association (Sdružení telekomunikačního průmyslu)

EIA = Electronic Industries Association (Sdružení elektronického průmyslu)

ANSI = American National Standards Institute (Americký národní standardizační institut)

USB = Universal Serial Bus (Univerzální sériová sběrnice)

AWG = American Wire Gauge (Americká [standardizační instituce] tloušťky [průřezu] vodičů)

UTP = Unshielded Twisted Pair (Nestíněný kroucený pár)

FTP = Foiled Twisted Pair (Kroucený pár stíněný fólií)

STP = Shielded Twisted Pair (Stíněný kroucený pár)

TP = Twisted Pair (Kroucený pár)

CAT = Category (Kategorie)

f = Frequency (Frekvence)

RACK = Standardizovaný systém umožňující přehlednou montáž a propojování různých (elektrických) zařízení

DUT = Device Under Test (Testované zařízení)

RF = Radiofrequency (radiofrekvenčních)

VNA = Vector Network Analyzer (Vektorový obvodový analyzátor)

NEXT = Near End Cross Talk (Přeslech na blízkém konci)

FEXT = Far End Cross Talk (Přeslech na vzdáleném konci)

SWR (PSV) = Standing wave ratio (Poměr stojatých vln)

CT = Center tapped (Vývod ze středu vinutí)

CW = Coaxial Wire (Koaxiální kabel)

SHORT = Zakončení nakrátko (Zkratovaný obvod)

OPEN = Zakončení naprázdno (Rozpojený obvod)

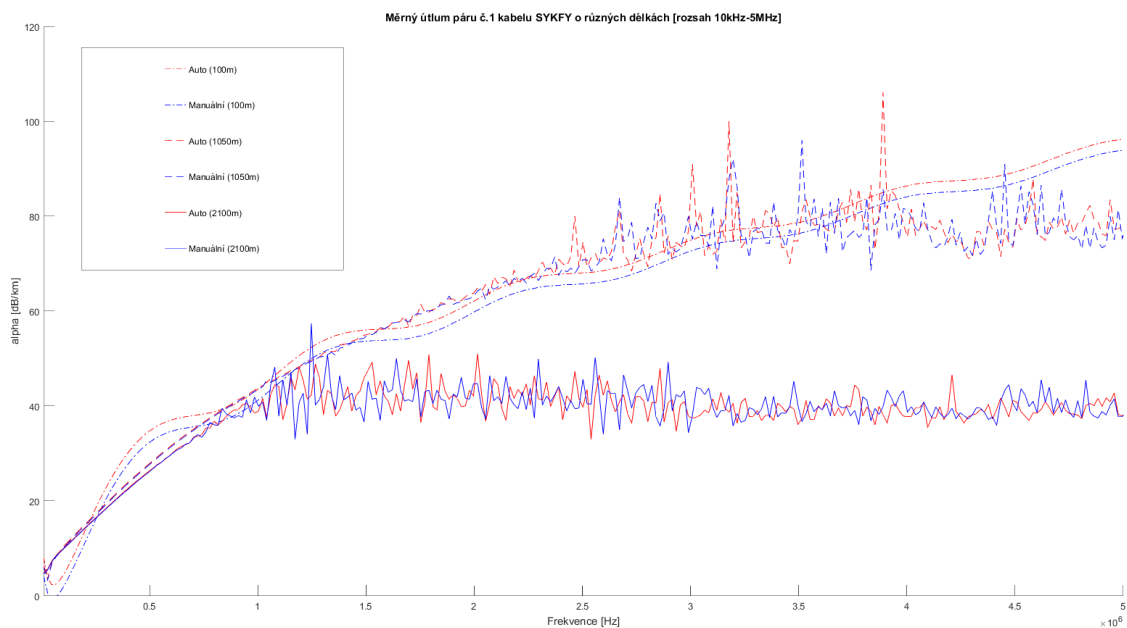
LOAD = Zátěž (Obvod zatížený charakteristickou impedancí)

