

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY

A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

VÍCEVODIČOVÝ MODEL KOMUNIKACE PO VENKOVNÍM ELEKTRICKÉM VEDENÍ

MULTI-CONDUCTOR MODEL OF COMMUNICATION OVER OUTDOOR POWER LINES

DIZERTAČNÍ PRÁCE

DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Ing. Lešek Franek

ŠKOLITEL

SUPERVISOR

doc. Ing. Petr Fiedler, Ph.D.

BRNO 2016

ABSTRAKT

PLC, tedy komunikace po elektrickém vedení, není žádnou novinkou. Je známa již řadu let. Nikdy se ovšem nedokázala prosadit v masovém měřítku. Existovaly pouze ojedinělé aplikace, jako například v Československu používané HDO. V současné době zažívá renesanci díky nástupu inteligentních sítí (Smart Grid). PLC komunikace sice nabízí poměrně nízké přenosové rychlosti a relativně nespolehlivý přenos, ale tyto nevýhody kompenzuje velmi nízkými náklady na vybudování komunikační infrastruktury a nabídkou funkcionalit specifických pro použití v inteligentních sítích. Je však otázkou, zda deklarované parametry budou splněny v reálném světě. Touto problematikou se zabývá disertační práce.

KLÍČOVÁ SLOVA

PLC, Power Line Communication, Smart Grid, komunikace, elektrické vedení, inteligentní síť, modelování, telegrafní rovnice, model kaskádních dvojbranů, model vícecestného šíření, model kaskádních vícebranů, impedance země, konduktivita země, kabely, nadzemní vedení, transformátor, šum, impedance odběrných míst

ABSTRACT

PLC - power line communication is not new. It has been known for many years. But It never be used in massive scale. There were only sporadic applications, for example ripple control system HDO used in the Czechoslovakia. PLC currently experiencing a renaissance thanks to the advent of Smart Grid. PLC offering relatively low bit rates and relatively unreliable transmission, but these disadvantages compensates very low costs to build a communication infrastructure and it offers specific functionalities for Smart Grid. The question is whether the declared parameters will be met in the real world. This thesis tries to find an answer.

KEYWORDS

PLC, Power Line Communication, Smart Grid, modeling, telegrapher's equations, transmission-line modeling, multipath modeling, ground impedance, ground conductivity, cables, overhead lines, transformer, noise, household's impedance

FRANEK, Lešek *Vícevodičový model komunikace po venkovním elektrickém vedení*: disertační práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky, 2016. 193 s. Vedoucí práce byl doc. Ing. Petr Fiedler, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou doktorskou práci na téma „Vícevodičový model komunikace po venkovním elektrickém vedení“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího doktorské 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 doktorské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této doktorské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu disertační práce Doc. Ing. Petru Fiedlerovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé disertační práce.

Děkuji firmě ModemTec s.r.o. za podporu a poskytnutí cenných zkušeností s technologií PLC a inteligentními sítěmi.

Děkuji ČVUT zejména Ing. Ladislavu Musilovi, Ph.D. za umožnění a pomoc při měření vlivu transformátoru na PLC komunikaci.

Brno

.....

(podpis autora)

OBSAH

Seznam obrázků	10
Seznam tabulek	16
Úvod	17
1 Komunikace po elektrickém vedení	18
1.1 Historie	18
1.2 Rozdělení PLC komunikace	19
1.2.1 Hodně úzkopásmová (Ultra narrowband (UNB))	19
1.2.2 Úzkopásmová komunikace (Narrowband (NB))	20
1.2.3 Širokopásmová komunikace (Broadband (BB))	23
1.3 Shrnutí	24
2 Inteligentní sítě (Smart Grid)	25
2.1 Inteligentní měření	26
2.2 Řízení distribuční soustavy	28
2.3 Inteligentní domácnost	28
2.4 Elektromobily	28
2.5 Komunikace v inteligentních sítích	29
2.6 Shrnutí	31
3 Současný stav modelování PLC komunikace	32
3.1 Motivace pro tvorbu modelu PLC komunikace	32
3.2 Telegrafní rovnice	33
3.3 Model vícecestného šíření	35
3.3.1 Útlum díky odrazům	36
3.3.2 Útlum na vedení	37
3.3.3 Zpoždění díky vzdálenosti	37
3.4 Model kaskádních dvojbranů	38
3.4.1 Vedení jako dvojbran	39
3.4.2 Sériově zapojená impedance jako dvojbran	39
3.4.3 Paralelně zapojená impedance jako dvojbran	39
3.4.4 Odbočka na vedení jako dvojbran	40
3.4.5 Symetričnost	40
3.5 Shrnutí	40

4	Modelování vícevodičového vedení	41
4.1	Telegrafní rovnice pro vícevodičové vedení	41
4.2	Model kaskádních vícebranů	46
4.2.1	Admitance zátěže	46
4.2.2	Napěťový přenos	47
4.2.3	Vícevodičové vedení jako vícebran	47
4.2.4	Sériově zapojené impedance jako vícebran	47
4.2.5	Paralelně zapojené admitance jako vícebran	48
4.2.6	Odbočka na vícevodičovém vedení jako vícebran	48
4.3	Shrnutí	49
5	Parametry nadzemního vedení a kabelů	50
5.1	Vnitřní odpor jednotlivých vodičů	50
5.2	Impedance země	51
5.2.1	Konduktivita země	51
5.3	Nadzemní vedení	52
5.3.1	Indukčnost nadzemního vedení	53
5.3.2	Kapacita nadzemního vedení	53
5.4	Podzemní vedení (kabel)	53
5.4.1	Vnitřní odpor stínění	54
5.4.2	Indukčnost kabelu	55
5.4.3	Kapacita kabelu	55
5.4.4	Vodivost kabelu	55
5.4.5	Jiné uspořádání kabelů	55
5.5	Ověření modelu	56
5.5.1	Dvoužilový kabel bez stínění	57
5.5.2	Dvoužilový kabel se stíněním	59
5.5.3	Čtyřžilový kabel se stíněním	63
5.6	Shrnutí	64
6	Model transformátoru	65
6.1	Popis měření	65
6.1.1	Transformátor	65
6.1.2	Postup měření	66
6.2	Způsob zpracování naměřených dat	69
6.2.1	Převod dat do formátu csv	69
6.2.2	Výpočet impedance	69
6.3	Naměřené hodnoty	70
6.3.1	Impedance z pohledu komunikace po vedení vysokého napětí	70

6.3.2	Impedance z pohledu komunikace po vedení nízkého napětí . . .	70
6.3.3	Napětový přenos	70
6.4	Vyhodnocení výsledků měření	71
6.4.1	Srovnání impedance na straně VN s jinými transformátory . . .	72
6.4.2	Srovnání impedance na straně NN s jiným transformátorem . .	73
6.4.3	Srovnání napětového přenosu s jiným transformátorem	74
6.4.4	Impedance ostatních transformátorů	75
6.5	Tvorba modelu transformátoru	77
6.5.1	Model transformátoru pro VN	77
6.5.2	Vyhodnocení modelu pro VN	79
6.5.3	Model transformátoru pro NN	80
6.5.4	Vyhodnocení modelu pro NN	84
6.6	Transformátor VVN	85
6.7	Shrnutí	87
7	Model odběrných míst	90
7.1	Impedance spotřebičů	90
7.2	Impedance domácnosti včetně elektrických rozvodů	92
7.3	Vyhodnocení modelů domácností	93
7.4	Závislosti impedance domácnosti na frekvenci silového napětí	93
7.5	Shrnutí	94
8	Komunikační zařízení	98
8.1	Komunikující systém	98
8.2	Komunikační procesor	99
8.3	DA a AD převodník	101
8.4	Filtry	102
8.5	Výstupní zesilovač	103
8.6	Vazební člen	105
8.7	Programovatelný zesilovač	112
8.8	Zdroj napětí	112
8.9	Shrnutí	113
9	Model šumu	114
9.1	Model šumu pro nízké napětí	115
9.2	Model šumu pro vysoké napětí	116
9.2.1	Průběh měření	117
9.2.2	Způsob zpracování naměřených dat	117
9.2.3	Výsledky měření	119
9.2.4	Zhodnocení výsledků měření	120

9.3	Shrnutí	126
10	Příklady modelů PLC komunikace	132
10.1	Popis modelovaných topologií	132
10.1.1	Topologie A	132
10.1.2	Topologie B	132
10.1.3	Topologie C	133
10.1.4	Topologie D	133
10.2	Popis použitých vedení	134
10.2.1	Nadzemní vedení	136
10.2.2	Podzemní vedení	137
10.2.3	Vedení v areálu TŽ	138
10.3	Popis ostatních části přenosového kanálu	139
10.3.1	Transformátory	139
10.3.2	Domácnosti	140
10.3.3	Modem	140
10.4	Výsledky simulací	140
10.4.1	Topologie A	141
10.4.2	Topologie B	144
10.4.3	Topologie C	146
10.4.4	Topologie D	149
10.5	Shrnutí	150
11	Simulace inteligentní sítě	151
11.1	Realizace simulátoru	151
11.2	Nastavení simulátoru	152
11.3	Simulace hodnot jednotlivých registrů	152
11.4	Parametry PRIME komunikace	153
11.5	Shrnutí	157
	Závěr	159
	Literatura	163
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	175
	Seznam příloh	177
A	Příklady modelů PLC komunikace - výsledky simulací	178
A.1	Topologie A	178
A.2	Topologie B	182

A.3 Topologie C	186
A.4 Topologie D	191

SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Ukázka modulace systému TWACS [58]	19
1.2	Ukázka průběhu napětí na vedení se systémem TWACS [60]	19
2.1	Příklad sítě pro inteligentní měření[34]	30
3.1	Náhradní schéma elementárního úseku vedení o délce Δz [93]	33
3.2	Uvažována topologie pro výpočet útlumu díky odrazům u modelu vícecestného šíření [110]	36
3.3	Model kaskádních dvojbranů - základní schéma [61]	38
4.1	Parametry elementárního úseku vedení o délce Δd s více vodiči. [12]	42
4.2	Schéma zapojení zátěže u vícevodičové soustavy.	46
4.3	Schéma zapojení sériové impedance u vícevodičové soustavy.	47
4.4	Schéma zapojení paralelní admitance u vícevodičové soustavy.	48
5.1	Vodivost země v jednotlivých místech České a Slovenské Republiky. [56]	52
5.2	Schéma stíněného kabelu [53]	54
5.3	Schéma dvoužilového kabelu bez stínění [98]	57
5.4	Schéma dvoužilového stíněného kabelu [98]	59
5.5	Schéma dvoužilového stíněného kabelu [99]	63
6.1	Štítek měřeného transformátoru s detailními informacemi o něm	65
6.2	Fotografie měřeného transformátoru	66
6.3	Schéma vnitřního zapojení transformátoru Yzn1 [8]	66
6.4	Fotografie měřicího přístroje SFRA Doble M5200 [7]	67
6.5	Schéma a princip funkčnosti přístroje pro SFRA analýzu [76]	68
6.6	Fotografie průběhu měření	69
6.7	Graf změřené impedance transformátoru z pohledu komunikace po vedení vysokého napětí	71
6.8	Graf změřené impedance transformátoru z pohledu komunikace po vedení nízkého napětí	72
6.9	Graf změřeného napěťového přenosu transformátoru	73
6.10	Graf srovnání impedance transformátoru z pohledu komunikace po vedení vysokého napětí s jinými transformátory [55] [88]	74
6.11	Graf srovnání impedance transformátoru z pohledu komunikace po vedení nízkého napětí s jinými transformátory [55]	75
6.12	Graf srovnání napěťového přenosu transformátoru s jinými transformátory [55]	75
6.13	Graf impedance dalších transformátorů [79] [86] [76] [16]	76
6.14	Schéma modelu impedance transformátoru pro modelování PLC komunikace po vedení vysokého napětí	78

6.15	Graf srovnání měřené a modelované impedance transformátoru mezi fázemi vysokého napětí při otevřené straně nízkého napětí	79
6.16	Graf srovnání měřené a modelované impedance transformátoru mezi fázemi vysokého napětí při straně nízkého napětí na krátko	80
6.17	Graf srovnání měřené a modelované impedance transformátoru mezi fází vysokého napětí a zemí při otevřené straně nízkého napětí	81
6.18	Graf srovnání měřené a modelované impedance transformátoru mezi fází vysokého napětí a zemí při straně nízkého napětí na krátko	82
6.19	Schéma modelu impedance transformátoru pro modelování PLC komunikace po vedení nízkého napětí	83
6.20	Graf srovnání měřené a modelované impedance transformátoru mezi fázemi nízkého napětí při otevřené straně vysokého napětí	84
6.21	Graf srovnání měřené a modelované impedance transformátoru mezi fázemi nízkého napětí při straně vysokého napětí na krátko	85
6.22	Graf srovnání měřené a modelované impedance transformátoru mezi fází nízkého napětí a zemí při otevřené straně vysokého napětí	86
6.23	Graf srovnání měřené a modelované impedance transformátoru mezi fází nízkého napětí a zemí při straně vysokého napětí na krátko	87
6.24	Graf impedance transformátoru 6.5MVA 47/27.2kV YNd5 (měřené průběhy jsou značeny přerušovanou čarou) [75]	88
6.25	Graf srovnání impedance transformátoru 40/40/12 kV a 5 MVA 110/23/6,3 kV YyO/d na straně VVN a VN [21]	88
7.1	Impedance různých domácích spotřebičů v jednotlivých komunikačních pásmech. [70] [11] [9] [26]	91
7.2	Srovnání impedance a šumu různých domácích spotřebičů. [50]	92
7.3	Absolutní hodnota impedance domácnosti v místě elektroměru v Ω v závislosti na vzdálenosti spotřebičů od elektroměru, frekvenci a kombinaci zapnutých spotřebičů.	94
7.4	Fáze impedance domácnosti v místě elektroměru v radiánech v závislosti na vzdálenosti spotřebičů od elektroměru, frekvenci a kombinaci zapnutých spotřebičů.	95
7.5	Absolutní hodnota impedance domácnosti v místě elektroměru v Ω v závislosti na frekvenci a kombinaci zapnutých spotřebičů.	96
7.6	Změna impedance TV dekodéru v průběhu jedné periody silového napětí s frekvencí 50 Hz. [50]	97
8.1	Schéma komunikačního zařízení.	98
8.2	Graf výkonové spektrální hustoty vysílaného signálu protokolu PRIME [47]	101
8.3	Graf výkonové spektrální hustoty vysílaného signálu protokolu G3 [47] 101	101

8.4	Graf pravděpodobnosti chybného rámce o délce 133 B v závislosti na SNR pro jednotlivé módy protokolu PRIME [47]	102
8.5	Graf pravděpodobnosti chybného rámce o délce 133 B v závislosti na SNR pro jednotlivé módy protokolu G3 [47]	103
8.6	Graf maximální povolené PSD vysílaného širokopásmového signálu podle CENELEC [43]	105
8.7	Náhradní schéma pro modelování vazebního členu. [81]	106
8.8	Graf srovnání amplitudového přenosu reálného vazebního členu a jeho modelu při impedanci sítě 12 Ω . Zelená - model, Modrá - reálný vazební člen	107
8.9	Graf srovnání přenosu vazebního členu v závislosti na impedanci sítě.	108
8.10	Graf indukčnost oddělovacího transformátoru s nanokrystalickým jádrem v závislosti na frekvenci.	109
8.11	Graf srovnání přenosu vazebního členu s transformátorem s nanokrystalickým jádrem v závislosti na impedanci sítě.	110
8.12	Graf srovnání přenosu vazebního členu s klasickým transformátorem v závislosti na impedanci modemu.	111
9.1	Graf srovnávající šum na pozadí a periodický impulzní šum. [109]	115
9.2	Graf šumu spínaného zdroje TV dekodéru v průběhu 1 periody 50Hz signálu. [50]	116
9.3	Graf šumu v rezidenční síti nízkého napětí v rozsahu frekvencí pro úzkopásmovou komunikaci. [87]	117
9.4	Graf šumu v rezidenční síti nízkého napětí v rozsahu frekvencí pro širokopásmovou komunikaci. [46]	118
9.5	Graf periodického impulzního šumu v rezidenční síti nízkého napětí. [65]	119
9.6	Graf minimální, střední a maximální výkonové spektrální hustoty šumu pro oba měřená místa v areálu TŽ v rozsahu frekvencí 30 kHz až 100 kHz. Modře - stanice 1, Červeně - stanice 2	120
9.7	Graf minimální, střední a maximální výkonové spektrální hustoty šumu pro oba měřená místa v areálu TŽ v rozsahu frekvencí 30 kHz až 1 MHz. Modře - stanice 1, Červeně - stanice 2	121
9.8	Graf průměrné výkonové spektrální hustoty šumu podle dnů v týdnu a hodin pro měřené místo 1 v areálu TŽ	122
9.9	Graf průměrné výkonové spektrální hustoty šumu podle dnů v týdnu a hodin pro měřené místo 2 v areálu TŽ	123
9.10	Graf maximální výkonové spektrální hustoty šumu podle dnů v týdnu a hodin pro měřené místo 1 v areálu TŽ	124

9.11 Graf maximální výkonové spektrální hustoty šumu podle dnů v týdnu a hodin pro měřené místo 2 v areálu TŽ	125
9.12 Graf výkonové spektrální hustoty šumu [dB(mW/Hz)] v TŽ v měřeném místě 2 v průběhu jedné periody 50Hz signálu pro vzorek 1. . . .	126
9.13 Graf výkonové spektrální hustoty šumu v TŽ v měřeném místě 2 v průběhu jedné periody 50Hz signálu pro vzorek 1 a frekvenci 80 kHz. . . .	126
9.14 Graf výkonové spektrální hustoty [dB(mW/Hz)] šumu v TŽ v měřeném místě 2 v průběhu jedné periody 50Hz signálu pro vzorek 2. . . .	127
9.15 Graf výkonové spektrální hustoty šumu v TŽ v měřeném místě 2 v průběhu jedné periody 50Hz signálu pro vzorek 2 a frekvenci 80 kHz. . . .	127
9.16 Graf srovnání naměřených průměrných hodnot PSD šumu s měřením v ShiZuishan City pro frekvence 0 až 800 kHz. [65] Zelená - Hebin, Modrá - TŽ1, Červená - TŽ2	128
9.17 Graf srovnání naměřených průměrných hodnot PSD šumu s měřením v ShiZuishan City pro frekvence 0 až 2 MHz. [65] Modrá - TŽ1, Červená - TŽ2	129
9.18 Graf průběh PSD šumu během 24 hodin v místě Taole v ShiZuishan City.[65]	130
9.19 Graf průběh PSD šumu během 24 hodin v místě Hebin v ShiZuishan City.[65]	131
10.1 Schéma topologie A: napájení vodní pumpy v odlehlé oblasti pomocí vysokého napětí	132
10.2 Schéma topologie B: distribuční síť vysokého napětí	133
10.3 Schéma topologie C: distribuční síť nízkého napětí	133
10.4 Schéma topologie D: distribuční síť vysokého napětí v areálu TŽ	134
10.5 Fotografie vedení vysokého napětí - uložení kabelů v zemi, průřez kabelů, nadzemní vedení	135
10.6 Průřez jednotlivých vedení - AYKCY 3x70/16, AYKCY 1x70/16, AlFe6 42/7, AYKY 4x50 [23] [106]	135
10.7 Schéma rozměrů základních prvků nadzemního vedení	136
10.8 Schéma rozměrů kabelů AYKCY 3x70/16, AYKCY 1x70/16, AYKY 4x50	137
10.9 Schéma rozměrů kabelů AYKCY 240/25	139
10.10 Fotografie transformátorů VVN/VN a VN/NN	140
10.11 Graf útlumu v závislosti na frekvenci pro topologii A, x=25 km	142
10.12 Graf útlumu v závislosti na vzdálenosti pro topologii A, f=80 kHz . .	142
10.13 Graf reálného útlumu v závislosti na frekvenci pro topologii A, x=52 km [105]	143
10.14 Graf útlumu v závislosti na frekvenci pro topologii B, x=25 km	144
10.15 Graf útlumu v závislosti na vzdálenosti pro topologii B, f=80 kHz . .	145

10.16	Graf útlumu v závislosti na frekvenci pro topologii C, x=350 m . . .	146
10.17	Graf útlumu v závislosti na vzdálenosti pro topologii C, f=80 kHz . .	147
10.18	Graf útlumu v závislosti na frekvenci pro topologii C, x=350 m, příjem do jiné fáze	147
10.19	Graf útlumu v závislosti na vzdálenosti pro topologii C, f=80 kHz, příjem do jiné fáze	148
10.20	Graf útlumu v závislosti na frekvenci pro topologii D, x=2000 m . . .	149
10.21	Graf útlumu v závislosti na vzdálenosti pro topologii D, f=80 kHz . .	149
10.22	Graf reálného útlumu v závislosti na frekvenci pro topologii D, x=2000 m	150
11.1	Graf doby trvání jednotlivých úkonů při vyčítání jednoho řádku pro- filu protokolem PRIME/DLMS	155
11.2	Graf velikosti dat a režie při vyčítání jednoho řádku profilu protoko- lem PRIME/DLMS	156
11.3	Graf doby strávené komunikací a zpracováním paketů při vyčítání jednoho řádku profilu protokolem PRIME	156
11.4	Graf doby strávené zpracováním paketů na datovém koncentrátoru a měřiči při vyčítání jednoho řádku profilu protokolem PRIME/DLMS	156
11.5	Graf doby vyčítání jednoho řádku profilu protokolem PRIME a pro- tokoly s jednou nosnou frekvencí	157
A.1	Graf útlumu [dB] pro topologii A, nadzemní vedení, vnější vodiče vůči sobě	178
A.2	Graf útlumu [dB] pro topologii A, nadzemní vedení, vnější vodič vůči vnitřnímu	179
A.3	Graf útlumu [dB] pro topologii A, nadzemní vedení, vnější vodič vůči zemi	179
A.4	Graf útlumu [dB] pro topologii A, samostatné kabely, fáze vůči sobě .	180
A.5	Graf útlumu [dB] pro topologii A, samostatné kabely, fáze vůči stínění	180
A.6	Graf útlumu [dB] pro topologii A, vícežilový kabel, fáze vůči sobě . .	181
A.7	Graf útlumu [dB] pro topologii A, vícežilový kabel, fáze vůči stínění .	181
A.8	Graf útlumu [dB] pro topologii B, nadzemní vedení, vnější vodiče vůči sobě	182
A.9	Graf útlumu [dB] pro topologii B, nadzemní vedení, vnější vodič vůči vnitřnímu	183
A.10	Graf útlumu [dB] pro topologii B, nadzemní vedení, vnější vodič vůči zemi	183
A.11	Graf útlumu [dB] pro topologii B, samostatné kabely, fáze vůči sobě .	184
A.12	Graf útlumu [dB] pro topologii B, samostatné kabely, fáze vůči stínění	184
A.13	Graf útlumu [dB] pro topologii B, vícežilový kabel, fáze vůči sobě . .	185
A.14	Graf útlumu [dB] pro topologii B, vícežilový kabel, fáze vůči stínění .	185

A.15 Graf útlumu [dB] pro topologii C, nadzemní vedení, transformátor -> dům	186
A.16 Graf útlumu [dB] pro topologii C, nadzemní vedení, jiná fáze, transformátor -> dům	187
A.17 Graf útlumu [dB] pro topologii C, nadzemní vedení, dům -> transformátor	187
A.18 Graf útlumu [dB] pro topologii C, nadzemní vedení, jiná fáze, dům -> transformátor	188
A.19 Graf útlumu [dB] pro topologii C, kabel, transformátor -> dům	188
A.20 Graf útlumu [dB] pro topologii C, kabel, jiná fáze, transformátor -> dům	189
A.21 Graf útlumu [dB] pro topologii C, kabel, dům -> transformátor	189
A.22 Graf útlumu [dB] pro topologii C, kabel, jiná fáze, dům -> transformátor	190
A.23 Graf útlumu [dB] pro topologii D, stanice 1 -> stanice 2	191
A.24 Graf útlumu [dB] pro topologii D, stanice 2 -> stanice 1	191
A.25 Graf průběhu vysílaného signálu ze stanice 1	192
A.26 Graf průběhu přijímaného signálu na stanici 2	192
A.27 Graf výkonové spektrální hustoty vysílaného signálu ze stanice 1	193
A.28 Graf výkonové spektrální hustoty přijímaného signálu na stanici 2	193

SEZNAM TABULEK

3.1 Model vícecestného šíření - útlum vlivem odrazů pro nejdůležitější cesty z obrázku 3.2	37
5.1 Výpočet parametrů základních kabelů [30]	56
5.2 Porovnání vypočtených a měřených parametrů čtyřžilového stíněného kabelu	64
7.1 Konfigurace aktivních spotřebičů	93
8.1 Jednotlivé komunikační módy protokolů PRIME a G3 [47]	100
8.2 Tabulka přenosových časů v ms (rychlostí) jednoho rámce o délce 133 B pro jednotlivé módy protokolů PRIME a G3 [47]	102
8.3 Maximální amplituda vysílaného signálu podle CENELEC [4]	104
8.4 Maximální PSD v [dB(mW/Hz)] pro využívaný rozsah frekvencí pro protokoly PRIME a G3	105
9.1 Parametry transformátorových stanic ve městě ShiZuishan [89]	121
11.1 Parametry navázání relace pro PRIME	154
11.2 Parametry vyčtení jednoho řádku profilu po PRIME	154
11.3 Parametry ukončení relace po PRIME	154

ÚVOD

PLC, tedy komunikace po elektrickém vedení, není žádnou novinkou. Je známá již řadu let. Nikdy se ovšem nedokázala prosadit v masovém měřítku. Existovaly pouze ojedinělé aplikace, jako například v Československu používané **HDO**. V současné době zažívá renesanci díky nástupu inteligentních sítí (Smart Grid). **PLC** sice nabízí poměrně nízké přenosové rychlosti a relativně nespolehlivý přenos, ale tyto nevýhody kompenzuje velmi nízkými náklady na vybudování komunikační infrastruktury a nabídkou funkcionalit specifických pro použití v inteligentních sítích.

Je však otázkou, zda technické možnosti **PLC** budou postačující pro nasazení v inteligentních sítích. Není to tak dávno, kdy se s nástupem širokopásmové **PLC** komunikace předpokládal masivní nástup této technologie pro šíření televizního vysílání, internetu atd. pomocí elektrického vedení. Následné projekty a výzkumy přinesly zklamání. V současné době zbyly pouze moduly pro přemostění ethernetového spojení v rámci jednoho domu. A ani toto využití nedokázalo ve větším měřítku konkurovat technologii Wi-Fi.

Je potřeba si uvědomit, že **PLC** komunikace je velmi specifická tím, že se jedná o komunikaci po metalickém vedení využívající rozvody, které nebyly pro účely komunikace vytvořeny. Jsou tak zcela impedančně nepřizpůsobené, často nestíněné, primárně navrhované pro zcela jiné frekvence. Tyto důvody kladou otázky, zda je reálné, aby technologie splnila to, co nyní slibuje.

Cílem práce je vytvoření modelu **PLC** komunikace, který alespoň částečně odpoví na otázku, zda nasazení **PLC** komunikace v inteligentních sítích je reálné a jaké parametry lze očekávat od této technologie. Model také může přispět ke zdokonalení stávajících způsobů **PLC** komunikace.

1 KOMUNIKACE PO ELEKTRICKÉM VEDENÍ

Následující kapitola se zabývá historií a současným stavem PLC technologie, jejím rozdělením a používanými standardy.

1.1 Historie

Již v roce 1838 Angličan Edward Davy navrhoval řešení na bázi PLC pro vzdálené měření stavu baterií mezi Londýnem a Liverpoolem, které byly umístěny ve velké vzdálenosti od telegrafního systému. [24]

Mezi léty 1897 a 1905 byly podány dva patenty[82][91] popisující vzdálený odečet spotřeby z elektroměrů.[84] V praxi se ale nevyužívaly.

V době rozmachu telefonních služeb bylo poměrně nákladné vytvořit síť telefonních drátů. Tyto dráty byly často vedeny souběžně s elektrickým vedením. První komerční využití PLC bylo v Japonsku v roce 1918 na 22kV třífázovém vedení na vzdálenost až 144 km. V roce 1929 bylo instalováno více než 1000 systémů pro telefonii po elektrickém vedení v Evropě a Spojených Státech.[84]

Kolem roku 1922 byl zprovozněn první systém pro vzdálenou telemetrii na přenosové frekvenci od 15 do 500 kHz fungující pouze na vysokém napětí. V třicátých letech se komunikace jako jednosměrná dostává i na střední a nízké napětí.[103] V roce 1958 byl i v Československu zahájen výzkum v oblasti jednosměrné komunikace až na úroveň nízkého napětí pod označením HDO. V roce 1959 firma ZPA vyrobila první elektromechanické přijímače[77]. V sedmdesátých letech dvacátého století The Tokyo Electric Power Co. zprovoznilo úspěšnou obousměrnou komunikaci mezi stovkami zařízení.[103]

PLC komunikace byla historicky využívána i v jiných oblastech. Příkladem může být centrální zapínání a vypínání pouličního osvětlení v Londýně nebo interkom s funkcí elektronické dětské chůvy uvedený na trh kolem roku 1940.[22]

Silný rozvoj PLC komunikace začal v devadesátých letech dvacátého století s rozvojem informačních technologií. Hlavní využití je v inteligentních sítích (Smart Grid), automatizaci, distribuci internetu a jiných telekomunikačních služeb.

1.2 Rozdělení PLC komunikace

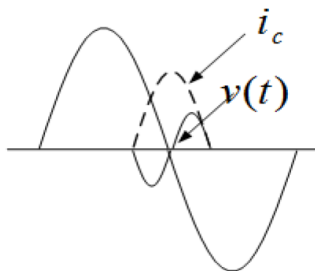
S ohledem na přenosovou frekvenci je možné PLC komunikaci rozdělit do tří skupin, které mají odlišné vlastnosti a také odlišné uplatnění.

1.2.1 Hodně úzkopásmová (Ultra narrowband (UNB))

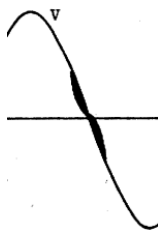
Jedná se o systém pracující na přenosových frekvencích od 0,3 do 3 kHz, v extrémních případech může být přenosová frekvence i od 30 do 300 Hz. Do této kategorie lze zařadit většinu historických systémů, včetně, v Česku velmi dobře známého, HDO.

Velkou výhodou této kategorie je schopnost přenést signál na velké vzdálenosti až 150 km a schopnost přechodu signálu přes transformátor. Nevýhodou je velmi nízká přenosová rychlost kolem 100 b/s.[64]

Moderním zástupcem této kategorie je systém TWACS (Two-Way Automatic Communications System). TWACS elektroměry dokážou detekovat zkreslení napětí v době průchodu nulou a vygenerovat zkreslení proudu v době průchodu nulou.[58][60]



Obr. 1.1: Ukázka modulace systému TWACS [58]



Obr. 1.2: Ukázka průběhu napětí na vedení se systémem TWACS [60]

Vzhledem k tomu, že značka je generována vždy při průchodu nulou, je rychlost přenosu dat dvojnásobná než frekvence elektrické sítě. Vzhledem k použití kódového multiplexu (CDMA), kdy je vytvořených 6 nezávislých kanálů a k přenosu jednoho bitu na kanálu jsou potřeba 4 periody elektrické sítě, je výsledná rychlost 15 b/s

na kanál ve Spojených Státech a 12,5 b/s na kanál v Evropě. Ve výsledku je tedy použita kombinace **CDMA/TDMA**, kdy se šestice zařízení střídají v čase. Komunikovat je možné nezávisle po všech fázích. Pokud se předpokládá přenos 15 B dat, bude přenos dat z 2000 elektroměrů v USA za ideálních podmínek dle rovnice 1.1 trvat 15 minut.[6]

$$\frac{2000 \text{elektroměrů} \cdot 15B \cdot 8b \cdot 15 \frac{b}{s}}{6 \text{kanálů} \cdot 3 \text{fáze}} = 15 \text{minut} \quad (1.1)$$

Tento systém je hojně využíván v USA, jelikož v USA většina transformátoru obsluhuje pouze 10 odběratelů, na rozdíl od Evropy, kdy na většinu trafostanic připadá až 200 odběratelů. Umisťovat do na každý transformátor v USA datový koncentrátor pro sběr dat by bylo ekonomicky neefektivní, proto je využíván systém **TWACS** díky schopnosti průchodu signálu transformátorem. Data jsou tak sbírána až na úrovni vysokého napětí. Příkladem může být Florida, kde je instalováno 1,4 milionů elektroměrů používajících technologií **TWACS**. Kromě vzdáleného vyčítání dat, je systém využíván k regulaci odběru energie, zejména k regulaci klimatizací. Je vidět, že i přes velmi nízkou rychlost je tento systém schopen fungovat a nabídnout i některé z funkcionalit z oblasti inteligentních sítí.[41]

1.2.2 Úzkopásmová komunikace (Narrowband (NB))

Jedná se o systémy pracující s přenosovou frekvencí od 3 do 500 kHz. Přenosová rychlost se pohybuje v jednotkách až desítkách kb/s v případě jedné nosné frekvence a až stovky kb/s v případě více nosných frekvencí.[64][41]

Výhodou této komunikace oproti **UNB PLC** komunikaci je vyšší přenosová rychlost. Nevýhodou je obtížný přístup signálu přes transformátor. V případě vysokého napětí, kdy je vedení prakticky nerozvětvené, jsou přenosové vzdálenosti až desítky km. V případě nízkého napětí, kde je velmi mnoho impedančně nepřizpůsobených odboček, jsou typické přenosové vzdálenosti v řádu stovek, někdy i desítek metrů.

Tato kategorie, díky svým vlastnostem, je velmi hojně využívána v inteligentních sítích (Smart Grid), zejména pro vzdálené vyčítání dat z elektroměrů, či jiných měřičů a také v průmyslové a domácí automatizaci.[15]

Komunikace v této kategorii je regulována v jednotlivých částech světa pomocí různých organizací:

- Evropa - **CENELEC** (Comité européen de normalisation en électronique et en électrotechnique) - reguluje využití nosných frekvencí od 3 do 148,5 kHz.
- USA - **FCC** (Federal Communications Commission) - reguluje využití nosných frekvencí od 10 do 490 kHz.

- Japonsko - [ARIB](#) (Association of Radio Industries and Businesses) - reguluje využití nosných frekvencí od 10 do 450 kHz.
- Čína - [EPRI](#) (Electric Power Research Institute) reguluje využití nosných od 3 do 500 kHz.[41]

Většina výrobců respektuje Evropský standard [CENELEC](#) EN 50065, který umožňuje komunikaci na frekvencích od 3 do 148,5 kHz. Tyto frekvence rozděluje ještě do čtyř částí podle způsobu použití:

- A - od 3 do 95 kHz - vyčleněno pouze pro dodavatele energií,
- B - od 95 do 125 kHz - libovolné aplikace,
- C - od 125 do 140 kHz - použití v domácnostech s nařízením použít [CSMA/CA](#) (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance), kdy k signalizaci obsazenosti linky je využita frekvence 132,5 kHz. Maximální doba obsazení linky je 1 s a minimální pauza mezi vysíláními ze stejného zdroje je 125 ms,
- D - od 140 do 148,5 kHz - alarmy a bezpečnostní systémy.[15][41]

V budoucnu lze předpokládat, že [CENELEC](#) umožní komunikaci až do frekvence 500 kHz, aby byla zajištěna větší kompatibilita mezi ostatními regiony.[41] [CENELEC](#) také limituje vysílací výkon, který je závislý na vysílací frekvenci, modulaci a počtu fází využitých pro vysílání.

Ostatní organizace nedělí využití frekvencí podle aplikace, ani neřeší přístup k médiu a koexistenci více komunikací na médiu současně. Samotný [CENELEC](#) toto řeší pouze pro kategorii C. Tato skutečnost způsobuje značné problémy. Vzhledem k přeslechům mezi energetickými sítěmi a obtížným oddělením komunikačních sítí v rámci jedné energetické sítě, dochází k rušení jednotlivých komunikačních systémů mezi sebou.[41]

V České Republice se touto komunikací zabývají především 2 firmy. První firmou je ZPA Smart Energy a.s., která využívá řešení Izraelské firmy Yitran a jako další možnost, komunikaci pomocí standardu PRIME. Druhou firmou je ModemTec s.r.o. Ta má vlastní komunikace MT29 a MT39, které mají totožnou fyzickou vrstvu vyvinutou přímo firmou ModemTec s.r.o. Dále také využívá komunikaci pomocí standardu PRIME.

Vzhledem k tomu, že tato kategorie je nejvhodnější pro rozsáhlé sítě Smart Grid, vznikla potřeba standardizace, aby systémy různých výrobců mohly koexistovat v jedné velké inteligentní síti. Zároveň ale vznikla celá řada standardů, které jsou navzájem nekompatibilní. Díky tomu stále nelze hovořit o velkém standardu pro [NB PLC](#) komunikaci, ale je možné zmínit několik nejvýznamnějších standardů, které jsou nejčastěji nasazovány:

- PRIME (Powerline Intelligent Metering Evolution) - jedná se o komunikaci pomocí více nosných frekvencí od 42 do 89 kHz, tedy v pásmu A [CENELEC](#)u. Využívána je modulace OFDM. Využíváno je 97 subnosných frekvencí. Přeno-

sová rychlost se pohybuje od 21,4 do 128,6 kb/s. Standard vznikl na podnět španělského distributora elektřiny Iberdrola, ale jedná se o otevřený standard, na kterém spolupracuje velké množství firem. PRIME má menší výpočetní náročnost než G3 a teoreticky je možné jej softwarově implementovat v procesoru ARM. Nicméně je dostupná celá řada specializovaných čipů.[15][47][18]

- G3 - podobně jako PRIME komunikuje na více nosných frekvencích od 36 do 90,6 kHz. Opět využívá modulaci OFDM, ale s 36 subnosnými. Přenosová rychlost se pohybuje od 5,6 do 45 kb/s. Opět se jedná o otevřený standard. Vzhledem k vyšší výpočetní náročnosti než PRIME, je využití specializovaného čipu nutnost. Avšak čipů je na trhu dostatečný počet. Zajímavostí může být, že transportní a síťová vrstva využívají protokolů TCP, UDP a IPv6.[47][64]
- S-FSK (Spread frequency shift keying) - standard označený jako IEC 61334. Komunikace je synchronizována pomocí sinusové vlny napájecího napětí, detekuje se průchod nulou. Mezi dvěma sousedícími průchody nulou je možné odeslat 1,2,4 nebo 8 bitů dle zvolené varianty standardu. Vysílat je možné po všech 3 fázích nezávisle. Tedy přenosová rychlost může být až $50\text{Hz} \cdot 2\text{průchody} \cdot 8\text{b} \cdot 3\text{fáze} = 2400\text{ b/s}$. Přenosové frekvence pro reprezentaci 0 a 1 si je možné zvolit, nejčastěji mezi 20 až 100 kHz. Odstup mezi těmito frekvencemi by měl být alespoň 10 kHz.[44]
- LonWorks (Local operation network) - protokol vyvinutý americkou firmou Echelon. PLC je jednou z více možností fyzické vrstvy. Jako jeden z prvních protokolů byl standardizován v roce 1999 jako americký standard ANSI/EIA 709.1 a v roce 2008 jako mezinárodní standard ISO/IEC 14908-1. Lze si zvolit, zda má komunikace probíhat v pásmu A CENELEC u nebo v pásmu C. LonWorks je totiž využíván jak pro Smart Grid aplikace, tak pro automatizaci. Využívána je jedna nosná frekvence a v případě zarušení dochází k automatickému přepnutí na záložní frekvenci. LonWorks dosahuje přenosové rychlosti až 2,4 kb/s. Protokol se vyznačuje větším dosahem a nižší rychlostí. Protokol byl velmi úspěšný během realizace inteligentní sítě elektroměrů v Itálii. Zásadní nevýhodou je napojení na firmu Echelon, která vlastní celou řadu patentů spojených s tímto protokolem a je výhradním výrobcem čipů pro tuto komunikaci.[15][20]
- X10,CEBus,KNX - standardy pro domácí automatizaci.[15]

1.2.3 Širokopásmová komunikace (Broadband (BB))

Jedná se o systémy pracující s přenosovou frekvencí od 1,8 do 250 MHz. Přenosová rychlost se pohybuje v jednotkách až stovkách Mb/s.[64]

Výhodou této kategorie je vysoká rychlost umožňující poskytování internetových služeb, streaming videa, zvuku atd. Značnou nevýhodou je malá vzdálenost, na kterou je možné signál přenášet. Ta ve většině případů limituje použití této technologie pouze v rámci jedné budovy. Další nevýhodou jsou větší problémy s EMC než u předešlých kategorií. Vzhledem k těmto faktům, jsou v Evropě poměrně striktní omezení vysílacího výkonu a v některých zemích, jako například v Japonsku, je použití BB-PLC zcela zakázáno.[41][15]

Zájem o tuto technologii začal v roce 1997, kdy společnost Nortel and Norweb Communications z Velké Británie vyvinula komunikaci pro domácnosti s rychlostí až 1 Mb/s. Následovaly firmy Siemens a Ascom. Vysoké náklady a problémy s EMC způsobily ukončení většiny projektů. Opětovné oživení způsobil až projekt Evropské Unie OPERA (The Open PLC European Research Alliance), který byl zaměřený na distribuci internetu po BB-PLC. Na základě těchto výsledků vznikly standardy pro šíření internetu po PLC, zejména v rámci domácnosti: HomePlug Powerline Alliance (HomePlug), Universal Powerline Association (UPA), High Definition Power Line Communication (HD-PLC) Alliance a další. Tyto navzájem nekompatibilní standardy postupem času začaly nabízet rychlost až 200 Mb/s.[41]

Použití BB-PLC v oblasti inteligentních sítí je diskutabilní. Existuje celá řada projektů, kde tato komunikace selhala. Například distribuční společnost Oncor působící v okolí Dallasu v USA musela vyměnit v roce 2008 veškeré elektroměry s BB-PLC, což způsobilo pokles zájmu o tuto technologii v celém odvětví inteligentních sítí. I přes to, v pilotním projektu ČEZ FUTUR/E/MOTION AMM byla zahrnuta společnost CORINEX, která dosáhla s technologií BB-PLC podobnou úspěšností jako jiné firmy s NB-PLC. Je třeba ovšem dodat, že technologie firmy CORINEX byla nasazena v městské zástavbě, kdy na ploše 0,25 km² bylo koncentrováno 1 151 elektroměrů rozdělených mezi 3 trafostanice. Technologie NB-PLC byly nasazovány zejména ve venkovských oblastech s mnohem menší hustotou elektroměrů.[15][28]

1.3 Shrnutí

PLC komunikace se již používá téměř sto let pro nejrůznější aplikace jako je telefonie, ovládání veřejného osvětlení, interkom a další. Největší nasazení zažívá v současné době v souvislosti s inteligentními sítěmi v energetice.

PLC komunikaci je možné rozdělit do tří kategorií. První kategorie je hodně úzkopásmová komunikace, která je velmi pomalá a využívaly ji zejména historické systémy, HDO nevyjímaje. V inteligentních sítích je využívána v USA, v případech, kdy za transformátorem je velmi malý počet elektroměrů a je výhodné síť prodloužit až na úroveň vysokého napětí. Další kategorií je úzkopásmová komunikace, která je v inteligentních sítích nejvíce využívána. Rozsah dostupných frekvencí je v různých částech světa regulován příslušnými organizacemi. V této kategorii existuje celá řada standardů i proprietárních řešení, které je možné rozdělit na komunikace s jednou nosnou frekvencí a více nosnými frekvencemi s využitím OFDM modulace. Poslední kategorií je širokopásmová komunikace, která díky své rychlosti, ale malému dosahu, je nejčastěji využívána k přemostění ethernetového spojení v rámci jedné budovy. Nicméně i zde existují aplikace pro inteligentní síť.

2 INTELIGENTNÍ SÍTĚ (SMART GRID)

Vzhledem k tomu, že hlavní uplatnění PLC komunikace je v oblasti inteligentních sítí (Smart Grid), je nutné se zabývat touto oblastí a definovat požadavky, které jsou na PLC komunikaci z pohledu inteligentních sítí kladeny.

Smart Grid, v překladu inteligentní sítě, znamenají zavedení informačních a komunikačních technologií do distribuční sítě s cílem ekonomických úspor, zvýšení kvality dodávky a zlepšení vlivu energetiky na životní prostředí.[108]

Hlavními součástmi jsou inteligentní zařízení vybavené snímači a akčními členy, často vybavené vlastním operačním systémem [37] a komunikace, která zapojuje tato zařízení do sítě.

Samotný vývoj inteligentních sítí lze rozdělit do několika etap:

1. Vývoj - hlavními cíli vývoje je definování požadavků na celý systém. Zde bohužel ještě stále není jasno a požadavky jednotlivých distributorů jsou diametrálně odlišné. Dalším cílem je standardizace. Ta sice pro značnou část technologií proběhla, ale momentálně existuje tolik standardů, které jsou navzájem nekompatibilní, že se standardizace spíše minula účinkem. Poslední částí vývoje jsou pilotní projekty. Pilotní projekty probíhají po celém světě, Českou Republiku nevyjímaje. Zaměřují se zejména na oblast inteligentního měření.[5]
2. Inteligentní měření - jedná se o nasazení inteligentních měřičů (smart metrů) a potřebné komunikační infrastruktury. Podrobněji je tato část popsána níže. Evropská Unie předpokládala nasazení této technologie u 80% populace do roku 2020. Na základě pilotních projektů lze předpokládat, že dojde k posunu tohoto termínu. Ale například Itálie již od roku 2006, dle vládního nařízení, instaluje povinně inteligentní měřiče a v roce 2011 mělo již 95% spotřebitelů inteligentní elektroměry.
3. Řízení distribuční soustavy - jedná se o oblast, o kterou jeví samotné distribuční společnosti značný zájem. A lze předpokládat, že společně s nasazením inteligentních měřičů a komunikační infrastruktury dojde i k nasazení dalších snímačů a akčních členů a větší automatizaci distribuční soustavy.
4. Inteligentní domácnost - zapojení samotných zákazníků lze předpokládat až v další fázi, kdy budou plně nasazeny inteligentní měřiče. O úspěchu rozhodne standardizace a ochota produkovat inteligentní spotřebiče jednotlivými výrobci. Již dnes lze najít inteligentní spotřebiče, ale jedná se spíše o experimenty.
5. Elektromobily - představují nejvzdálenější vývojovou etapu inteligentních sítí. Inteligentní sítě jsou podmínkou pro úspěšné masové nasazení elektromobilů. Existuje však ještě spousta dalších technologických a ekonomických faktorů,

kteřé nasazení elektromobilů ovlivní.

2.1 Inteligentní měření

Základními součástmi inteligentního měření neboli Smart Meteringu jsou smart meter (inteligentní měřič) a obousměrná komunikace měřiče s centrálou distribuční společností.

Inteligentní měřič, na rozdíl od klasických měřičů, dokáže měřit více veličin. Kromě sledování spotřeby jednotlivých energií, dokáže také měřit kvalitu dodávané energie, způsob spotřeby energie, tedy zda spotřebitel neodebírání příliš mnoho jalové složky a zda nezatěžuje síť vyššími harmonickými složkami, a různé další ukazatele, které mohou při analýze s více míst přispět ke stabilitě sítě a minimalizaci černých odběrů. Mezi další přednosti inteligentních měřičů patří možnost vykonávat určité akce, jako je například změna tarifu na požádání nebo dle kalendáře, odpojení dodávky energie, ovládání digitálních výstupů atd. Užitečná je také možnost zaznamenat různé asynchronní události.[35]

Smart Metering přináší i zcela zásadní změnu ve způsobu vyúčtování služeb. Současný model, kdy odběratel platí zálohy, následně pracovník energetiky provede jednou ročně odečet spotřeby, energetika odhadne průběh spotřeby v průběhu roku a rozdíl odběrateli vyúčtuje, může být nahrazen mnohem pohodlnějším systémem. Dodavatel i odběratel mají prakticky okamžitý přehled o spotřebě energie. Vyúčtování tak může probíhat mnohem častěji, například měsíčně, a především na základě skutečné spotřeby. Tato situace přináší prostor pro rozmanité množství tarifů a způsobů účtování, které je výhodné jak pro odběratele, tak dodavatele. Příkladem může být penalizace za zavádění rušení do sítě a naopak zvýhodnění při dodržení odběrové křivky. Značně se i zjednoduší možnost zavedení předplacených tarifů.[38]

Výhody smart meteringu pro odběratele:

- Vzdálený odečet dat - není nutno vstupovat do bytu odběratele a i tak má distributor i odběratel neustále přehled o aktuální spotřebě.
- Nové tarify, díky nimž může zákazník ušetřit.
- Podpora pro dodávky od spotřebitelů, např. jednoduché připojení solárních panelů ze střechy.[5]

Výhody pro distributory:

- Vzdálené ovládání měřičů - řízení zátěže
- Přehled o odběrných místech
- Sběr dat pro následné analýzy
- Zkvalitnění dispečerského řízení
- Snížení neoprávněných odběrů[5]

Jedinou nevýhodou Smart Meteringu jsou vyšší pořizovací náklady na měřiče a komunikační infrastrukturu.

Kromě výše zmíněných výhod, je možné data dále analyzovat pomocí speciálních algoritmů. Ty dokážou rozpoznat podle odběrové křivky spotřebu jednotlivých spotřebičů a na základě nich, spolu se statistickými údaji ostatních uživatelů, doporučit možné úspory. V praxi program například může rozpoznat z odběrové křivky spotřebu lednice a srovnáním s ostatními uživateli dospěje k doporučení, že je vhodné uvažovat o výměně lednice, díky čemuž by bylo možné ročně uspořit definované množství financí.[66] Mezi takové aplikace je možné zařadit:

- Microsoft Hohm - využíval algoritmus vyvinutý v Lawrence Berkeley National Laboratory. Začal fungovat v roce 2009 a podařilo se mu navázat spolupráci s několika dodavateli. Ukončil svojí činnost v roce 2012 z důvodu nezájmu uživatelů.[100]
- Google PowerMeter - služba začala fungovat v roce 2009. Google také navázal spolupráci s několika distributory, ale v roce 2011 byla služba ukončena.[101]

Neúspěch těchto služeb mohl být způsoben těmito důvody:

- Aby SW fungoval správně, bylo nutné zadat velké množství informací o odběrném místě.
- Ze strany distributorů energií byla nedostatečná podpora. Určitý počet distributorů tyto technologie sice podporoval, ale nijak jejich využití nepropagoval. Například bylo velmi úspěšné, pokud určité doporučení připojil distributor přímo na vyúčtování s možností detailního náhledu na internetu.
- Strach ze zneužití dat - uživatelé měli strach ze zneužití informací o jejich spotřebě a dodatečných informací, které do systému zadají. Fakt, že se jednalo o velké společnosti, jako Microsoft a Google, které shromažďují i jiné informace o uživatelích z internetu, situaci příliš nepomohl.
- Je velmi pravděpodobné, že pro tyto služby bylo prostě příliš brzy. Samotný Smart Metering a Smart Grid jsou zatím ve fázi pilotních projektů a nasazení nových technologií v energetice trvá déle než v IT.[33][32]

Smart Metering, díky minimalizaci černých odběrů a větší variabilitě tarifů a alespoň částečnému vyrovnání nabídky a poptávky, přispívá k ekonomické efektivnosti celého systému. Jedná se také o velmi dobrý nástroj k optimalizaci spotřeby a tím zlepšení vlivu na okolní prostředí.

2.2 Řízení distribuční soustavy

Monitorováním stavu sítě je možné předejít kritickým situacím. Díky synchrofázorovým měřením je možné detekovat přetížení sítě a automaticky přesměrovat energetické toky tak, aby se předešlo kolapsu. Dále je možné síť rozpojit do tzv. ostrovních provozů, kdy malé jednotky sítě mohou pomocí obnovitelných zdrojů nebo bateriových úložišť fungovat samostatně bez zapojení do distribuční soustavy. Mezi další funkce lze zařadit možnost omezení maximálního odběru v době kolapsu, kdy je možné dodávat alespoň omezenou energii všem domácnostem nebo takzvaný start ze tmy, kdy je zátěž plynule zvyšována aby nedošlo k velkému výkyvu.

Tento systém zlepšuje kvalitu dodávky energií, a to snížením počtu a délky trvání výpadků. Dále zvyšuje finanční efektivitu tím, že umožňuje snížit investice do infrastruktury rozvodných sítí.

2.3 Inteligentní domácnost

Smart Home neboli inteligentní domácnost je dobrovolné rozhodnutí zákazníka o užší spolupráci s distributorem, jejíž výhodou je finanční zisk. Základem je domácí centrála, která může být v podobě samostatného zařízení nebo v rámci elektroměru. Tato centrála přijímá informace o průběhu cen energií a podle toho spíná určité spotřebiče. V případě použití inteligentních spotřebičů není nutné je pouze spínat, ale je možné jim informaci o průběhu ceny předat a ony samy zajistí svůj provoz tak, aby svůj odběr minimalizovaly v době předpokládané odběrové špičky. Další možností je zapojení zdrojů energie, jako jsou například solární panely na střeše domu. Dále může zákazník využít systém na uskladnění energie, např. velké akumulátory, které mu umožní energii uložit v době, kdy je levná a případně dodat do sítě v době, kdy je energie drahá. Jedním z takových úložišť se v budoucnu může stát i elektromobil.

2.4 Elektromobily

Existence Smart Grid je jedním z předpokladů, pro úspěšné prosazení elektromobilů. Smart Grid technologie umožní distribuci velkého množství výkonu, které tyto elektromobily budou potřebovat, s nižšími náklady do rozvodné sítě. Elektromobily budou schopny zjistit vývoj ceny elektřiny a v případě dostatku času, využít pro nabíjení období kdy je elektřina levnější a tedy i více dostupná. V extrémních případech mohou elektromobily posloužit také jako úložiště energie a v době špičky naopak elektřinu do sítě dodávat. Dále je možné pomocí Smart Grid realizovat účtování spotřebované elektřiny a tím bude možné provozovat veřejné dobíjecí stanice

bez obsluhy prakticky všude.

2.5 Komunikace v inteligentních sítích

Komunikace v inteligentních sítích není pouze PLC. Existuje velká řada alternativních technologií. Ve většině případů je použita kombinace celé řady těchto technologií k vytvoření výsledné sítě. V rámci inteligentních sítí se zvažuje využití těchto komunikačních standardů:

- Bezdrátová komunikace:

Rádiová síť - jedná se o přímou konkurenci PLC komunikace. Zařízení tvoří síť, cesty jsou ustavovány dynamicky. Komunikace vykazuje podobné vlastnosti jako PLC, tedy nižší rychlost a nespolehlivost. Na druhou stranu má také nižší pořizovací a provozní náklady. Většinou se jedná o proprietární řešení. Z dostupných standardů je možné zmínit WiMAX.

Služby mobilních operátorů - poskytují vyšší rychlost oproti PLC nebo rádiové síti. Vykazují i o něco větší spolehlivost. Na druhou stranu mají vyšší provozní náklady a komunikace je realizována dalším subjektem, který jí poskytuje i pro celou řadu jiných aplikací (telefonování, internet, atd.). Z tohoto důvodu není možné si komunikaci upravovat dle potřeb inteligentních sítí, např.: přesná synchronizace času, QoS a podobně. Nevýhodou je také větší latence spojení. V současné době se začínají objevovat speciální sítě pro internet věcí (IoT), jako například síť SIGFOX. V případě těchto sítí se daří podstatně redukovat náklady na provoz, ale za cenu podstatně nižší propustnosti dat, která může být pro některé funkcionality inteligentních sítí nedostatečná. Vzhledem k tomu, že se jedná o relativně nové technologie neexistuje prozatím příliš mnoho měřičů, které by bylo možné do těchto sítí připojit.

ZigBee, Wireless M-Bus - bezdrátové komunikace vhodné pro energeticky úsporná zařízení s kratším dosahem. Vhodná zejména pro inteligentní domácnost a měřiče jiných energií než té elektrické např.: voda, plyn, teplo.[14]

Kognitivní rádio - nabízí se možnost využití nevyužité frekvence, např. pro televizní vysílání. Podmínky jsou různé v každém regionu.

Satelitní komunikace - vhodná zejména pro odlehlá zařízení nebo jako záložní komunikace v případě přírodní katastrofy.

Mikrovlny nebo bezdrátová optická komunikace - vhodné pro přímá spojení dvou bodů.

- Drátová komunikace

PLC - výhodou jsou malé pořizovací náklady, jelikož není potřeba žádná dodatečná kabeláž, a minimální provozní náklady, jelikož kabely jsou vlast-

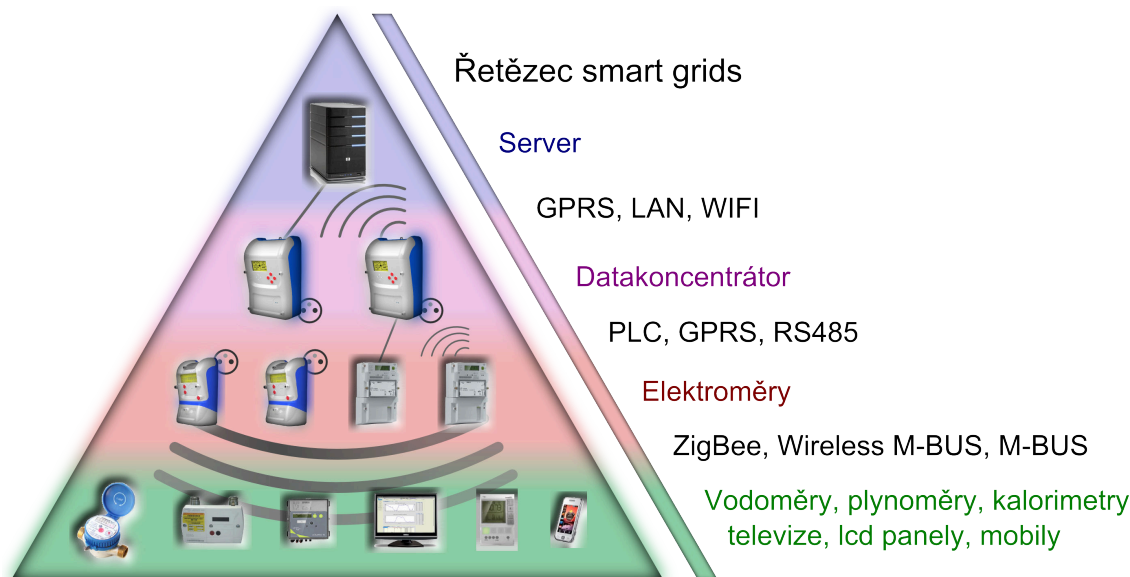
něné přímo distribučními společnostmi. Další výhodou je, že díky komunikaci po vedení je možné zjišťovat další jeho vlastnosti, jako je diagnostika vedení a zjištění místa přerušení. Je zde vztah mezi komunikační topologií a topologií distribuční sítě, což je možné využít pro bilanční výpočty. Na druhou stranu dosahuje pouze omezených rychlostí a v určitých případech může být nespolehlivá.

Optické kabely - jsou již dnes často využívány distribučními společnostmi díky jejich odolnosti na elektromagnetické rušení. Poskytují velmi vysoké rychlosti a velkou spolehlivost. Jedná se ale o velmi nákladné řešení.

Ethernet - značná část jednotlivých částí inteligentních sítí je již dnes připojena do sítě Ethernet. Například je Ethernet přiveden do některých trafostanic. Samozřejmostí je připojení serverů a jiné IT infrastruktury pomocí Ethernetu. Existují i elektroměry, které je možné připojit k této síti.

Průmyslové standardy - Často jsou také využívány průmyslové standardy jako RS485, M-Bus a jiné. Poskytují vyšší rychlost než PLC nebo rádiová spojení a značně vyšší spolehlivost, ale vyžadují značné investice do kabeláže.[29]

Na následujícím obrázku je ukázka použití různých komunikačních standardů pro vytvoření sítě pro inteligentní měření.



Obr. 2.1: Příklad sítě pro inteligentní měření[34]

Vzhledem k významnosti celé energetické soustavy je velmi důležité brát v úvahu zabezpečení celé komunikace. Současný, ne příliš uspokojivý stav zabezpečení většiny komunikací a případné návrhy na zlepšení lze nalézt v [13].

2.6 Shrnutí

Inteligentní sítě znamenají zavedení informačních a komunikačních technologií do distribuční sítě s cílem ekonomických úspor, zvýšení kvality dodávky a zlepšení vlivu energetiky na životní prostředí. PLC komunikace rozhodně není jedinou využívanou komunikací. V současné době je však velmi hojně využívána pro obousměrnou komunikaci s elektroměry jednotlivých odběratelů.

3 SOUČASNÝ STAV MODELOVÁNÍ PLC KOMUNIKACE

Modelováním PLC komunikace se zabývá celá řada publikací. Dobrý přehled současného stavu modelů pro PLC komunikaci lze nalézt v dizertační práci *Analýza a modelování datové komunikace po silnoproudém vedení*[61]

Pro modelování PLC komunikace po venkovním vedení jsou známy dva typy modelů. Prvním je model vícecestného šíření, vhodný zejména pro modely vytvořené na základě uskutečněných měření, tedy identifikací. Druhým typem je model kaskádních dvojbranů, kde jsou jednotlivé součásti sítě uvažovány jako dvojbrany a je vhodné znát topologii sítě. Součinem přenosových funkcí těchto dvojbranů lze získat přenosovou funkci celé soustavy.

3.1 Motivace pro tvorbu modelu PLC komunikace

Otestování jednotlivých druhů a standardů PLC komunikace je velmi nákladné. Aby bylo možné dosáhnout směrodatných údajů, je potřeba testovat komunikaci na soustavě, u které vzdálenosti dosahují až kilometrů, je zde celá řada impedančně nepřizpůsobených odboček, vyskytují se zde různé druhy rušení. Těchto podmínek je prakticky nemožné dosáhnout v laboratorních podmínkách a je nutné je testovat na reálné distribuční soustavě.

Hodnoty naměřené v jedné oblasti není možné zobecnit, jelikož oblasti se různí hustotou obydlí, uspořádáním odboček, impedancí domácností a transformátorů, výskytem zdrojů rušení. Dále je použito různé vedení.

Vzhledem k těmto skutečnostem je výhodné vytvoření modelu PLC komunikace, který kromě možnosti ověření stávajících standardů přináší další zásadní výhody.

Na modelu je možné otestovat reálné možnosti určitých standardů v různých oblastech. Kromě vyvození obecných závěrů, které typy komunikace a standardy jsou vhodné pro městské zástavby nebo pro venkov, je možné zjistit dopad případných investic do zlepšení modemů nebo části sítě na celkovou úspěšnost komunikaci, případně získávání dat z měřičů.

Díky pochopení vlivu jednotlivých součástí sítě, jako jsou transformátory, odbočky, typy kabelů, je možné jednotlivé komunikační protokoly dále optimalizovat a dosáhnout tak ještě lepších výsledků. Dále je možné vydat určitá doporučení pro nové instalace těchto prvků, aby se zaručil do budoucna co nejlepší prostup PLC signálu.

Ověřit si lze nasazení dalších podpůrných prvků PLC komunikace, jako jsou filtry nebo opakovače.

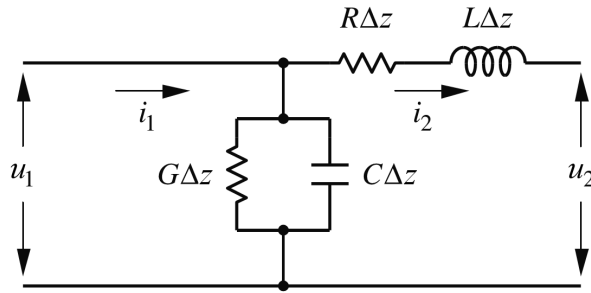
Vzhledem k zaměření práce na PLC komunikaci pro inteligentní sítě, bude uvažované modelování zejména pro část sítě patřící distribuční společnosti, kde nedochází k častým změnám topologie, jako v případě domácích sítí, kdy dochází ke změně topologie při každém zapnutí světla či jiného spotřebiče.

3.2 Telegrafní rovnice

Základem obou modelů jsou telegrafní rovnice popisující šíření signálů po homogenním dvou vodičovém vedení. Jiný název pro tuto problematiku je vlna TEM na vedení, kdy TEM znamená, že siločáry elektrického a magnetického pole jsou navzájem kolmé a jsou také kolmé na směr šíření signálu.

Podrobný popis této problematiky lze nalézt v [69]

Vedení je možné rozdělit na nekonečný počet elementárních úseků, každý s náhradním schématem jako na obrázku:



Obr. 3.1: Náhradní schéma elementárního úseku vedení o délce Δz [93]

kde:

$$\begin{aligned} u_1 &= u(z, t) & u_2 &= u(z + \Delta z, t) \\ i_1 &= i(z, t) & i_2 &= i(z + \Delta z, t) \end{aligned} \quad (3.1)$$

Na základě Kirchhoffových zákonů je výstupní napětí a proud roven:

$$\begin{aligned} u(z + \Delta z, t) &= u(z, t) - R\Delta z i(z + \Delta z, t) - L\Delta z \frac{\partial}{\partial t} i(z + \Delta z, t) \\ i(z + \Delta z, t) &= i(z, t) - G\Delta z u(z, t) - C\Delta z \frac{\partial}{\partial t} u(z, t) \end{aligned} \quad (3.2)$$

Po úpravě lze získat:

$$\begin{aligned} \frac{u(z + \Delta z, t) - u(z, t)}{\Delta z} &= -Ri(z + \Delta z, t) - L\frac{\partial}{\partial t} i(z + \Delta z, t) \\ \frac{i(z + \Delta z, t) - i(z, t)}{\Delta z} &= -Gu(z, t) - C\frac{\partial}{\partial t} u(z, t) \end{aligned} \quad (3.3)$$

Pokud se Δz bude limitně blížit 0 lze vztah upravit:

$$\frac{\partial u(z, t)}{\partial z} = -Ri(z, t) - L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t}, \quad \frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -Gu(z, t) - C \frac{\partial u(z, t)}{\partial t} \quad (3.4)$$

Zbavení se závislosti na čase lze dosáhnout převedením rovnice do fázorového tvaru. Takto je získána soustava dvou rovnic o dvou neznámých:

$$\begin{aligned} \frac{\partial U(z)}{\partial z} &= -(R + j\omega L)I(z) \\ \frac{\partial I(z)}{\partial z} &= -(G + j\omega C)U(z) \end{aligned} \quad (3.5)$$

Aby bylo možné získat pouze jednu rovnici s jednou proměnnou napětím, je nutné rovnice do sebe dosadit. Aby to bylo možné provést, je nutné původní rovnici pro napětí z rovnice 3.5 ještě jednou celou zderivovat:

$$\frac{\partial^2 U(z)}{\partial z^2} = -(R + j\omega L) \frac{\partial I(z)}{\partial z} \quad (3.6)$$

Po dosazení rovnice proudu z 3.5 do rovnice pro napětí z 3.6 lze získat rovnice pro napětí s jednou neznámou:

$$\frac{\partial^2 U(z)}{\partial z^2} = (R + j\omega L)(G + j\omega C)U(z) \quad (3.7)$$

Z důvodu zjednodušení zápisu lze zavést *konstantu šíření po vedení* γ :

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (3.8)$$

Obecné řešení diferenciální rovnice je:

$$U(z) = C_1 e^{-\gamma z} + C_2 e^{\gamma z} \quad (3.9)$$

Kde člen s C_1 má význam dopředné vlny a člen s C_2 má význam vlny odražené.

Obecnou rovnici proudu lze získat vyjádřením proudu z rovnice napětí z rovnice 3.5:

$$I(z) = -\frac{\partial U(z)}{\partial z} \frac{1}{(R + j\omega L)} \quad (3.10)$$

Po zderivování rovnice 3.9 a dosazení do předchozí rovnice lze získat obecnou rovnici pro proud:

$$I(z) = \frac{\gamma(C_1 e^{-\gamma z} - C_2 e^{\gamma z})}{(R + j\omega L)} = \frac{(C_1 e^{-\gamma z} - C_2 e^{\gamma z})}{\sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}} \quad (3.11)$$

Pro zjednodušení zápisu bude zavedena konstanta *charakteristická impedance vedení*:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (3.12)$$

Pro napětí a proud na konci vedení délky l lze obecné rovnice 3.9 a 3.11 upravit na:

$$\begin{aligned} U(z=l) &= U_k = C_1 e^{-\gamma l} + C_2 e^{\gamma l} \\ I(z=l) &= I_k = \frac{(C_1 e^{-\gamma l} - C_2 e^{\gamma l})}{Z_0} \end{aligned} \quad (3.13)$$

Řešením této soustavy rovnic o dvou neznámých jsou konstanty C_1 a C_2 :

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{U_k + Z_0 I_k}{2} e^{\gamma l} \\ C_2 &= \frac{U_k - Z_0 I_k}{2} e^{-\gamma l} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Dosazením do rovnic 3.9 a 3.11 lze získat vztahy pro proud a napětí v libovolném místě na vedení v závislosti na proudu a napětí na konci vedení:

$$\begin{aligned} U(z) &= \frac{U_k + Z_0 I_k}{2} e^{\gamma(l-z)} + \frac{U_k - Z_0 I_k}{2} e^{-\gamma(l-z)} \\ &= U_k \cosh(\gamma(l-z)) + Z_0 I_k \sinh(\gamma(l-z)) \\ I(z) &= \frac{\left(\frac{U_k + Z_0 I_k}{2} e^{\gamma(l-z)} - \frac{U_k - Z_0 I_k}{2} e^{-\gamma(l-z)}\right)}{Z_0} \\ &= I_k \cosh(\gamma(l-z)) + \frac{U_k}{Z_0} \sinh(\gamma(l-z)) \end{aligned} \quad (3.15)$$

Pro získání závislosti vstupního napětí na výstupním napětí stačí za z dosadit 0, tímto se rovnice zjednoduší na:

$$\boxed{\begin{aligned} U(0) &= U_k \cosh(\gamma l) + Z_0 I_k \sinh(\gamma l) \\ I(0) &= I_k \cosh(\gamma l) + \frac{U_k}{Z_0} \sinh(\gamma l) \end{aligned}} \quad (3.16)$$

3.3 Model vícecestného šíření

Model vícecestného šíření (Multipath model) je vhodný zejména pokud nejsou známy přesné parametry přenosového kanálu, především topologie přenosové soustavy, ale je potřeba identifikovat přenosovou funkci na základě měřených hodnot.

Popis modelu je možné nalézt v celé řadě odborných publikací např.: [110][61] [48].

Přenosová funkce vychází z předpokladu, že signál v uvažovaném bodě je součtem dopředných složek signálů šířících se všemi možnými cestami k cíli, jejichž úroveň je snížena díky odrazům na jednotlivých impedančně nepřizpůsobených přechodech.

Matematicky toto lze zapsat jako:

$$H(f) = \sum_{i=1}^N \underbrace{g_i}_{\text{útlum díky odrazům}} \underbrace{A(f, d_i)}_{\text{útlum na vedení}} \underbrace{e^{-j2\pi f \tau_i}}_{\text{zpoždění díky vzdálenosti}} \quad (3.17)$$

kde N je počet uvažovaných cest.

3.3.1 Útlum díky odrazům

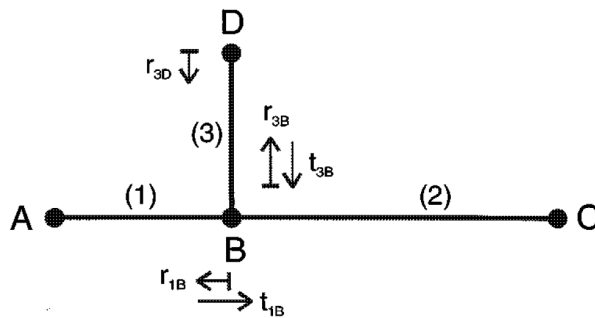
V případě rozvětvení vedení, ukončení vedení nepřizpůsobenou impedancí nebo vložením do vedení určitého prvku vznikají na těchto rozhraních odrazy. Část vlny postupuje dále a část ze odrazí zpět. Vyjádřit, jaká část vlny se odrazí, lze pomocí rovnice 3.9, kde část s C_1 představuje dopřednou vlnu a část s C_2 představuje vlnu odraženou. Následně dosazením za C_1 a C_2 z rovnice 3.14 lze získat činitel odrazu v příslušném místě:

$$r = \frac{C_2 e^{\gamma l}}{C_1 e^{-\gamma l}} = \frac{\frac{U_k - Z_0 I_k}{2} e^{-\gamma(l-l)}}{\frac{U_k + Z_0 I_k}{2} e^{\gamma(l-l)}} = \frac{\frac{U_k}{I_k} - Z_0}{\frac{U_k}{I_k} + Z_0} = \frac{Z_k - Z_0}{Z_k + Z_0} \quad (3.18)$$

Zbývající část vlny postupuje dále, činitel prostupu tak je:

$$t = 1 - r \quad (3.19)$$

Výsledný útlum díky odrazům lze získat součinem činitelů odrazů a činitelů prostupu podle toho, ve kterém směru se na příslušné trase vlna šíří. Výpočet jednotlivých koeficientů g_i lze uvést na následujícím příkladu.



Obr. 3.2: Uvažována topologie pro výpočet útlumu díky odrazům u modelu vícecestného šíření [110]

Na obrázku 3.2 lze uvažovat, že impedance vysílače a přijímače v bodech A a C jsou přizpůsobené a nedochází na nich k odrazu. Výpočet útlumu vlivem odrazů pro nejdůležitější cesty je v tabulce 3.1.

cesta	g_i
A → B → C	t_{1B}
A → B → D → B → C	$t_{1B}r_{3D}t_{3B}$

Tab. 3.1: Model vícecestného šíření - útlum vlivem odrazů pro nejdůležitější cesty z obrázku 3.2

Údaje pro výpočet činitele odrazu ovšem často nejsou známy v případě identifikace z naměřených dat. Proto je g_i jedním s identifikovaných parametrů, jehož hodnota je rozdílná pro každou cestu a závisí na frekvenci. Absolutní hodnota musí být vždy menší než 1. Obecně se jedná o komplexní číslo závislé na frekvenci, ale v rámci zjednodušení modelu je možné vypustit závislost na frekvenci a případně g_i uvažovat jako reálné číslo.

3.3.2 Útlum na vedení

Vzhledem k tomu, že je uvažována pouze dopředná vlna, lze útlum na vedení popsat na základě rovnice 3.9 pomocí rovnice:

$$e^{-\gamma l_i} \quad (3.20)$$

Pokud nejsou známy parametry vedení, je možné funkci γ pro elektrické kabely a frekvence obvyklé pro PLC komunikaci aproximovat funkcí $\alpha(f)$ [110]:

$$\alpha(f) = a_0 + a_1 f^k \quad (3.21)$$

Útlum na vedení pak lze popsat pomocí rovnice:

$$A(f, l_i) = e^{-\alpha(f)l_i} = e^{-(a_0 + a_1 f^k)l_i} \quad (3.22)$$

kde a_1 , a_2 , k jsou konstanty nezávislé na trase ani frekvenci, které je nutné identifikovat podle měření. Parametr l_i není závislý na frekvenci, ale je závislý na délce trasy, tedy závislý na trase. Tento parametr bývá také identifikován.

3.3.3 Zpoždění díky vzdálenosti

Vzhledem k tomu, že jednotlivé vlny na každé trase urazí do cíle jinou vzdálenost, jsou také zpožděny v čase. Toto zpoždění je možné vyjádřit ve frekvenční oblasti jako:

$$e^{-j2\pi f \tau_i} \quad (3.23)$$

kde čas zpoždění τ_i lze vyjádřit jako:

$$\tau_i = \frac{l_i \sqrt{\epsilon_r}}{c_0} \quad (3.24)$$

kde ϵ_r je relativní permitivita izolace vodiče c_0 je rychlost světla, l_i je totožné s l_i v rovnici 3.22 a vyjadřuje délku trasy a liší se pro každou trasu, ale je nezávislý na frekvenci. Pokud není známa relativní permitivita izolace vodiče, je možné ϵ_r a c_0 nahradit jednou konstantou v_p vyjadřující rychlost šíření signálu ve vodiči. Tato konstanta je nezávislá na frekvenci a trase a je často identifikována.

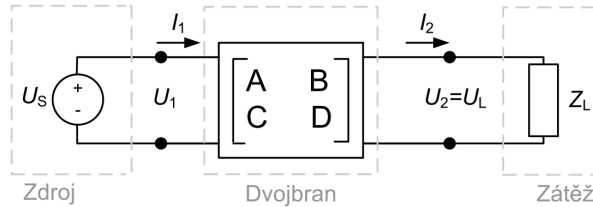
3.4 Model kaskádních dvojbranů

Model kaskádních dvojbranů je vhodný v případě, že známe topologii uvažované sítě.

Ještě před použitím pro modelování PLC komunikace byl model využíván k modelování DSL komunikace. Je proto možné čerpat i ze zdrojů popisujících tento model např. [42].

Popis modelu je možné nalézt v celé řadě odborných publikací např.: [107][40][52][61].

Schéma nejjednodušší topologie modelované pomocí dvojbranu lze nalézt na obrázku 3.3.



Obr. 3.3: Model kaskádních dvojbranů - základní schéma [61]

Dvojbran je reprezentován rovnicemi, které popisují závislost vstupního a výstupního napětí a proudu:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \mathbf{M} \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

kde \mathbf{M} je matice vyjadřující parametry dvojbranu.

Pokud je síť tvořena různými dvojbrany sériově zapojenými za sebou, je možné je nahradit jedním dvojbranem získaným jako součin jednotlivých matic \mathbf{M}_i :

$$\mathbf{M} = \prod_{i=1}^n \mathbf{M}_i \quad (3.26)$$

kde n je počet za sebou sériově řazených dvojbranů.

Napěťový přenos pro jednotlivé frekvence lze vyjádřit jako poměr výstupního napětí ke vstupnímu napětí. Pokud se vyjádří vstupní napětí z rovnice 3.25 a vytkne proud zátěží, lze napěťový přenos popsat pouze pomocí impedance zátěže Z_L a parametrů výsledného dvojbranu \mathbf{M}

$$H(f) = \frac{U_L}{U_S} = \frac{U_L}{AU_L + BI_L} = \frac{\frac{U_L}{I_L}}{A\frac{U_L}{I_L} + B} = \frac{Z_L}{AZ_L + B} \quad (3.27)$$

Dále bude uvedeno, jak popsat nejobvyklejší součásti sítě jako dvojbrany:

3.4.1 Vedení jako dvojbran

Pro modelování vedení jako dvojbranu lze využít rovnici 3.16, která je přímo ve tvaru, který je potřeba. Pouze je nutné ji převést do maticového tvaru:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_0 \sinh(\gamma l) \\ \frac{1}{Z_0} \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

3.4.2 Sériově zapojená impedance jako dvojbran

Sériově zapojená impedance může být například sériový odpor neideálního zdroje napětí.

Vstupní proud se rovná výstupnímu a výstupní napětí je menší o úbytek na impedanci:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z_s \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

3.4.3 Paralelně zapojená impedance jako dvojbran

V případě paralelně zapojené impedance jsou vstupní a výstupní napětí shodná. Vstupní proud je součtem proudu výstupního a proudu protékajícího impedancí.

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_p} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

3.4.4 Odbočka na vedení jako dvojbran

V této podkapitole je popsán postup, jak modelovat odbočku na vedení zakončenou zátěží Z_k (domácnosti, transformátorem). Pokud se vedení a ukončovací zátěž přepočítají celé na impedanci, je možné celou odbočku uvažovat jako paralelně zapojenou impedanci Z_p a použít matici z rovnice 3.30

Vyjádřit vedení a zátěž jako impedanci lze podle vztahu:

$$Z_p = \frac{U_p}{I_p} = \frac{U_k \cosh(\gamma l) + Z_0 I_k \sinh(\gamma l)}{I_k \cosh(\gamma l) + \frac{U_k}{Z_0} \sinh(\gamma l)} = Z_0 \frac{Z_k + Z_0 \tanh(\gamma l)}{Z_0 + Z_k \tanh(\gamma l)} \quad (3.31)$$

3.4.5 Symetričnost

Tím, zda je výsledná přenosová funkce závislá na směru, tedy zda lze prohodit vysílač a přijímač tak, aby výsledná přenosová funkce zůstala stejná, se zabývá [40]. Je zde důkaz, že přenosová funkce je symetrická pouze, pokud jsou splněny následující podmínky:

- Determinant výsledné matice \mathbf{M} je roven 1 $|\mathbf{M}| = 1$
- Pro všechny jednotlivé dvojbrany platí:
 - $A = D$ pro libovolnou frekvenci
 - $B \neq C$ pro libovolnou frekvenci
 - determinant matice \mathbf{M}_i je roven 1 $|\mathbf{M}_i| = 1$
- Vnitřní odpor vysílače je stejný jako zatěžovací odpor přijímače

3.5 Shrnutí

V současné době jsou modely PLC komunikace vytvářeny v podobě kaskádních dvojbranů nebo modelů vícecestného šíření signálu. Podstatnou nevýhodou takto vytvářených modelů, které samy vychází z modelů vedení pro DSL komunikaci, je skutečnost, že jsou rozpracovány pouze pro dvou vodičová vedení. Takto koncipované modely neumožňují modelovat vhodnost výběru vysílacího vodiče, či volbu reference pro příjem signálu. Dále nelze modelovat přeslechy mezi jednotlivými vodiči, které by jinak šlo využít pro nezávislou komunikaci. Zcela opomíjen je také vliv zemnění. Je velmi málo modelů transformátorů a odběrných míst, které se prakticky ve všech sítích vyskytují.

4 MODELOVÁNÍ VÍCEVODIČOVÉHO VEDENÍ

Modely popsané v kapitole 3 jsou všechny určeny pro dvou vodičové vedení. Elektrické vedení je však velmi zřídka realizováno jako dvou vodičové. Běžná provedení jsou třífázové vedení, které je v určitých místech uzemněno, nebo třífázové vedení s nulovým vodičem nebo třífázové vedení s nulovým vodičem a zemí, případně totéž v jednofázové variantě.

Modely z kapitoly 3 ne jenom, že nejsou tak přesné, ale neumožňují modelovat určité podstatné jevy pro PLC komunikaci.

Jedním z těchto jevů je, když jsou napájecí kabely z dvou různých trafostanic položeny těsně u sebe. Extrémním případem může být sídliště napájeno ze dvou trafostanic. Aby energetici zajistili rovnoměrné zatížení těchto trafostanic, vedou kabely vedle sebe a připojují každý druhý dům nebo dokonce byt. V takových případech se přenáší signál z jednoho kabelu na druhý a způsobuje kolize s druhou sítí. Některé protokoly v těchto podmínkách zcela selhávají.

Další podstatnou otázkou je, zda je možné vysílat nezávisle do všech 3 fází, případně zda použít pro vysílání určitou kombinaci fází nebo používat pouze jednu fázi jako vysílací. Stejně tak v případě přijímání signálu lze brát napětí na fázi vůči zemi nebo vůči jiné fázi, případně signál z jednotlivých vodičů určitým způsobem kombinovat.

Podstatným faktem, který je u modelů často opomíjen, je vliv země, která je ve skutečnosti dalším vodičem s velmi specifickými parametry.

Tato práce si klade za cíl vytvořit vícevodičový model, který by netrpěl výše uvedenými nedostatky. Pro tvorbu modelu byl zvolen postup vycházející z popisu vícevodičového vedení pomocí telegrafních rovnic.

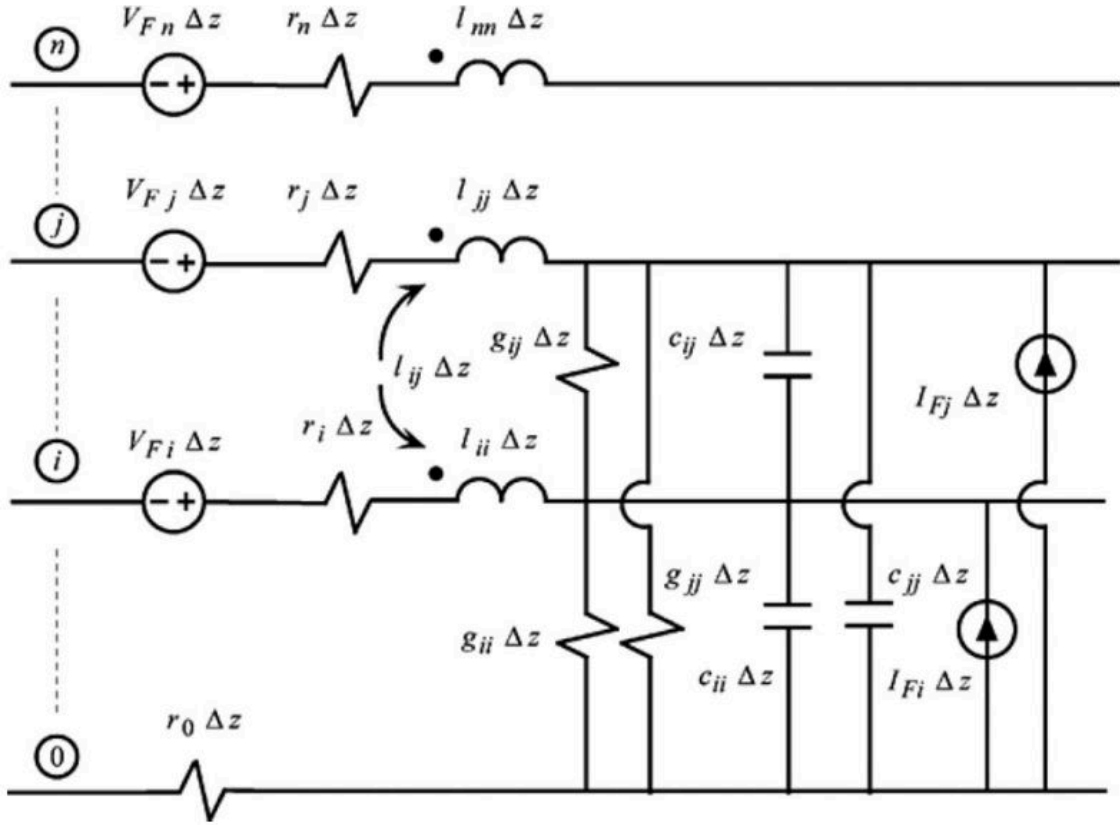
4.1 Telegrafní rovnice pro vícevodičové vedení

Postup, jak získat obecné řešení diferenciálních rovnic pro vícevodičové vedení, lze nalézt např. v: [73] [96] [12]

Náhradní schéma elementárního úseku vedení je znázorněno na obrázku 4.1.

Analogicky k odvození telegrafních rovnic dvouvodičového vedení, tedy rovnicím 3.2 až 3.5, lze podle Kirchhoffových zákonů odvodit pro náhradní schéma elementárního úseku vedení z obrázku 4.1. Rovnice pro napětí a proud ve fázorovém tvaru tak jsou:

$$\begin{aligned}\frac{\partial \mathbf{U}(z)}{\partial z} &= -(\mathbf{R} + j\omega \mathbf{L})\mathbf{I}(z) \\ \frac{\partial \mathbf{I}(z)}{\partial z} &= -(\mathbf{G} + j\omega \mathbf{C})\mathbf{U}(z)\end{aligned}\tag{4.1}$$



Obr. 4.1: Parametry elementárního úseku vedení o délce Δz s více vodiči. [12]

*Kvalita obrázku je dána kvalitou obrázku ve zdrojové publikaci.

Rovnice je totožná jako rovnice 3.5 s tím rozdílem, že proměnné \mathbf{U} , \mathbf{I} , \mathbf{R} , \mathbf{L} , \mathbf{G} , \mathbf{C} jsou matice.

Jeden z vodičů je označen jako referenční. Na obrázku 4.1 se jedná o vodič s číslem 0.

Matice \mathbf{U} a \mathbf{I} mají rozměr $(n; 1)$, matice \mathbf{R} , \mathbf{L} , \mathbf{G} , \mathbf{C} mají rozměr $(n; n)$, kde n je počet vodičů bez referenčního vodiče. Matice \mathbf{R} , \mathbf{L} , \mathbf{G} , \mathbf{C} jsou symetrické podle diagonály.

Matici \mathbf{R} lze zapsat jako:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_i + r_0 & r_0 \\ r_0 & r_j + r_0 \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Na diagonále je součet odporu příslušného vodiče a referenčního vodiče, jelikož proud protékající příslušným vodičem teče přes jeho vlastní odpor a odpor referenčního vodiče. Mimo diagonálu je umístěn vždy pouze odpor referenčního vodiče, jelikož proud z ostatních vodičů neprotéká námi uvažovaným vodičem, ale protéká společným referenčním vodičem.

Matici \mathbf{L} lze zapsat jako:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} l_{ii} & l_{ij} \\ l_{ij} & l_{jj} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

kde indukčnosti na diagonále představují indukčnost konkrétního vodiče ve spojení s referenčním vodičem a mimo diagonálu je vzájemná indukčnost příslušných dvou vodičů.

Matici \mathbf{G} lze zapsat jako:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_{ii} + g_{ij} & -g_{ij} \\ -g_{ij} & g_{jj} + g_{ij} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

kde na hlavní diagonále je součet vodivosti mezi příslušným vodičem a všemi ostatními vodiči včetně referenčního vodiče. Mimo hlavní diagonálu je vodivost mezi příslušnými dvěma vodiči se znaménkem mínus.

Matici \mathbf{C} lze zapsat jako:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} c_{ii} + c_{ij} & -c_{ij} \\ -c_{ij} & c_{jj} + c_{ij} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

kde na hlavní diagonále je součet kapacit mezi příslušným vodičem a všemi ostatními vodiči včetně referenčního vodiče. Mimo hlavní diagonálu je kapacita mezi příslušnými dvěma vodiči se znaménkem mínus.

Z důvodu zjednodušení zápisu jsou definovány matice impedance a admitance vedení:

$$\begin{aligned} \mathbf{Z} &= (\mathbf{R} + j\omega\mathbf{L}) \\ \mathbf{Y} &= (\mathbf{G} + j\omega\mathbf{C}) \end{aligned} \quad (4.6)$$

Analogicky k rovnici 3.7 je možné zapsat pro vícevodičové vedení vztah:

$$\frac{\partial^2 \mathbf{U}(z)}{\partial z^2} = \mathbf{ZYU}(z) \quad (4.7)$$

Jedná se o soustavu n diferenciálních rovnic s n neznámými. Aby bylo možné tuto soustavu rovnic řešit, je nutné zavést substituci:

$$\mathbf{ZY} = \mathbf{T} \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 \\ 0 & \lambda_2 \end{bmatrix} \mathbf{T}^{-1} = \mathbf{T}\mathbf{\Lambda}\mathbf{T}^{-1} \quad (4.8)$$

Kde \mathbf{T} je vlastní vektor matice \mathbf{ZY} a $\mathbf{\Lambda}$ je matice, která má na diagonále vlastní čísla matice \mathbf{ZY} . Zavedením další substituce kdy:

$$\mathbf{U}_m = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{U} \quad (4.9)$$

Je možné zapsat rovnici 4.7 ve tvaru:

$$\frac{\partial^2 \mathbf{U}(z)}{\partial z^2} = \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}_m(z) \quad (4.10)$$

Nyní se již jedná o n nezávislých diferenciálních rovnic s jednou proměnnou.