THROUGH = Přímé propojení

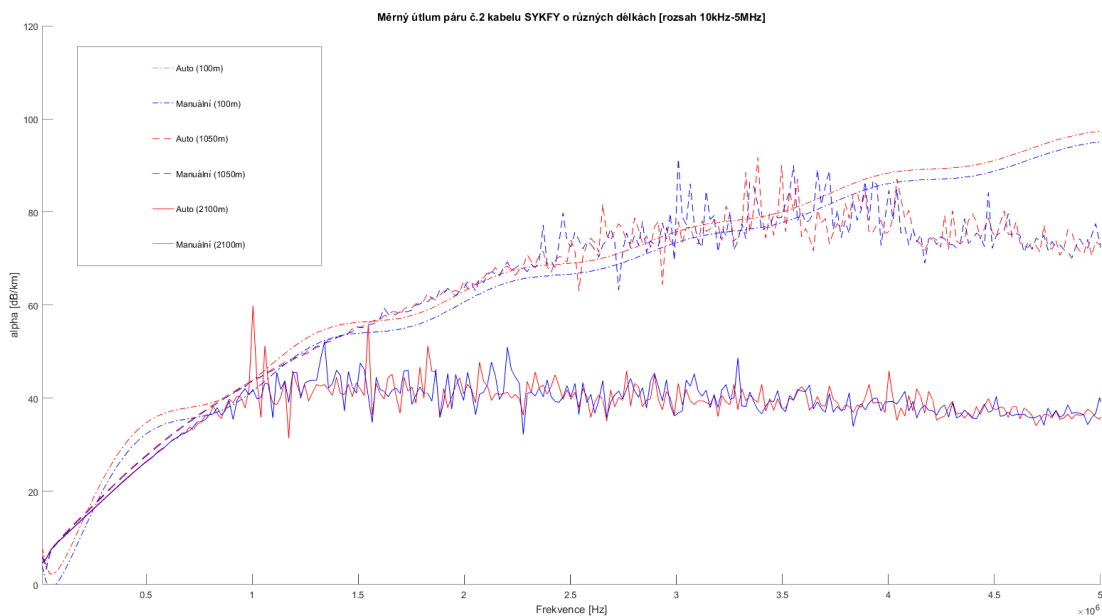
SOLT = SHORT OPEN LOAD THROUGH

GAMMA = Gama ( $\gamma$ ), Konstanta šíření

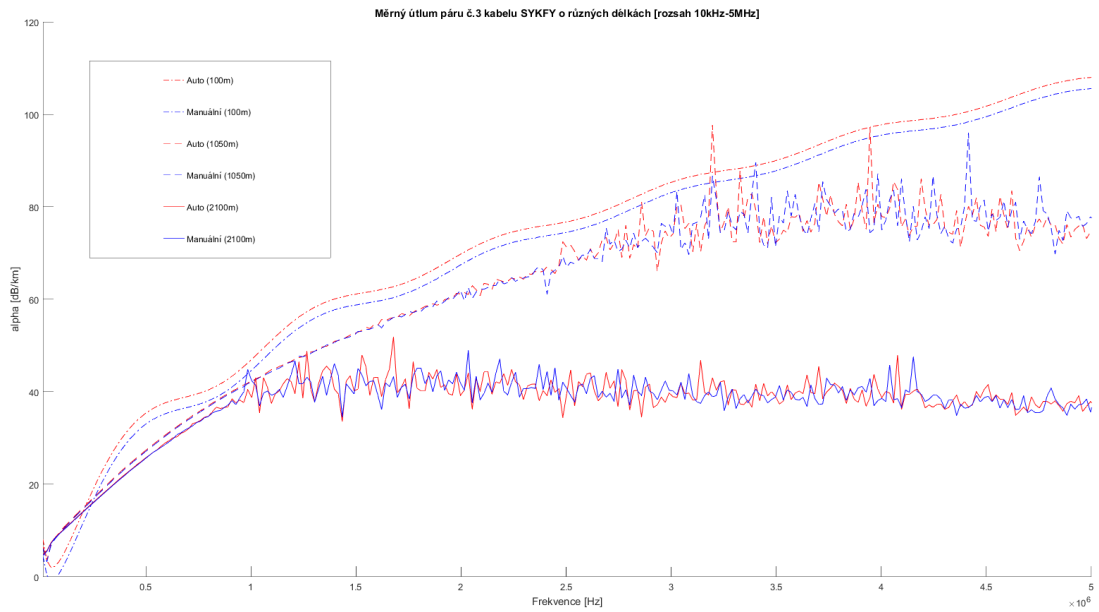
## D Grafy



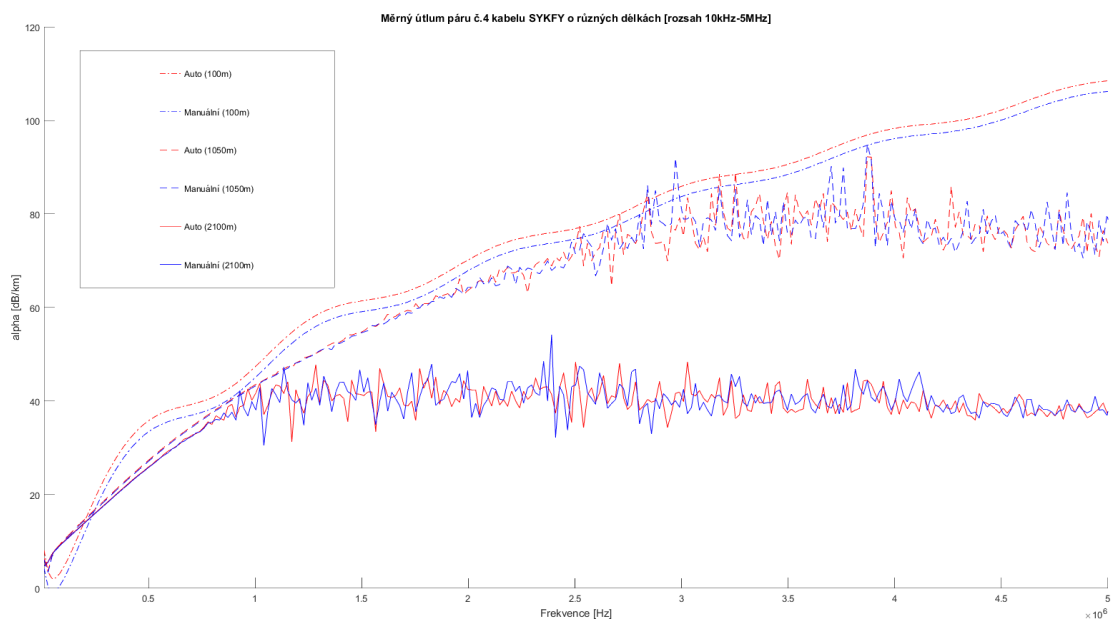