Obecné řešení těchto rovnic lze nalézt ve tvaru:

$$\mathbf{U}_m(z) = \begin{bmatrix} e^{-\gamma_1 z} & 0 \\ 0 & e^{-\gamma_2 z} \end{bmatrix} \mathbf{U}_m^+ + \begin{bmatrix} e^{\gamma_1 z} & 0 \\ 0 & e^{\gamma_2 z} \end{bmatrix} \mathbf{U}_m^- \quad (4.11)$$

kde $\gamma_i = \sqrt{\lambda_i}$

Zavedením matice $\mathbf{\Gamma}$

$$\mathbf{\Gamma} = \sqrt{\mathbf{\Lambda}} \quad (4.12)$$

lze předchozí rovnici zapsat jako:

$$\mathbf{U}_m(z) = e^{-\mathbf{\Gamma}z} \mathbf{U}_m^+ + e^{\mathbf{\Gamma}z} \mathbf{U}_m^- \quad (4.13)$$

Důležitým upozorněním je, že exponenty v rovnici 4.13 jsou maticovými exponenty, kdy:

$$e^{\mathbf{X}} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k!} \mathbf{X}^k \quad (4.14)$$

Vyjádřit skutečné napětí lze podle rovnice 4.9:

$$\mathbf{U}(z) = \mathbf{T}(e^{-\mathbf{\Gamma}z} \mathbf{U}_m^+ + e^{\mathbf{\Gamma}z} \mathbf{U}_m^-) \quad (4.15)$$

Proud lze vyjádřit pomocí rovnice 4.1 jako:

$$\mathbf{I}(z) = -\mathbf{Z}^{-1} \frac{\partial \mathbf{U}(z)}{\partial z} \quad (4.16)$$

K vyřešení rovnice je potřeba znát derivaci $\mathbf{U}(z)$:

$$\frac{\partial \mathbf{U}(z)}{\partial z} = \mathbf{T}(e^{-\mathbf{\Gamma}z} (-\mathbf{\Gamma}) \mathbf{U}_m^+ + e^{\mathbf{\Gamma}z} \mathbf{\Gamma} \mathbf{U}_m^-) = \mathbf{T} \mathbf{\Gamma} (e^{\mathbf{\Gamma}z} \mathbf{U}_m^- - e^{-\mathbf{\Gamma}z} \mathbf{U}_m^+) \quad (4.17)$$

Po dosazení do předchozí rovnice lze již vyjádřit proud jako:

$$\mathbf{I} = \mathbf{Z}^{-1} \mathbf{T} \mathbf{\Gamma} (e^{-\mathbf{\Gamma}z} \mathbf{U}_m^+ - e^{\mathbf{\Gamma}z} \mathbf{U}_m^-) \quad (4.18)$$

Charakteristická impedance vedení tak je:

$$\mathbf{Z}_0 = \mathbf{T} \mathbf{\Gamma}^{-1} \mathbf{T}^{-1} \mathbf{Z} \quad (4.19)$$

Po dosazení do rovnice proudu:

$$\mathbf{I} = \mathbf{Z}_0 \mathbf{T} (e^{-\mathbf{\Gamma}z} \mathbf{U}_m^+ - e^{\mathbf{\Gamma}z} \mathbf{U}_m^-) \quad (4.20)$$

Spojením s rovnicí 4.15 a dosazením za \mathbf{U} a \mathbf{I} \mathbf{U}_k a \mathbf{I}_k na konci vedení délky l vzniká soustava dvou rovnic o dvou neznámých, jejímž řešením je:

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_m^+ &= \frac{1}{2}e^{\Gamma l}\mathbf{T}^{-1}\mathbf{U}_k + \frac{1}{2}e^{\Gamma l}\mathbf{T}^{-1}\mathbf{Z}_0\mathbf{I}_k \\ \mathbf{U}_m^- &= \frac{1}{2}e^{-\Gamma l}\mathbf{T}^{-1}\mathbf{U}_k - \frac{1}{2}e^{-\Gamma l}\mathbf{T}^{-1}\mathbf{Z}_0\mathbf{I}_k \end{aligned} \quad (4.21)$$

Po zpětném dosazení:

$$\begin{aligned} \mathbf{U}(z) &= \mathbf{T}\frac{e^{\Gamma(l-z)} + e^{-\Gamma(l-z)}}{2}\mathbf{T}^{-1}\mathbf{U}_k + \mathbf{T}\frac{e^{\Gamma(l-z)} - e^{-\Gamma(l-z)}}{2}\mathbf{T}^{-1}\mathbf{Z}_0\mathbf{I}_k \\ \mathbf{I}(z) &= \mathbf{Z}_0^{-1}\mathbf{T}\frac{e^{\Gamma(l-z)} - e^{-\Gamma(l-z)}}{2}\mathbf{T}^{-1}\mathbf{U}_k + \mathbf{Z}_0^{-1}\mathbf{T}\frac{e^{\Gamma(l-z)} + e^{-\Gamma(l-z)}}{2}\mathbf{T}^{-1}\mathbf{Z}_0\mathbf{I}_k \end{aligned} \quad (4.22)$$

Po dosazení do rovnice proudu za \mathbf{Z}_0 :

$$\mathbf{I}(z) = \mathbf{Z}_0^{-1}\mathbf{T}\frac{e^{\Gamma(l-z)} - e^{-\Gamma(l-z)}}{2}\mathbf{T}^{-1}\mathbf{U}_k + \mathbf{Z}^{-1}\mathbf{T}\mathbf{T}\mathbf{T}\frac{e^{\Gamma(l-z)} + e^{-\Gamma(l-z)}}{2}\mathbf{T}^{-1}\mathbf{Z}_0\mathbf{I}_k \quad (4.23)$$

Jelikož matice

$$\frac{e^{\Gamma(l-z)} + e^{-\Gamma(l-z)}}{2}$$

a \mathbf{T} jsou diagonální matice, je možné jejich pořadí zaměnit. Výraz pro proud se tak zjednoduší na:

$$\mathbf{I}(z) = \mathbf{Z}_0^{-1}\mathbf{T}\frac{e^{\Gamma(l-z)} - e^{-\Gamma(l-z)}}{2}\mathbf{T}^{-1}\mathbf{U}_k + \mathbf{Z}^{-1}\mathbf{T}\frac{e^{\Gamma(l-z)} + e^{-\Gamma(l-z)}}{2}\mathbf{T}^{-1}\mathbf{Z}_0\mathbf{I}_k \quad (4.24)$$

Za použití maticových hyperbolických funkcí je možné vztahy pro napětí a proud zapsat ve tvaru:

$$\begin{aligned} \mathbf{U}(z) &= \mathbf{T} \cosh(\Gamma(l-z))\mathbf{T}^{-1}\mathbf{U}_k + \mathbf{T} \sinh(\Gamma(l-z))\mathbf{T}^{-1}\mathbf{Z}_0\mathbf{I}_k \\ \mathbf{I}(z) &= \mathbf{Z}_0^{-1}\mathbf{T} \sinh(\Gamma(l-z))\mathbf{T}^{-1}\mathbf{U}_k + \mathbf{Z}^{-1}\mathbf{T} \cosh(\Gamma(l-z))\mathbf{T}^{-1}\mathbf{Z}_0\mathbf{I}_k \end{aligned} \quad (4.25)$$

Pro vyjádření závislosti napětí a proudu na začátku a konci vedení lze rovnici upravit:

$$\boxed{\begin{aligned} \mathbf{U}(0) &= \mathbf{T} \cosh(\Gamma l)\mathbf{T}^{-1}\mathbf{U}_k + \mathbf{T} \sinh(\Gamma l)\mathbf{T}^{-1}\mathbf{Z}_0\mathbf{I}_k \\ \mathbf{I}(0) &= \mathbf{Z}_0^{-1}\mathbf{T} \sinh(\Gamma l)\mathbf{T}^{-1}\mathbf{U}_k + \mathbf{Z}^{-1}\mathbf{T} \cosh(\Gamma l)\mathbf{T}^{-1}\mathbf{Z}_0\mathbf{I}_k \end{aligned}} \quad (4.26)$$

Poznámka: Uvedené maticové hyperbolické funkce jsou ve výpočetních programech označovány jako `sinhm` a `coshm`. Matlab v základu tyto funkce nepodporuje. Je tedy nutné použít verzi s maticovým exponentem `expm`, který Matlab podporuje, případně si funkce implementovat.

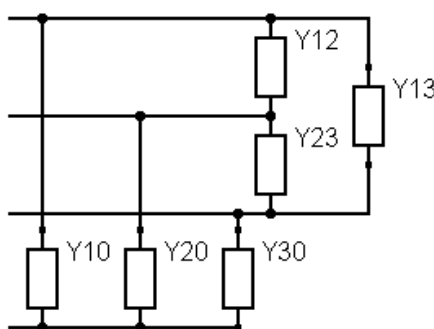
4.2 Model kaskádních vícebranů

Modely pro vícevodičové vedení vycházejí z modelu kaskádních dvojbranů popsaného v kapitole 3.4.

4.2.1 Admitance zátěže

Zátěž je vyjádřena v podobě admitanční matice z důvodu jednoduššího zápisu. Impedanční matici lze získat jednoduše inverzí této matice.

Zátěž může být zapojena v podobě, jak je vidět na obrázku 4.2.



Obr. 4.2: Schéma zapojení zátěže u vícevodičové soustavy.

Proud I_i protékající jednotlivými vodiči tak je:

$$I_i = Y_{i0}U_{i0} + \sum_j (Y_{ij}(U_{i0} - U_{j0})) \quad (4.27)$$

kde j reprezentuje čísla jednotlivých vodičů bez referenčního vodiče a platí, že $j \neq i$. Admitanční matice tak je:

$$\mathbf{Y}_L = \begin{bmatrix} Y_{10} + Y_{12} + Y_{13} & -Y_{12} & -Y_{13} \\ -Y_{12} & Y_{20} + Y_{12} + Y_{23} & -Y_{23} \\ -Y_{13} & -Y_{23} & Y_{30} + Y_{13} + Y_{23} \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

Na diagonále jsou vodivosti mezi příslušným vodičem a referenčním vodičem sečtené s vodivostí mezi příslušným vodičem a všemi ostatními vodiči. Mimo diagonálu je vodivost mezi příslušnými dvěma vodiči se znaménkem mínus.

4.2.2 Napěťový přenos

Odvození napěťového přenosu je totožné jako v kapitole 3.4, pouze místo části proměnných jsou nyní matice:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \mathbf{M} \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

kde \mathbf{M} je matice matic.

$$\mathbf{H}(f) = \mathbf{Z}_L(\mathbf{A}\mathbf{Z}_L + \mathbf{B})^{-1} \quad (4.30)$$

nebo pokud je známa admitanční matice zátěže:

$$\mathbf{H}(f) = (\mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{Y}_L)^{-1} \quad (4.31)$$

kde matice \mathbf{H} je matice s přenosy mezi jednotlivými vodiči, \mathbf{Z}_L impedanční matice zátěže a \mathbf{Y}_L je admitanční matice zátěže.

4.2.3 Více vodičové vedení jako vícebran

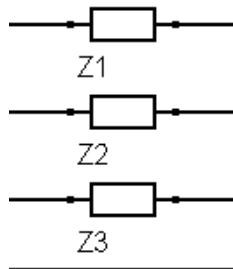
Pro modelování vedení jako vícebranu lze využít rovnici 4.26, která je přímo ve tvaru, který je potřeba. Pouze je potřeba ji převést do maticového tvaru:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{T} \cosh(\Gamma l) \mathbf{T}^{-1} & \mathbf{T} \sinh(\Gamma l) \mathbf{T}^{-1} \mathbf{Z}_0 \\ \mathbf{Z}_0^{-1} \mathbf{T} \sinh(\Gamma l) \mathbf{T}^{-1} & \mathbf{Z}_0^{-1} \mathbf{T} \cosh(\Gamma l) \mathbf{T}^{-1} \mathbf{Z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

kde hyperbolické funkce jsou maticové hyperbolické funkce.

4.2.4 Sériově zapojené impedance jako vícebran

Schéma zapojení sériové impedance je na obrázku 4.3.

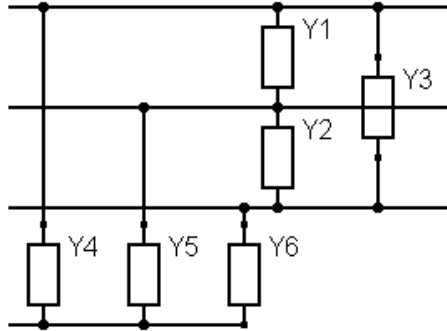


Obr. 4.3: Schéma zapojení sériové impedance u vícevodičové soustavy.

Vstupní proud se rovná výstupnímu proudu a výstupní napětí je menší o úbytek na impedanci. Tedy matice \mathbf{A} je jednotková matice. Matice \mathbf{B} má na diagonále příslušné impedance. Matice \mathbf{C} je nulová matice a matice \mathbf{D} je jednotková matice.

4.2.5 Paralelně zapojené admittance jako vícebran

Schéma zapojení paralelní impedance je na obrázku 4.4.



Obr. 4.4: Schéma zapojení paralelní admittance u vícevodičové soustavy.

Jedná se o paralelní připojení zátěže. Vzhledem k tomu, že výstupní napětí se rovná vstupnímu, je matice \mathbf{A} jednotková matice a matice \mathbf{B} nulová matice. Matice \mathbf{C} se rovná admitanční matici zátěže \mathbf{Y}_L a matice \mathbf{D} se rovná jednotkové matici.

4.2.6 Odbočka na vícevodičovém vedení jako vícebran

V této podkapitole je modelována odbočka na vedení zakončená zátěží \mathbf{Z}_k nebo admitancí \mathbf{Y}_k ve tvaru zátěže z podkapitoly 4.2.1. Pokud je vedení a ukončovací zátěž přepočítáno na impedanci nebo admitanci, je možné celou odbočku uvažovat jako paralelně zapojenou impedanci \mathbf{Z}_p , případně admitanci \mathbf{Y}_p a použít postup z podkapitoly 4.2.5

Nejdříve je nutné vypočítat matici \mathbf{M} vedení o velikosti odbočky. Impedanci odbočky lze pak spočítat:

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}_p &= \mathbf{U}(0)\mathbf{I}(0)^{-1} = (\mathbf{A}\mathbf{U}_k + \mathbf{B}\mathbf{I}_k)(\mathbf{C}\mathbf{U}_k + \mathbf{D}\mathbf{I}_k)^{-1} = \\ &= (\mathbf{A}\mathbf{Z}_k + \mathbf{B})(\mathbf{C}\mathbf{Z}_k + \mathbf{D})^{-1} \end{aligned} \quad (4.33)$$

nebo v podobě admittance

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_p &= \mathbf{I}(0)\mathbf{Y}(0)^{-1} = (\mathbf{C}\mathbf{U}_k + \mathbf{D}\mathbf{I}_k)(\mathbf{A}\mathbf{U}_k + \mathbf{B}\mathbf{I}_k)^{-1} = \\ &= (\mathbf{C} + \mathbf{D}\mathbf{Y}_k)(\mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{Y}_k)^{-1} \end{aligned} \quad (4.34)$$

4.3 Shrnutí

Aby bylo možné modelovat celou řadu jevů, které mohou nastávat v reálných sítích, byly odvozeny telegrafní rovnice pro vícevodičové vedení v maticovém tvaru. Na základě těchto rovnic byl popsán model kaskádních vícebranů. Kromě telegrafních rovnic je v modelu kaskádních vícebranů oproti modelu kaskádních dvojbranů největší odlišnost v admitanční matici zátěže, kdy je potřeba popsat admitance mezi jednotlivými vodiči. Značná část modelu je analogická s modelem kaskádních dvojbranů, pouze je potřeba respektovat pravidla pro algebraické operace s maticemi.

5 PARAMETRY NADZEMNÍHO VEDENÍ A KABELŮ

Pro modelování nadzemního vedení a kabelů platí postup uvedený v předchozí kapitole 4. Jediné, co je potřeba určit, jsou matice \mathbf{R} , \mathbf{L} , \mathbf{G} , \mathbf{C} , případně matice \mathbf{Z} a \mathbf{Y} , které z těchto matic vycházejí.

5.1 Vnitřní odpor jednotlivých vodičů

Vnitřní odpor jednotlivých vodičů vedení reprezentuje matice $\mathbf{R}_c(f)$, která má na diagonále vnitřní odpory příslušných vodičů způsobené především konduktivitou materiálu vodiče, povrchovým jevem a teplotou vodiče.

$$r_{cii} = r_d k_{\vartheta} k_{AC} \quad (5.1)$$

kde r_d je odpor 1 m vodiče při 20°C bez ohledu na povrchový jev, k_{ϑ} je tepelný součinitel odporu vodiče, k_{AC} je součinitel odporu způsobený povrchovým jevem.

r_d je možné vyjádřit jako:

$$r_d = \frac{\rho}{S} \quad (5.2)$$

kde ρ je měrný odpor (rezistance) vodiče při 20°C a závisí na materiálu vodiče, S je matematický průřez vodiče.

k_{ϑ} je možné vyjádřit jako:

$$k_{\vartheta} = 1 + \alpha(\vartheta - 20) \quad (5.3)$$

kde α je teplotní součinitel odporu pro příslušný materiál, ϑ je teplota vodiče ve °C.

k_{AC} je možné vyjádřit jako:

$$k_{AC} = \frac{r^2}{(2r - \delta)\delta} \quad (5.4)$$

kde r je poloměr vodiče a δ je hloubka vniku, která je definována jako hloubka, kde proudová hustota klesne na e^{-1} . Je možné ji vyjádřit jako:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} \quad (5.5)$$

kde ρ je rezistance vodiče, ω je úhlová rychlost $2\pi f$ a μ je absolutní magnetická permeabilita vodiče.

5.2 Impedance země

Impedanci země vyjádřili nezávisle na sobě pánové Carson[25] a Pollaczek [78] jako:

$$z_e = \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \int_0^\infty \frac{2e^{-H\lambda}}{\lambda + \sqrt{\lambda^2 + j\omega\mu_e\sigma_e}} \cos(x\lambda) d\lambda \quad (5.6)$$

kde ω je úhlová frekvence rovná $2\pi f$, μ_0 je permeabilita vakua, μ_e je permeabilita země, σ_e je konduktivita země. H je dvojnásobek vzdálenosti vodiče od země v případě z_{eii} a součet vzdálenosti vodičů od země v případě z_{eij} .

Vzhledem k tomu, že tento integrál není možné řešit analyticky, vznikla celá řada aproximací, jejichž srovnání je možné najít např. v [94]. Aproximaci pomocí logaritmické funkce lze nalézt v [10] v podobě:

$$z_e(j\omega) = \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \ln \left(\frac{2 + H\gamma_e}{H\gamma_e} \right) \quad (5.7)$$

$$\gamma_e = \sqrt{j\omega\mu_e\sigma_e - \omega^2\mu_e\epsilon_g}$$

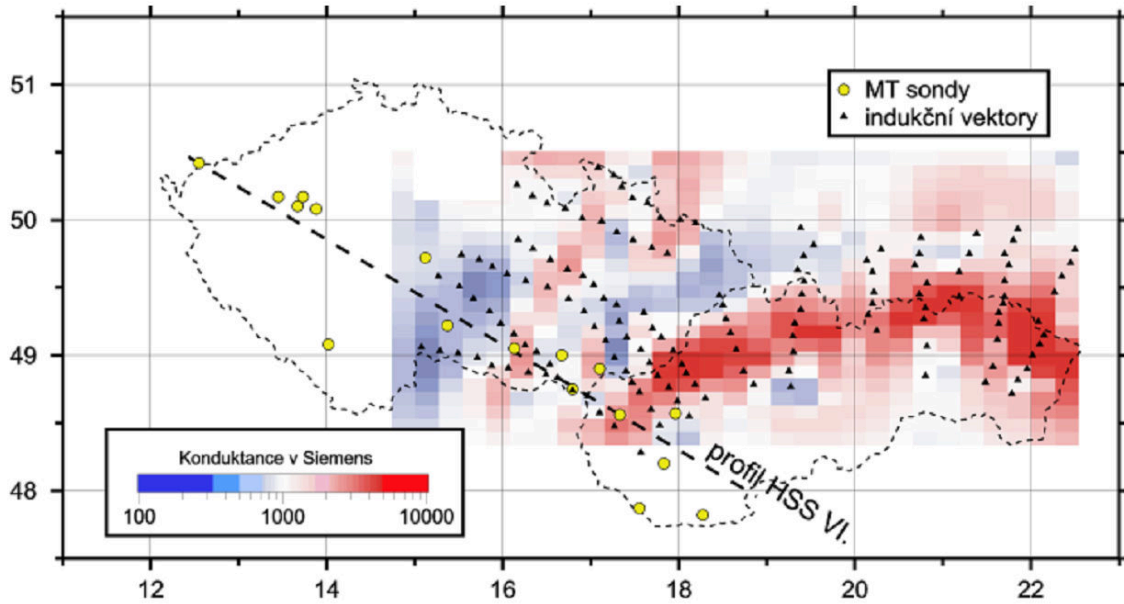
Velmi přesného řešení lze dosáhnout numerickým řešením integrálu, kdy pomocí substituce $\lambda = \tan(\Phi)$ vznikne numericky řešitelný integrál[68]:

$$z_e(j\omega) = \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{2e^{-H \tan(\Phi)}}{\tan(\Phi) + \sqrt{\tan^2(\Phi) + j\omega\mu_e\sigma_e}} \frac{\cos(x \tan(\Phi))}{\cos^2(\Phi)} d\Phi \quad (5.8)$$

Existuje celá řada dalších aproximací, například dvojitá logaritmická funkce [67].

5.2.1 Konduktivita země

Pro určení impedance země v rovnici 5.6, případně jejích aproximací, je nutná znalost konduktivity země. Jedná se o obtížně určitelný parametr, běžně se pohybující od 0,1 do 100 mS/m, v extrémních případech až 10^{-5} až 5 S/m. V literatuře lze dohledat mapy konduktivity pro určitá území. Jedná se o průměry pro určité větší oblasti, okamžitá konduktivita v určitých místech může být odlišná. Mapy pro jednotlivé kontinenty a některé země lze nalézt v [49]. Podrobnější mapu pro Českou Republiku lze nalézt v [56]. Bohužel je uvedena pouze vodivost a nejsou uvedeny dostatečné údaje pro výpočet konduktivity, nicméně lze na základě mapy určit, které oblasti mají větší konduktivitu a které menší. Zajímavou prezentaci na téma konduktivity a vodivosti země lze nalézt v [74].



Obr. 5.1: Vodivost země v jednotlivých místech České a Slovenské Republiky. [56]

5.3 Nadzemní vedení

Pro modelování nadzemního vedení existuje více postupů a zabývá se jím celá řada publikací, např.: [72][94][68].

Pro potřeby všech výpočtů je uvažována země jako referenční vodič i v případě, že pro potřeby komunikačního signálu je uvažována reference jiná např. nulový vodič nebo jiná fáze.

Impedanci a admitanci vedení je možné vyjádřit jako:

$$\begin{aligned} \mathbf{Z} &= \mathbf{R}_c(f) + \mathbf{Z}_e(f) + j\omega\mathbf{L} \\ \mathbf{Y} &= j\omega\mathbf{C} \end{aligned} \quad (5.9)$$

kde $\mathbf{R}_c(f)$ je vnitřní odpor jednotlivých lan vyjádřený pomocí postupu v kapitole 5.1, $\mathbf{Z}_e(f)$ je impedance země vyjádřená pomocí postupu v kapitole 5.2, \mathbf{L} je matice indukčnosti nadzemního vedení definována níže a \mathbf{C} je matice kapacity nadzemního vedení definována níže.

5.3.1 Indukčnost nadzemního vedení

Pro výpočet indukčnosti je možné použít vzorec pro výpočet indukčnosti vodiče nad dokonale vodivou plochou. [68]

$$l = \frac{\mu_0}{2\pi} \left(\ln \frac{D_2}{D_1} \right) \quad (5.10)$$

V případě prvků umístěných na diagonále l_{ii} jsou D_1 a D_2 :

$$\begin{aligned} D_1 &= r_i \\ D_2 &= 2h_i \end{aligned} \quad (5.11)$$

kde r_i je poloměr příslušného vodiče, h_i je výška příslušného vodiče nad zemí.

V případě prvků mimo diagonálu l_{ij} jsou D_1 a D_2 :

$$\begin{aligned} D_1 &= \sqrt{(h_i - h_j)^2 + x_{ij}^2} \\ D_2 &= \sqrt{(h_i + h_j)^2 + x_{ij}^2} \end{aligned} \quad (5.12)$$

kde h_i a h_j jsou výšky příslušných vodičů nad zemí a x_{ij} je horizontální vzdálenost mezi příslušnými dvěma vodiči.

5.3.2 Kapacita nadzemního vedení

Kapacitu nadzemního vedení lze určit ze vztahu:

$$\mathbf{CL} = \mathbf{LC} = \mu_0 \varepsilon_0 \mathbf{1}_n \Rightarrow \mathbf{C} = \mu_0 \varepsilon_0 \mathbf{L}^{-1} \quad (5.13)$$

kde ε_0 je permitivita vakua. [72]

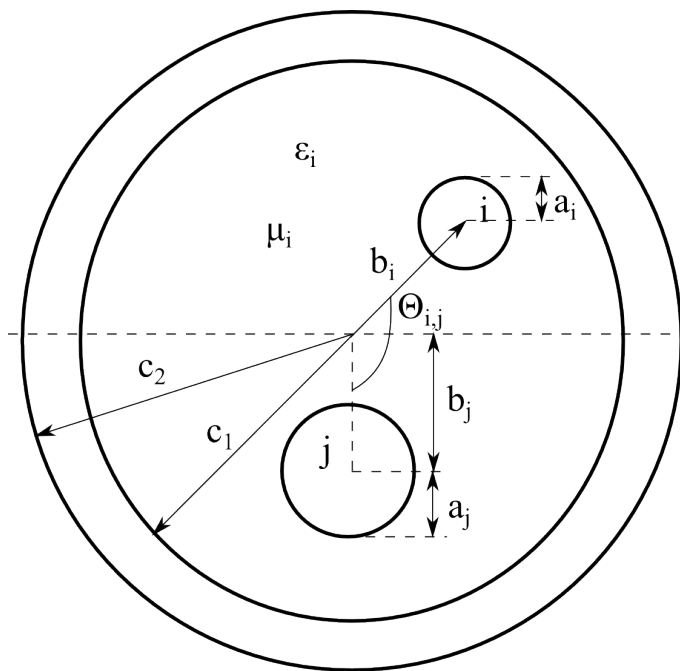
5.4 Podzemní vedení (kabel)

Pro potřeby všech výpočtů je uvažováno stínění jako referenční vodič i v případě, že pro potřeby komunikačního signálu je uvažována reference jiná, např. nulový vodič nebo jiná fáze. V případě, že se jedná o nestíněný kabel v zemi, je možné zem uvažovat jako stínění s nekonečným poloměrem.

Impedanci a admitanci kabelu je možné vyjádřit jako:

$$\begin{aligned} \mathbf{Z} &= \mathbf{R}(f) + j\omega \mathbf{L} \\ \mathbf{Y} &= j\omega \mathbf{C} + \mathbf{G}(f) \end{aligned} \quad (5.14)$$

kde $\mathbf{R}(f)$ je součtem matic vnitřní odpor jednotlivých vodičů kabelu \mathbf{R}_c vyjádřený pomocí postupu v kapitole 5.1 a matice \mathbf{R}_s , která má stejný rozměr jako matice



Obr. 5.2: Schéma stíněného kabelu [53]

\mathbf{R}_c a všechny prvky této matice vyjadřují vnitřní odpor stínění dle rovnice 5.1. V případě, že se jedná o nestíněný vodič použije se místo matice \mathbf{R}_s matice \mathbf{Z}_e dle kapitoly 5.2, kde jako vzdálenost vodiče od země je $c_1 - b_i$ [90][94]. \mathbf{L} je matice indukčnosti kabelu definována níže, \mathbf{C} je matice kapacity kabelu definována níže a \mathbf{G} je matice vodivosti kabelu definována níže.

5.4.1 Vnitřní odpor stínění

Vzhledem k tomu, že stínění nemá kruhový průřez, je potřeba ve vzorci pro výpočet odporu bez ohledu na teplotu a povrchový jev uvažovat plochu průřezu vodiče $S = \pi(c_2^2 - c_1^2)$. V případě součinitele odporu způsobeného povrchovým jevem je opět potřeba zohlednit poměr plochy, kterou teče proud a skutečné plochy vodiče. k_{AC} je tak možné vyjádřit jako:

$$k_{AC} = \frac{c_2^2 - c_1^2}{(2c_2 - \delta)\delta} \quad (5.15)$$

kde c_1 a c_2 jsou znázorněny na obrázku 5.2 a δ je hloubka vniku, která je definována jako hloubka, kde proudová hustota klesne na e^{-1} , která se počítá stejně jako v případě klasického vodiče.

5.4.2 Indukčnost kabelu

Matici indukčnosti lze definovat dle [53] jako:

$$\begin{aligned} l_{ii} &= \frac{\mu_i}{2\pi} \ln \frac{c_1^2 - b_i^2}{c_1 a_i} \\ l_{ij} &= \frac{\mu_i}{4\pi} \ln \frac{c_1^4 - (b_i b_j)^2 - 2(b_i b_j) c_1^2 \cos \theta_{ij}}{c_1^2 (b_i^2 + b_j^2 - 2b_i b_j \cos \theta_{ij})} \end{aligned} \quad (5.16)$$

kde μ_i je absolutní magnetická permeabilita vnitřní izolace. Význam ostatních proměnných je zachycen na obrázku 5.2

5.4.3 Kapacita kabelu

Kapacitu kabelu lze určit ze vztahu:

$$\mathbf{C}\mathbf{L} = \mathbf{L}\mathbf{C} = \mu_i \varepsilon_i \mathbf{1}_n \Rightarrow \mathbf{C} = \mu_i \varepsilon_i \mathbf{L}^{-1} \quad (5.17)$$

kde ε_i je permitivita vnitřní izolace a μ_i je absolutní magnetická permeabilita vnitřní izolace. [72]

5.4.4 Vodivost kabelu

Vodivost lze vyjádřit dle vztahu uvedeného v [30] jako:

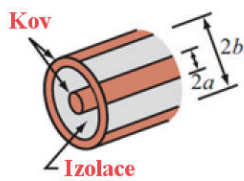
$$\frac{\mathbf{G}}{\mathbf{C}} = \frac{\sigma_i}{\varepsilon_i} \Rightarrow \mathbf{G} = \frac{\mathbf{C}\sigma_i}{\varepsilon_i} \quad (5.18)$$

kde σ_i je konduktivita vnitřní izolace a ε_i je permitivita vnitřní izolace.

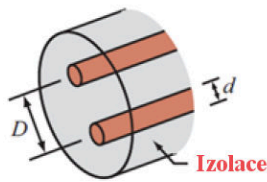
5.4.5 Jiné uspořádání kabelů

Ne vždy je elektrické vedení vedeno jedním vícežilovým kabelem, který je stíněný nebo vedený pod zemí. V tom případě je potřeba vycházet z konkrétního uspořádání kabelů, jejichž umístění je nad zemí, pod zemí nebo pomocí lávky atd. Vzhledem k velkému množství variant uspořádání je potřeba tyto situace řešit individuálně. Nápomocná může být tabulka 5.1. Odvození jednotlivých parametrů pro vícevodičové kabely, svazky kabelů i různé typy nadzemních vedení lze nalézt zejména v 13. kapitole knihy [45]. V některých případech může být nejvýhodnější parametry kabelů změřit. Postupu získání parametrů měřením se věnuje článek [97]. Případem, kdy se v jedné simulační úloze vyskytuje jak nadzemní tak podzemní vedení a může docházet k jejich vzájemnému ovlivňování, se věnuje článek [95]. V případě symetrického tří žilového nestíněného kabelu platí, že odpor vodiče a referenčního

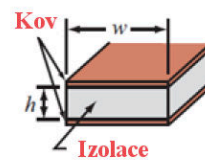
Parametr	Koaxiální kabel	Dvou vodičový kabel	Paralelní plochy	Jednotka
R'	$\frac{R_s}{2\pi} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right)$	$\frac{2R_s}{\pi d}$	$\frac{2R_s}{w}$	Ω/m
L'	$\frac{\mu}{2\pi} \ln(b/a)$	$\frac{\mu}{\pi} \ln \left[(D/d) + \sqrt{(D/d)^2 - 1} \right]$	$\frac{\mu h}{w}$	H/m
G'	$\frac{2\pi\sigma}{\ln(b/a)}$	$\frac{\pi\sigma}{\ln \left[(D/d) + \sqrt{(D/d)^2 - 1} \right]}$	$\frac{\sigma w}{h}$	S/m
C'	$\frac{2\pi\epsilon}{\ln(b/a)}$	$\frac{\pi\epsilon}{\ln \left[(D/d) + \sqrt{(D/d)^2 - 1} \right]}$	$\frac{\epsilon w}{h}$	F/m



(a) Koaxiální kabel



(b) Dvou vodičový kabel



(c) Paralelní plochy

Poznámky: (1) μ , ϵ a σ jsou parametry izolačního materiálu mezi vodiči. (2) $R_s = \sqrt{\pi f \mu_c / \sigma_c}$. (3) μ_c a σ_c jsou parametry vodičů. (4) Pokud $(D/d)^2 \gg 1$ potom $\ln[(D/d) + \sqrt{(D/d)^2 - 1}] \simeq \ln(2D/d)$.

Tab. 5.1: Výpočet parametrů základních kabelů [30]

vodiče je dvojnásobný než odpor pouze referenčního vodiče $r_i + r_0 = 2r_0$ a vzájemná indukčnost dvou vodičů je poloviční než indukčnost mezi vodičem a referenčním vodičem $l_{ij} = 0,5l_{ii}$ [31], kdy l_{ii} lze určit podle tabulky 5.1.

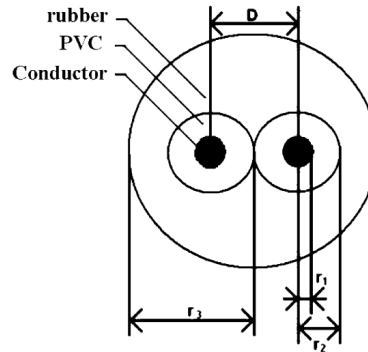
5.5 Ověření modelu

Vzhledem k velké obtížnosti změřit parametry nadzemního vedení neexistuje příliš mnoho publikovaných měření. U dostupných měření [57], [19] chybí základní informace pro provedení výpočtu, jako jsou konstrukce stožárů, popis lan, popis zapojení pro měření impedance. Navíc vzhledem k tomu, že měření nebylo prováděno pro účely popisu PLC komunikace, jsou hodnoty uvedené pouze pro 50 Hz.

V případě kabelů je možnost změřit jejich parametry o poznání jednodušší. Dále bude provedeno srovnání pro tři typy kabelů:

5.5.1 Dvoužilový kabel bez stínění

Schéma kabelu je vidět na obrázku 5.3. Vodiče mají PVC izolaci a jsou umístěny v gumovém opláštění. Vlastnosti kabelu potřebné pro výpočet komunikačních para-



Obr. 5.3: Schéma dvoužilového kabelu bez stínění [98]

metrů jsou:

r_1	=	0,69	mm	
r_2	=	1,44	mm	
r_3	=	4,35	mm	
D	=	2,88	mm	
ε_{ri}	=	2,3		relativní permitivita izolace
ρ_c	=	$2,18 \cdot 10^{-8}$	Ωm	měrný odpor vodičů
μ_{ri}	=	1		relativní permeabilita izolace
μ_{rc}	=	1		relativní permeabilita vodičů

Vypočtené hodnoty:

μ_i	=	$\mu_0 \mu_{ri}$	=	$1,2566 \cdot 10^{-6}$	$\frac{H}{m}$	permeabilita izolace
μ_c	=	$\mu_0 \mu_{rc}$	=	$1,2566 \cdot 10^{-6}$	$\frac{H}{m}$	permeabilita vodičů
ε_i	=	$\varepsilon_0 \varepsilon_{ri}$	=	$2,0365 \cdot 10^{-11}$	$\frac{F}{m}$	permitivita izolace

Vnitřní odpor vodičů

Vnitřní odpor vodičů lze stanovit pomocí rovnice 5.1. Vzhledem k tomu, že v [98] není uvedena teplota, při které bylo měření prováděno, bude předpokládána pokojová teplota 20°C. Není tedy potřeba uvažovat tepelný součinitel odporu k_{ϑ} , naopak, vzhledem k měření na vysokých frekvencích, je nutno uvažovat součinitel odporu způsobený povrchovým jevem k_{AC} .

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 2,18 \cdot 10^{-8}}{2\pi f 1,2566 \cdot 10^{-6}}} = \frac{0,0743}{\sqrt{f}} \text{ m} \quad (5.19)$$

Pro 500 kHz je hloubka vniku 0,11 mm, což je podstatně méně než je poloměr vodiče 0,69 mm. Z toho je vidět, že uvažování povrchového jevu má pro tyto frekvence smysl.

$$k_{AC} = \frac{r^2}{(2r - \delta)\delta} = \frac{0,00069^2}{(2 \cdot 0,00069 - \frac{0,0743}{\sqrt{f}}) \frac{0,0743}{\sqrt{f}}} = \frac{8,63 \cdot 10^{-5} f}{0,0186\sqrt{f} - 1} \quad (5.20)$$

Pro 500 kHz je vnitřní odpor vodiče 3,6 krát větší, než kdyby byl povrchový jev zanedbán.

$$R = \frac{\rho}{S} k_{AC} = \frac{2,18 \cdot 10^{-8}}{\pi 0,00069^2} \frac{8,63 \cdot 10^{-5} f}{0,0186\sqrt{f} - 1} = \frac{1,26 \cdot 10^{-6} f}{0,0186\sqrt{f} - 1} \frac{\Omega}{m} \quad (5.21)$$

Pro 500 kHz je vnitřní odpor vodiče $51,8 \frac{m\Omega}{m}$. Naměřena byla hodnota $64,02 \frac{m\Omega}{m}$, což představuje chybu 20%.

Indukčnost vodičů

Jelikož v [98] nebylo uvedeno, že by kabel byl umístěn v zemi, je pravděpodobné, že tomu tak nebylo. Vzhledem k tomu není možné použít rovnici 5.16. Lze ovšem použít rovnici pro dva paralelní vodiče z tabulky 5.1.

$$\begin{aligned} L &= \frac{\mu_i}{\pi} \ln \left[(D/d) + \sqrt{(D/d)^2 - 1} \right] \\ &= \frac{1,2566 \cdot 10^{-6}}{\pi} \\ &\quad \ln \left[(2,88 \cdot 10^{-3} / (2 * 6,9 \cdot 10^{-4})) + \sqrt{(2,88 \cdot 10^{-3} / (2 * 6,9 \cdot 10^{-4}))^2 - 1} \right] \\ &= 546 \frac{nH}{m} \end{aligned} \quad (5.22)$$

Jedná se o součet indukčnosti obou vodičů. Na jeden vodič tedy připadá $\frac{546}{2} \frac{nH}{m} = 273 \frac{nH}{m}$. Naměřena byla hodnota $277,9 \frac{nH}{m}$, výpočet je tedy zatížen chybou 1,8%.

Kapacita vodičů

Kapacitu mezi vodiči lze určit stejně jako indukčnost pomocí tabulky 5.1 nebo pomocí vztahu 5.17, který platí pro všechny vodiče umístěné v homogenním prostředí:

$$C = \mu_i \varepsilon_i L^{-1} = \frac{1,2566 \cdot 10^{-6} \cdot 2,0365 \cdot 10^{-11}}{546 \cdot 10^{-9}} = 46,9 \frac{pF}{m} \quad (5.23)$$

Naměřena byla hodnota $60,48 \frac{pF}{m}$, výpočet je tedy zatížen chybou 22,5%.

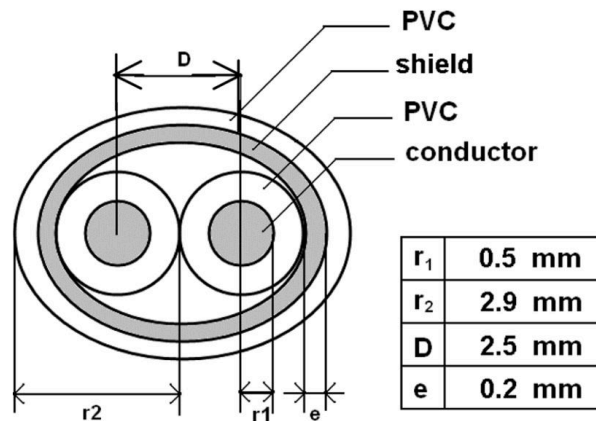
Příčná vodivost vodičů

Vodivost mezi vodiči lze určit stejně jako indukčnost pomocí tabulky 5.1 nebo pomocí vztahu 5.18, který platí pro všechny vodiče umístěné v homogenním prostředí. Autor [98] uvádí, že konduktivita izolace je nulová. Nicméně při měření určitou příčnou vodivost naměřil. Níže je tedy alespoň postup, jak určit skutečnou konduktivitu izolace pomocí změřené příčné vodivosti $8,35 \frac{\mu S}{m}$:

$$G = \frac{C\sigma_i}{\varepsilon_i} \Rightarrow \sigma_i = \frac{G\varepsilon_i}{C} = \frac{8,35 \cdot 10^{-6} \cdot 2,0365 \cdot 10^{-11}}{60,48 \cdot 10^{-12}} = 2,81 \frac{\mu S}{m} \quad (5.24)$$

5.5.2 Dvoužilový kabel se stíněním

Schéma kabelu je vidět na obrázku 5.4. Vlastnosti kabelu potřebné pro výpočet



Obr. 5.4: Schéma dvoužilového stíněného kabelu [98]

komunikačních parametrů jsou:

$$\begin{aligned} \varepsilon_{ri} &= 2,3 && \text{relativní permitivita izolace} \\ \rho_c &= 2,18 \cdot 10^{-8} \Omega m && \text{měrný odpor vodičů} \\ \mu_{ri} &= 1 && \text{relativní permeabilita izolace} \\ \mu_{rc} &= 1 && \text{relativní permeabilita vodičů} \end{aligned}$$

Vypočtené hodnoty:

$$\begin{aligned} \mu_i &= \mu_0 \mu_{ri} = 1,2566 \cdot 10^{-6} \frac{H}{m} && \text{permeabilita izolace} \\ \mu_c &= \mu_0 \mu_{rc} = 1,2566 \cdot 10^{-6} \frac{H}{m} && \text{permeabilita vodičů} \\ \varepsilon_i &= \varepsilon_0 \varepsilon_{ri} = 2,0365 \cdot 10^{-11} \frac{F}{m} && \text{permitivita izolace} \end{aligned}$$

Vypočtené rozměry dle schématu 5.2:

$$\begin{aligned} a &= a_1 = a_2 = r_1 = 0,5 \text{ mm} \\ b &= b_1 = b_2 = D/2 = 1,25 \text{ mm} \end{aligned}$$

$$c_1 = 2 * b = D = 2,5 \text{ mm}$$

$$c_2 = c_1 + e = 2,7 \text{ mm}$$

$$\Theta = \pi$$

Vnitřní odpor vodičů a stínění

Vnitřní odpor vodičů lze stanovit pomocí rovnice 5.1. Vzhledem k tomu, že v [98] není uvedena teplota, při které bylo měření prováděno, bude předpokládána pokojová teplota 20°C. Není tedy potřeba uvažovat tepelný součinitel odporu k_{ϑ} , naopak, vzhledem k měření na vysokých frekvencích, je nutno uvažovat součinitel odporu způsobený povrchovým jevem k_{AC} .

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 2,18 \cdot 10^{-8}}{2\pi f 1,2566 \cdot 10^{-6}}} = \frac{0,0743}{\sqrt{f}} \text{ m} \quad (5.25)$$

Pro 500 kHz je hloubka vniku 0,11 mm, což je podstatně méně než je poloměr vodiče 0,5 mm. Z toho je vidět, že uvažování povrchového jevu má pro tyto frekvence smysl.

$$k_{ACc} = \frac{r^2}{(2r - \delta)\delta} = \frac{0,0005^2}{(2 \cdot 0,0005 - \frac{0,0743}{\sqrt{f}}) \frac{0,0743}{\sqrt{f}}} = \frac{4,53 \cdot 10^{-5} f}{0,0135\sqrt{f} - 1} \quad (5.26)$$

Pro 500 kHz je vnitřní odpor vodiče 2,65 krát větší, než kdyby byl povrchový jev zanedbán.

$$r_c = \frac{\rho}{S} k_{ACc} = \frac{2,18 \cdot 10^{-8}}{\pi 0,0005^2} \frac{8,63 \cdot 10^{-5} f}{0,0135\sqrt{f} - 1} = \frac{1,26 \cdot 10^{-6} f}{0,0135\sqrt{f} - 1} \frac{\Omega}{m} \quad (5.27)$$

Pro 500 kHz je vnitřní odpor vodiče 73,7 $\frac{m\Omega}{m}$.

V případě stínění lze postupovat obdobně: Vzhledem ke stejnému materiálu vodičů i stínění je hloubka vniku totožná. Pro 500 kHz je rovna 0,11 mm, což je méně než je tloušťka stínění e 0,2 mm. Vzhledem k tomu je vhodné povrchový jev vzít v úvahu.

Součinitel odporu způsobený povrchovým jevem v případě stínění lze vypočítat dle rovnice 5.15

$$k_{ACs} = \frac{c_2^2 - c_1^2}{(2c_2 - \delta)\delta} = \frac{0,0027^2 - 0,0025^2}{(2 \cdot 0,0027 - \frac{0,0743}{\sqrt{f}}) \frac{0,0743}{\sqrt{f}}} = \frac{1,88 \cdot 10^{-4} f}{0,0727\sqrt{f} - 1} \quad (5.28)$$

Pro 500 kHz je vnitřní odpor stínění 1,86 krát větší než kdyby byl povrchový jev zanedbán.

$$r_s = \frac{\rho}{S} k_{ACs} = \frac{2,18 \cdot 10^{-8}}{\pi(0,0027^2 - 0,0025^2)} \frac{1,88 \cdot 10^{-4} f}{0,0727\sqrt{f} - 1} = \frac{1,25 \cdot 10^{-6} f}{0,0727\sqrt{f} - 1} \frac{\Omega}{m} \quad (5.29)$$

Pro 500 kHz je vnitřní odpor stínění $12,4 \frac{m\Omega}{m}$.

V [98] byl odpor vodiče a stínění sdružen do jednoho odporu a jeho naměřená hodnota pro 500 kHz činila $125 \frac{m\Omega}{m}$, vypočtena byla hodnota $86,1 \frac{m\Omega}{m}$, což znamená odchylku o 31,1%.

Matice odporu kabelu je dle vztahu 4.2:

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= \begin{bmatrix} r_c + r_s & r_s \\ r_s & r_c + r_s \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \frac{1,26 \cdot 10^{-6} f}{0,0135 \sqrt{f-1}} + \frac{1,25 \cdot 10^{-6} f}{0,0727 \sqrt{f-1}} & \frac{1,25 \cdot 10^{-6} f}{0,0727 \sqrt{f-1}} \\ \frac{1,25 \cdot 10^{-6} f}{0,0727 \sqrt{f-1}} & \frac{1,26 \cdot 10^{-6} f}{0,0135 \sqrt{f-1}} + \frac{1,25 \cdot 10^{-6} f}{0,0727 \sqrt{f-1}} \end{bmatrix} \frac{\Omega}{m} \end{aligned} \quad (5.30)$$

Indukčnost vodičů

Jelikož je kabel stíněný, lze s výhodou použít rovnici 5.16:

$$\begin{aligned} L &= \frac{\mu_i}{2\pi} \ln \frac{c_1^2 - b_i^2}{c_1 a_i} = \\ &= \frac{1,2566 \cdot 10^{-6}}{2\pi} \ln \frac{0,0025^2 - 0,00125^2}{0,0025 \cdot 0,0005} = 264 \frac{nH}{m} \end{aligned} \quad (5.31)$$

Naměřena byla hodnota $259,75 \frac{nH}{m}$, výpočet je tedy zatížen chybou 1,6%.