Obrázek 35 Porovnání autokalibrace a manuální kalibrace SYKFY pár č. 1



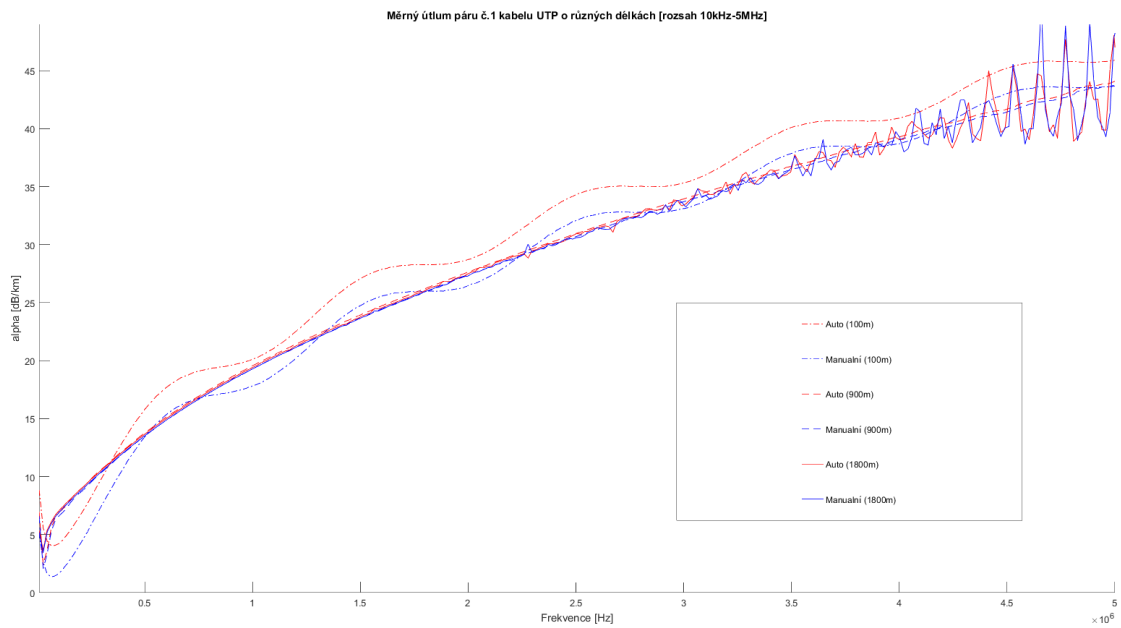
Obrázek 36 Porovnání autokalibrace a manuální kalibrace SYKFY pár č. 2