Vzájemnou indukčnost lze opět vyjádřit pomocí rovnice 5.16 jako:

$$\begin{aligned} M &= \frac{\mu_i}{4\pi} \ln \frac{c_1^4 - (b_i b_j)^2 - 2(b_i b_j) c_1^2 \cos \theta_{ij}}{c_1^2 (b_i^2 + b_j^2 - 2b_i b_j \cos \theta_{ij})} = \\ &= \frac{1,2566 \cdot 10^{-6}}{4\pi} \ln \frac{0,0025^4 - (0,00125^2)^2 - 2(0,00125^2) 0,0025^2 \cos \pi}{0,0025^2 (2 \cdot 0,00125^2 - 2 \cdot 0,00125^2 \cos \pi)} = \\ &= 36,3 \frac{nH}{m} \end{aligned} \quad (5.32)$$

V [98] je uveden vazební koeficient k , kde $M = k\sqrt{L_1 L_2}$. Jelikož je v tomto případě indukčnost obou vodičů stejná, lze k určit jako $k = \frac{M}{L}$, tedy $k = 0,138$. Změřena byla hodnota 0,085, chyba je tedy 62,4%.

Matice indukčnosti kabelu je podle vztahu 4.3:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L & M \\ M & L \end{bmatrix} = 10^{-9} \begin{bmatrix} 264 & 36,3 \\ 36,3 & 264 \end{bmatrix} \frac{H}{m} \quad (5.33)$$

Kapacita vodičů

Kapacitu mezi vodiči lze určit pomocí vztahu 5.17, který platí pro všechny vodiče umístěné v homogenním prostředí.

$$\begin{aligned} \mathbf{C} &= \mu_i \varepsilon_i \mathbf{L}^{-1} = 1,2566 \cdot 10^{-6} \cdot 2,0365 \cdot 10^{-11} \left(10^{-9} \begin{bmatrix} 264 & 36,3 \\ 36,3 & 264 \end{bmatrix} \right)^{-1} = \\ &= 10^{-12} \begin{bmatrix} 124 & -8,2 \\ -8,2 & 124 \end{bmatrix} \frac{F}{m} \end{aligned} \quad (5.34)$$

Dle 4.5 lze určit kapacitu mezi vodiči a stíněním a mezi vodiči navzájem.

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} c_{ii} + c_{ij} & -c_{ij} \\ -c_{ij} & c_{jj} + c_{ij} \end{bmatrix} \quad (5.35)$$

Vypočtená kapacita mezi vodičem a stíněním je $115,8 \frac{pF}{m}$, naměřena byla hodnota $134 \frac{pF}{m}$, výpočet je tedy zatížen chybou 13,6%. Vypočtená kapacita mezi vodiči navzájem je $8,2 \frac{pF}{m}$, naměřena byla hodnota $17,1 \frac{pF}{m}$, výpočet je tedy zatížen chybou 52%.

Příčná vodivost vodičů

Vodivost mezi vodiči lze určit pomocí vztahu 5.18, který platí pro všechny vodiče umístěné v homogenním prostředí. Autor [98] uvádí, že konduktivita izolace je nulová. Použita bude tedy konduktivita vypočtená pro izolaci dvoužilového kabelu bez stínění v 5.24 $2,81 \frac{\mu S}{m}$. Dle vztahu 5.18 lze příčnou vodivost kabelu určit jako:

$$\begin{aligned} \mathbf{G} &= \frac{\mathbf{C} \sigma_i}{\varepsilon_i} = 10^{-12} \begin{bmatrix} 124 & -8,2 \\ -8,2 & 124 \end{bmatrix} \cdot 2,81 \cdot 10^{-6} \cdot (2,0365 \cdot 10^{-11})^{-1} = \\ &= 10^{-6} \begin{bmatrix} 17,1 & -1,13 \\ -1,13 & 17,1 \end{bmatrix} \frac{S}{m} \end{aligned} \quad (5.36)$$

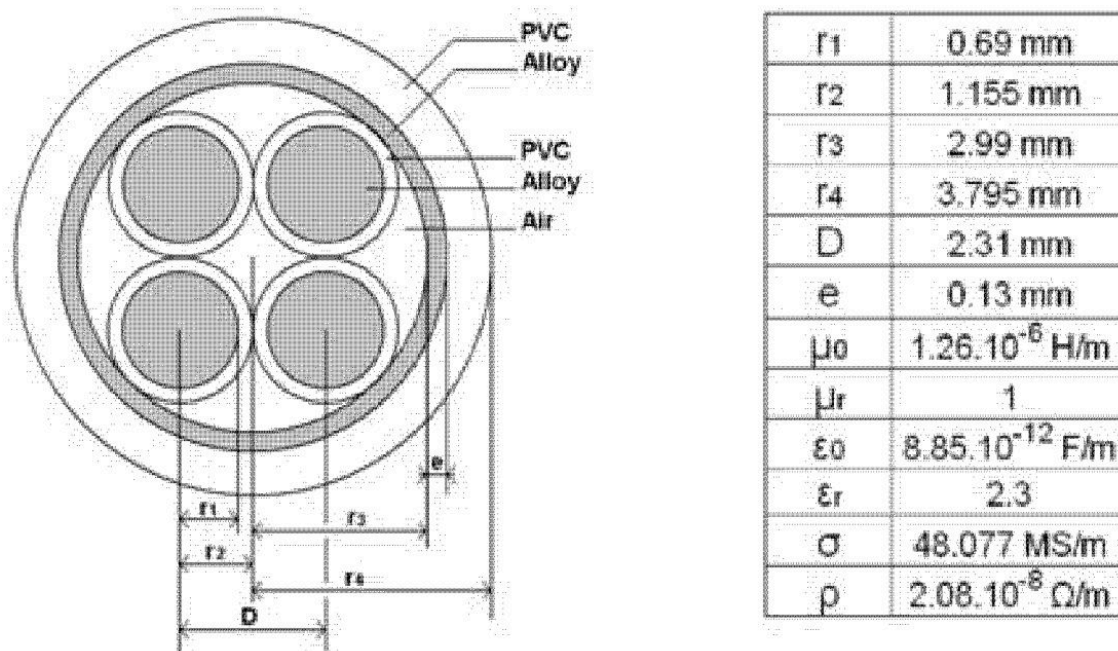
Dle 4.4 lze určit vodivost mezi vodiči a stíněním a mezi vodiči navzájem.

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_{ii} + g_{ij} & -g_{ij} \\ -g_{ij} & g_{jj} + g_{ij} \end{bmatrix} \quad (5.37)$$

Vypočtená vodivost mezi vodičem a stíněním je $16,0 \frac{\mu S}{m}$, naměřena byla hodnota $21,1 \frac{\mu S}{m}$, výpočet je tedy zatížen chybou 24,3%. Vypočtená vodivost mezi vodiči navzájem je $1,13 \frac{\mu S}{m}$, naměřena byla hodnota $2,69 \frac{\mu S}{m}$, výpočet je tedy zatížen chybou 58,0%.

5.5.3 Čtyřžilový kabel se stíněním

Schéma kabelu je vidět na obrázku 5.5.



Obr. 5.5: Schéma dvoužilového stíněného kabelu [99]

*Kvalita obrázku je dána kvalitou obrázku ve zdrojové publikaci.

Vypočtené hodnoty:

$$\begin{aligned} \mu_i &= \mu_0 \mu_{ri} = 1,2566 \cdot 10^{-6} \frac{H}{m} && \text{permeabilita izolace} \\ \mu_c &= \mu_0 \mu_{rc} = 1,2566 \cdot 10^{-6} \frac{H}{m} && \text{permeabilita vodičů} \\ \epsilon_i &= \epsilon_0 \epsilon_{ri} = 2,0365 \cdot 10^{-11} \frac{F}{m} && \text{permitivita izolace} \end{aligned}$$

Vypočtené rozměry dle schématu 5.2:

$$\begin{aligned} a &= a_1 = a_2 = a_3 = a_4 = r_1 = 0,69 \text{ mm} \\ b &= b_1 = b_2 = b_3 = b_4 = \sqrt{2r_2^2} = 1,63 \text{ mm} \\ c_1 &= r_3 = 2,99 \text{ mm} \\ c_2 &= c_1 + e = 3,12 \text{ mm} \\ \Theta &= \frac{\pi}{2} \end{aligned}$$

Postup výpočtů je dle podkapitoly 5.4 a je prakticky totožný s dvoužilovým stíněným kabelem modelovaným v podkapitole 5.5.2. Pouze výsledné matice nebudou mít rozměr 2x2, ale 4x4. Z tohoto důvodu jsou níže porovnány vypočtené a naměřené hodnoty bez postupů výpočtů. Porovnání vypočtených a naměřených hodnot je vidět v tabulce 5.2. Je potřeba upozornit, že autor [99] udělal algebraickou chybu při výpočtu kapacity mezi vodičem a stíněním a faktickou chybu při výpočtu vnitř-

ního odporu vodiče, kdy předpokládal 0 odpor stínění. V tabulce jsou opravené správné hodnoty. Opět nebyla uvedena vodivost izolace, použita tedy byla hodnota vypočtená v 5.24 $2,81 \frac{\mu S}{m}$. Vypočtené i měřené hodnoty jsou pro 500kHz.

Název veličiny	Symbol [jednotka]	Vypočtená hodnota	Naměřená hodnota	Chyba [%]
vnitřní odpor vodiče	$R_c[m\Omega/m]$	50,5	53,2	5,1
vnitřní odpor stínění	$R_s[m\Omega/m]$	10,5	33,5	68,7
indukčnost vodiče	$L[\mu H/m]$	223	222	0,5
vazební koeficient	k	0,192	0,163	17,8
kapacita mezi vodičem a stíněním	$C_s[pF/m]$	83,1	127	34,6
kapacita mezi vodiči	$C_c[pF/m]$	19,7	20,1	2,0
vodivost mezi vodičem a stíněním	$G_s[\mu S/m]$	11,5	9,05	27,1
vodivost mezi vodiči	$G_c[\mu S/m]$	2,72	1,43	90,2

Tab. 5.2: Porovnání vypočtených a měřených parametrů čtyřžilového stíněného kabelu

5.6 Shrnutí

V této kapitole bylo popsáno, jak vypočítat jednotlivé parametry příslušných vedení potřebné pro model kaskádních vícebranů. V případě vnitřních odporů vodičů je nezbytné uvažovat povrchový jev, jelikož pro frekvence, které využívá PLC komunikace, je hloubka vniku značně menší než poloměr vodičů. Impedanci země je možné určit aproximací nebo numerickým řešením Carson-Pollaczкова integrálu. Konduktivitu země je možné zvolit na základě údajů v atlasech, které pro tyto účely existují. Dále bylo popsáno, jak stanovit indukčnost, kapacitu a příčnou vodivost nadzemních vedení i různých typů kabelů. Výpočty pro určité typy vedení byly ověřeny s reálnými měřeními.

6 MODEL TRANSFORMÁTORU

V literatuře existují modely transformátorů určené pro PLC komunikaci, např. [55], jsou ale určeny pro dvou vodičové modely. Vzhledem k tomu bude vytvořen vlastní model transformátoru určený pro modelování vícevodičové PLC komunikace. Model bude vytvořen na základě měření vlastností reálného transformátoru.

6.1 Popis měření

Měření bylo provedeno na transformátoru umístěném v laboratořích ČVUT.

6.1.1 Transformátor

Nejdůležitější parametry transformátoru jsou:

Výrobce: BEZ BRATISLAVA

TYP: T0326/22

Zapojení: Yzn1

Převod: 10000/400(231) V

Výkon: 200 kVA

Výrobní číslo: 241174

Zbylé parametry lze dohledat na štítku, který se nachází na obrázku 6.1. Fotografie

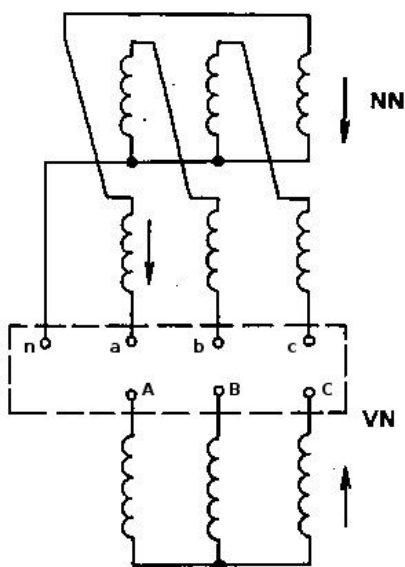


Obr. 6.1: Štítek měřeného transformátoru s detailními informacemi o něm

samotného transformátoru je na obrázku 6.2. Vnitřní zapojení transformátoru Yzn1 je na obrázku 6.3.



Obr. 6.2: Fotografie měřeného transformátoru



Obr. 6.3: Schéma vnitřního zapojení transformátoru Yzn1 [8]

*Kvalita obrázku je dána kvalitou obrázku ve zdrojové publikaci.

6.1.2 Postup měření

K měření byl využit přístroj určený pro SFRA analýzu transformátoru. Přístroj měří přenosovou funkci jednotlivých částí transformátoru nejčastěji na frekvencích od 20 Hz do 2 MHz. Porovnáním výsledků s referenčními hodnotami lze odhalit mechanické poškození transformátorů. Toto měření lze ovšem využít i pro měření přenosové funkce a potažmo i impedance transformátoru pro potřeby PLC komuni-

kace. Použitý přístroj je možné vidět na obrázku 6.4.

Měřicí přístroj: Sweep Frequency Response Analyzer (SFRA) Doble M5200

Evidenční číslo: ČVUT I3-03015617/000

Popis přístroje: přístroj obsahuje 7 svorek:

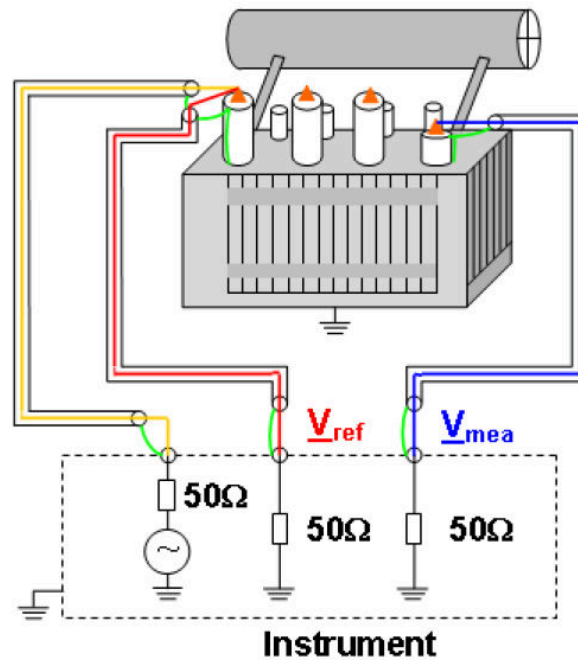


Obr. 6.4: Fotografie měřicího přístroje SFRA Doble M5200 [7]

- svorky pro generované napětí U
- svorky k měření generovaného napětí V_{ref}
- svorky k připojení 50Ω odporu, na kterém se měří napětí V_{mea}
- 1 svorka pro propojení země

Referenční svorky jsou v přístroji propojené navzájem a se zemí přístroje, viz. obrázek 6.5. Přístroj tedy měří, i pokud nejsou referenční svorky nikde připojené. Zjednodušeně lze tedy říci, že přístroj obsahuje svorku pro generování napětí, měření generovaného napětí v místě připojení, měření napětí na odporu 50Ω v určitém místě a 4 svorky pro propojení určitých míst se zemí přístroje. Zapojení přístroje pro jednotlivá měření:

- Impedance mezi fázemi vysokého napětí na prázdko – U , V_{ref} připojeno na fázi B, V_{mea} připojeno na fázi C
- Impedance mezi fázemi vysokého napětí na krátko – U , V_{ref} připojeno na fázi B, V_{mea} připojeno na fázi C, fáze a, b, c nízkého napětí spojený s nulovým vodičem (a zemí)
- Impedance mezi fází vysokého napětí a zemí na prázdko – U , V_{ref} připojeno na fázi B, V_{mea} připojeno na kostru transformátoru (a vodič n)
- Impedance mezi fází vysokého napětí a zemí na krátko – U , V_{ref} připojeno na fázi B, V_{mea} připojeno na kostru transformátoru (a vodič n), fáze a, b, c nízkého napětí spojený s nulovým vodičem (a zemí)
- Impedance mezi fázemi nízkého napětí na prázdko – U , V_{ref} připojeno na fázi b, V_{mea} připojeno na fázi c



Obr. 6.5: Schéma a princip funkčnosti přístroje pro SFRA analýzu [76]

- Impedance mezi fázemi nízkého napětí na krátko – U , V_{ref} připojeno na fázi b, V_{mea} připojeno na fázi c, fáze A, B, C vysokého napětí spojené mezi sebou
- Impedance mezi fázemi nízkého napětí a zemí na prázdko – U , V_{ref} připojeno na fázi b, V_{mea} připojeno na vodič n (a kostru transformátoru)
- Impedance mezi fázemi nízkého napětí a zemí na krátko – U , V_{ref} připojeno na fázi b, V_{mea} připojeno na vodič n, fáze A, B, C vysokého napětí spojené mezi sebou
- Napěťový přenos vysoké napětí -> nízké napětí – U , V_{ref} připojeno na fázi B vysokého napětí, V_{mea} připojeno na fázi nízkého napětí, fáze A pojená s nulovým vodičem, kostru transformátoru a zemí měřicího přístroje
- Napěťový přenos nízké napětí -> vysoké napětí – U , V_{ref} připojeno na fázi nízkého napětí, V_{mea} připojeno na fázi B vysokého napětí, fáze vysokého napětí A, vodič n spojen s kostru transformátoru a zemí měřicího přístroje

Při všech měřeních byl nulový vodič nízkého napětí spojen s kostru transformátoru. Pokud to v textu není přímo uvedeno, nebyla kostra transformátoru spojena se zemí přístroje. Průběh měření je zachycen na obrázku 6.6.



Obr. 6.6: Fotografie průběhu měření

6.2 Způsob zpracování naměřených dat

Měřicí přístroj ukládá naměřené hodnoty do souborů v připojeném PC. Tyto data je potřeba importovat do Matlabu, aby je bylo možné dále zpracovat.

6.2.1 Převod dat do formátu csv

Měřicí přístroj ukládá pro jednotlivé frekvence poměr napětí V_{ref} a V_{mea} jako modul v dB a fázi ve stupních do souboru ve formátu XML. Pomocí vlastního XML parseru byl XML soubor převeden do formátu csv. Csv soubor lze již importovat do Matlabu pomocí funkce `dlmread`.

6.2.2 Výpočet impedance

Vyjádření poměru napětí jako komplexního čísla lze pomocí vztahu:

$$H = \frac{V_{mea}}{V_{ref}} = 10^{\frac{H_{dB}}{20}} e^{i \frac{\pi}{180} \varphi_{deg}} \quad (6.1)$$

Vzhledem k tomu, že V_{ref} je napětí na 50Ω odporu sériově připojeném k měřené impedanci, lze měřenou impedanci vyjádřit jako:

$$Z = \frac{50 \Omega}{H} - 1 \quad (6.2)$$

6.3 Naměřené hodnoty

Vzhledem k tomu, že impedance i napěťový přenos jsou komplexní veličiny, jsou komplexní hodnoty vykresleny pomocí grafu amplitudy a fáze. Detailně je vykreslen kmitočtet 30 kHz až 100 kHz, což je kmitočtet využívaný běžnými standardy (PRIME, G3), zejména pro komunikaci v síti **NN**. Dále je zobrazen kmitočtet od 100 kHz do 1 MHz, což je kmitočtet využívaný pro komunikaci v síti **VN**. V posledním grafu je zobrazen celý měřený průběh od 20 Hz do 2 MHz v logaritmickém měřítku.

6.3.1 Impedance z pohledu komunikace po vedení vysokého napětí

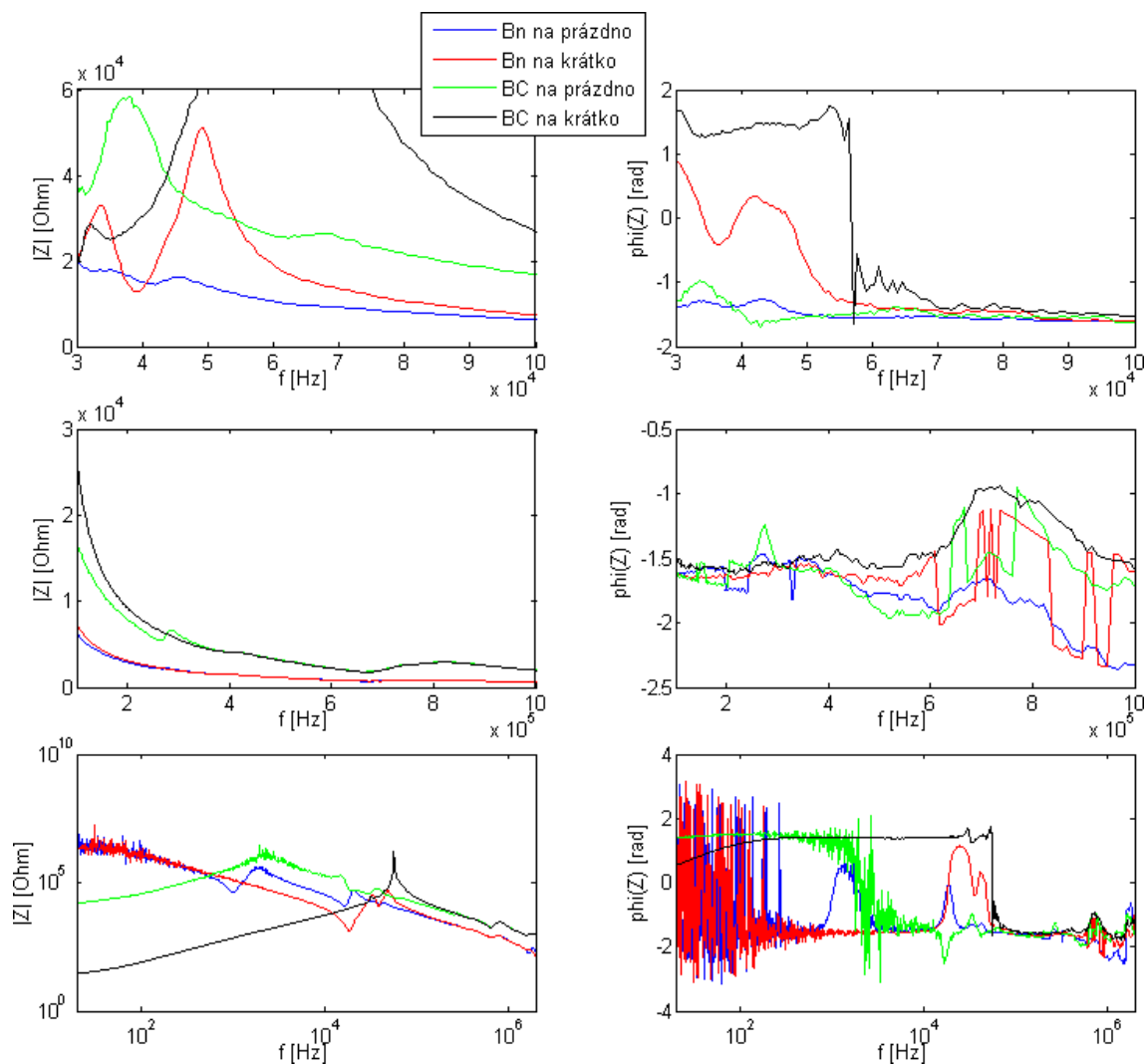
Z pohledu komunikace po vedení vysokého napětí je důležitá impedance mezi jednotlivými fázemi, která by měla být totožná, pokud transformátor není mechanicky poškozen. Dále je důležitá impedance mezi jednotlivými fázemi a zemí, která by měla být opět pro všechny fáze totožná. Měřený transformátor nemá na **VN** straně vyvedený střed, tudíž uzemněn je střed **NN** strany a kostra transformátoru. Měřené průběhy jsou na obrázku 6.7.

6.3.2 Impedance z pohledu komunikace po vedení nízkého napětí

Z pohledu komunikace po vedení nízkého napětí je důležitá impedance mezi jednotlivými fázemi, která by měla být totožná pokud transformátor není mechanicky poškozen. Dále je důležitá impedance mezi jednotlivými fázemi a zemí, která by měla být opět pro všechny fáze totožná. Impedance mezi nulovým vodičem a zemí by měla být z důvodu propojení nulová. Měřené průběhy jsou na obrázku 6.8.

6.3.3 Napěťový přenos

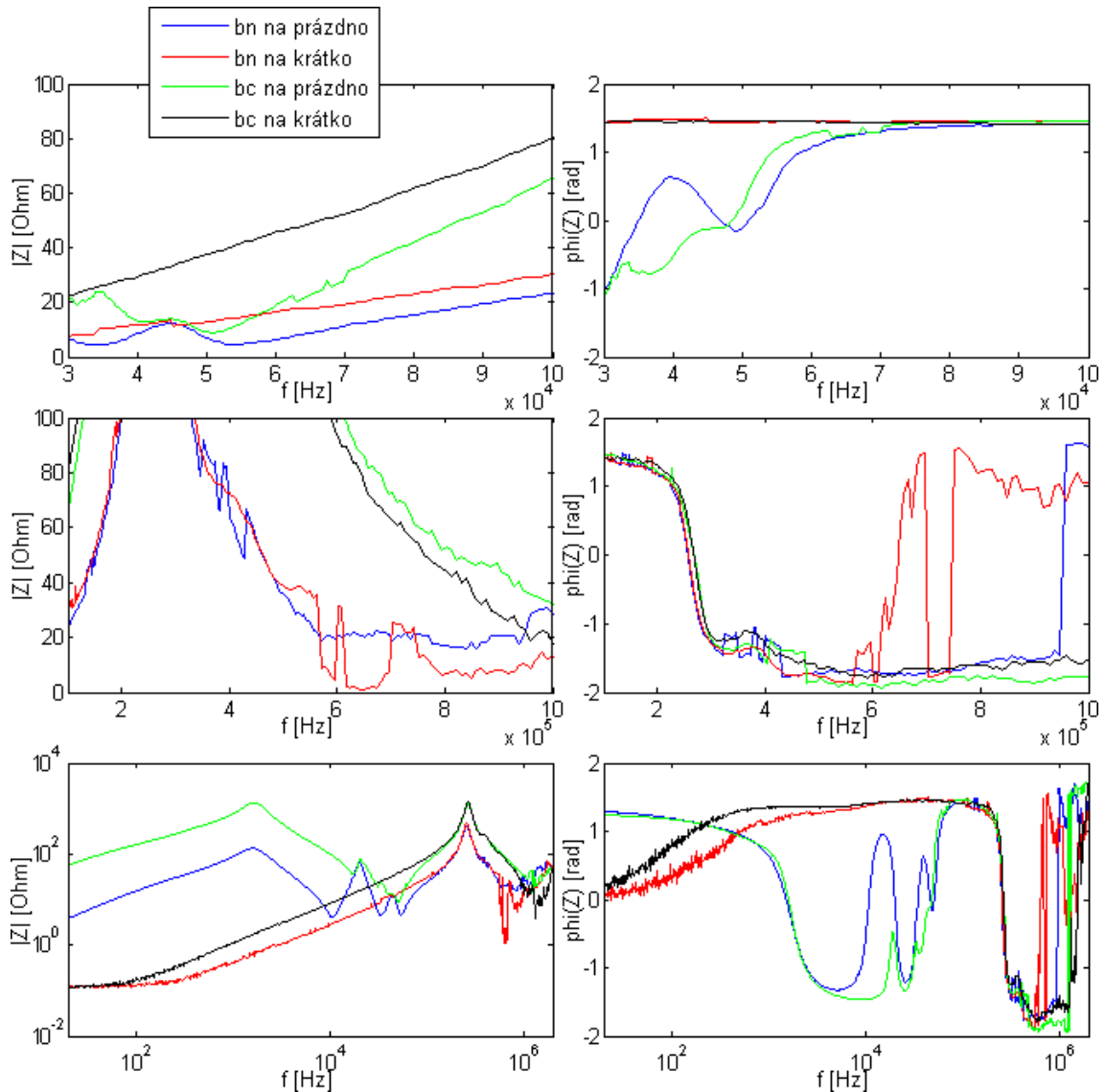
Přenosová funkce transformátoru mezi oběma stranami může odpovědět, zda je možné pomocí běžných typů PLC komunikace komunikovat skrze transformátor a pokud jsou dvě samostatné PLC sítě jedna na nízké a druhá na vysoké straně, zda se tyto komunikace mohou rušit. Měřicí přístroj umožňoval změřit pouze napěťový přenos pro zátěž 50 Ω . I tak mohou naměřené hodnoty pomoci v odpovědi na uvedené otázky. Změřený napěťový přenos se nachází na obrázku 6.9.



Obr. 6.7: Graf změřené impedance transformátoru z pohledu komunikace po vedení vysokého napětí

6.4 Vyhodnocení výsledků měření

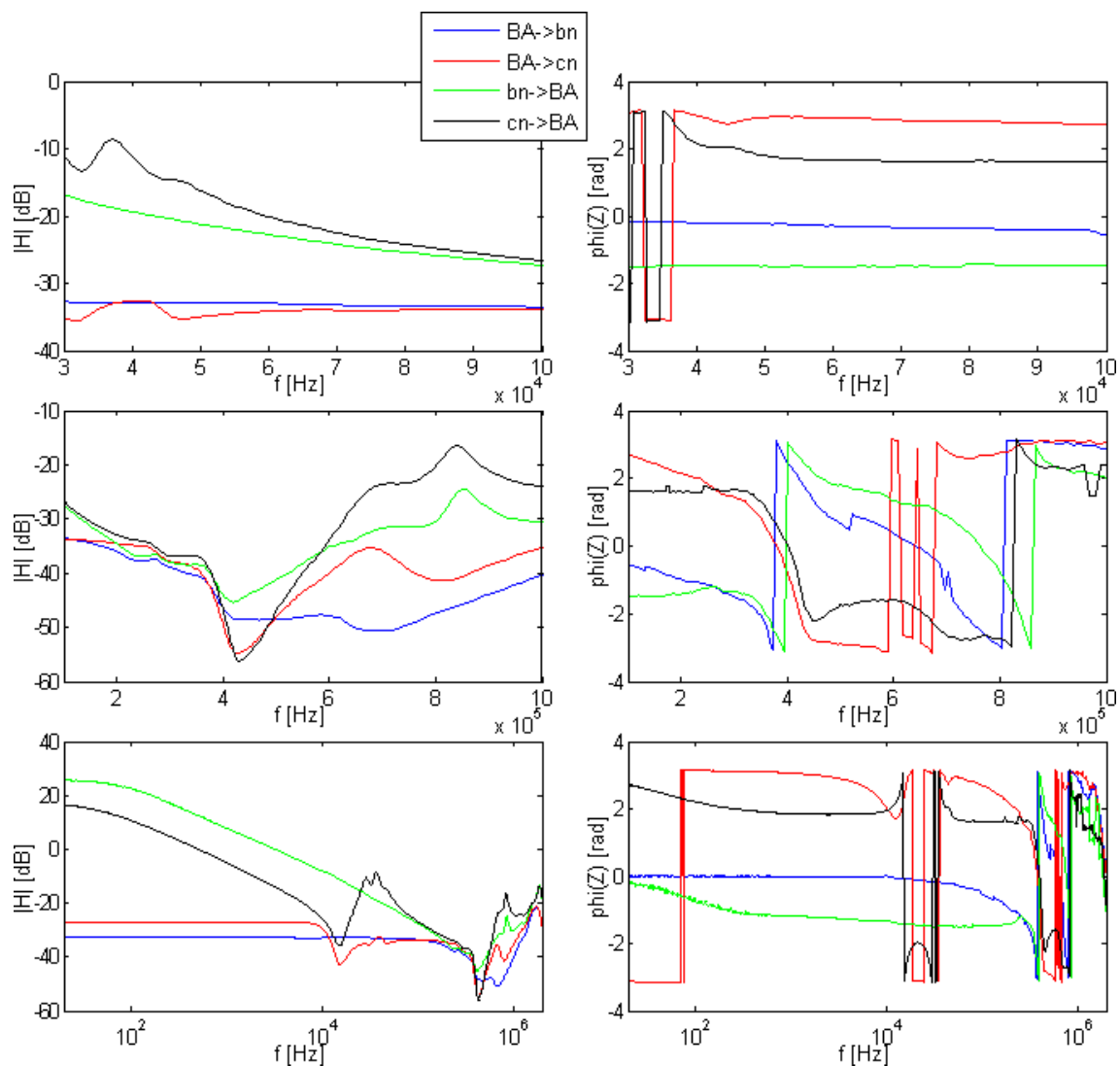
Naměřené hodnoty jsou srovnány s transformátorem 200kVA 11kV/240V Dyn, který byl v [55] proměřen za účelem vytvoření modelu pro PLC komunikaci. Autor bohužel měřil transformátor vždy pouze v zapojení na prázdno. Proto je ještě doplněno srovnání s transformátorem 250kVA 22kV/400V Dyn, který byl v [88] měřen pro účely SFRA analýzy jak v zapojení na prázdno, tak na krátko, bohužel ale pouze na straně vysokého napětí.



Obr. 6.8: Graf změřené impedance transformátoru z pohledu komunikace po vedení nízkého napětí

6.4.1 Srovnání impedance na straně VN s jinými transformátory

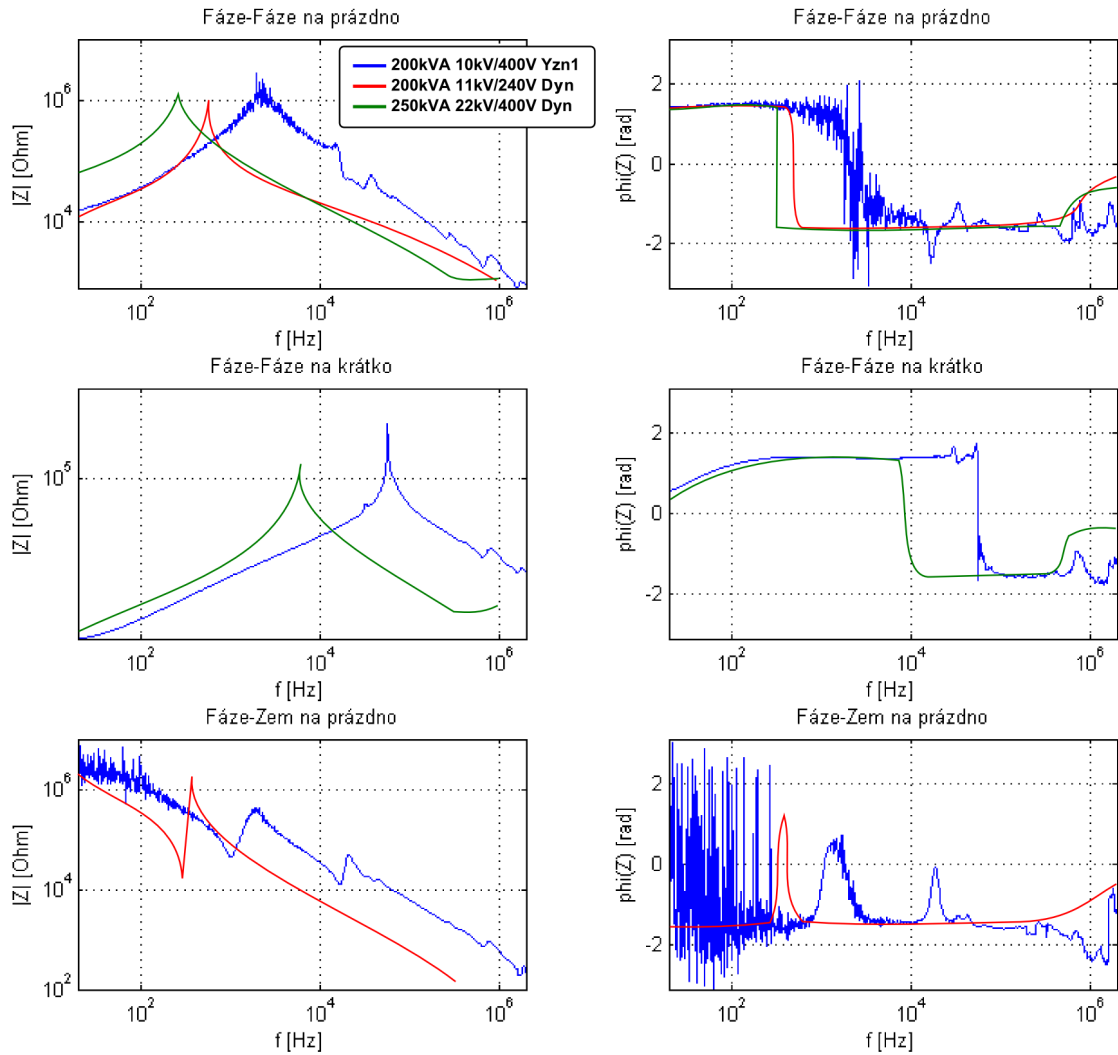
Z průběhů na obrázku 6.10 je vidět, že všechny průběhy jsou si velmi podobné. Liší se především umístěním rezonanční frekvence, která je u srovnávaných transformátorů nižší než u měřeného transformátoru. V případě impedance země jsou u měřeného transformátoru viditelné dvě rezonanční frekvence, což může být způsobeno určitým mechanickým poškozením tohoto transformátoru.



Obr. 6.9: Graf změřeného napětového přenosu transformátoru

6.4.2 Srovnání impedance na straně NN s jiným transformátorem

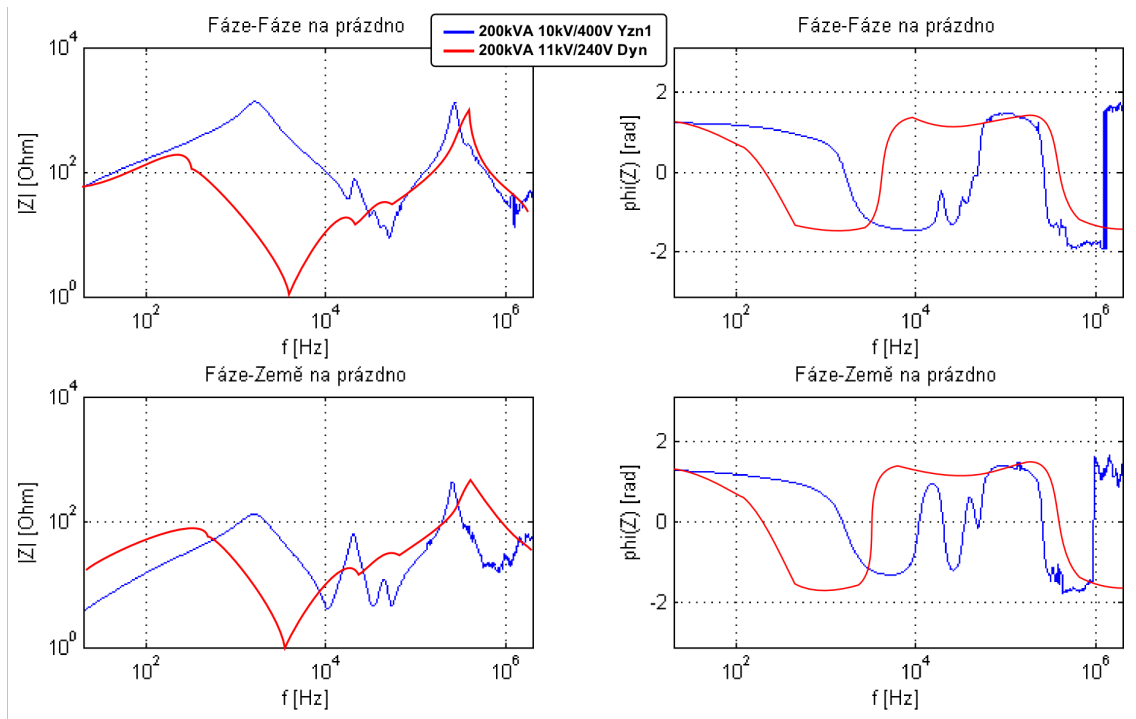
V případě nízkého napětí jsou viditelné dvě rezonanční frekvence. Zejména ta první je u srovnávaného transformátoru posunuta, což v případě grafu s amplitudou impedance způsobilo značně odlišný průběh. Vše je vidět na obrázku 6.11.



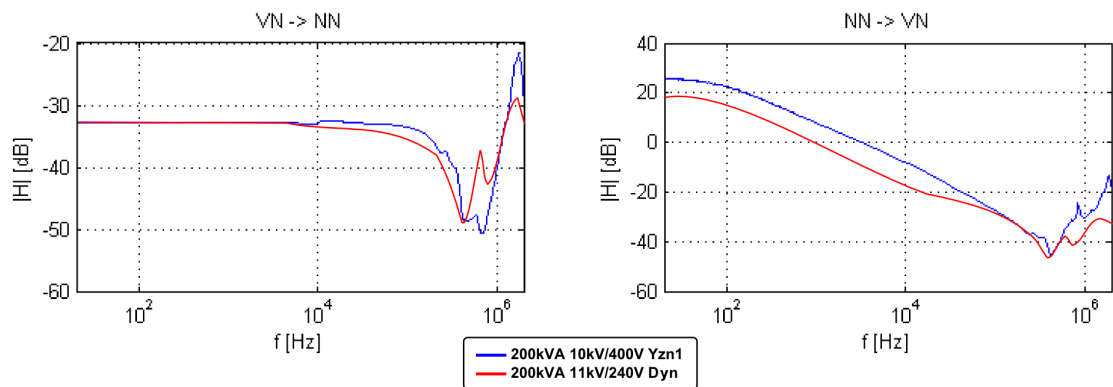
Obr. 6.10: Graf srovnání impedance transformátoru z pohledu komunikace po vedení vysokého napětí s jinými transformátory [55] [88]

6.4.3 Srovnání napěťového přenosu s jiným transformátorem

Napěťový přenos je u obou transformátorů velmi podobný. Přesvědčit se o tom lze na obrázku 6.12.



Obr. 6.11: Graf srovnání impedance transformátoru z pohledu komunikace po vedení nízkého napětí s jinými transformátory [55]

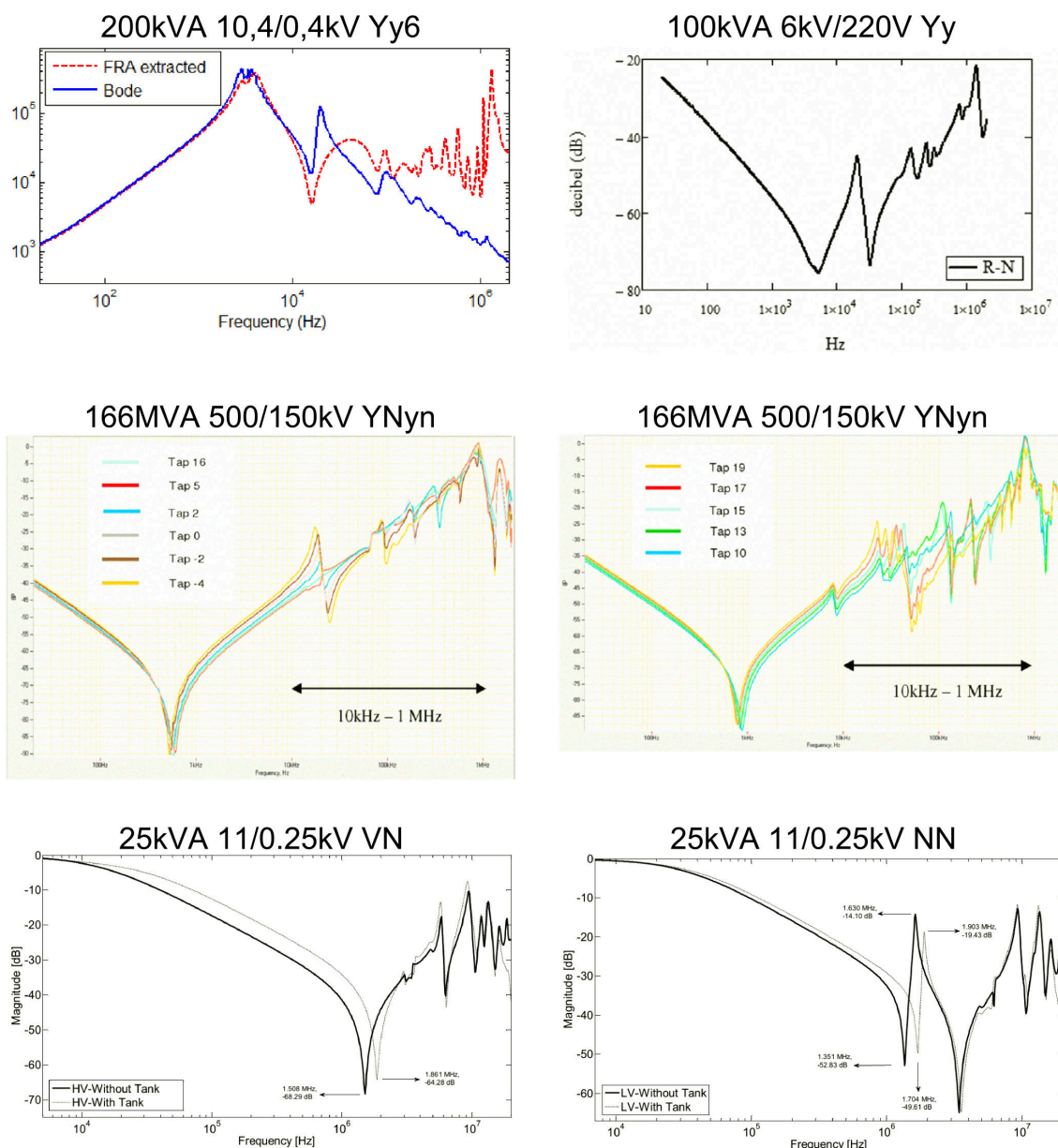


Obr. 6.12: Graf srovnání napětového přenosu transformátoru s jinými transformátory [55]

6.4.4 Impedance ostatních transformátorů

Pro úplnost byly doplněny ještě další měřené průběhy pro různé transformátory. Tyto průběhy byly naměřeny v rámci SFRA analýzy těchto transformátorů, proto se všechny, s výjimkou posledního, týkají vysokého případně velmi vysokého napětí. Vzhledem k tomu, že se vždy jedná o zapojení Y na VN, respektive VVN straně, jsou impedance, případně přenos, měřeny mezi fází a středem. Měřené průběhy lze vidět v

grafu 7. U průběhů měřených na straně VN, případně VVN, je vidět jedna dominující rezonanční frekvence. U některých průběhů lze zaznamenat ještě druhou rezonanční frekvenci, případně celou řadu dalších méně výrazných rezonancí. V případě průběhu na straně nízkého napětí jsou opět vidět dvě dominující rezonanční frekvence s celou řadou dalších méně podstatných rezonancí. Na základě průběhů z obrázků 6.10, 6.11, 6.13 lze konstatovat, že umístění rezonančních frekvencí není závislé na napětích, výkonu, ani zapojení transformátoru, ale na jeho konstrukčních vlastnostech. Mělo by to být však uvedeno v dokumentaci k transformátoru pro účely SFRA analýzy.