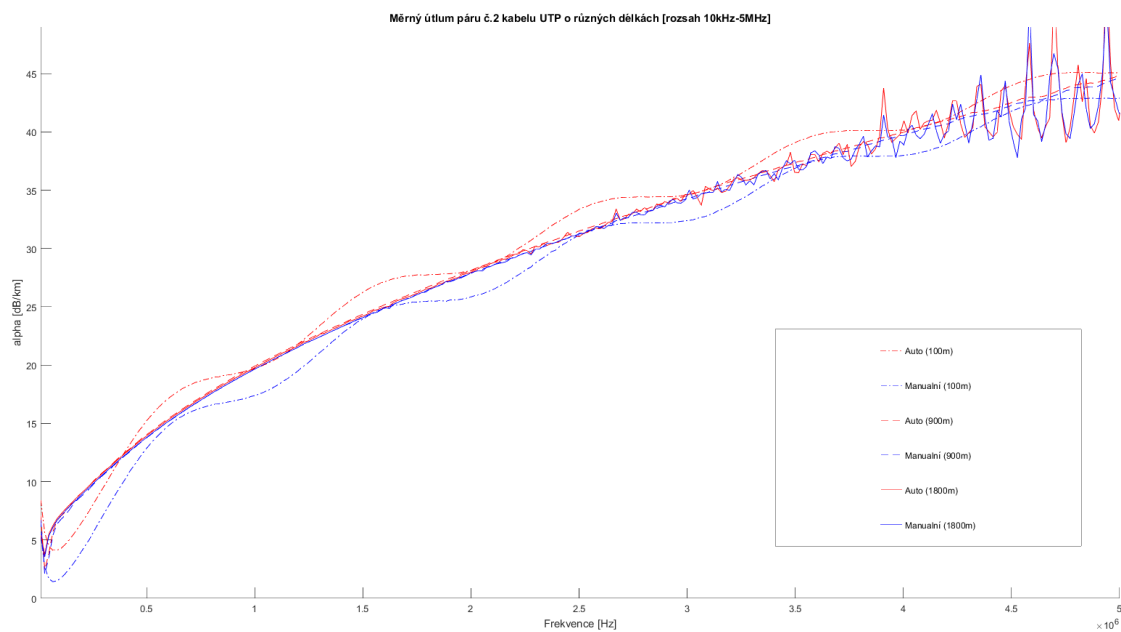
Obrázek 37 Porovnání autokalibrace a manuální kalibrace SYKFY pár č. 3



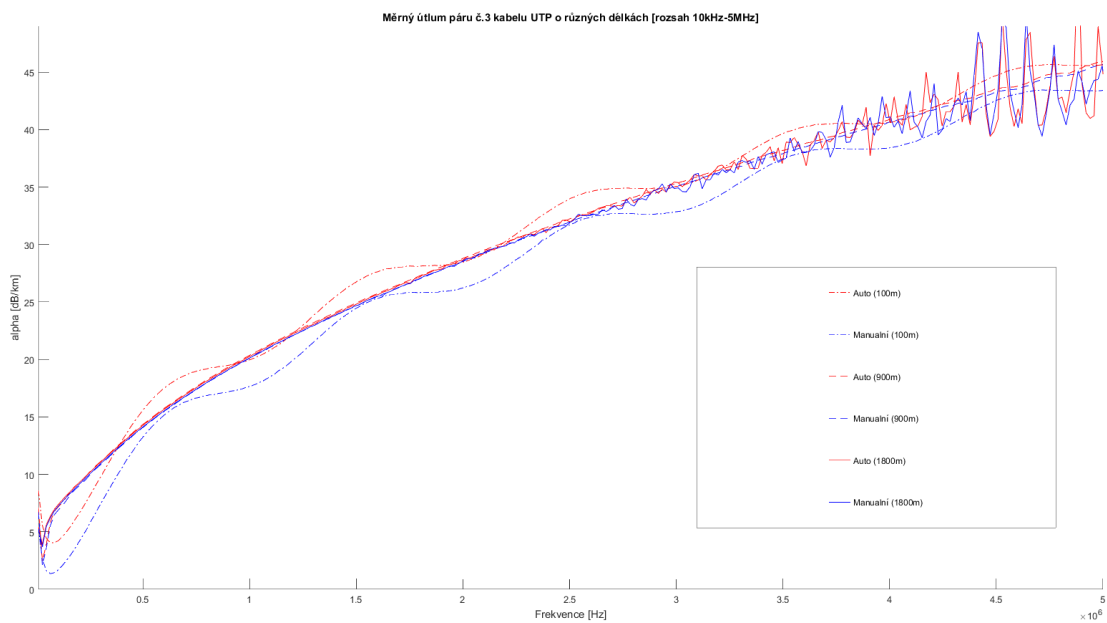
Obrázek 38 Porovnání autokalibrace a manuální kalibrace SYKFY pár č. 4