Obr. 6.13: Graf impedance dalších transformátorů [79] [86] [76] [16]

6.5 Tvorba modelu transformátoru

Modelován je měřený transformátor Yzn1. Jsou vytvořeny 2 modely. Každý z nich modeluje chování transformátoru z pohledu komunikace v rámci sítě nízkého, případně vysokého napětí.

6.5.1 Model transformátoru pro VN

Jak je vidět na obrázku 6.7 je mezi jednotlivými fázemi a zemí kapacitní vazba, ta je v modelu na obrázku 6.14 vyznačena fialovou barvou. Pokud je transformátor provozován v zapojení na prázdko, vykazuje impedance na prázdko pro nižší frekvence induktivní charakter pro vysoké frekvence kapacitní charakter a obsahuje jednu rezonanci, kde dochází k přechodu mezi těmito charaktery. Proto byla předchozí kapacita doplněna indukčností, která je zvýrazněna modrou barvou. Vzhledem k tomu, že přechod nemusí být zcela strmý, je toto chování modelováno pomocí odporu zvýrazněného modrou barvou. V případě, že je transformátor provozován v zapojení na krátko, je průběh impedance podobný, má pouze odlišnou rezonanční frekvenci. To je řešeno připojením paralelní impedance zvýrazněné červenou barvou, která je opět doplněna odpory pro nastavení strmosti přechodu. Zelenou barvou jsou zvýrazněny místa pro připojení zátěže na straně nízkého napětí. V případě zapojení na krátko jsou všechny tyto připojené body spojeny. Parametry modelu lze stanovit tak, že nejdříve z impedance fáze-země se stanoví kapacita zvýrazněná fialovou barvou. Následně z impedance fáze-fáze v zapojení na prázdko se stanoví impedance a odpor zvýrazněné modrou barvou a to zejména díky hodnotě rezonanční frekvence. Následně, dle impedance fáze-fáze v zapojení na krátko, lze stanovit hodnoty indukčnosti a odporu zvýrazněné červenou barvou, opět zejména na základě rezonanční frekvence.

Pokud pro hodnoty ze schématu na obrázku 6.14 platí:

$$R_1 = R4 = R5 = R6$$

$$L_1 = L4 = L5 = L6$$

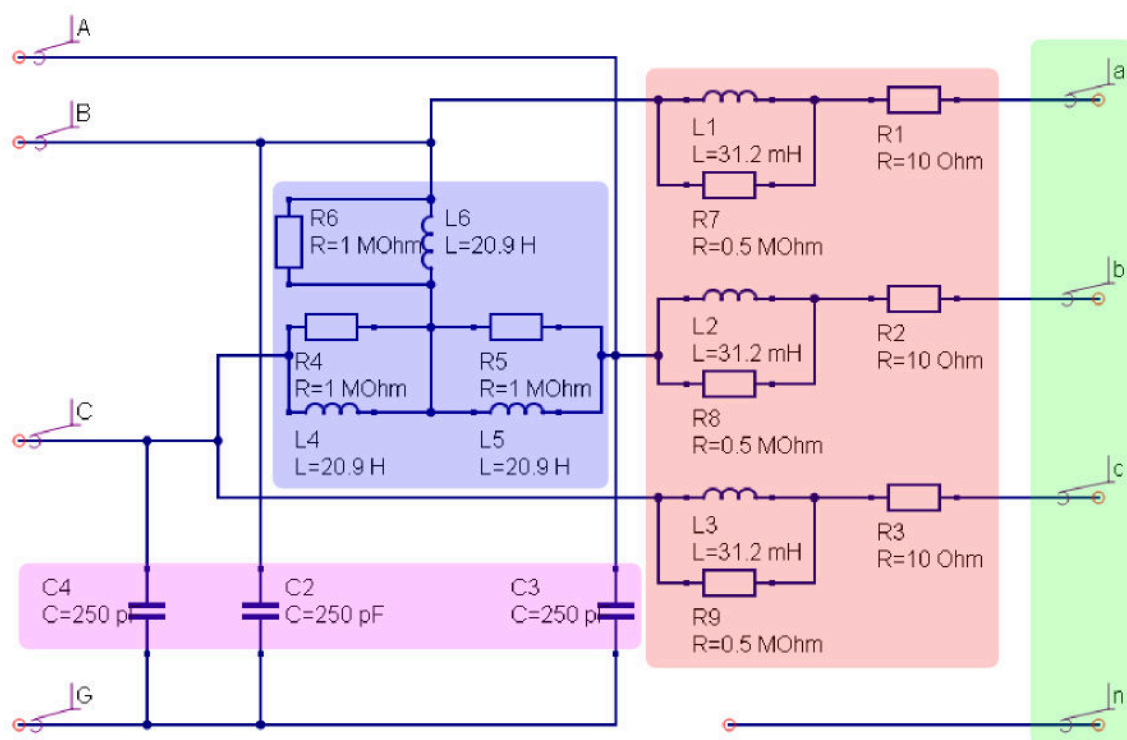
$$C = C2 = C3 = C4$$

$$R_2 = R7 = R8 = R9$$

$$L_2 = L1 = L2 = L3$$

$$R_3 = R1 = R2 = R3$$

Mezi body a-n, b-n, c-n je připojená impedance Z_{LV} . Pro zjednodušení zápisu lze



Obr. 6.14: Schéma modelu impedance transformátoru pro modelování PLC komunikace po vedení vysokého napětí

zavést impedance:

$$\begin{aligned}
 Z_1 &= \frac{i\omega R_1 L_1}{R_1 + i\omega L_1} \\
 Z_2 &= \frac{i\omega R_2 L_2}{R_2 + i\omega L_2} + R_3 \\
 Z_3 &= \frac{1}{i\omega C}
 \end{aligned} \tag{6.3}$$

Pro impedanci mezi fází a zemí tak platí vztah:

$$Z_{LG} = \frac{3Z_1(Z_2 + Z_{LV})Z_3 + Z_1Z_3^2 + (Z_2 + Z_{LV})Z_3^2}{3Z_1(Z_2 + Z_{LV}) + 3Z_1Z_3 + 3(Z_2 + Z_{LV})Z_3} \tag{6.4}$$

Pro impedanci mezi fázemi platí vztah:

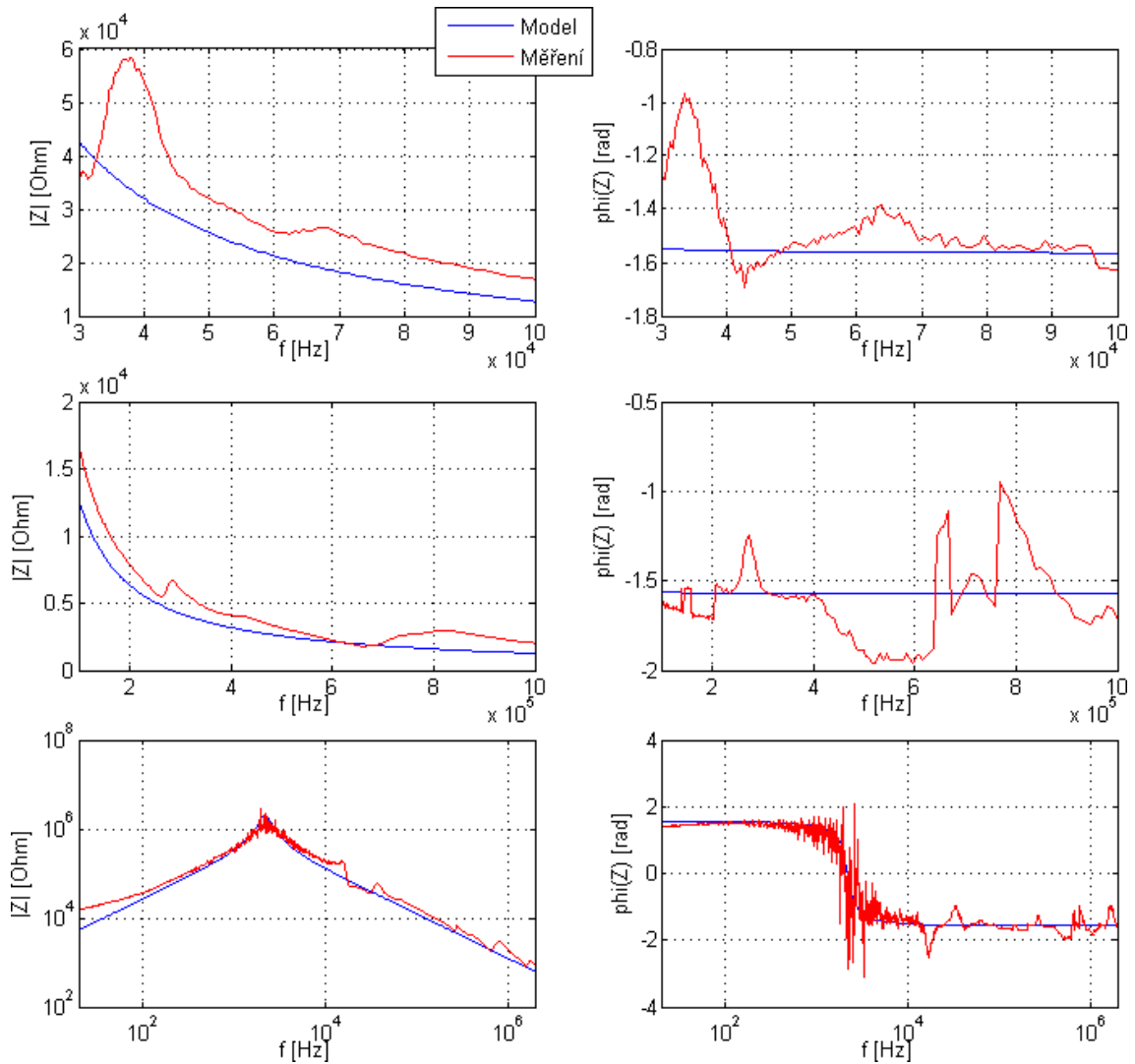
$$Z_{LL} = \frac{2Z_1(Z_2 + Z_{LV})Z_3}{Z_1Z_3 + (Z_2 + Z_{LV})Z_3 + Z_1(Z_2 + Z_{LV})} \tag{6.5}$$

Pomocí postupu z podkapitoly 4.2.1 lze admitanční matici transformátoru jako záteže vyjádřit jako:

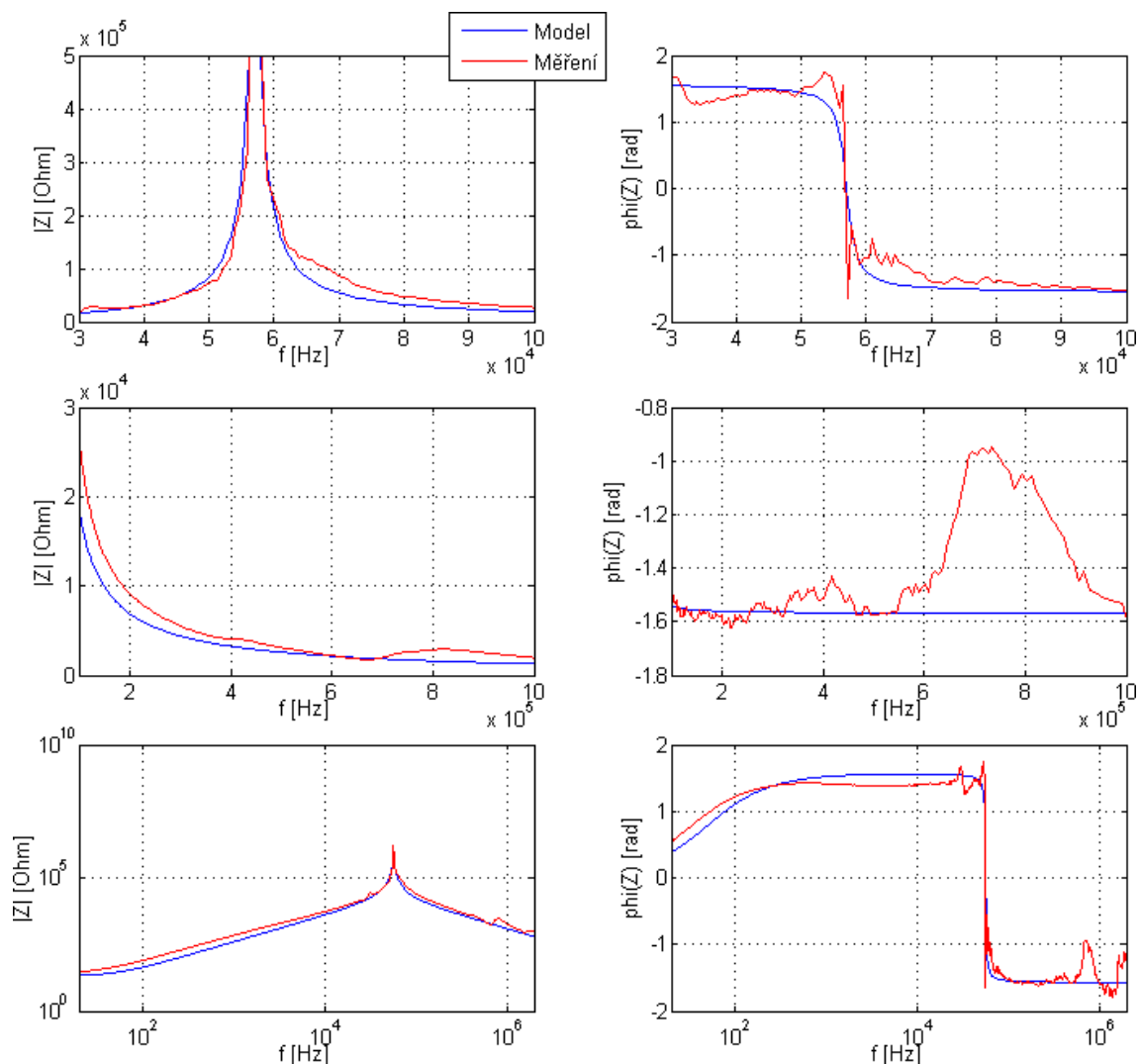
$$\mathbf{Y}_L = \begin{bmatrix} Y_{LG} + 2Y_{LL} & -Y_{LL} & -Y_{LL} \\ -Y_{LL} & Y_{LG} + 2Y_{LL} & -Y_{LL} \\ -Y_{LL} & -Y_{LL} & Y_{LG} + 2Y_{LL} \end{bmatrix} \tag{6.6}$$

6.5.2 Vyhodnocení modelu pro VN

Srovnání jednotlivých měřených a modelovaných průběhů nabízí obrázky 6.15, 6.16, 6.17, 6.18. Určitou nepřesnost lze vidět v případě mezifázové impedance měřené na prázdno mezi frekvencemi 30 kHz a 50 KHz a je způsobena výskytem méně podstatné rezonance v případě měřeného průběhu. Vzhledem k tomu, že tato rezonance nebyla zaznamenána v případě ostatních transformátorů, lze předpokládat, že je způsobena mechanickým poškozením měřeného transformátoru a v případě reálných transformátorů bude průběh lépe odpovídat.



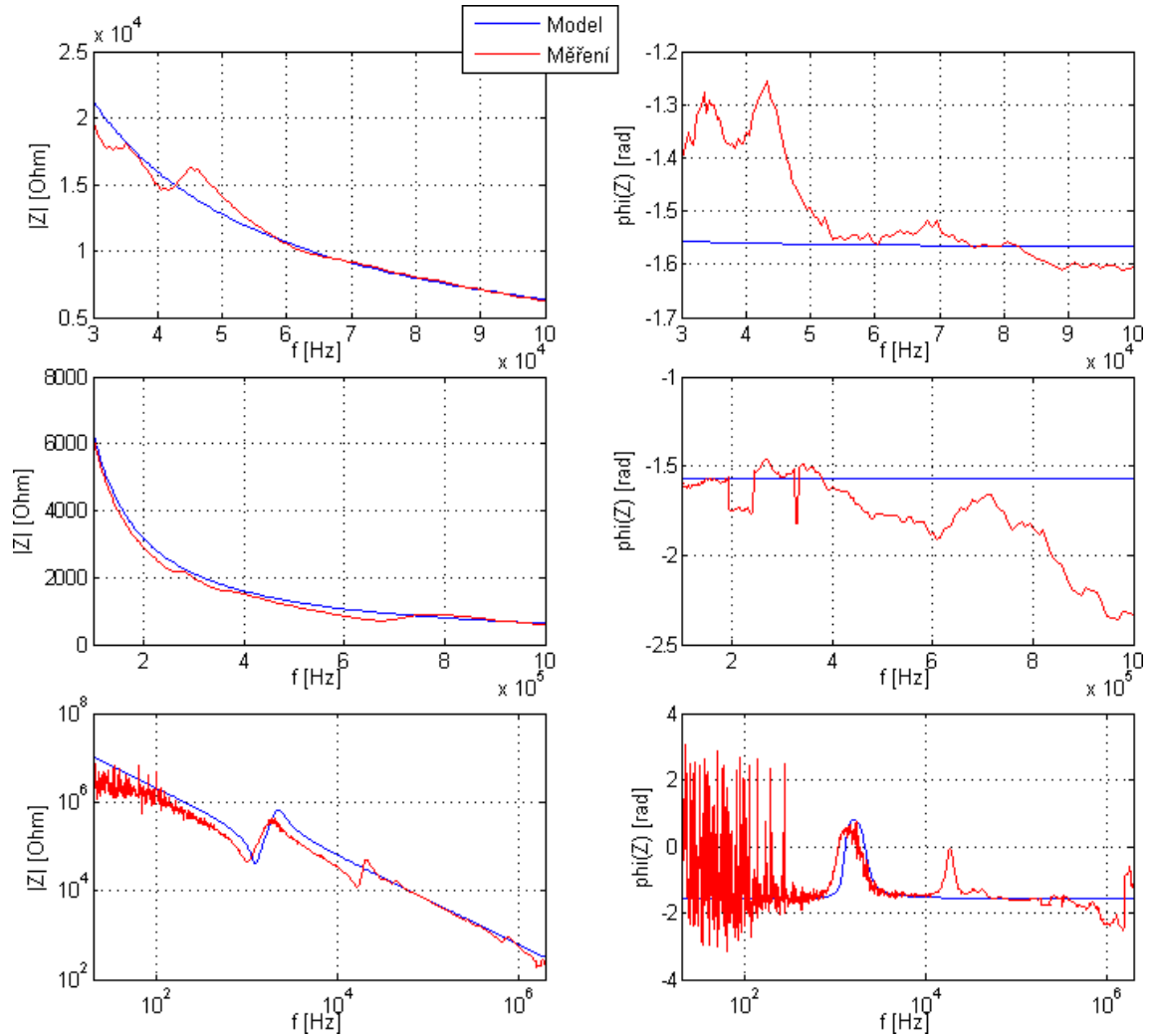
Obr. 6.15: Graf srovnání měřené a modelované impedance transformátoru mezi fázemi vysokého napětí při otevřené straně nízkého napětí



Obr. 6.16: Graf srovnání měřené a modelované impedance transformátoru mezi fázemi vysokého napětí při straně nízkého napětí na krátko

6.5.3 Model transformátoru pro NN

V případě, že je transformátor provozován v zapojení na krátko, má impedance mezi fázemi jeden rezonanční kmitočet, což je realizováno RLC článkem na obrázku 6.19 zvýrazněným červenou barvou. Vzhledem k tomu, že impedance pro nízké frekvence není zcela nulová a vykazuje charakter odporu, byl před indukčnost zařazen odpor. V případě zapojení na prázdnou se k základní rezonanci přidává celá řada dalších s různou intenzitou. Toto je v modelu zvýrazněno modrou barvou. Pro vysoké frekvence impedance opět mírně stoupá, což je realizováno RL článkem zvýrazněným modrou barvou. K přípojným bodům zvýrazněným zelenou barvou je možné připojit zátěž na straně vysokého napětí transformátoru. Zátěže musí být zapojeny mezi fázemi a zemí. Pokud jde o transformátor D, je nutné vždy polovinu zátěže připojit mezi



Obr. 6.17: Graf srovnání měřené a modelované impedance transformátoru mezi fází vysokého napětí a zemí při otevřené straně nízkého napětí

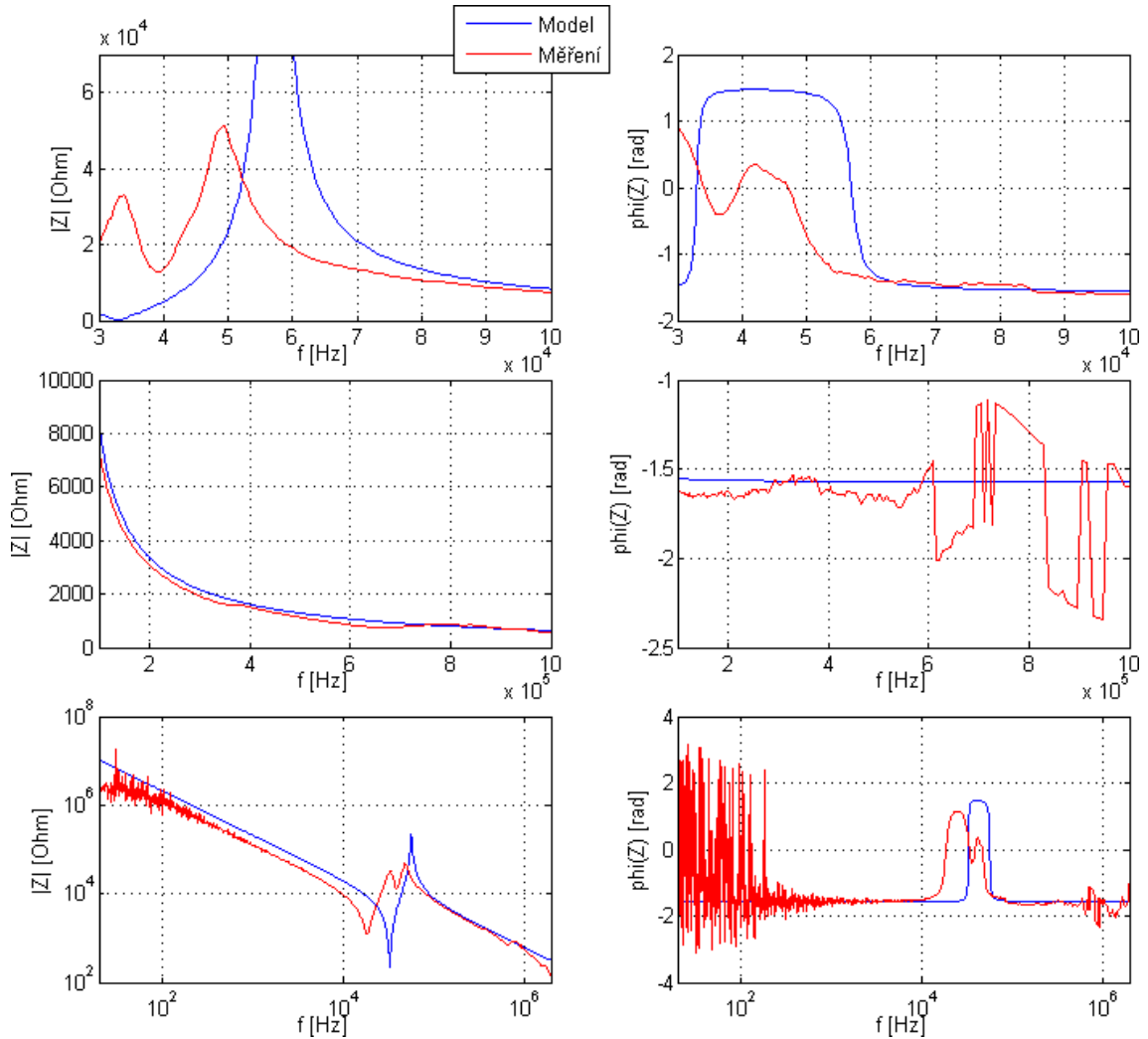
jednu fázi a zem a druhou polovinu mezi druhou fází a zem. V případě zapojení na krátko jsou tyto přípojné body a zem spojeny. Hodnoty indukčnosti, odporů a kapacit lze stanovit dle rezonančních frekvencí z jednotlivých průběhů.

Model je možné rozdělit na tři totožné řádky (fáze) a dále je rozdělen podle barev na tři části. Pro zjednodušení zápisu jsou definovány impedance: Z_1 - impedance červené části jednoho řádku. Pro první řádek tedy platí:

$$Z_1 = \frac{i\omega L1R1 + R1R2}{-\omega^2 L1R1C1 + i\omega R1R2C1 + i\omega L1 + R2 + R1} \quad (6.7)$$

Z_2 - impedance modré části jednoho řádku. Impedanci RLC členů lze vyjádřit jako:

$$Z_{RLCk} = \frac{i\omega LR}{i\omega L + R - \omega^2 RLC} \quad (6.8)$$



Obr. 6.18: Graf srovnání měřené a modelované impedance transformátoru mezi fází vysokého napětí a zemí při straně nízkého napětí na krátko

Impedanci RL členu lze vyjádřit jako:

$$Z_{RL} = \frac{i\omega RL}{i\omega L + R} \quad (6.9)$$

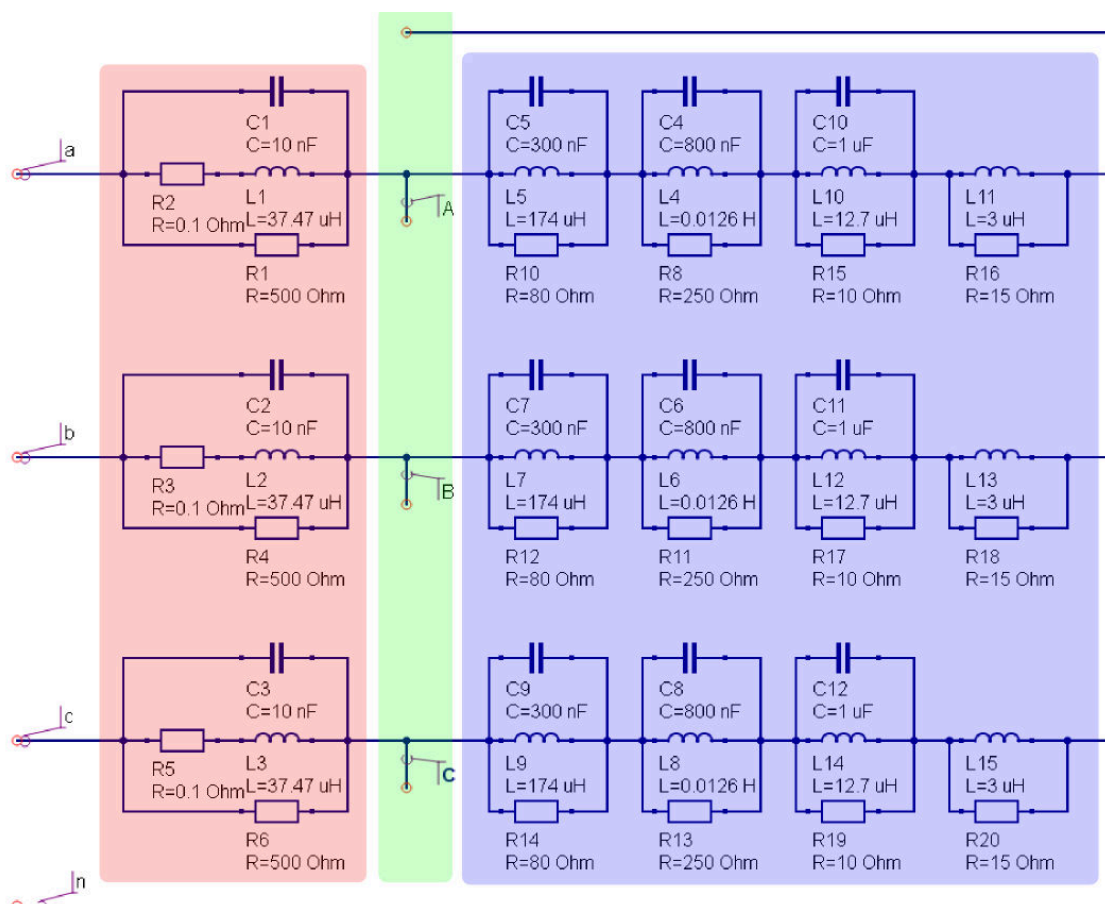
Výsledná impedance Z_2 tak bude:

$$Z_2 = \sum_k Z_{RLC_i} + Z_{RL} \quad (6.10)$$

Mezi body A-n, B-n, C-n je připojená impedance Z_{MV} . V případě, že je známa pouze impedance mezi fázemi vysokého napětí, je Z_{MV} třetinou této impedance, dle přepočtu impedance trojúhelníku na impedancí hvězdy.

Pro impedanci mezi fází a zemí tak platí vztah:

$$Z_{LG} = Z_1 + \frac{Z_2 Z_{MV}}{Z_2 + Z_{MV}} \quad (6.11)$$



Obr. 6.19: Schéma modelu impedance transformátoru pro modelování PLC komunikace po vedení nízkého napětí

Pro impedanci mezi fázemi platí vztah:

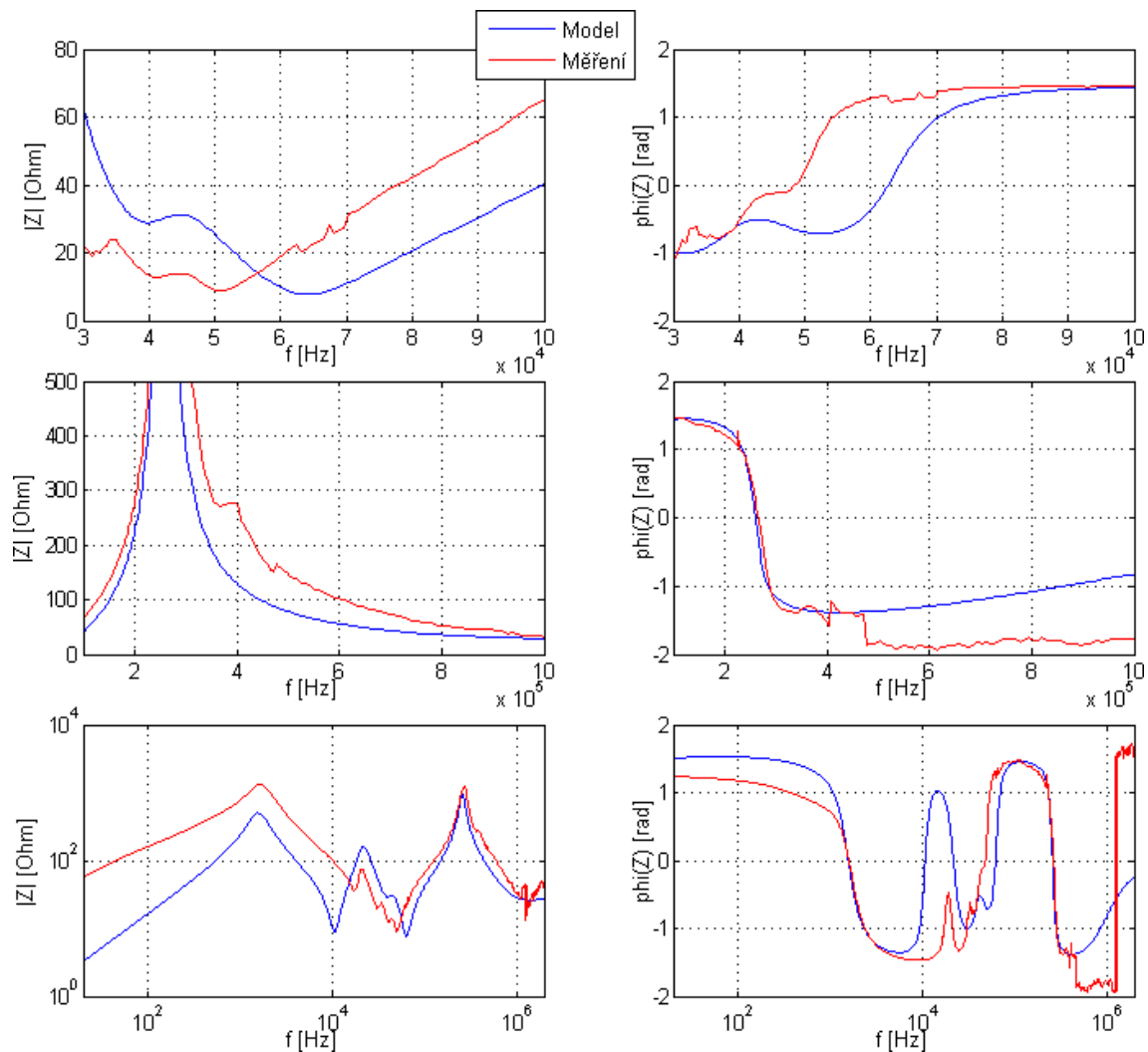
$$Z_{LL} = 2Z_{pg} = 2Z_1 + \frac{2Z_2 Z_{MV}}{Z_2 + Z_{MV}} \quad (6.12)$$

Pomocí postupu z podkapitoly 4.2.1 lze admitanční matici transformátoru jako zátěže vyjádřit jako:

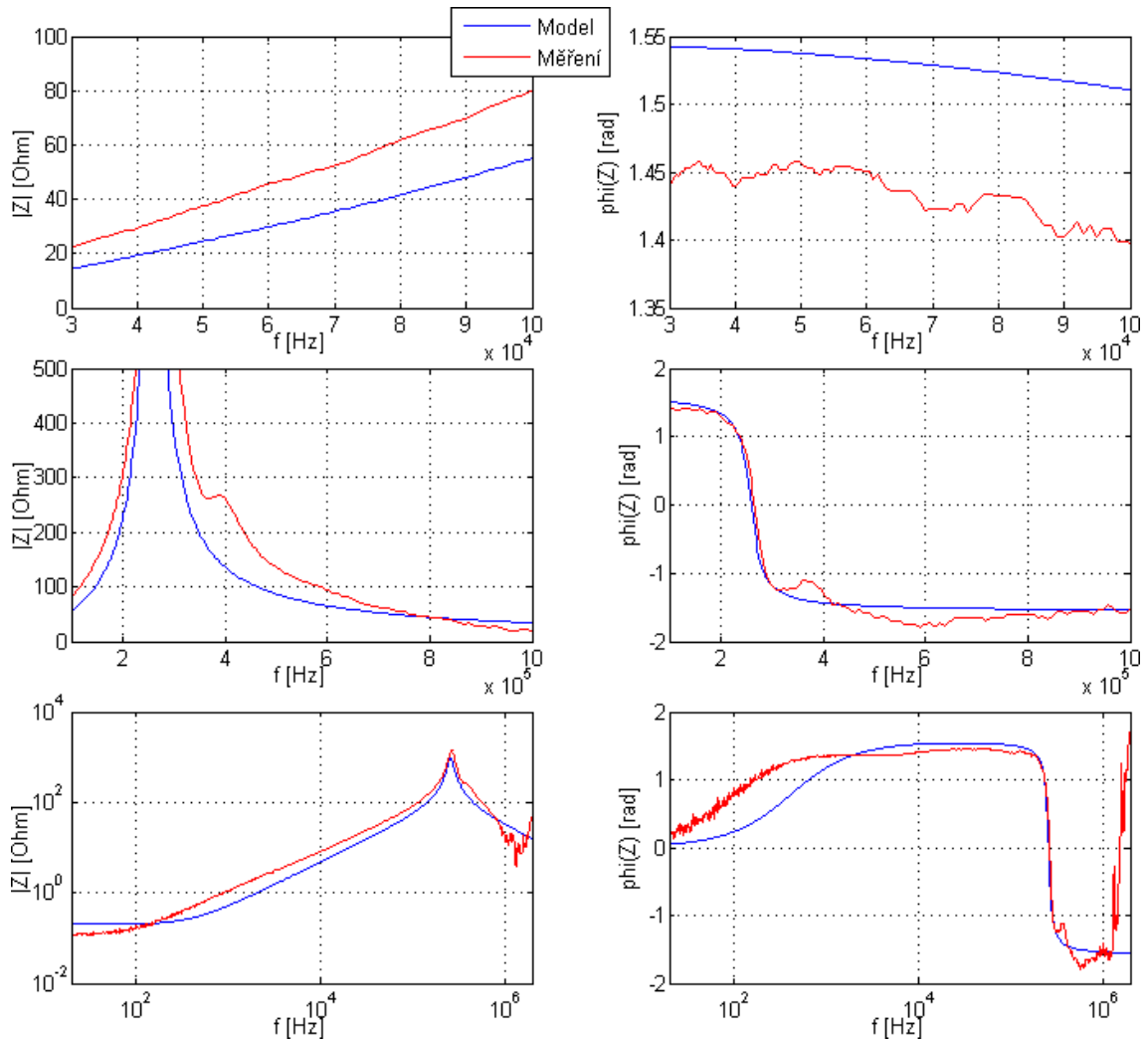
$$\mathbf{Y}_L = \begin{bmatrix} Y_{LG} + 2Y_{LL} & -Y_{LL} & -Y_{LL} \\ -Y_{LL} & Y_{LG} + 2Y_{LL} & -Y_{LL} \\ -Y_{LL} & -Y_{LL} & Y_{LG} + 2Y_{LL} \end{bmatrix} \quad (6.13)$$

6.5.4 Vyhodnocení modelu pro NN

Srovnání jednotlivých měřených a modelovaných průběhů nabízí průběhy na obrázcích 6.20, 6.21, 6.22, 6.23.



Obr. 6.20: Graf srovnání měřené a modelované impedance transformátoru mezi fázemi nízkého napětí při otevřené straně vysokého napětí

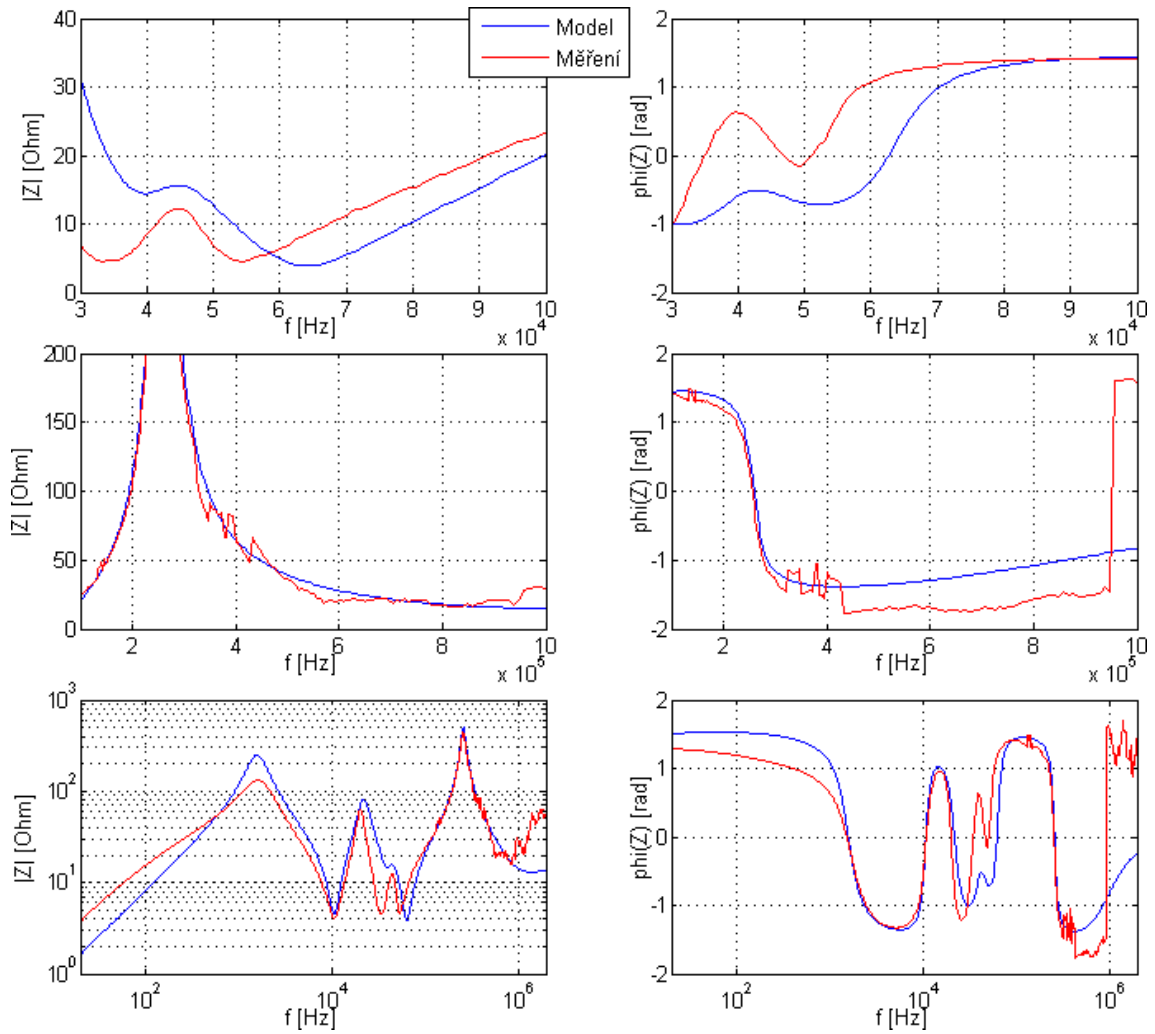


Obr. 6.21: Graf srovnání měřené a modelované impedance transformátoru mezi fázemi nízkého napětí při straně vysokého napětí na krátko

6.6 Transformátor VVN

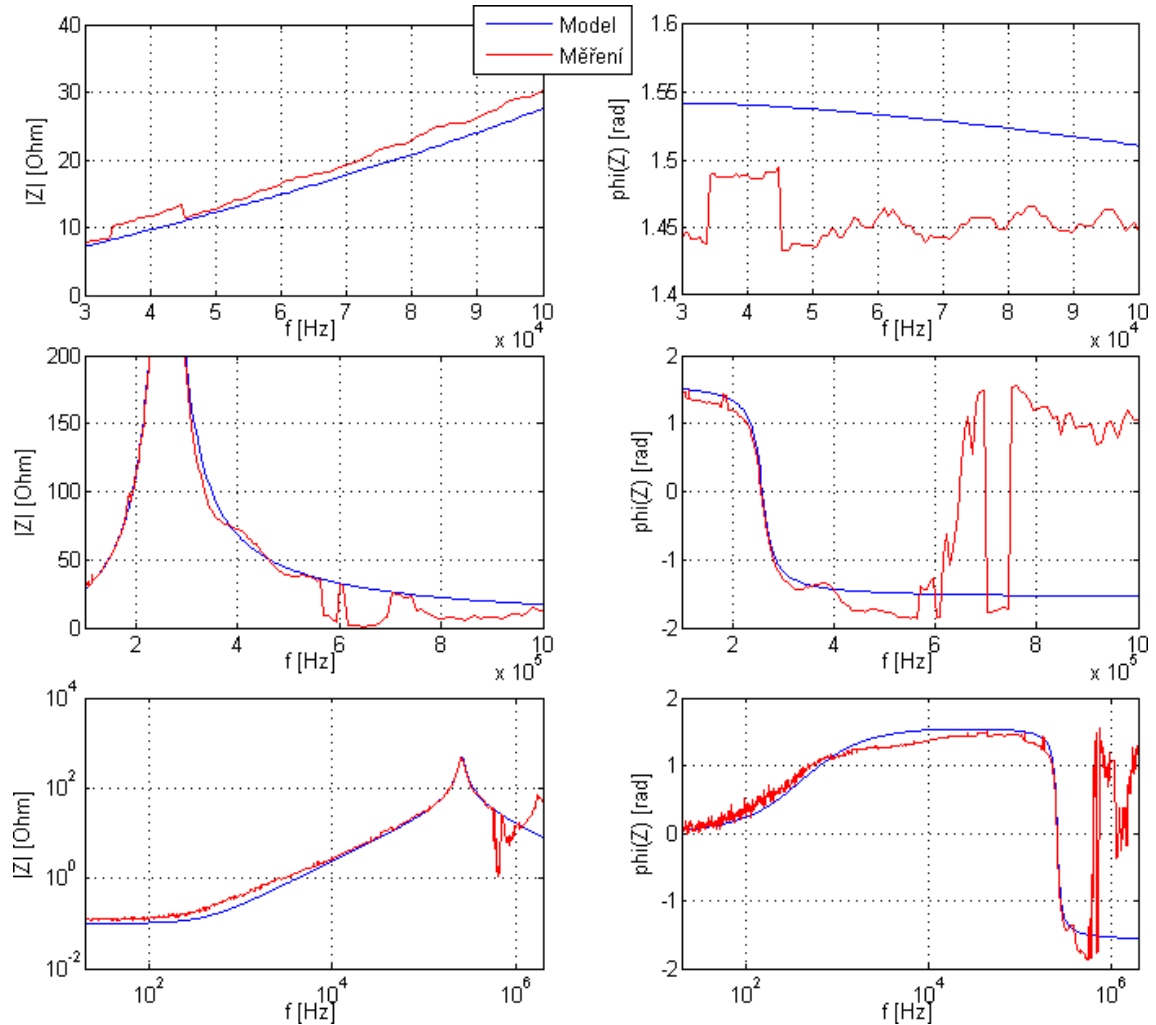
Pro modelování PLC komunikace v síti vysokého napětí nestačí pouze znát impedanci transformátoru VN/NN , ale je potřeba také znát impedanci VN strany transformátoru VVN/VN , případně VN/VN , který se nejčastěji jednou v této síti vyskytuje. Takovýto transformátor bohužel nebyl k dispozici pro měření. Nicméně v literatuře byly nalezeny 2 průběhy, které zobrazují jak průběh strany s vyšším napětím, tak strany s nižším napětím. Tyto průběhy je možné vidět v grafech 6.24 a 6.25.