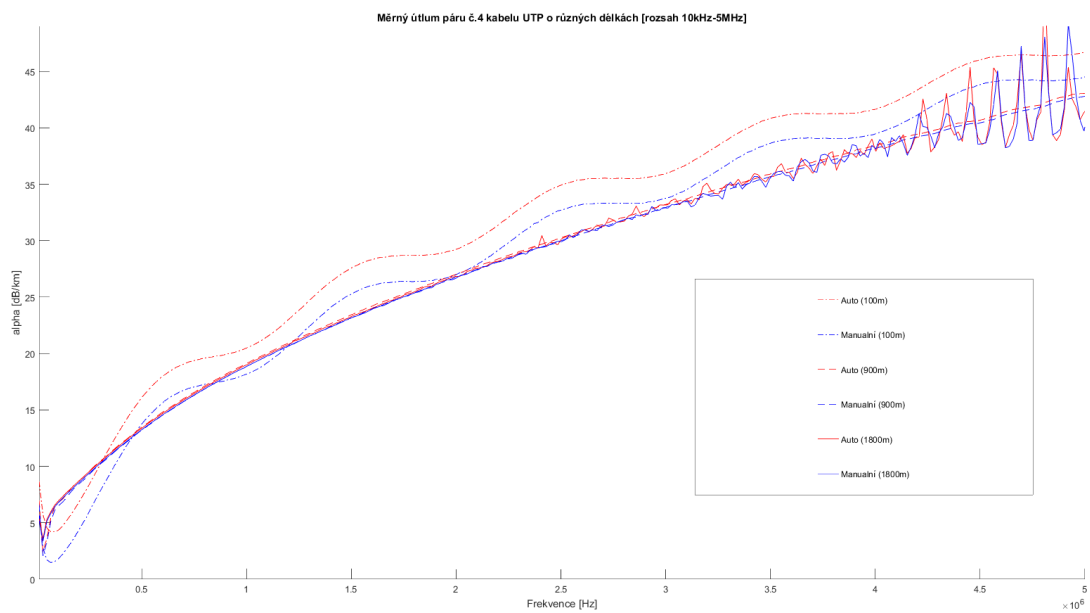
Obrázek 39 Porovnání autokalibrace a manuální kalibrace UTP pár č.1



Obrázek 40 Porovnání autokalibrace a manuální kalibrace UTP pár č. 2



Obrázek 41 Porovnání autokalibrace a manuální kalibrace UTP pár č. 3



Obrázek 42 Porovnání autokalibrace a manuální kalibrace UTP pár č. 4

## E Obsah příloženého CD

Příložené CD obsahuje podklady použité k vypracování této diplomové práce, dále obsahuje skript (spustitelný programem MATLAB), pro vykreslení grafů z naměřených a modelových hodnot.

### 1.1 / root

Hajný\_Michal.docx – Tato diplomová práce ve formátu .docx

Hajný\_Michal.pdf – Tato diplomová práce ve formátu .pdf

### 1.2 / MATLAB

/ Naměřené hodnoty – Tato složka obsahuje naměřené hodnoty pomocí VNA + naměřené hodnoty ve formátu .ASC (tj. zbavené hlavičky) . Jsou zde obsaženy všechny měřené případy UTP, SYKFY a transformátoru. Dále obsahuje skript pro načtení těchto hodnot a uložení do datových souborů programu MATLAB, které jsou použity pro další zpracování.