Z obou grafů je patrné, že průběhy pro stranu s vyšším napětím a nižším napětím jsou si velmi podobné a jsou i velmi podobné průběhu VN strany VN/NN transformátoru. Pouze amplituda impedance na straně s nižším napětím může být



Obr. 6.22: Graf srovnání měřené a modelované impedance transformátoru mezi fází nízkého napětí a zemí při otevřené straně vysokého napětí

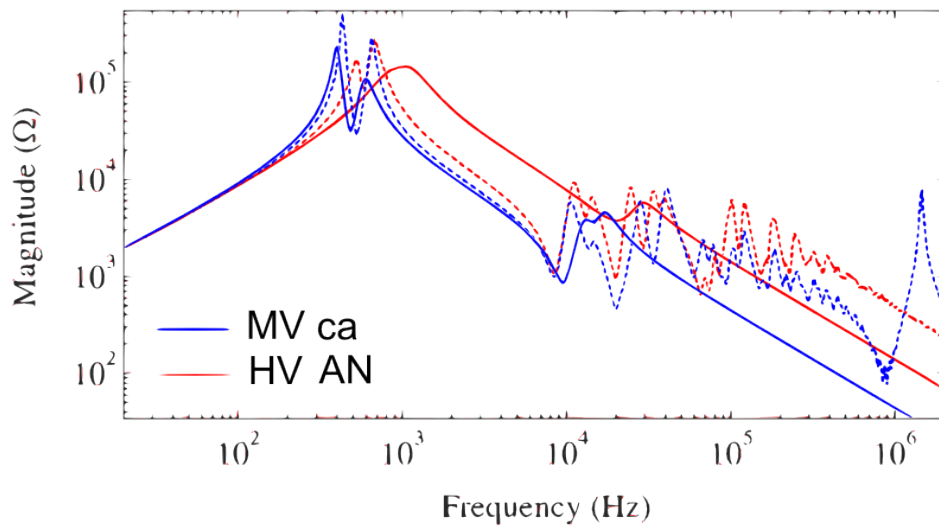
nižší než amplituda impedance na straně s vyšším napětím. I tak v obou případech amplituda impedance na straně VN neklesla pod 100Ω . A tedy i amplituda je srovnatelná s VN stranou VN/NN transformátoru. Lze tedy využít model VN strany VN/NN transformátoru pro modelování VN strany VVN/VN transformátoru.



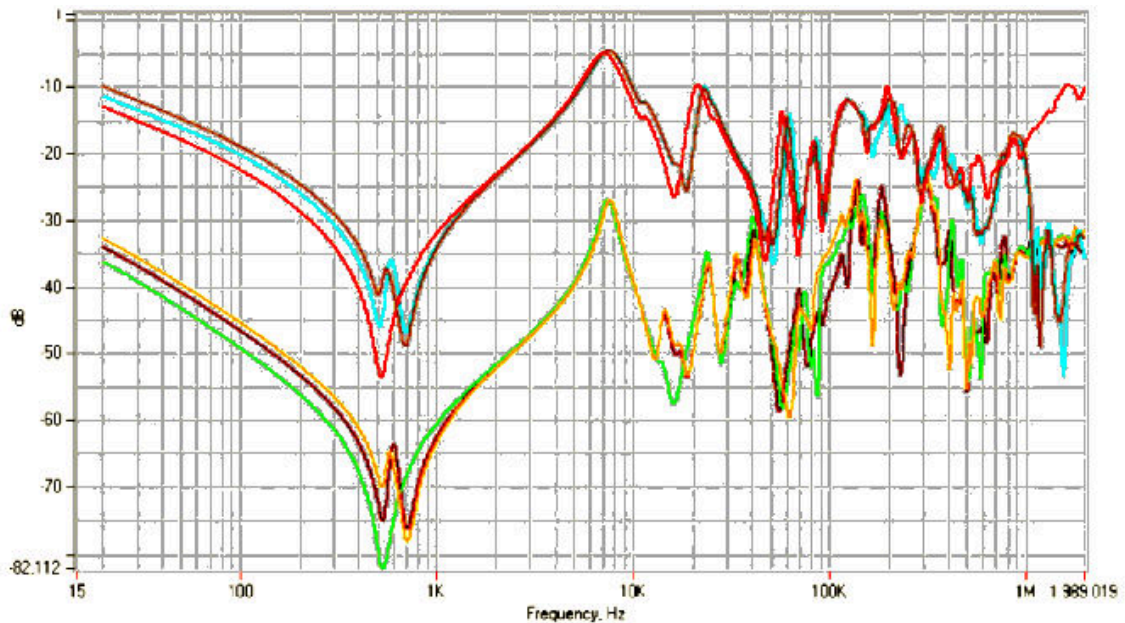
Obr. 6.23: Graf srovnání měřené a modelované impedance transformátoru mezi fází nízkého napětí a zemí při straně vysokého napětí na krátko

6.7 Shrnutí

Cílem bylo popsat vliv transformátoru na PLC komunikaci v síti nízkého a vysokého napětí. Přenos signálu ze strany vysokého napětí na stranu nízkého napětí pro frekvence 30 kHz až 100 kHz je na úrovni -33 dB a je pravděpodobně závislý na převodním poměru transformátoru. Pro frekvence 100 kHz až 1 MHz přenos kolísá a pohybuje se od -55 dB do -33 dB, viz graf 6.9. Vzhledem k tomu, že měření probíhalo na impedanci 50Ω a typická impedance sítě NN je značně nižší, bude útlum signálu ve skutečnosti ještě větší. Přenos signálu ze strany nízkého napětí na stranu vysokého napětí pro frekvence 30 kHz až 100 kHz klesal z frekvencí od -17 dB do -27 dB. Pro frekvence od 100 kHz do 1 MHz přenos opět kolísá od -45 dB do -25 dB. Vzhledem k celkem vysoké impedanci VN sítě pro uvažované



Obr. 6.24: Graf impedance transformátoru 6.5MVA 47/27.2kV YNd5 (měřené průběhy jsou značeny přerušovanou čarou) [75]



Obr. 6.25: Graf srovnání impedance transformátoru 40/40/12 kV a 5 MVA 110/23/6,3 kV YyO/d na straně VVN a VN [21]

*Kvalita obrázku je dána kvalitou obrázku ve zdrojové publikaci.

frekvence může být skutečný přenos i vyšší. Na základě těchto hodnot lze konstatovat, že pro obousměrnou komunikaci napříč sítě **VN** a **NN** je kritický přenos signálu ze sítě **VN** do sítě **NN**. Vzhledem k tomu, že komunikační zařízení v **NN** síti se nejčastěji nachází v bezprostřední blízkosti transformátoru, záleží úspěšnost komu-

nikace zejména na vzdálenosti druhého bodu na vedení vysokého napětí. Pro komunikaci napříč sítěmi je vhodnější využít frekvencí do 100 kHz. V případě provozu dvou samostatných sítí využívajících stejné frekvence bude pravděpodobně docházet k rušení zejména na straně VN. V případě komunikace v síti vysokého napětí lze transformátor uvažovat jako impedanci, která má nejčastěji kapacitní charakter, tedy s rostoucí frekvencí impedance klesá. Pro určité konstrukce transformátoru, včetně toho, na kterém probíhalo měření, může zejména v nižším rozsahu frekvencí dojít k rezonanci a tedy do této frekvence má transformátor induktivní charakter, kdy impedance roste s frekvencí a od rezonanční frekvence kapacitní charakter, kdy impedance s frekvencí klesá. Ve většině případů se ovšem impedance pohybuje od desítek $k\Omega$ až po stovky Ω . Impedance mezi fázemi a zemí je nižší než impedance mezi fázemi. Impedanci transformátoru pro VN pro frekvence do 1 MHz popisuje navržený model. Hodnoty jednotlivých kapacit, odporů, indukčností je nutné pro každou konstrukci transformátoru přizpůsobit. V případě komunikace v síti vysokého napětí je potřeba ještě uvažovat stranu vysokého napětí transformátoru VVN/VN, případně VN/VN. Opět z pohledu komunikace se jedná o impedanci. Tento transformátor nebyl dostupný pro měření, proto byly použity dva průběhy impedance nalezené v literatuře. Z těchto průběhů vyplývá, že impedance VN strany VVN/VN transformátoru se velmi podobá impedanci VN strany VN/NN transformátoru co se týče průběhu i rozsahu hodnot. Je tedy možné použít stejný model. V případě komunikace v síti nízkého napětí lze transformátor uvažovat jako impedanci, která má v uvažovaném rozsahu frekvencí rezonanci, a tedy do této frekvence má transformátor induktivní charakter, kdy impedance roste s frekvencí a od rezonanční frekvence kapacitní charakter, kdy impedance s frekvencí klesá. U měřeného transformátoru impedance rostla do frekvence 260 kHz a následně klesala. Ve většině případů se impedance pohybuje od jednotek Ω až po stovky Ω . Impedance mezi fázemi a zemí je nižší než impedance mezi fázemi. Impedanci transformátoru pro NN pro frekvence do 1 MHz popisuje navržený model. Hodnoty jednotlivých kapacit, odporů a indukčností je nutné pro každou konstrukci transformátoru přizpůsobit.

7 MODEL ODBĚRNÝCH MÍST

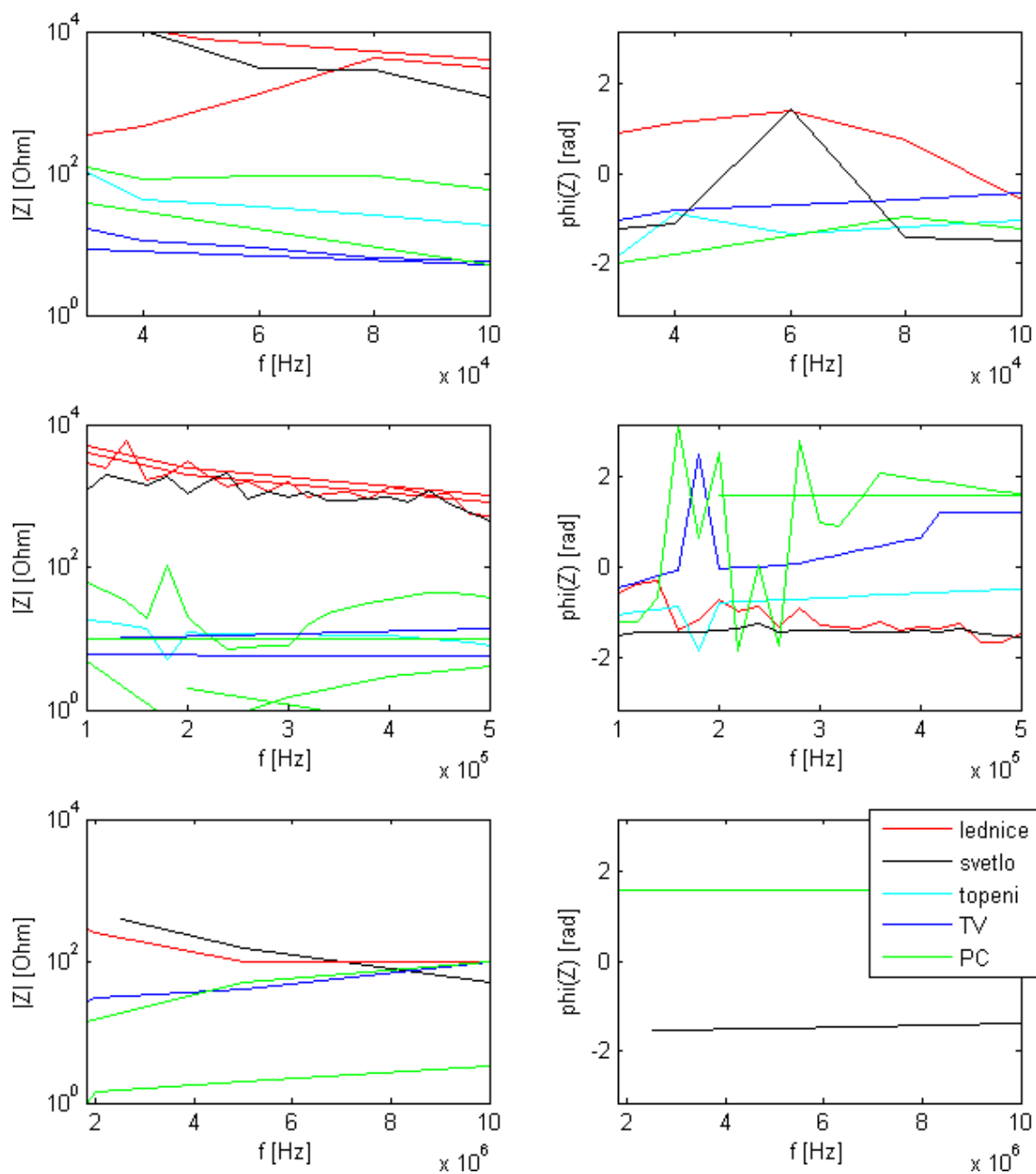
Odběrná místa z pohledu modelování venkovní PLC komunikace představují impedanci připojenou mezi určité fáze a nulový vodič. Přičemž nulový vodič může být spojen se zemí. Vyskytují se prakticky výhradně v sítích nízkého napětí. Odběrná místa v sítích vysokého napětí by bylo možné najít v průmyslovém prostředí. Jejich impedance na frekvencích využívaných PLC komunikací je velmi specifická a je nutno ji řešit pro každý případ samostatně.

7.1 Impedance spotřebičů

V případě domácnosti je možné dopustit se určitého zjednodušení a modelovat domácnost jako soubor nejčastěji používaných spotřebičů. Pokud je známa impedance jednotlivých spotřebičů pro frekvence využívané PLC komunikací, je možné výsledný model domácnosti získat jako paralelní spojení impedancí aktivních spotřebičů.

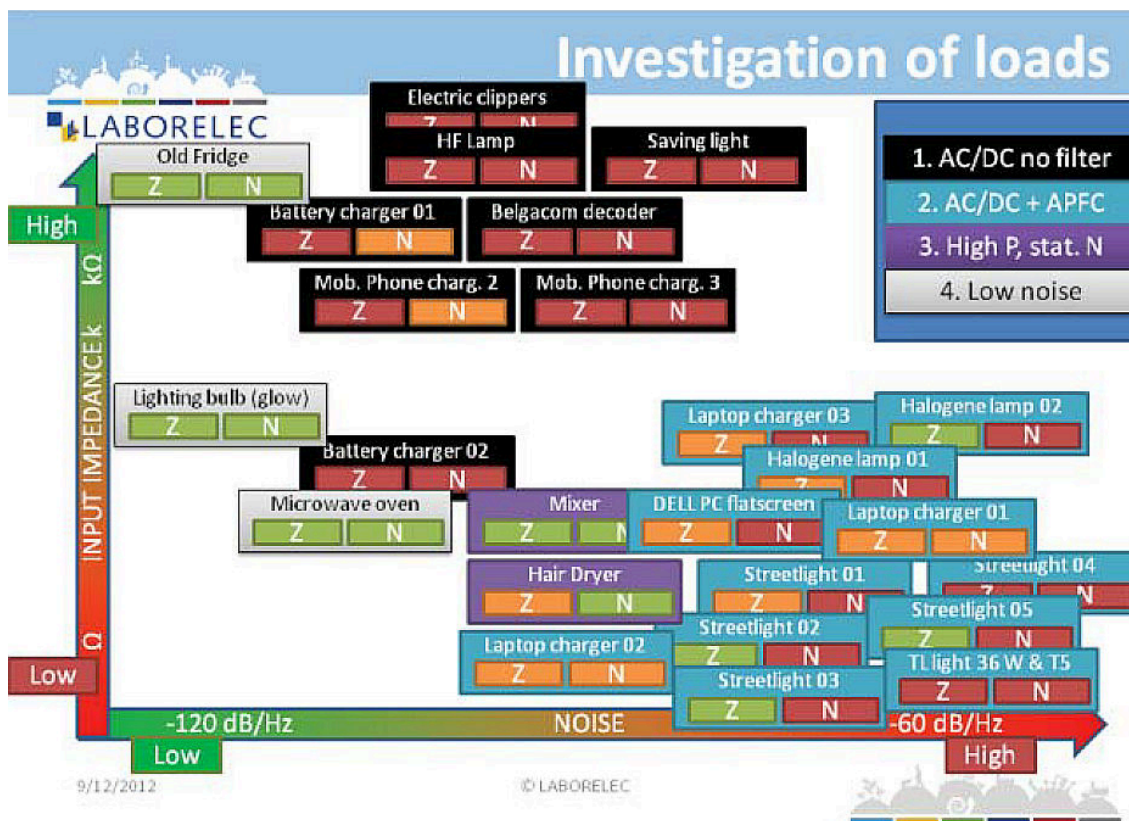
Na obrázku 7.1 je zobrazena impedance nejčastěji používaných spotřebičů v domácnostech ve 3 pásmech frekvencí. První od 30 kHz do 100 kHz je v současné době nejčastěji používané pro komunikaci v síti nízkého napětí. Druhé pásmo od 100 kHz do 500 kHz není v Evropě povoleno, ale v Japonsku, USA a Číně jsou tyto frekvence povoleny a i v Evropě je možné očekávat uvolnění těchto frekvencí. Poslední pásmo od 1,8 do 10 MHz je pásmo velmi často využívané širokopásmovou PLC komunikací. Z průběhu je patrné, že lednice a osvětlení mají vysokou impedanci. Naopak největší vliv na pokles impedance má televize, počítač a topení. Tedy zejména spínané zdroje a velké odporové zátěže. Přičemž počítač a televize, tedy spínané zdroje, mají nejdříve kapacitní charakter a v pásmu nad 100 kHz se jejich charakter mění na induktivní. Topení má spíše kapacitní charakter ve všech pásmech. Osvětlení má kapacitní charakter s výjimkou pásma 30 kHz až 100 kHz, kde v určité oblasti má induktivní charakter. Lednice má nejdříve induktivní charakter a kolem frekvence 90 kHz přechází na kapacitní charakter. V pásmu nad 1,8 MHz se impedance spotřebičů tolik navzájem neliší, ale v případě televize a počítače je vyšší než v předchozích pásmech.

Další srovnání spotřebičů nabízí obrázek 7.2. Opět se potvrzuje, že největší impedanci má lednice, úsporné osvětlení, nabíječky mobilů, případně drobné spotřebiče jako dekodér. Menší impedanci mají počítač, silnější domácí spotřebiče jako je mixér, vysoušeč vlasů, mikrovlnná trouba a pouliční osvětlení, které se ale nejčastěji nachází v samostatné síti. Nicméně i pouliční osvětlení bývá řízeno PLC komunikací, proto může být tento údaj zajímavý. Dále je z obrázku 7.2 vidět, že mezi stejnými typy spotřebičů mohou být podstatné rozdíly. Příkladem může být nabíječka baterií



Obr. 7.1: Impedance různých domácích spotřebičů v jednotlivých komunikačních pásmech. [70] [11] [9] [26]

nebo nabíječka notebooku.



Obr. 7.2: Srovnání impedance a šumu různých domácích spotřebičů. [50]

*Kvalita obrázku je dána kvalitou obrázku ve zdrojové publikaci.

7.2 Impedance domácnosti včetně elektrických rozvodů

Vzhledem k tomu, že komunikace ve venkovní síti nízkého napětí probíhá nejčastěji mezi elektroměry, je myšleno impedancí odběrného místa impedance v místě připojení elektroměru. Je tedy ještě potřeba zohlednit elektrický rozvod domácnosti. Pro zjednodušení se bude předpokládat, že spotřebiče jsou připojeny v jednom místě mezi fází a nulový vodič CYKY 3x2,5 kabelu. Samotné impedance spotřebičů jsou převzaty z [70] [11] [9] [26]. Matice impedance spotřebičů je sestavena dle kapitoly 4.2.1. Kabel je modelován dle kapitoly 5.4 a kapitoly 4.2.3. Matice impedance celé odbočky je spočítána dle kapitoly 4.2.6. Závislost absolutní hodnoty impedance na frekvenci a vzdálenosti spotřebičů od elektroměru pro různé konfigurace zapnutých spotřebičů je vidět na obrázku 7.3, fáze je na obrázku 7.4. Jednotlivé konfigurace zapnutých spotřebičů jsou v tabulce 7.1

Pro přehlednost je na obrázku 7.5 ještě uvedena absolutní hodnota impedance domácnosti v místě elektroměru pro stejné konfigurace v závislosti na frekvenci, pokud jsou spotřebiče vzdáleny od elektroměru 15 m.

Konfigurace	Aktivní spotřebiče
A	lednice
B	lednice, malý spotřebič
C	lednice, topení
D	lednice, světlo, televize
E	lednice, malý spotřebič, světlo, počítač
F	lednice, malý spotřebič, světlo, televize, počítač

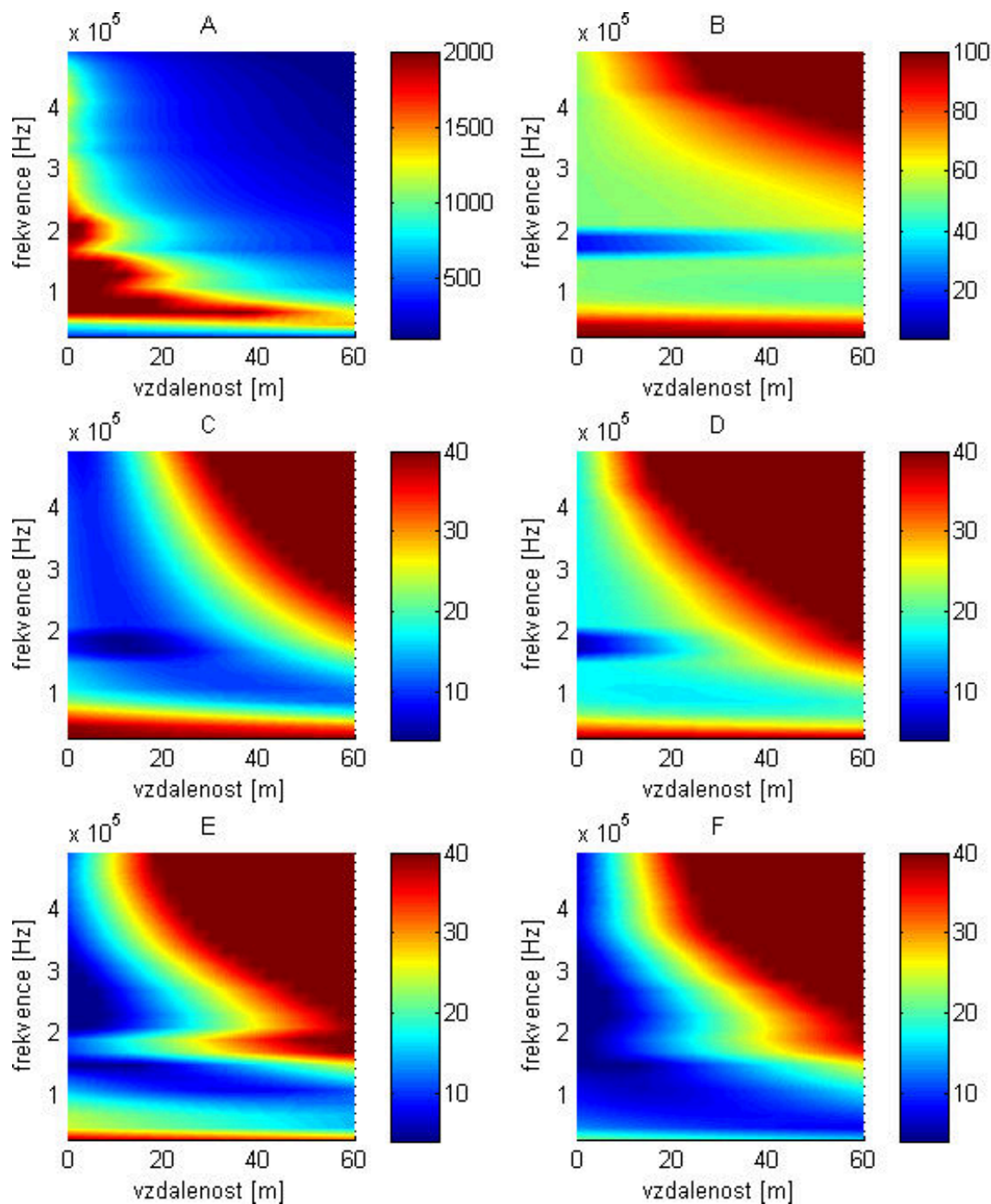
Tab. 7.1: Konfigurace aktivních spotřebičů

7.3 Vyhodnocení modelů domácností

Obrázky 7.3, 7.4 a 7.5 potvrzují dřívější tvrzení, že pokud je v domácnosti aktivní pouze lednice, případně kombinace lednice a malého spotřebiče se spínaným zdrojem, jako je nabíječka nebo dekodér a podobné spotřebiče, je impedance domácnosti poměrně vysoká. Pokud dojde k aktivaci topení, počítače nebo televize, dojde k výraznému poklesu impedance na uvažovaných frekvencích. Přičemž pro všechny případy, kromě případu, kdy je aktivní pouze lednice, platí, že impedance pro nízké frekvence je vyšší a následně klesá až k jednotkám Ω v rozmezí 100 až 200 kHz a následně opět stoupá. Se zvětšující se vzdáleností od spotřebičů impedance stoupá pro vyšší frekvence rychleji, zde již po 20 až 40 m je impedance výrazně vyšší, na druhou stranu pro nižší frekvence, impedance výrazně neklesá ani po desítkách metrů. Charakter impedance se s narůstající frekvencí nebo vzdáleností mění z kapacitní na induktivní. V případě, kdy je aktivní pouze lednice, je situace přesně opačná jak pro absolutní hodnoty, tak pro fázi. Nicméně v tomto případě jednoduše platí, že impedance je o řád až dva vyšší než v ostatních případech.

7.4 Závislosti impedance domácnosti na frekvenci silového napětí

Hodnota impedance také závisí na průběhu silového napětí s frekvencí 50 Hz nebo 60 Hz. Zde dochází k navýšení impedance v čase, kdy 50Hz či 60Hz signál prochází nulou, případně naopak k poklesu impedance v době sepnutí spínaného zdroje. Tento stav je zachycen na obrázku 7.6. Kromě poklesu impedance v době sepnutí spínaného zdroje dochází také k nárůstu šumu, který tento zdroj generuje. Toto je vidět na obrázku 9.2. Jevu, kdy impedance sítě je největší v době průchodu silového napětí nulou, využívají některé komunikace jako například TWACS [58], která komunikuje právě v okolí tohoto okamžiku.

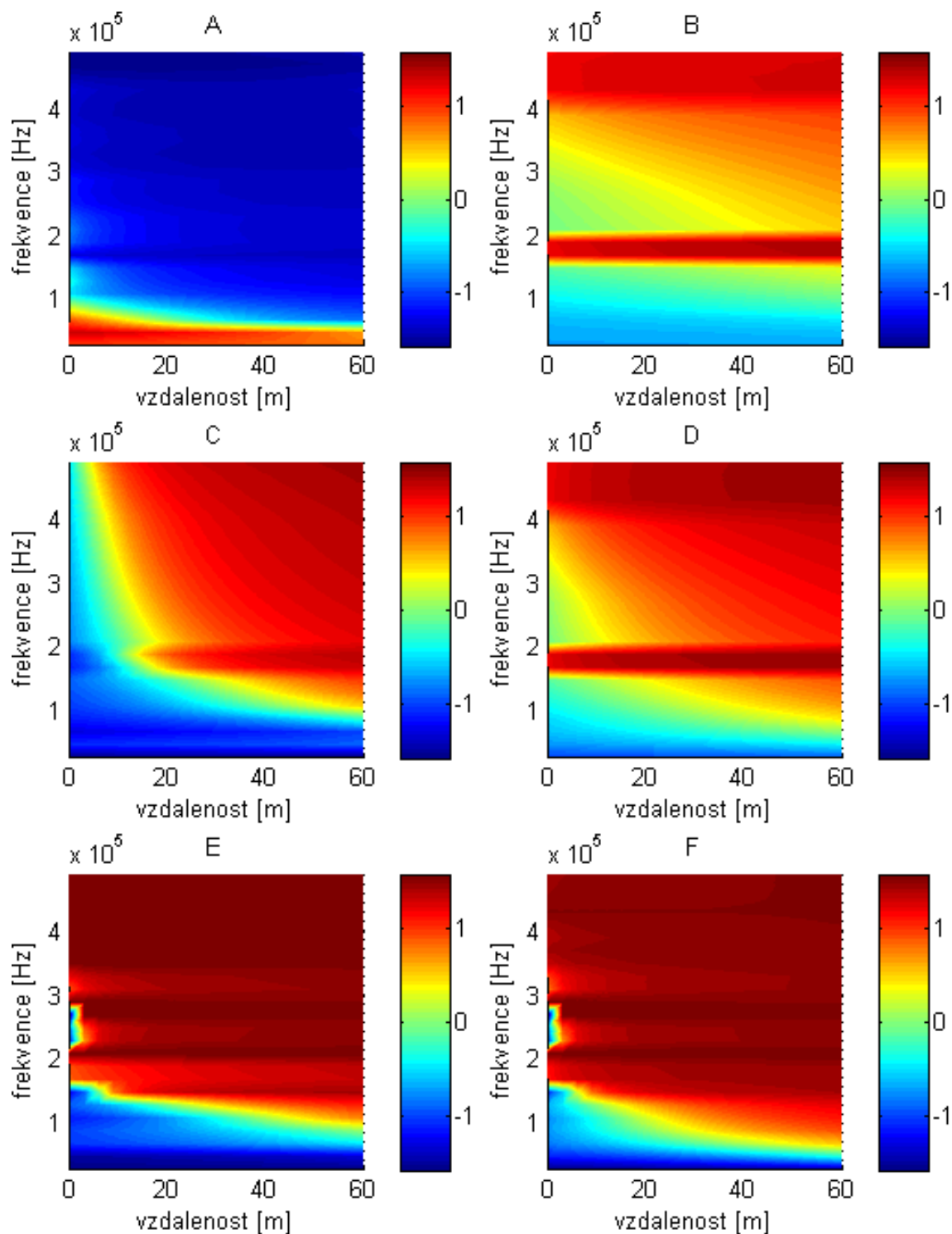


Jednotlivé konfigurace zapnutých spotřebičů jsou v tabulce 7.1.

Obr. 7.3: Absolutní hodnota impedance domácnosti v místě elektroměru v Ω v závislosti na vzdálenosti spotřebičů od elektroměru, frekvenci a kombinaci zapnutých spotřebičů.

7.5 Shrnutí

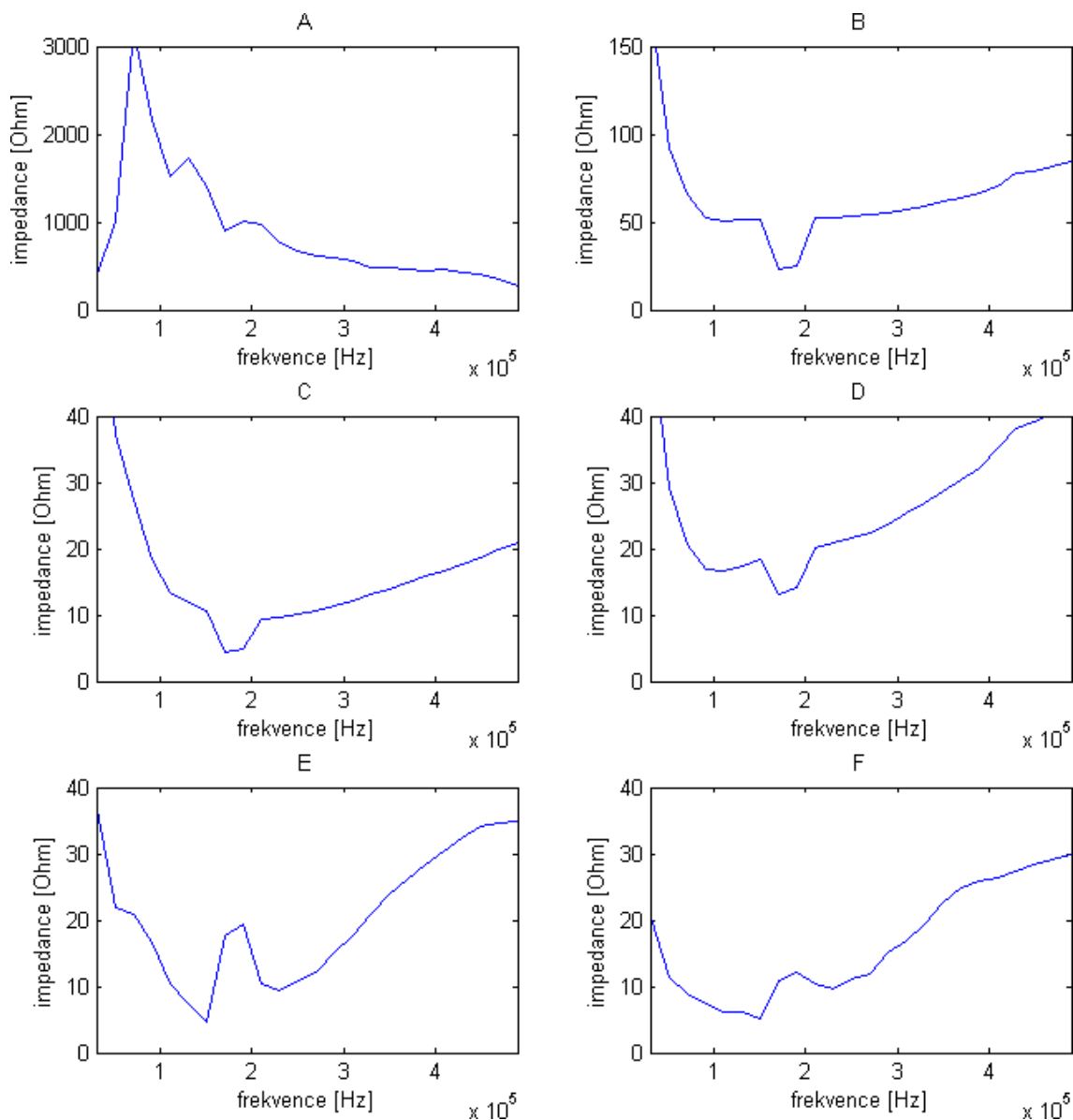
Závěrem lze konstatovat, že impedance domácnosti se může pohybovat od jednotek $k\Omega$ v případě, kdy je aktivní pouze lednice až po jednotky Ω , kdy je aktivních



Jednotlivé konfigurace zapnutých spotřebičů jsou v tabulce 7.1.

Obr. 7.4: Fáze impedance domácnosti v místě elektroměru v radiánech v závislosti na vzdálenosti spotřebičů od elektroměru, frekvenci a kombinaci zapnutých spotřebičů.

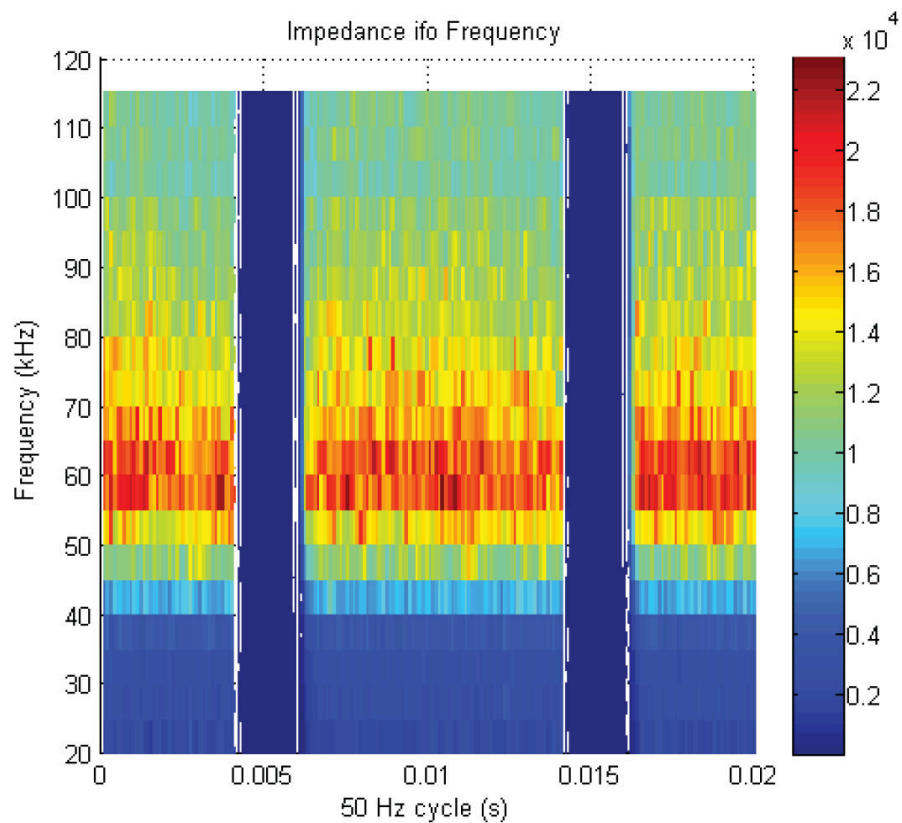
více spotřebičů. Nejčastěji tak bude docházet ke změnám impedance, kdy v noci



Jednotlivé konfigurace zapnutých spotřebičů jsou v tabulce 7.1.

Obr. 7.5: Absolutní hodnota impedance domácnosti v místě elektroměru v Ω v závislosti na frekvenci a kombinaci zapnutých spotřebičů.

a přes den bude impedance domácnosti dosahovat desítek Ω a k poklesu na jednotky Ω může dojít během rána a večer, kdy je větší počet aktivních spotřebičů, zejména televizí a počítačů. Tento jev byl v praxi pozorován v pilotním projektu společnosti ČEZ s.r.o. v bytové zástavbě v oblasti Pardubic, kde v odpoledních a večerních hodinách docházelo ke zhoršení kvality komunikace v PLC síti. Toto bylo způsobeno nejenom poklesem impedance sítě, ale i zvýšením úrovně šumu. Dle měření impedancí sítě v [92] impedance průmyslových odběrných míst vykazuje ještě větší odchylky v čase než v případě domácností. Záviset to bude pravděpodobně na

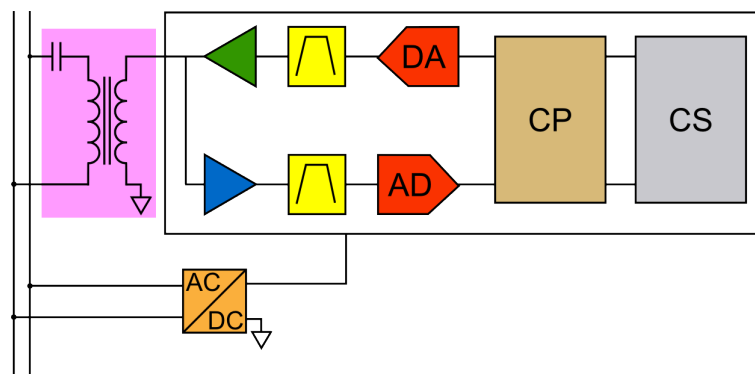


Obr. 7.6: Změna impedance TV dekodéru v průběhu jedné periody silového napětí s frekvencí 50 Hz. [50]

pracovních směnách. Impedance odběrných míst se může zvětšit v době, kdy silové napětí o frekvenci 50 Hz nebo 60 Hz prochází nulou.

8 KOMUNIKAČNÍ ZAŘÍZENÍ

Jedná se o zařízení, která v PLC síti dokážou komunikovat. Mohou představovat vysílač, přijímač nebo impedanci v případě, že komunikují jiná zařízení. Schéma komunikačního zařízení je na obrázku 8.1.



Obr. 8.1: Schéma komunikačního zařízení.

Jednotlivé části komunikačního zařízení budou popsány v samostatných podkapitolách.

8.1 Komunikující systém

Komunikující systém je na obrázku 8.1 vyznačen šedou barvou a zkratkou CS.

Nejčastěji si pod komunikujícím systémem lze představit elektroměr, počítač datového koncentrátoru nebo převodník určitého protokolu, např. TCP-IP na určitý PLC protokol.

Ač to tak na první pohled nevypadá, tyto součásti mohou mít zásadní vliv na úspěšnost komunikace. Většina PLC standardů využívá komunikační model master-slave a architekturu klient-server. Master a klient je datový koncentrátor, zatímco slave a server jsou elektroměry. Dále platí, že každý elektroměr může být také opakovač. V praxi tedy komunikace vypadá tak, že datový koncentrátor se rozhodne, se kterým zařízením bude komunikovat, zašle mu požadavek a zařízení mu odpoví.

Velký vliv na propustnost dat má úspornost protokolu na aplikační vrstvě. Daní za univerzálnost a standardizaci často bývá menší efektivita přenosu dat. Příkladem může být DLMS/COSEM protokol.

V případě elektroměru má na propustnost komunikace vliv to, jak rychle dokáže požadavek zpracovat. Jelikož u drtivé většiny používaných protokolů datový koncentrátor musí čekat na odpověď, není možné v době, kdy elektroměr požadavek zpracovává, využívat linku ke komunikaci.

V případě datového koncentrátoru je propustnost komunikace ovlivněna nejenom prodlevou mezi přijetím odpovědi a odesláním nového požadavku, ale i tím, že datový koncentrátor může předvídat množství dat v měřicích a zabránit tak zbytečným dotazům v případě, že v měřicích žádná data nejsou. Případně může i z jistých statistických dat odhadnout úspěšnost komunikace s příslušným měřičem v příslušný den a denní dobu a odložit komunikaci na jindy a místo toho komunikovat s měřičem, u kterého je vyšší pravděpodobnost komunikace v daný moment. Velký vliv na úspěšnost komunikace má také správné sestavení komunikačních cest, tedy vhodná volba opakovačů. Tuto úlohu v dnešní době nejčastěji přebírají komunikační procesory, ale stále je možné setkat se s řešeními, kdy toto řeší SW komunikujícího systému. Více o datových koncentrátorech lze nalézt v [35] a [36].

Komunikující systém komunikuje pomocí protokolu na aplikační vrstvě. Jako příklady těchto protokolů lze uvést DLMS/COSEM, OSGP. V závislosti na použitém komunikačním procesoru může být komunikující systém odstíněn od protokolu na fyzické vrstvě, kde jako příklad lze uvést: PRIME, G3, LonWorks a další.

8.2 Komunikační procesor

Komunikační procesor je na obrázku 8.1 vyznačen hnědou barvou a zkratkou CP.

Komunikační procesor je velmi úzce spjat s použitým protokolem na fyzické vrstvě. Provádí modulaci a demodulaci dat, pomocí kontrolních součtů opravuje chyby. Často také vytváří rámce, doplňuje fyzické adresy a spravuje topologii sítě, tedy ustavuje opakovače.

Důležitými parametry komunikačního procesoru jsou:

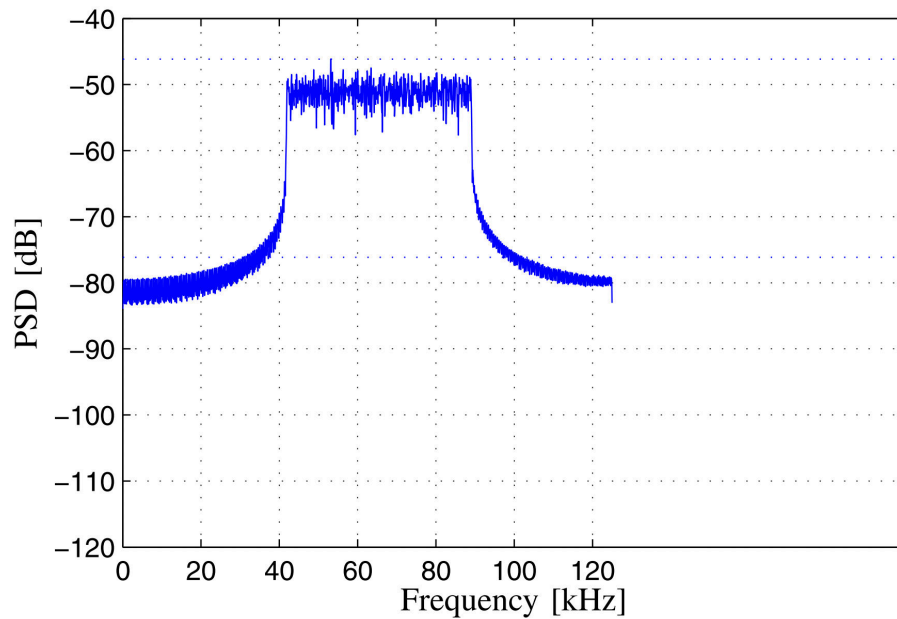
- Komunikační frekvence - frekvence, které příslušný protokol na fyzické vrstvě využívá k přenosu dat, případně PSD - výkonová spektrální hustota vysílaného signálu, která udává, které frekvence jsou jak moc využívány. Protokoly si nemohou zvolit libovolné frekvence, ale jsou omezeny regulačními orgány. Dostupné frekvence i frekvence využívané jednotlivými protokoly jsou popsány v kapitole 1.
- Komunikační rychlost - tedy rychlost komunikace v B/s v případě, že nedochází k výpadkům komunikace. Více než baud rate, tedy rychlost na fyzické vrstvě, je zajímavá rychlost přenosu na aplikační vrstvě. Rychlosti jednotlivých protokolů jsou popsány v kapitole 1.
- BER/SNR - pravděpodobnost výskytu chybného bitu v závislosti na odstupu signálu od šumu. Pravděpodobnost chybného bitu se udává pro již opravená data pomocí samoopravných kódů. Na základě této hodnoty lze následně určit pravděpodobnost závadného paketu.

- činitel výkyvu (crest factor), **PAPR** - činitel výkyvu udává poměr mezi amplitudou signálu a efektivní hodnotou signálu $C = \frac{U_{peak}}{U_{rms}}$. PAPR udává poměr výkonu stejnosměrného signálu o velikosti U_{peak} a skutečného výkonu vysílaného signálu. Lze je taky definovat jako $PAPR = C^2$ nebo $PAPR_{dB} = 20 \log C$. Tento parametr je důležitý pro určení **PSD** signálu za koncovým stupněm. Platí že čím menší činitel výkyvu, tím lépe. Pro protokoly s jednou nosnou jako FSK, S-FSK je činitel výkyvu roven $\sqrt{2}$, pro protokoly s více nosnými využívající **OFDM** modulaci jako je PRIME a G3 se činitel výkyvu pohybuje kolem 3 [63]. Činitele výkyvu dle zvolené modulace lze nalézt například v [102].
- Dále následuje příklad stanovení parametrů pro nejvíce používané protokoly PRIME a G3. Situace je složitější v tom, že jak PRIME tak G3 mají více komunikačních módů, které si lze zvolit. Jednotlivé módy jsou uvedeny v tabulce 8.1.
- Komunikační frekvence - G3 využívá frekvence 35-91 kHz, tedy rozsah o šířce 56 kHz. PRIME využívá frekvence 42-89 kHz, tedy rozsah o šířce 47 kHz. Tyto rozsahy platí pro všechny módy. Z obrázků 8.2 a 8.3 je vidět, že výkonová spektrální hustota je srovnatelná pro uvedené rozsahy frekvencí.
 - Komunikační rychlost - doba přenosu jednoho rámce o délce 133 B pro jednotlivé módy G3 a PRIME komunikace je zaznamenána v tabulce 8.2. V případě PRIME se rychlosti pohybují od 2,24 po 8,39 kB/s. V případě G3 se rychlosti pohybují od 0,68 kB/s po 3,24 kB/s.
 - **BER/SNR** - na obrázcích 8.4 a 8.5 je zachycena pravděpodobnost chybného paketu o délce 133 B pro jednotlivé módy PRIME a G3. Přepočít **FER** na **BER** je možný podle vztahu $BER = 1 - \sqrt[133]{1 - FER}$. Hodnoty pro další režimy G3 lze nalézt v [51]. Další hodnoty pro PRIME lze nalézt v [71].
 - činitel výkyvu - vzhledem k tomu, že se v obou případech jedná o protokoly založené na OFDM modulaci je činitel výkyvu kolem 3.

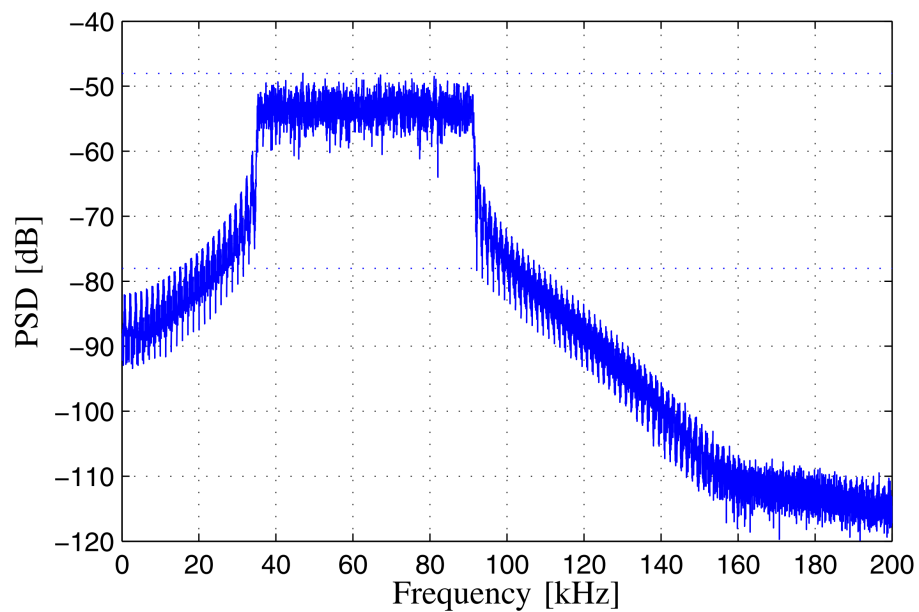
	PLC G3		PRIME	
	w/o RepC	with RepC	w/o CC	with CC
DBPSK	MOD 1	MOD 0	PROT 0	PROT 4
DQPSK	MOD 2	–	PROT 1	PROT 5
D8PSK	–	–	PROT 2	PROT 6

CC: Convolutional Code. RepC: Repetition Code

Tab. 8.1: Jednotlivé komunikační módy protokolů PRIME a G3 [47]



Obr. 8.2: Graf výkonové spektrální hustoty vysílaného signálu protokolu PRIME [47]



Obr. 8.3: Graf výkonové spektrální hustoty vysílaného signálu protokolu G3 [47]

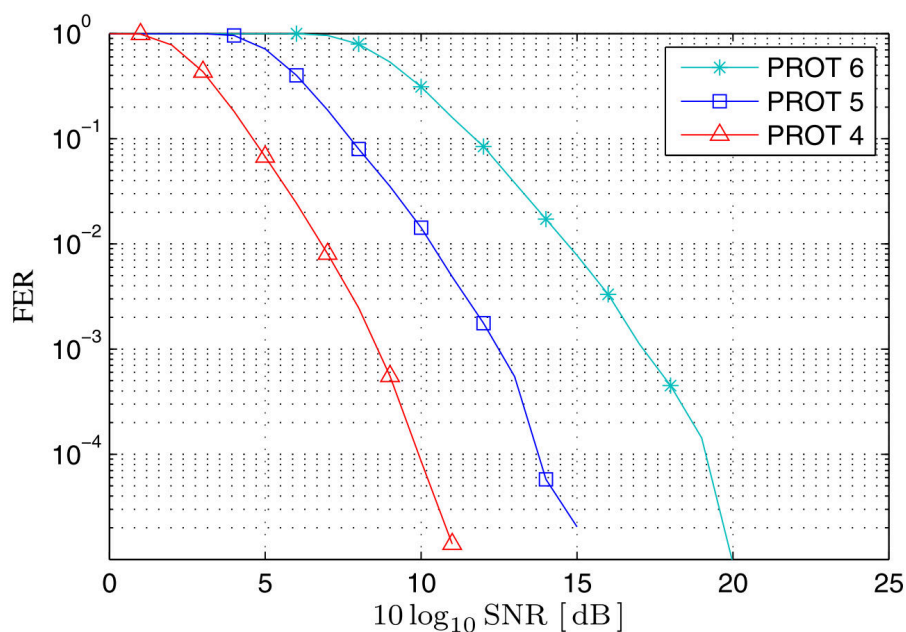
8.3 DA a AD převodník

DA a AD převodník jsou na obrázku 8.1 vyznačeny červenou barvou a zkratkou DA a AD.

Převodník digitálního signálu na analogový a analogového signálu na digitální

MOD 0	190.225	PROT 0	33.408	PROT 4	58.048
MOD 1	62.375	PROT 1	19.968	PROT 5	33.408
MOD 2	40.135	PROT 2	15.488	PROT 6	22.448

Tab. 8.2: Tabulka přenosových časů v ms (rychlostí) jednoho rámce o délce 133 B pro jednotlivé módy protokolů PRIME a G3 [47]



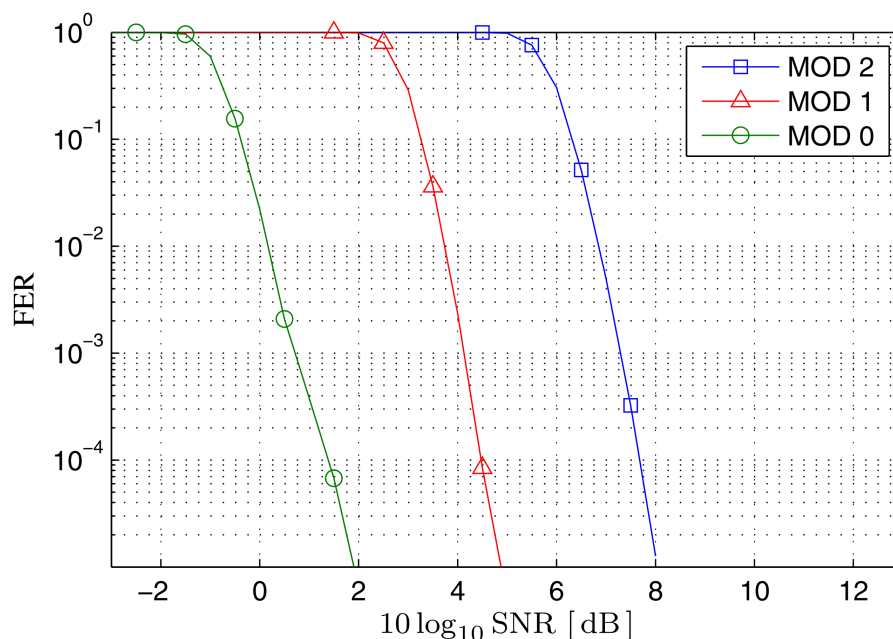
Obr. 8.4: Graf pravděpodobnosti chybného rámce o délce 133 B v závislosti na SNR pro jednotlivé módy protokolu PRIME [47]

jsou buď součástí čipu s komunikačním procesorem, nebo součástí čipu s analogovými obvody v závislosti na výrobci. Pro simulaci tyto obvody nejsou podstatné, jejich vlastnosti jsou již zahrnuty v BER/SNR charakteristice příslušného protokolu a řešení.

8.4 Filtry

Filtry jsou na obrázku 8.1 vyznačeny žlutou barvou.

Filtry se nemusí vyskytovat pouze za nebo před DA, případně AD převodníkem, ale také celá řada digitálních filtrů může být implementována v komunikačním procesoru. Filtry také mohou být umístěny za zesilovači. Jejich hlavní funkce je potlačit nevyužívané frekvence signálu tak, aby byly splněny požadavky regulačních úřadů a potlačen aliasing efekt. Filtry v drtivé většině případů neovlivňují signál v rozsahu využívaných frekvencí.



Obr. 8.5: Graf pravděpodobnosti chybného rámce o délce 133 B v závislosti na SNR pro jednotlivé módy protokolu G3 [47]

8.5 Výstupní zesilovač

Výstupní zesilovač je na obrázku 8.1 vyznačen zelenou barvou.

Ve skutečnosti se může jednat o proudový zesilovač, pokud je signál z DA převodníku již v požadovaném rozsahu nebo o výkonový zesilovač, případně o kombinaci jednoho z těchto zesilovačů s předzesilovačem.

Cílem této části je zajistit na výstupu maximální možný signál, který splňuje regulační omezení. Zohlednit je přitom potřeba převodní poměr oddělovacího transformátoru vazebního členu, který nejčastěji bývá 1:1, 1:2 nebo 1:4. Pro sjednocení přístupu bude vždy uvažováno, že oddělovací transformátor vazebního členu má převodní poměr 1:1. Pokud má převodní poměr 1:2, bude jeho převodní charakteristika snížena o 6 dB. V případě převodu 1:4, bude jeho převodní charakteristika snížena o 12 dB.

Evropský výbor pro normalizaci v elektrotechnice omezuje amplitudu vysílaného signálu v časovém pásmu pro jednotlivá pásma a v závislosti, zda lze vysílání považovat za úzkopásmové nebo širokopásmové dle tabulky 8.3. Za úzkopásmové vysílání se považují zařízení, která využívají pro komunikaci rozsah frekvencí menší než 5 kHz, přičemž využívané frekvence končí tam, kde signál poklesne o 20 dB oproti vysílanému signálu. Spektrální hustotu vysílaného signálu je následně možné stanovit

pomocí vztahu:

$$PSD = CENELEC_{dB\mu} - 90 - PAPR_{dB} - 10\log(f_{\Delta}) \quad (8.1)$$

kde PSD je výkonová spektrální hustota vysílaného signálu v $[dB(mW/Hz)]$, $CENELEC_{dB\mu}$ je limit amplitudy vysílaného signálu dle tabulky 8.3, $PAPR_{dB}$ udává poměr výkonu stejnosměrného signálu o velikosti U_{peak} a skutečného výkonu vysílaného signálu v dB lze jej taky definovat jako $PAPR_{dB} = 20\log C$ ke C je činitel výkyvu, f_{Δ} je rozsah využívaných frekvencí v Hz.

Frequency Sub-band	Single-phase Devices	Three-phase Devices	
		Simultaneous transmission on all phases	Transmission on a single phase only
3 kHz to 9 kHz	134	128	134
9 kHz to 95 kHz (Narrow-band)	134 to 120*	128 to 114*	134 to 120*
9 kHz to 95 kHz (Wide-band)	134	128	134
95 kHz to 148,5 kHz (Class 122)	122	116	122
95 kHz to 148,5 kHz (Class 134)	134	128	134

All limit values in dB (μV)

* Decreasing linearly with the logarithm of frequency

Tab. 8.3: Maximální amplituda vysílaného signálu podle CENELEC [4]

Vzhledem k tomu, že ve venkovních sítích komunikují v drtivé většině systémy energetických společností, pro které je určeno pásmo 9 kHz až 95 kHz, výkonová spektrální hustota vysílaného signálu závisí na tom, zda se vysílá do všech tří fází současně, činiteli výkyvu a rozsahu využívaných frekvencí příslušného protokolu. Takto vypočítaná hodnota je ovšem maximální možná. Pokud potřebný vysílací výkon převyšuje dostupný vysílací výkon modemu, bude výkonová spektrální hustota vysílaného signálu omezena možnostmi modemu.

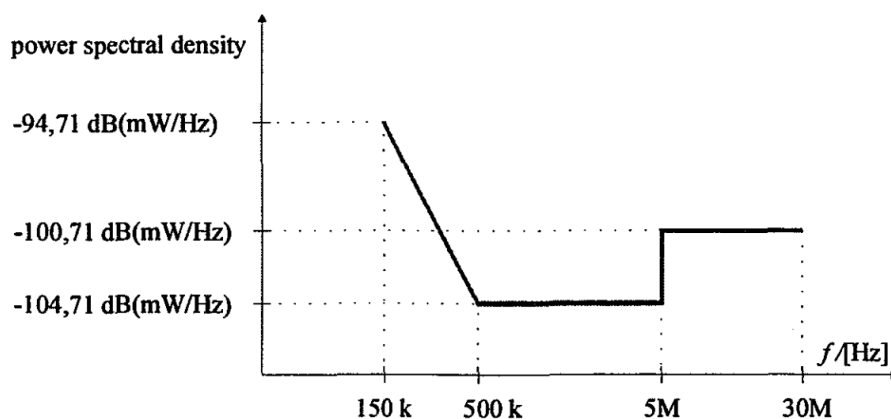
PSD v $[dB(mW/Hz)]$ pro využívaný rozsah frekvencí pro protokoly PRIME a G3 je v tabulce 8.4.

V případě širokopásmové komunikace je situace složitější. Podrobně se touto problematikou zabývá [43]. Výsledkem je závislost maximální výkonové spektrální hustoty pro určené frekvence, kterou komunikace nesmí překročit. Tato závislost je na obrázku 8.6.

Jak je vidět na obrázku 8.6 je maximální dovolená výkonová spektrální hustota širokopásmového signálu značně nižší než v případě pásma CENELEC A. Na druhou

	jedna fáze	všechny fáze
PRIME	-12,3	-18,3
G3	-13,0	-19,0

Tab. 8.4: Maximální PSD v [dB(mW/Hz)] pro využívaný rozsah frekvencí pro protokoly PRIME a G3



Obr. 8.6: Graf maximální povolené PSD vysílaného širokopásmového signálu podle CENELEC [43]

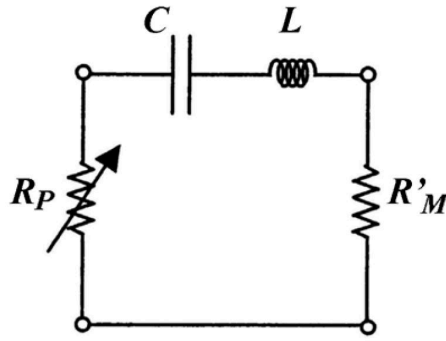
stranu v těchto frekvencích má síť vyšší impedanci a nižší šum a je možné využít podstatně větší rozsah frekvencí.

8.6 Vazební člen

Vazební člen je na obrázku 8.1 vyznačen fialovou barvou.

Jeho hlavní úkoly jsou co největší potlačení signálu s frekvencí sítě, která je 50 Hz nebo 60 Hz v závislosti na zemi, kde je síť provozována. Tuto funkci zajišťuje kondenzátor zapojený do série, který má pro nízké frekvence vysokou impedanci, pro vysoké frekvence nízkou impedanci. Další hlavní funkce vazebního členu je bezpečné oddělení sítě od elektroniky modemu, což zajišťuje oddělovací transformátor. Jeho zesílení většinou bývá 1:1, 1:2, 1:4. Zesílení oddělovacího transformátoru je voleno především s ohledem na výstupní zesilovač, přičemž platí, že na výsledný přenos nemá zásadní vliv volba kombinace zesílení transformátoru a výstupního zesilovače.[80]

Náhradní schéma pro modelování vazebního členu je na obrázku 8.7. Kde R_P je impedance sítě, která je v různých místech sítě různá a mění se významně i s časem. C je kondenzátor, jehož funkce je odfiltrovat signál s frekvencí sítě. Jeho



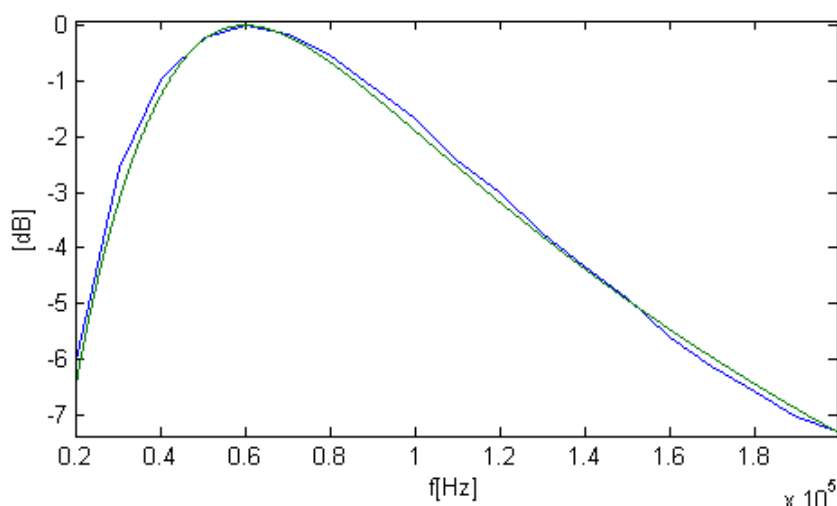
Obr. 8.7: Náhradní schéma pro modelování vazebního členu. [81]

velikost by měla být taková, aby frekvence zlomu byla na začátku frekvenčního pásma využívaného ke komunikaci. Vzhledem k tomu, že frekvenci zlomu lze určit ze vztahu $f = (2\pi R_P C)^{-1}$, je vidět, že je značně závislá na impedanci sítě. L je indukčnost oddělovacího transformátoru. Zde by naopak frekvence zlomu měla být až na konci využívaného pásma frekvencí nebo ještě dál. Frekvenci zlomu v tomto případě lze vyjádřit jako $f = \frac{R_P}{2\pi L}$. Z toho je vidět, že indukčnost oddělovacího transformátoru by měla být co nejnižší. Nicméně oddělovací transformátory pro rozsah frekvencí využívaných PLC komunikací mají indukčnost vyšší než by byla optimální. Vzhledem k tomu je s ohledem na cenu zvolen oddělovací transformátor s příslušnou indukčností a kapacita kondenzátoru se určí tak, aby rezonanční frekvence ležela někde uprostřed využívaného frekvenčního pásma. R_M je impedance modemu a pohybuje se nejčastěji od 25Ω do 50Ω [17] [59].

Pokud má zvolený oddělovací transformátor indukčnost $22 \mu H$ a předpokládá se komunikace v pásmu od 20 kHz do 180 kHz , lze optimální rezonanční frekvenci určit pomocí vztahu $f_r = 10^{(\log(f_2) - \log(f_1))/2 + \log(f_1)} = 60 \text{ kHz}$ a tedy kapacita kondenzátoru by měla být zhruba $C = (4\pi^2 f^2 L)^{-1} = 320 \text{ nF}$.

Srovnání takto navrženého vazebního členu s jeho modelem je vidět na obrázku 8.8. Průběh je také srovnatelný s přenosy jiných vazebních členů zmiňovaných v literatuře např.: [27], [80], [85], [104] s tím rozdílem, že jejich rezonanční frekvence odpovídá komunikačnímu pásmu, pro které byly navrženy. Samotným HW návrhem vazebního členu se zabývá [63]. Je zde vidět, že vazební člen tvoří mnohem více prvků, které ovšem bylo možné s ohledem na přenos signálu zanedbat nebo zahrnout do prvků modelu.

Pokud by byl stejný oddělovací transformátor využit pro komunikaci po nízkém napětí v pásmu od 20 kHz do 95 kHz , bylo by vhodnější použít kondenzátor 606 nF , čímž by se rezonanční frekvence posunula na $43,6 \text{ kHz}$. Amplitudový a fázový přenos vazebního členu pro různé impedance sítě ukazuje obrázek 8.9. Z obrázku je patrné, že pro frekvence na okrajích komunikačního pásma může být útlum při nízké impe-

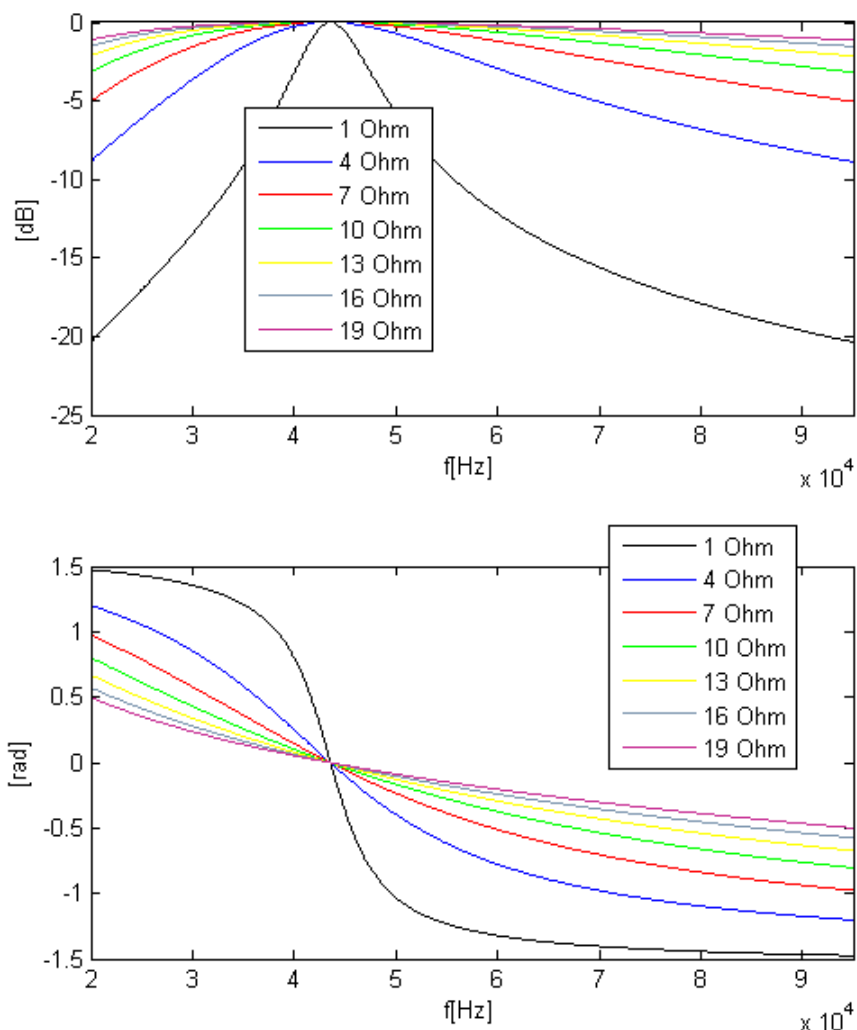


Obr. 8.8: Graf srovnání amplitudového přenosu reálného vazebního členu a jeho modelu při impedanci sítě 12Ω . Zelená - model, Modrá - reálný vazební člen

danci sítě poměrně značný. Řešení tohoto problému je více. Jedním z nich může být nezávislé měření impedance sítě a podle toho nelineární zesílení jednotlivých frekvencí na výstupním zesilovači tak, aby po průchodu vazebním členem měly všechny komunikační frekvence přenos 0 dB . Druhou možností je použít oddělovací transformátor s nižší indukčností. Za tímto účelem byl proměřen transformátor s nanokrystalickým jádrem AT&M 120x90x20 od firmy Antainano Magnetic Core, kdy na primární i sekundární straně byly 4 závitů. Indukčnost tohoto transformátoru je znázorněna na obrázku 8.10. Výsledný přenos vazebního členu s tímto transformátorem při různých impedancích sítě je na obrázku 8.11. Je zřejmé, že jak zavedení zpětné vazby a řízené zesílení určitých frekvencí na výstupním zesilovači, tak použití oddělovacího transformátoru s nižší indukčností může mít podstatný vliv na zlepšení přenosu vazebního členu v širším rozsahu frekvencí. V obou případech se ovšem jedná o ekonomicky náročné řešení a proto se v současnosti běžně nevyužívají.

V případě, že modem pracuje v režimu přijímače, nemá na přenos vazebního členu vliv impedance sítě, ale impedance samotného modemu, která se nejčastěji pohybuje od 25Ω do 50Ω [17] [59]. Přenos vazebního členu pro tento rozsah impedancí modemu je na obrázku 8.12. Je vidět, že v případě příjmu signálu má indukčnost oddělovacího transformátoru značně nižší vliv na útlum signálu než v případě vysílání. Navíc stejný útlum postihuje i šum, a proto v případě režimu přijímače nemá vazební člen zásadní vliv na SNR.

V praxi je vazební člen nejčastěji připojen mezi fází a nulový vodič, případně zem, mezi dvě fáze nebo mezi více fází a nulový vodič, případně zem a vysílá se a přijímá zároveň do/z více fází.



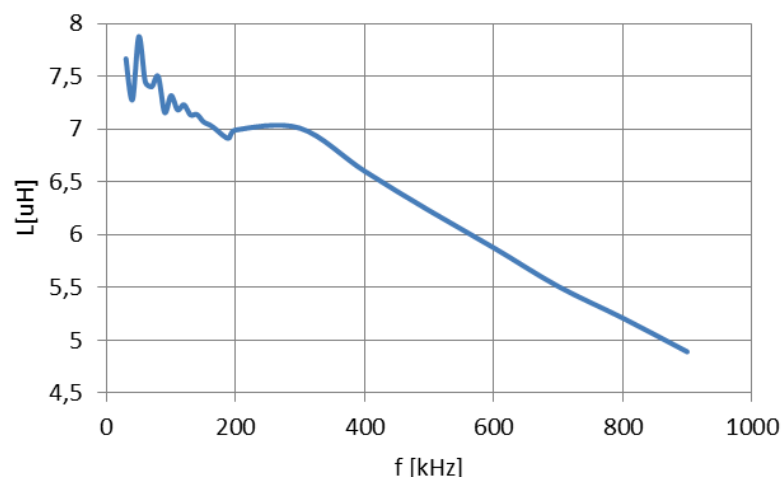
Obr. 8.9: Graf srovnání přenosu vazebního členu v závislosti na impedanci sítě.

V následujícím textu budou použity symboly U_i pro napětí mezi příslušnou fází a referenčním vodičem za vazebním členem. I_i pro proud tekoucí příslušnou fází za vazebním členem. U_v a I_v pro napětí a proud vysílaného signálu před vazebním členem. Z_v je impedance vazebního členu dle modelu zobrazeného na obrázku 8.7 a lze ji vyjádřit jako:

$$Z_v = \frac{1 - (2\pi f)^2 LC}{j2\pi f C} \quad (8.2)$$

Z_m bude označení impedance modemu.

Model vyžaduje definování vstupního napětí pro všechny vodiče použité v modelu. Vzhledem k tomu, že pokud se vysílá pouze do jedné fáze, napětí v ostatních fázích v příslušném místě není známo. Toto lze řešit tak, že mezi vstupní místo, kde



Obr. 8.10: Graf indukčnosti oddělovacího transformátoru s nanokrystalickým jádrem v závislosti na frekvenci.

je potřeba definovat vstupní napětí a síť, se vloží nekonečně velká impedance. Takto budou příslušné koeficienty přenosové matice \mathbf{H} nulové a výsledek tak nebude na těchto napětích nijak záviset a je možné je definovat libovolně. Vzhledem k tomu, že se jedná o sériovou impedanci, je matice \mathbf{A} jednotková matice, matice \mathbf{B} má na diagonále u vodičů, ke kterým není připojen vazební člen ∞ jinde 0, matice \mathbf{C} je nulová matice a matice \mathbf{D} jednotková matice. Všechny tyto matice tvoří matici \mathbf{M}_1 , která bude použita jako první přenosová matice ještě před maticí charakterizující vazební člen.

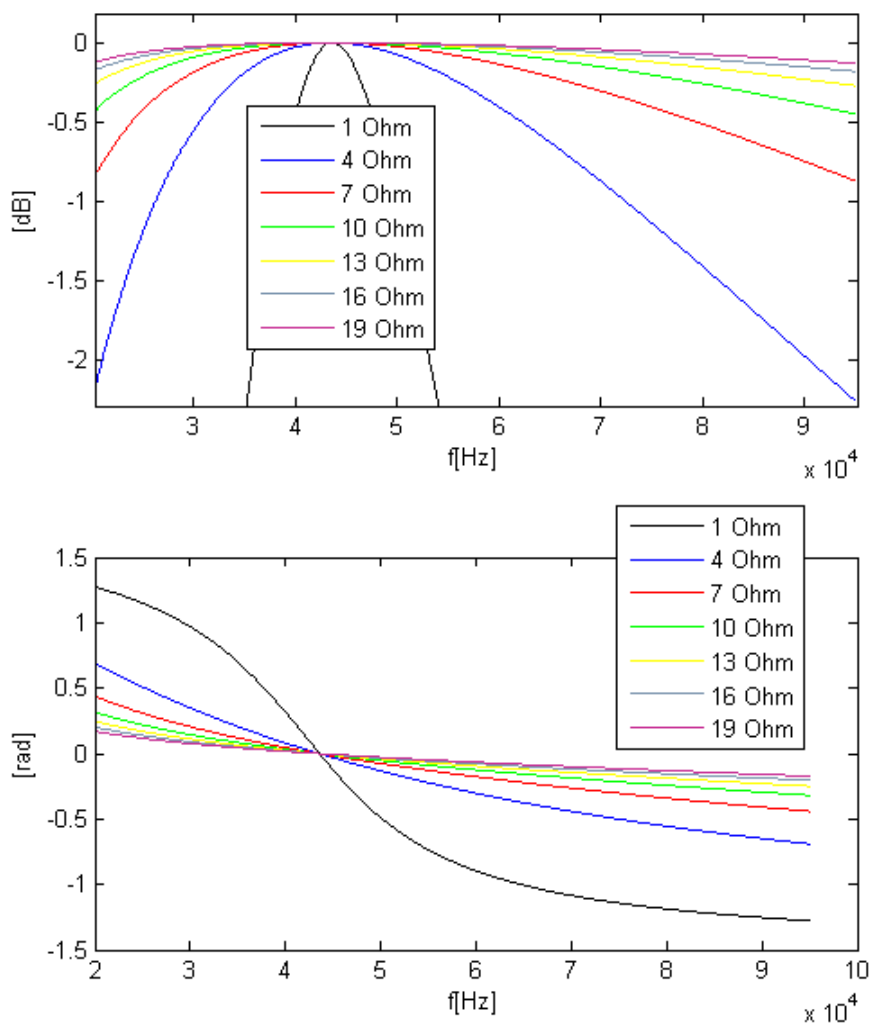
Vzhledem k tomu, že vazební člen je modelován jako sériová impedance, bude ve všech případech pro matice $\mathbf{A}, \mathbf{C}, \mathbf{D}$ matice \mathbf{M} charakterizující vazební člen jako vícebran platit: matice \mathbf{A} je jednotkovou maticí, matice \mathbf{C} je nulovou maticí, matice \mathbf{D} je jednotkovou maticí. Matice \mathbf{B} se bude lišit pro jednotlivé konfigurace:

V případě připojení vazebního členu mezi 2. fází a nulový vodič, případně zem lze situaci považovat jako připojení mezi 2. fází a referenční vodič. V tom případě matici \mathbf{B} matice \mathbf{M} charakterizující vazební člen jako vícebran lze sestavit jako:

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & Z_v & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (8.3)$$

Admitanční matice modemu \mathbf{Y}_m bude:

$$\mathbf{Y}_m = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & Y_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (8.4)$$

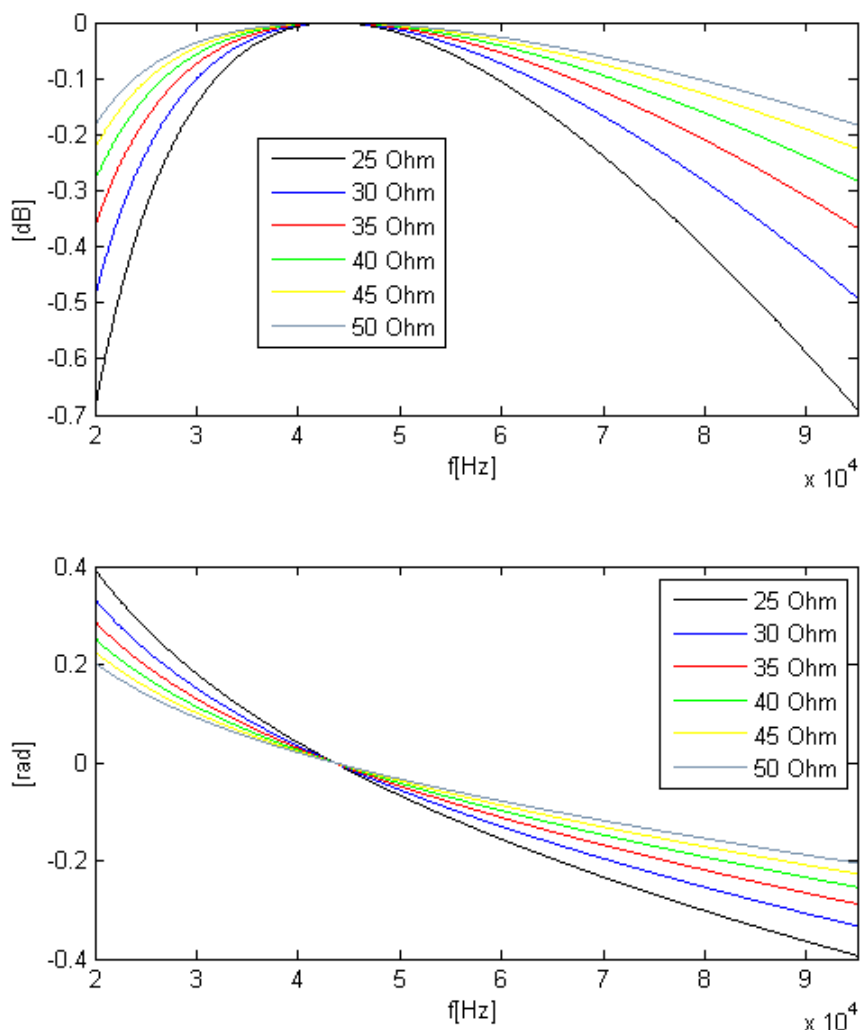


Obr. 8.11: Graf srovnání přenosu vazebního členu s transformátorem s nanokrystalickým jádrem v závislosti na impedanci sítě.

V případě připojení vazebního členu mezi 1. a 2. fází lze matici \mathbf{B} matice \mathbf{M} charakterizující vazební člen jako vícebran sestavit jako:

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{Z_v}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{Z_v}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (8.5)$$

V případě, že referenční fáze není uzemněná ani v místě vysílače, ani v místě



Obr. 8.12: Graf srovnání přenosu vazebního členu s klasickým transformátorem v závislosti na impedanci modemu.

přijímače: Admitanční matice modemu \mathbf{Y}_m bude:

$$\mathbf{Y}_m = \begin{bmatrix} Y_m & -Y_m & 0 \\ -Y_m & Y_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (8.6)$$

Vysílané napětí pro jednotlivé fáze z jejich rozdílu lze určit dle impedancí mezi těmito fázemi a zemí v místě vysílače.

$$\begin{aligned} U_1 &= U_{12} \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} \\ U_2 &= -U_{12} \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \end{aligned} \quad (8.7)$$

V případě, že referenční fáze je uzemněná na straně vysílače i přijímače: Admitanční matice modemu \mathbf{Y}_m bude:

$$\mathbf{Y}_m = \begin{bmatrix} Y_m & -Y_m & 0 \\ -Y_m & \infty & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (8.8)$$

Vysílané napětí bude:

$$\begin{aligned} U_1 &= U_{12} \\ U_2 &= 0 \end{aligned} \quad (8.9)$$

V případě připojení vazebního členu mezi všechny fáze a zemi nebo nulový vodič lze matici \mathbf{B} matice \mathbf{M} charakterizující vazební člen jako vícebran sestavit jako:

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} Z_v & 0 & 0 \\ 0 & Z_v & 0 \\ 0 & 0 & Z_v \end{bmatrix} \quad (8.10)$$

Pro přijímač přijímající signál ze všech fází a používající jako referenci referenční vodič bude admitanční matice modemu \mathbf{Y}_m :

$$\mathbf{Y}_m = \begin{bmatrix} 2\infty + Y_m & -\infty & -\infty \\ -\infty & 2\infty & -\infty \\ -\infty & -\infty & 2\infty \end{bmatrix} \quad (8.11)$$

Kde za ∞ je potřeba dosadit dostatečně velké číslo.

8.7 Programovatelný zesilovač

Programovatelný zesilovač je na obrázku 8.1 vyznačen modrou barvou.

Jeho úlohou je zesílení vstupního signálu na takovou úroveň, aby bylo možné maximálně využít AD převodník. Pro simulaci tento obvod není podstatný a jeho vlastnosti jsou již zahrnuty v BER/SNR charakteristice příslušného řešení.

8.8 Zdroj napětí

Zdroj napětí je na obrázku 8.1 vyznačen oranžovou barvou a zkratkou AC/DC.

Jeho úkolem je napájet ostatní obvody modemu, případně i jiné součásti zařízení. Zdroj je galvanicky oddělen od sítě střídavého napětí. Nemusí být nutně připojen k síti, po které se komunikuje. Například modem v trafostanici komunikující po síti vysokého napětí může být napájen ze sítě nízkého napětí. Zdroj může být realizován

jako spínaný zdroj nebo transformátorový. Transformátorový zdroj má větší impedanci a produkuje menší šum, na druhou stranu je větší, proto se lze setkat s oběma typy zdrojů. Pro simulaci zdroj představuje paralelní impedanci a zdroj šumu v síti, do které je připojen.

8.9 Shrnutí

Vzhledem k tomu, že amplituda výstupního signálu je omezena příslušnými normami, závisí maximální PSD vysílaného signálu na rozsahu využitých frekvencí, činiteli výkyvu a počtu fází, do kterých se vysílá. Chybovost paketů závisí na charakteristice BER vůči SNR příslušného protokolu, kdy některé protokoly mohou mít více módů, kdy při snížení rychlosti komunikace lze dosáhnout lepší charakteristiky. Vzhledem ke konstrukčním vlastnostem oddělovacího transformátoru vazebního členu dochází k útlumu některých frekvencí již na vazebním členu. Toto je možné eliminovat měřením impedance sítě a kompenzací na programovatelném zesilovači nebo využitím kvalitnějšího oddělovacího transformátoru s nanokrystalickým jádrem. V obou případech, se ale jedná o nákladné řešení. V podkapitole 8.6 byly popsány matice reprezentující možná připojení vazebního členu pro model kaskádních vícebranů.

9 MODEL ŠUMU

Šum je velmi podstatnou veličinou, kterou není možné při modelování zanedbat. Na základě PSD (výkonové spektrální hustoty) vysílaného signálu, přenosové funkce a PSD šumu v místě přijímače lze určit SNR (poměr výkonu signálu a šumu), na základě něhož je možné určit další parametry komunikace, jako je ztrátovost paketů nebo rychlost komunikace.

Šum je nejčastěji vyjádřen pomocí PSD a ta může být vyjádřena v $dB(W/Hz)$ nebo $dB(mW/Hz)$. Pro převod z $dB(W/Hz)$ na $dB(mW/Hz)$ je potřeba přičíst 30 dB.

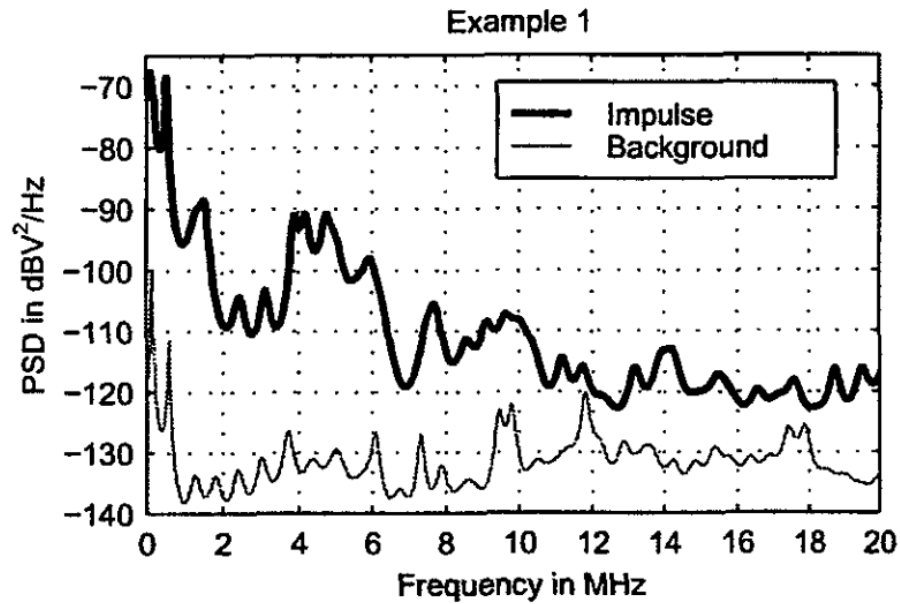
Samotný šum je možné rozdělit na několik složek [109]:

- Šum na pozadí - vzniká složením šumu z mnoha různých zdrojů. Je závislý na frekvenci. Jeho PSD lze vyjádřit pomocí vztahu uvedeném v [61]:

$$PSD_{BN}(f) = PSD_{\infty} + PSD_0 e^{\frac{-f}{f_0}} \quad (9.1)$$

kde $PSD_{BN}(f)$ je výkonová spektrální hustota šumu závislá na frekvenci, PSD_{∞} je výkonová spektrální hustota šumu při vyšších frekvencích než uvažované, PSD_0 je výkonová spektrální hustota šumu při frekvenci f_0 . Rovnice vlastně říká, že výkonová spektrální hustota šumu exponenciálně klesá s frekvencí. Hodnota PSD šumu na pozadí může také kolísat v čase, ale s podstatně větší periodou než je 50 či 60 Hz. Nejdominantnější je perioda 1 den, kdy v určitých obdobích dne je spuštěno více spotřebičů v domácnostech nebo strojů v průmyslových sítích. Další významné periody jsou týdenní, kdy se víkend odlišuje od pracovních dní a roční, kdy během zimního období jsou v provozu topení a jiné sezónní spotřebiče.

- Periodické synchronní a asynchronní impulsní rušení - toto rušení způsobují zdroje pracující buď synchronně, nebo asynchronně s frekvencí sítě. Jak je vidět na obrázku 9.1 opět PSD tohoto šumu exponenciálně klesá s frekvencí. Periodické synchronní rušení spínaného zdroje je velmi dobře vidět na obrázku 9.2, kde v době sepnutí zdroje dochází k nárůstu šumu. Ve stejné době také dochází ke snížení impedance zdroje, jak je zobrazeno na obrázku 7.6.
- Impulzní rušení - impulzní rušení představuje přechodové jevy při spuštění nebo vypnutí různých spotřebičů nebo strojů. K těmto událostem většinou dochází v náhodných časových okamžicích. Byť i zde by bylo možné najít časová období, kdy se toto rušení vyskytuje častěji a kdy méně často, opět s denní, týdenní nebo roční periodou.



Obr. 9.1: Graf srovnávající šum na pozadí a periodický impulzní šum. [109]

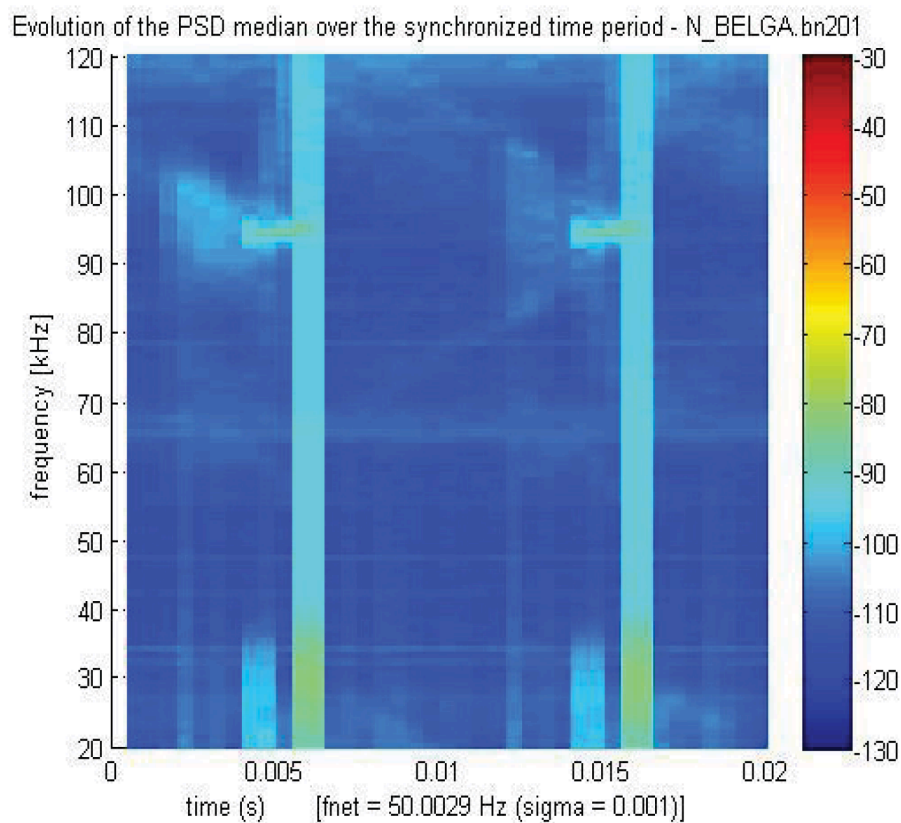
*Kvalita obrázku je dána kvalitou obrázku ve zdrojové publikaci.