/ Promenne – Složka obsahující všechny proměnné využité při simulaci

/ Script pro úpravu naměřených dat – Obsahuje skript pro úpravu výstupních dat měřicího přístroje VNA, převzato od Ing. Pavla Lafaty, Ph.D

Porovnani\_vysledku\_prenosu\_UTP.m – Vlastní skript určený pro načtení naměřených hodnot s následným vykreslení grafů a určením rozdílu mezi autokalibrací a manuální kalibrací.

Model\_Transformatoru\_ABCD.m – Vlastní skript určený pro modelování použitých schémat z teorie. Dále je zde provedena extrakce náhradních prvků modelu z naměřených hodnot, korekce zvlnění atd.

ABCD\_R\_para.m – Pomocný skript pro vytvoření vektoru obsahujícího ABCD matice paralelního rezistoru.

ABCD\_L\_para.m – Pomocný skript pro vytvoření vektoru obsahujícího ABCD matice paralelního induktoru.

ABCD\_C\_para.m – Pomocný skript pro vytvoření vektoru obsahujícího ABCD matice paralelního kapacitoru.

ABCD\_R\_serie.m – Pomocný skript pro vytvoření vektoru obsahujícího ABCD matice sériového rezistoru.



ABCD\_L\_serie.m – Pomocný skript pro vytvoření vektoru obsahujícího ABCD matice sériového induktoru.

ABCD\_C\_serie.m – Pomocný skript pro vytvoření vektoru obsahujícího ABCD matice sériového kapacitoru.

ABCD\_ideal\_trafo.m – Pomocný skript pro vytvoření vektoru obsahujícího ABCD matice ideálního transformátoru.

ABCD\_vedeni.m – Pomocný skript pro vytvoření vektoru obsahujícího ABCD matice popisující úsek vedení.

ABCD\_kaskada.m – Pomocný skript pro výpočet kaskády libovolného počtu ABCD matic. Výstupem je výsledná ABCD matice daného obvodu. Převzato z [28]

ABCD\_matice\_paralene.m – Pomocný skript pro výpočet paralelní kombinace ABCD matic.

ABCD\_prevraceni.m – Pomocný skript pro převrácení libovolné ABCD matice respektive vektoru obsahujícího ABCD matice. Jde o prohození prvků A, D.

ABCD\_model\_vyrobce.m – Skript obsahující náhradní schéma modelu dle výrobce, jehož jednotlivé prvky jsou převedeny na ABCD matice. Tyto matice jsou následně dány do kaskády. Dále slouží k modelování přenosového řetězce (Transformátor – Vedení – Transformátor) při zadání požadovaných vstupních parametrů

ABCD\_model\_obecny.m – Skript obsahující náhradní schéma obecného modelu, jehož jednotlivé prvky jsou převedeny na ABCD matice. Tyto matice jsou následně dány do kaskády.

ABCD\_model\_literatura.m – Skript obsahující náhradní schéma dle literatury, jehož jednotlivé prvky jsou převedeny na ABCD matice. Tyto matice jsou následně dány do kaskády.

odchylka.m – Skript podle kterého je vypočtena střední kvadratická odchylka mezi auto a manuální kalibrací.

parametry\_modelu.m – Skript dle kterého jsou získány náhradní parametry použitého transformátoru. Tj. z naměřených výsledků.

prepcet\_A\_na\_alpha.m – Pomocný skript sloužící pro přepočten přenosu ( $\alpha$ ) z různé délky na vztažnou jednotku délky (1km).

S11\_to\_Z.m – Pomocný skript sloužící pro přepočten parametru S11 na impedanci.

ABCD\_to\_S\_parameters – Pomocný skript sloužící pro přepočten ABCD matic na matici S-parametrů.

model\_UTP\_alpha – Pomocný skript sloužící k vytvoření modelu měrného útlumu kabelu UTP

model\_UTP\_beta – Pomocný skript sloužící k vytvoření modelu fáze kabelu UTP

model\_impedance\_UTP – Pomocný skript sloužící k vytvoření modelu reálné a imaginární části kabelu UTP

### **1.3 / Literatura**

V této složce je obsažena literatura použitá k vypracování této diplomové práce. Jsou zde uvedeny pouze materiály, které byly dostupné online, a bylo možné je stáhnout.