9.1 Model šumu pro nízké napětí

V síti nízkého napětí se lze setkat se všemi zmiňovanými druhy šumu. Nejčastějšími zdroji šumu bývají spotřebiče v domácnostech, případně stroje v průmyslových sítích. Porovnání šumu generovaného různými spotřebiči je na obrázku 7.2. Jak je vidět, v drtivé většině je to podobné jako s impedancí. To znamená, že největší šum generují televize a počítač, nejmenší lednice.

Dvě nezávislá měření šumu v rezidenčních sítích jsou na obrázcích 9.3 a 9.4. Na obrázku 9.3 je výkonová spektrální hustota šumu pro úzkopásmovou komunikaci, navíc jsou zaznamenány kromě průměrných hodnot i maximální a minimální měřené hodnoty. Na obrázku 9.4 je zaznamenána výkonová spektrální hustota šumu pro širokopásmovou komunikaci.

Na obrázku 9.5 je vidět průběh šumu během několika period 50 Hz signálu. Šum se během těchto period mění periodicky.

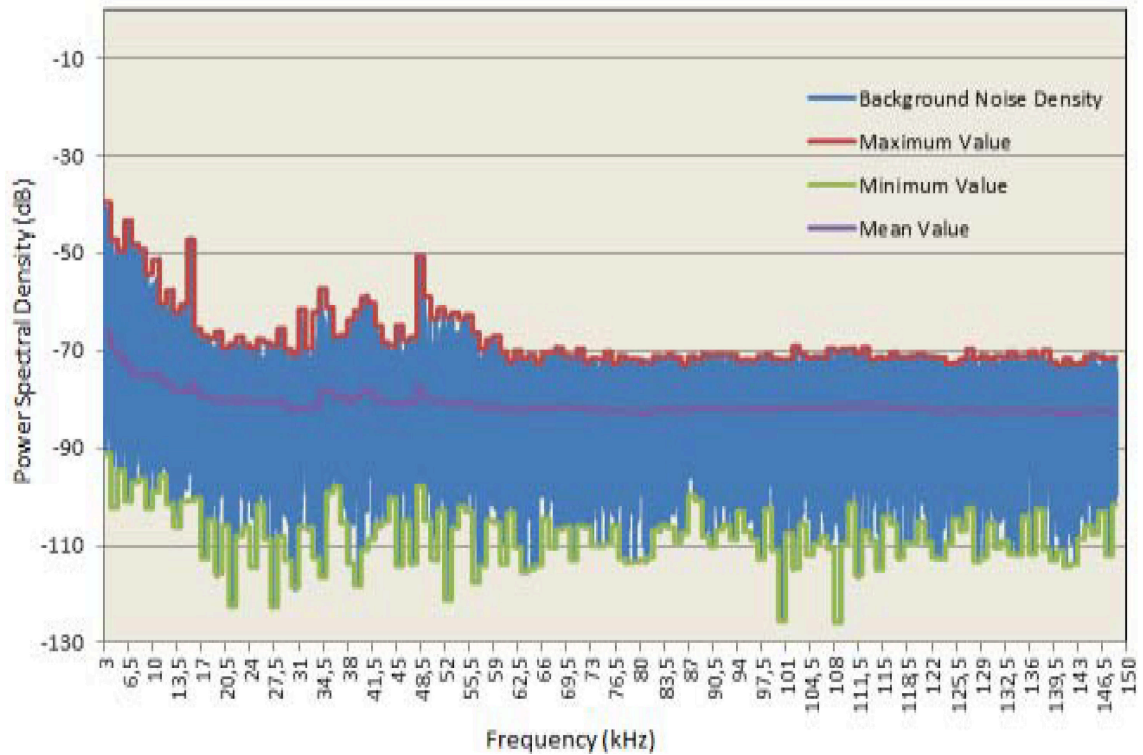


Obr. 9.2: Graf šumu spínaného zdroje TV dekodéru v průběhu 1 periody 50Hz signálu. [50]

9.2 Model šumu pro vysoké napětí

Měření šumu v síti vysokého napětí se nevyskytuje v literatuře tak často, jak měření šumu na nízkém napětí. Proto byl šum změřen v síti vysokého napětí v areálu Třineckých železáren.

Měření bylo provedeno na dvou místech, kde byly namontovány i samotné modemy pro komunikaci.



Obr. 9.3: Graf šumu v rezidenční síti nízkého napětí v rozsahu frekvencí pro úzkopásmovou komunikaci. [87]

*Kvalita obrázku je dána kvalitou obrázku ve zdrojové publikaci.

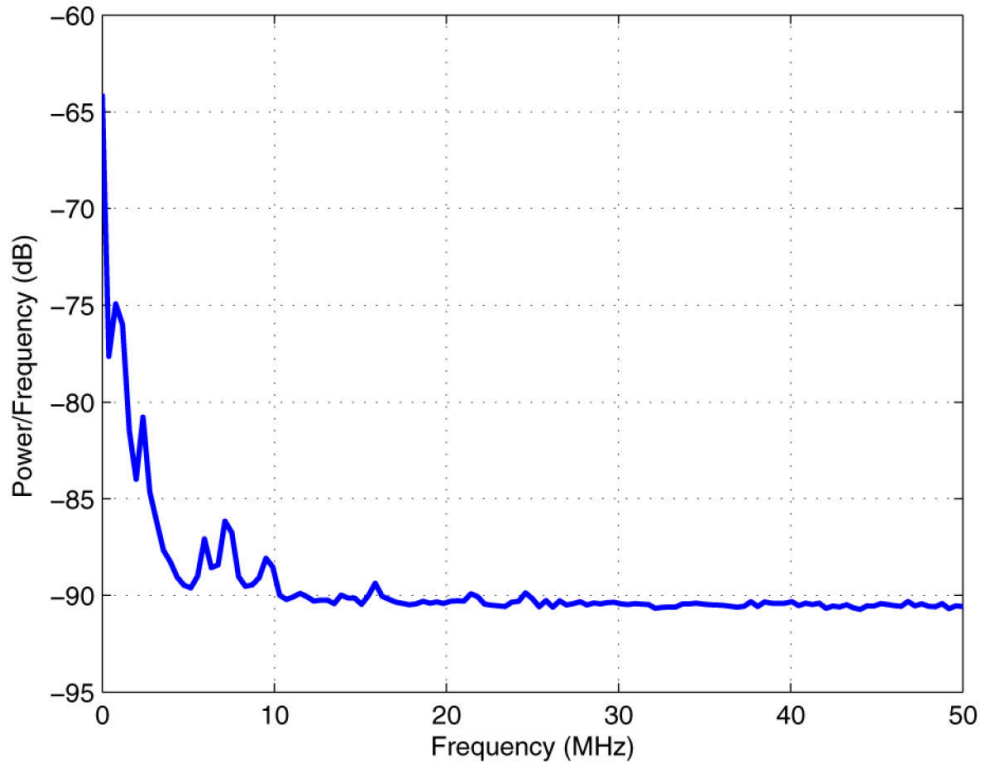
9.2.1 Průběh měření

V místě měření byl připojen vazební člen mezi 2 fáze napětí, který filtruje dominantní signál na frekvenci 50 Hz, zbytek signálu v poměru 2:1 je přiveden na 22bitový A/D převodník se vzorkovací frekvencí 2 MHz. S přibližnou periodou 30 min je zaznamenáno 20000 nebo 40000 vzorků z A/D převodníku a uloženo do souboru.

9.2.2 Způsob zpracování naměřených dat

Data jsou v místě měření ukládána v binární podobě, vzhledem k nutnosti jejich přenosu po 2G síti. Následně byl vytvořen program, který dokáže tyto binární soubory hromadně převést do formátu csv pro jejich další zpracování, ať už v programech jako Matlab, Excel a dalších.

Šum je kvantifikován pomocí výkonové spektrální hustoty, jejíž jednotkou je dBm/Hz. Tato veličina vyjadřuje, jaký výkon spálí šum v rozsahu frekvencí o šířce 1 Hz na odporu o velikosti 1Ω v mW převedený na dB. Přičemž klíčovou vlastností je, že součet výkonu v celém spektru se rovná výkonu uvažovaného signálu. Výkonovou



Obr. 9.4: Graf šumu v rezidenční síti nízkého napětí v rozsahu frekvencí pro širokopásmovou komunikaci. [46]

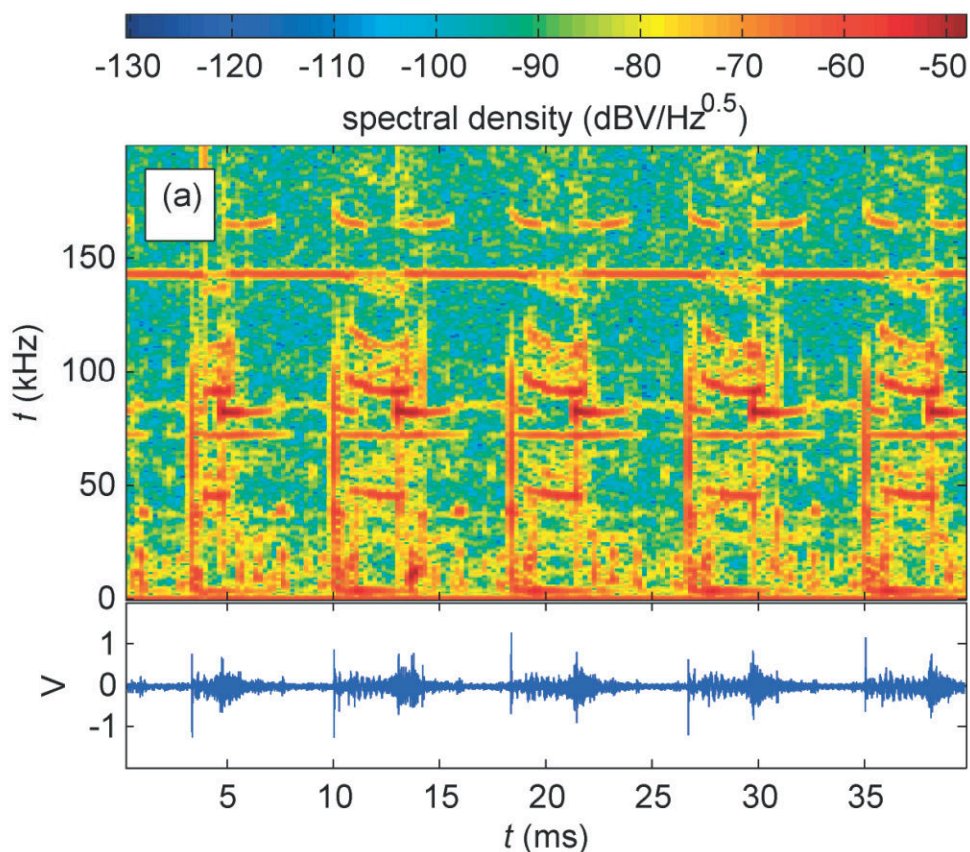
spektrální hustotu ve W je možné vyjádřit ze vztahu:

$$P_{noise} = 10^{-3+0,1PSD[dBm/Hz]} \left[\frac{W}{Hz} \right] \quad (9.2)$$

následnou integrací přes frekvenci (plocha pod křivkou) je možné stanovit energii signálu v určitém rozsahu frekvencí a z této energie dále například vypočítat efektivní napětí. [39] [83]

Ke stanovení výkonové spektrální hustoty byla použita Welchova metoda s parametry:

Délka DFT (NFFT)	=	32768	vzorků
Vzorkovací kmitočet (fs)	=	2	MHz
Délka okna (WINDOW)	=	20000	vzorků
Překrytí segmentů (NOVERLAP)	=	10000	vzorků
Typ okna		Hammingovo	

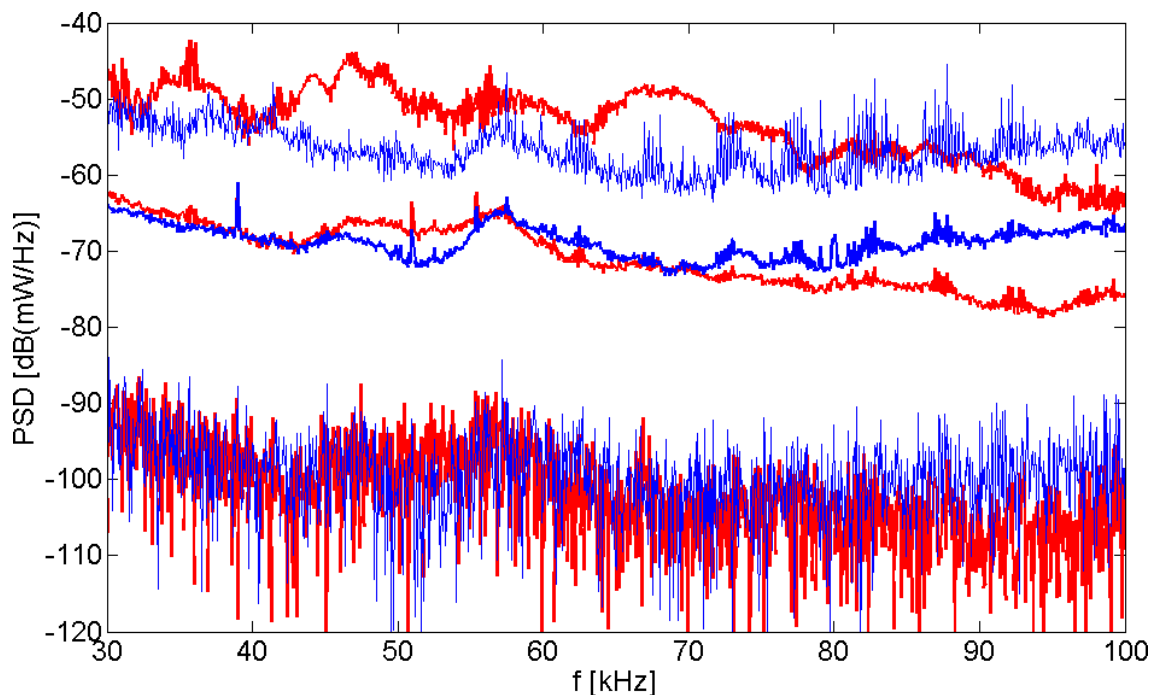


Obr. 9.5: Graf periodického impulzního šumu v rezidenční síti nízkého napětí. [65]

9.2.3 Výsledky měření

Celkově bylo provedeno 1142 měření. Průměrný šum byl získán tak, že výkonová spektrální hustota pro jednotlivé frekvence byla zprůměrována přes všechna měření. Maximální šum jsou maxima výkonové spektrální hustoty pro jednotlivé frekvence. Tedy nejedná se o nejvíce zarušený vzorek, ale o výběr maximálních hodnot ze všech vzorků. Minimální šum jsou minima výkonové spektrální hustoty pro jednotlivé frekvence. Tedy nejedná se o nejméně zarušený vzorek, ale o výběr minimálních hodnot ze všech vzorků. Průběh maximálního, průměrného a minimálního šumu pro jednotlivé frekvence pro oba měřená místa je vidět na obrázku 9.6 pro frekvence 30 kHz až 100 kHz a obrázku 9.7 pro frekvence 30 kHz až 1 MHz.

Průměrný šum podle dnů v týdnu a hodin byl získán tak, že vzorky byly rozděleny podle dnů v týdnu a hodin a následně byl pro tyto kategorie stanoven průměr, stejně jako v případě grafu na obrázku 9.6. Průměrný šum dle dnů v týdnu a hodin pro jednotlivé měřená místa je možné vidět na obrázcích 9.8 a 9.9. V případě obou stanic bylo poměrně málo vzorků pro jednotlivé kategorie a bylo by vhodné získat ještě další vzorky. V případě stanice 2, vzorky pro pátek pro některé hodiny nebyly



Obr. 9.6: Graf minimální, střední a maximální výkonové spektrální hustoty šumu pro oba měřená místa v areálu TŽ v rozsahu frekvencí 30 kHz až 100 kHz. Modře - stanice 1, Červeně - stanice 2

vůbec pořízeny.

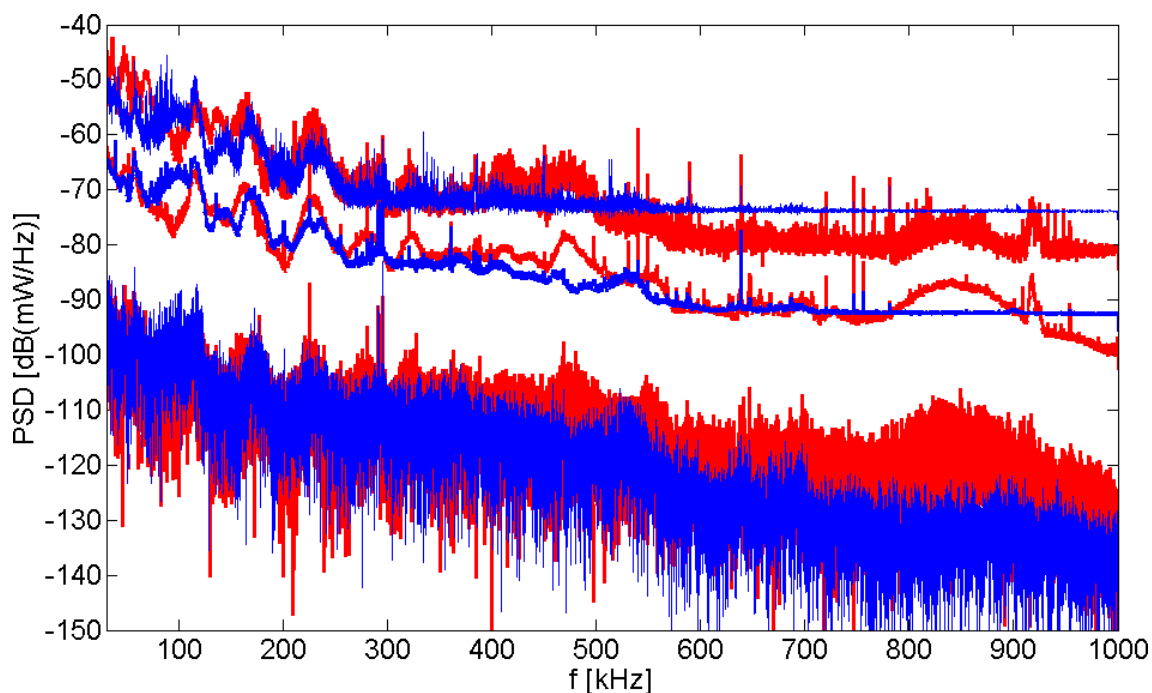
Maximální šum podle dnů v týdnu a hodin byl získán tak, že vzorky byly rozděleny podle dnů v týdnu a hodin a následně bylo pro tyto kategorie stanoveno maximum stejně jako v grafu na obrázku 9.6. Maximální šum dle dnů v týdnu a hodin pro jednotlivé měřená místa je možné vidět na obrázcích 9.10 a 9.11.

Dva vzorky šumu byly analyzovány s krokem 0,001 s po dobu jedné periody 50Hz signálu. Takto je vidět periodický impulsní šum. PSD pro vzorek 1 pro všechny měřené frekvence je vidět na obrázku 9.12 a pro frekvenci 80 kHz na obrázku 9.13. Pro vzorek 2 to jsou obrázky 9.14 a obrázku 9.15.

9.2.4 Zhodnocení výsledků měření

Výsledky je možné srovnat s podobným měřením uskutečněným ve městě ShiZu-ishan City v provincii Ningxia v Číně. [89] Měření bylo provedeno na 10kV vedení bezprostředně na transformátoru 110-kV/35-kV/10-kV. Konfiguraci těchto stanic je možné vidět v tabulce 9.1.

Nejdříve jsou srovnány průběhy průměrného šumu pro frekvence 0 až 800 kHz na obrázku 9.16, následně pro frekvence 0 až 2 MHz na obrázku 9.17. V rozsahu frekvencí do 1 MHz se naměřený šum v obou místech areálu TŽ pohyboval mezi



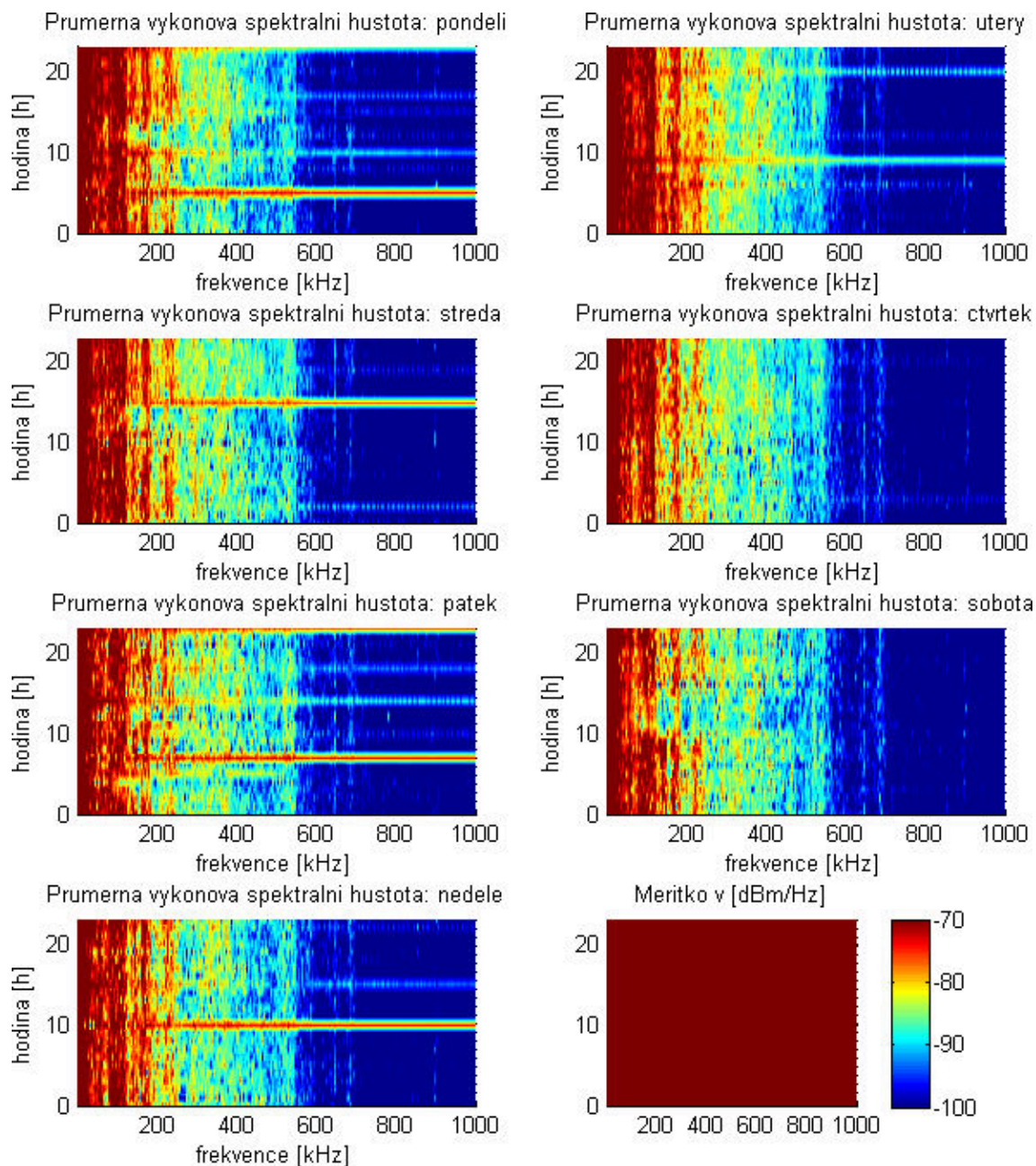
Obr. 9.7: Graf minimální, střední a maximální výkonové spektrální hustoty šumu pro oba měřená místa v areálu TŽ v rozsahu frekvencí 30 kHz až 1 MHz. Modře - stanice 1, Červeně - stanice 2

Substation	Main transformer capacity	10kV feeder number/total length	10kV distribution transformer: total number/total capacity	10kV max/min loads
Taole	56.5MVA	6/74.64km	116/13.032MVA	2MW/.5MW
Hebin	100MVA	9/72.732km	98/22.110MVA	10MW/5MW

Tab. 9.1: Parametry transformátorových stanic ve městě ShiZuishan [89]

šumem měřeným v místech Hebin a Taole v ShiZuishan City. V případě nejpoužívanějších frekvencí 30 kHz až 100 kHz byl u měření v ShiZuishan City podstatně větší šum, který byl pro některé frekvence vyšší o více než 30 dB. Z toho je patrné, že velikost šumu nelze zcela zobecnit, ale může se pro každé místo výrazně lišit.

Dalším srovnáním je vývoj šumu v průběhu 24hodinové periody v městě ShiZuishan City. Na obrázku 9.18 je vidět průběh šumu v Místě Taole, na obrázku 9.19 je vidět průběh šumu v místě Hebin. Jak je vidět z obrázku 9.19 v místě Hebin docházelo k změnám šumu v průběhu dne, doba trvání změn byla více než hodina. Změny bylo možné pozorovat pouze pro některé frekvence. Z grafů není možné odhadnout, o kolik dB se šum v průběhu dne měnil, není to uvedeno ani v článku [65]. Na obrázku 9.18 je vidět, že šum v místě Hebin se v průběhu dne měnil naprosto

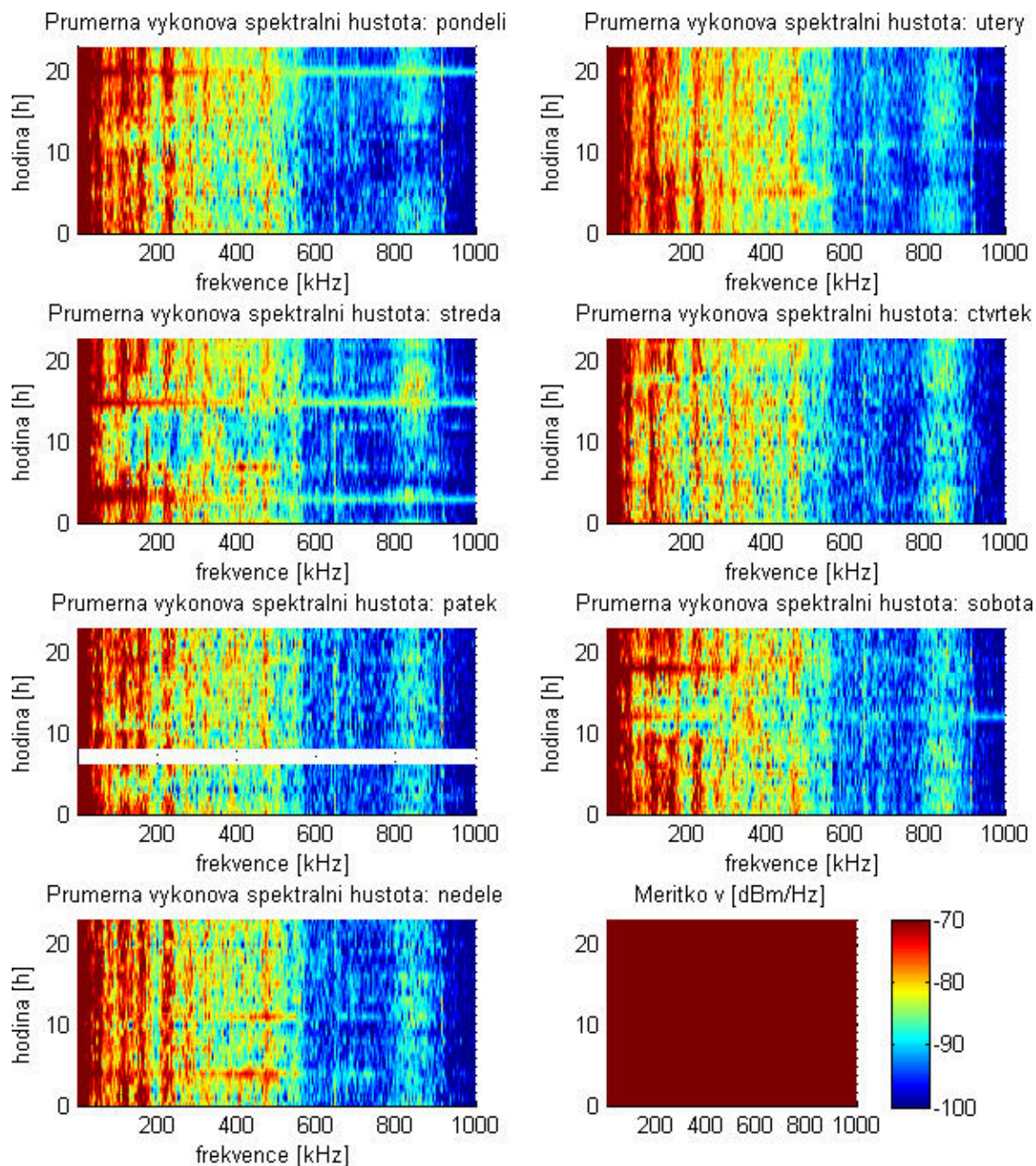


Obr. 9.8: Graf průměrné výkonové spektrální hustoty šumu podle dnů v týdnu a hodin pro měřené místo 1 v areálu TŽ

minimálně.

Byla provedena analýza šumu na obou měřených stanicích vysokého napětí v areálu Třineckých železáren. Byl zhodnocen minimální, průměrný a maximální výkon šumu na jednotlivých frekvencích. U obou stanic byly výsledky podobné.

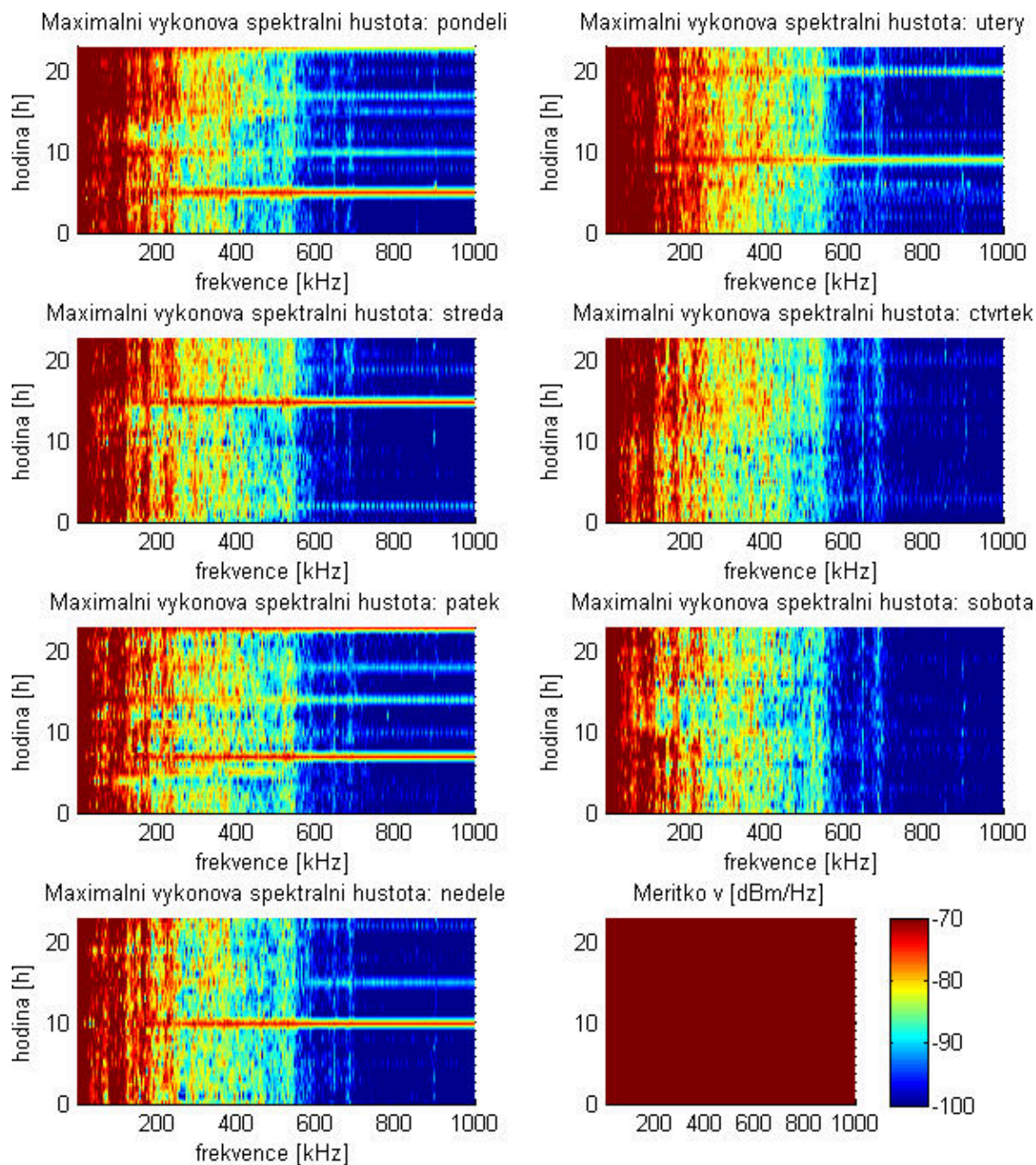
Bylo provedeno srovnání těchto hodnot s měřením v běžné distribuční síti v Číně, které ukázalo, že průměrný naměřený šum se pro většinu frekvencí z rozsahu frekvencí od 0 do 1 MHz pohybuje mezi průměrným šumem měřeným v místech



Obr. 9.9: Graf průměrné výkonové spektrální hustoty šumu podle dnů v týdnu a hodin pro měřené místo 2 v areálu TŽ

Taole a Hebin v Číně. Pro frekvence od 30 kHz do 100 kHz byl šum ve stanici Hebin v Číně podstatně vyšší, pro některé frekvence až o 30 dB. To ukazuje, že je velmi obtížné odhadnout velikost šumu, který se může pro určité frekvenční rozsahy v různých místech lišit. Může to být způsobeno i nějakým zdrojem rušení právě pro uvedený rozsah frekvencí.

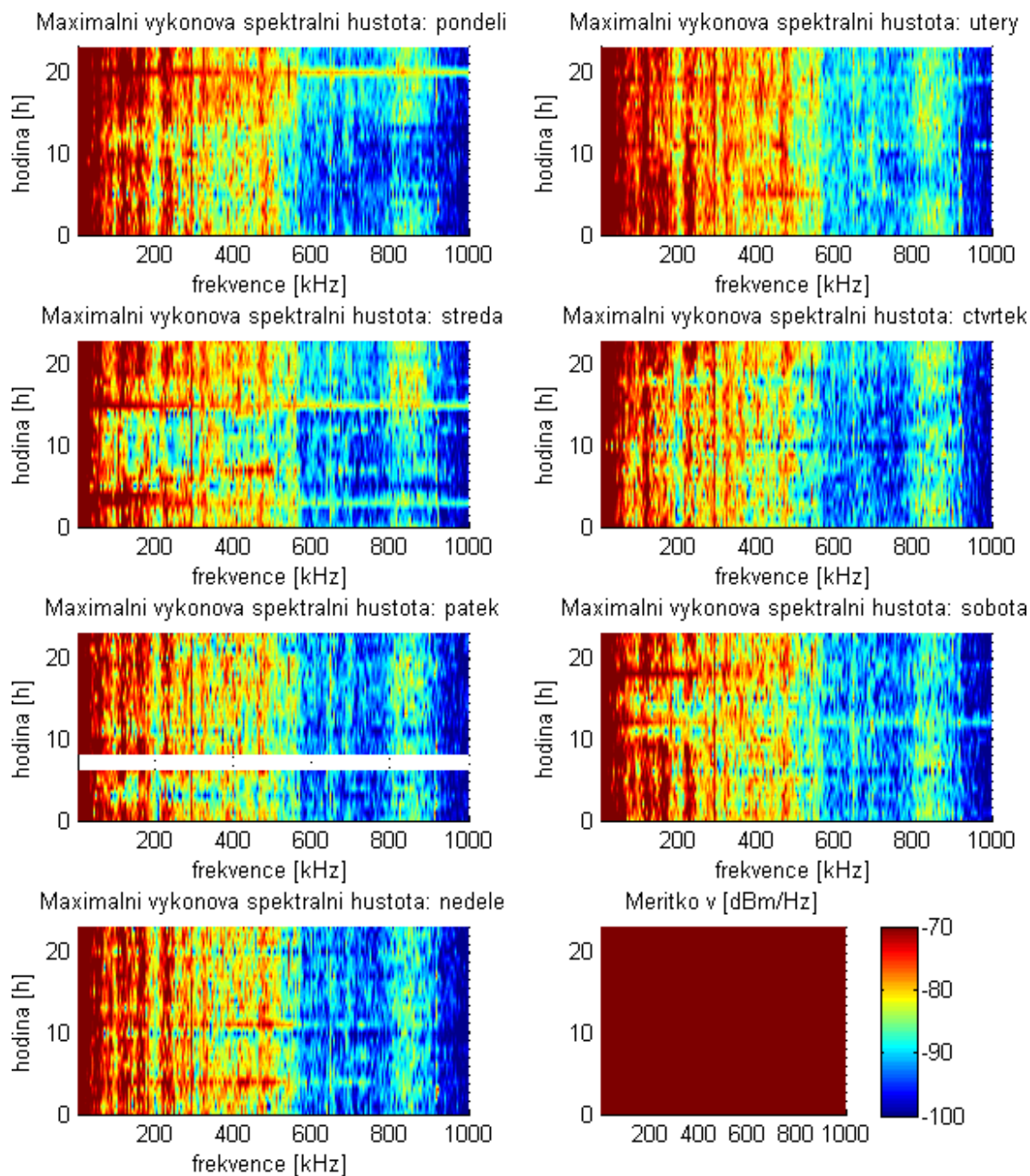
Byly analyzovány předchozí výsledky s ohledem na periodicitu v rámci dnů v týdnu a hodin. Přesto, že je vidět, že v průběhu času dochází ke skokovým a velmi



Obr. 9.10: Graf maximální výkonové spektrální hustoty šumu podle dnů v týdnu a hodin pro měřené místo 1 v areálu TŽ

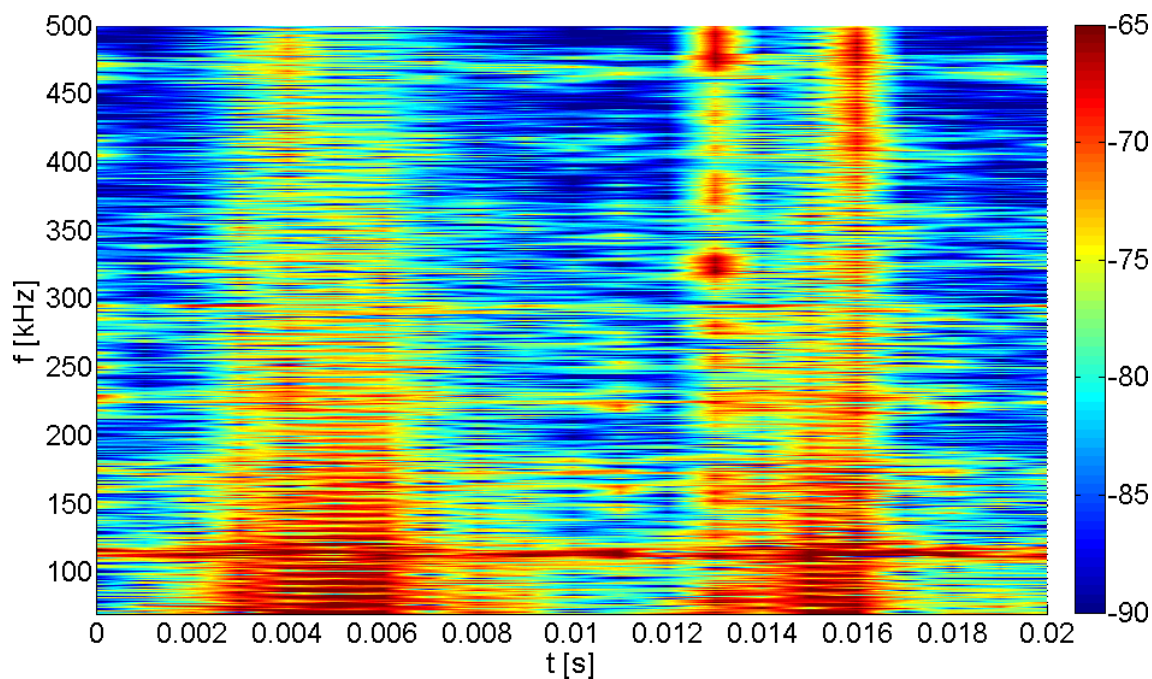
krátkým změnám šumu, periodické chování v měřených vzorcích z TŽ vysledovat nelze. Dá se předpokládat, že šum se nebude měnit s ohledem na dny v týdnu nebo hodiny, ale v závislosti na průběhu technologických procesů v rámci Třineckých železáren a jednat se bude více o relativně krátké impulsy. V případě běžné distribuční sítě v Číně nebyly v místě Hebin pozorovány žádné změny v průběhu dne. V místě Taole již určité déle trvající změny v průběhu dne pozorovány byly.

Dále byl zkoumán periodický impulsní šum v TŽ. V určitých časech byl perio-

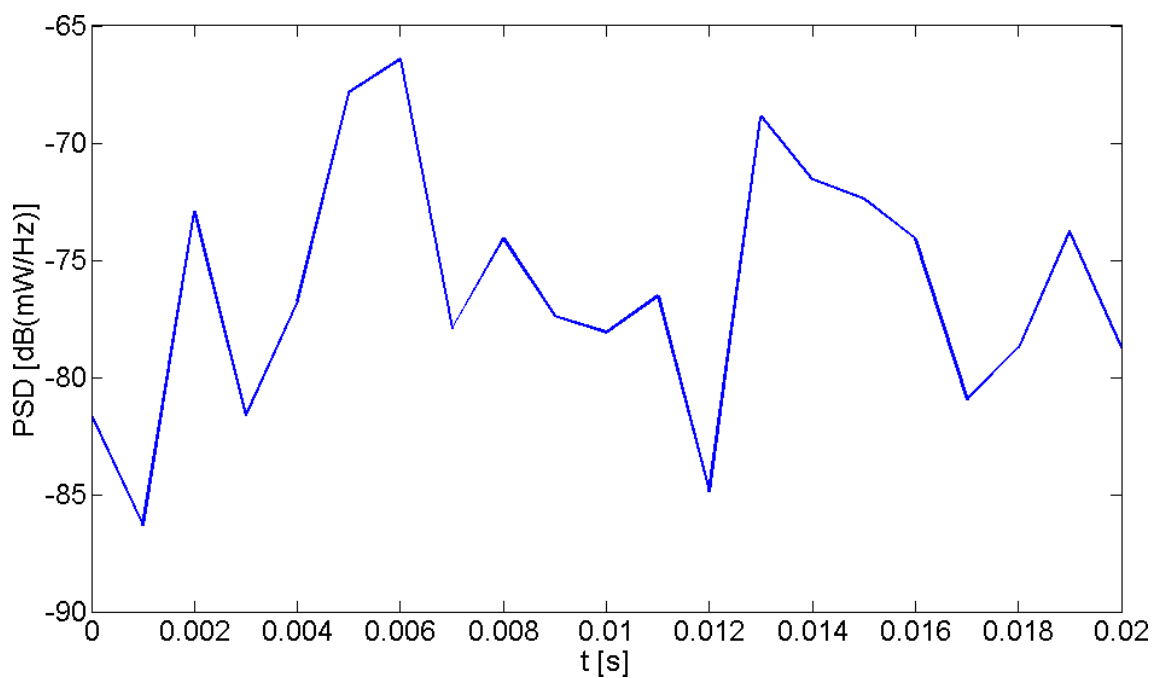


Obr. 9.11: Graf maximální výkonové spektrální hustoty šumu podle dnů v týdnu a hodin pro měřené místo 2 v areálu TŽ

dický šum výrazný, jako v případě vzorku 1 na obrázku 9.12, v některých časech se naopak periodický šum téměř nevyskytoval, jako v případě vzorku 2 na obrázku 9.14.



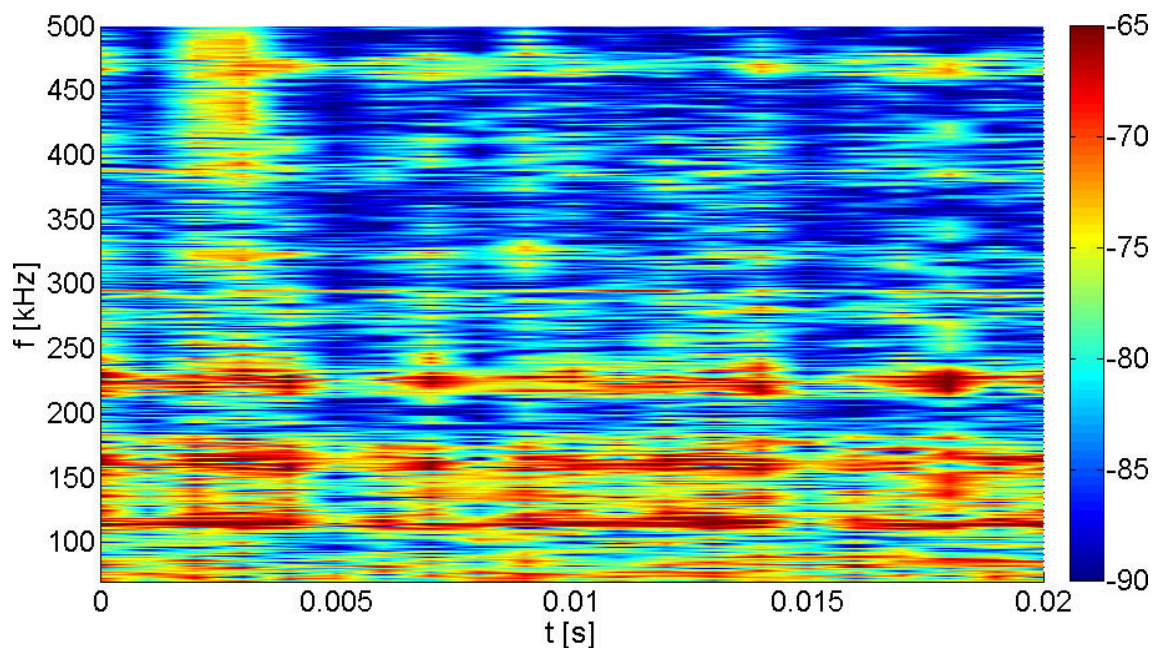
Obr. 9.12: Graf výkonové spektrální hustoty šumu [dB(mW/Hz)] v TŽ v měřeném místě 2 v průběhu jedné periody 50Hz signálu pro vzorek 1.



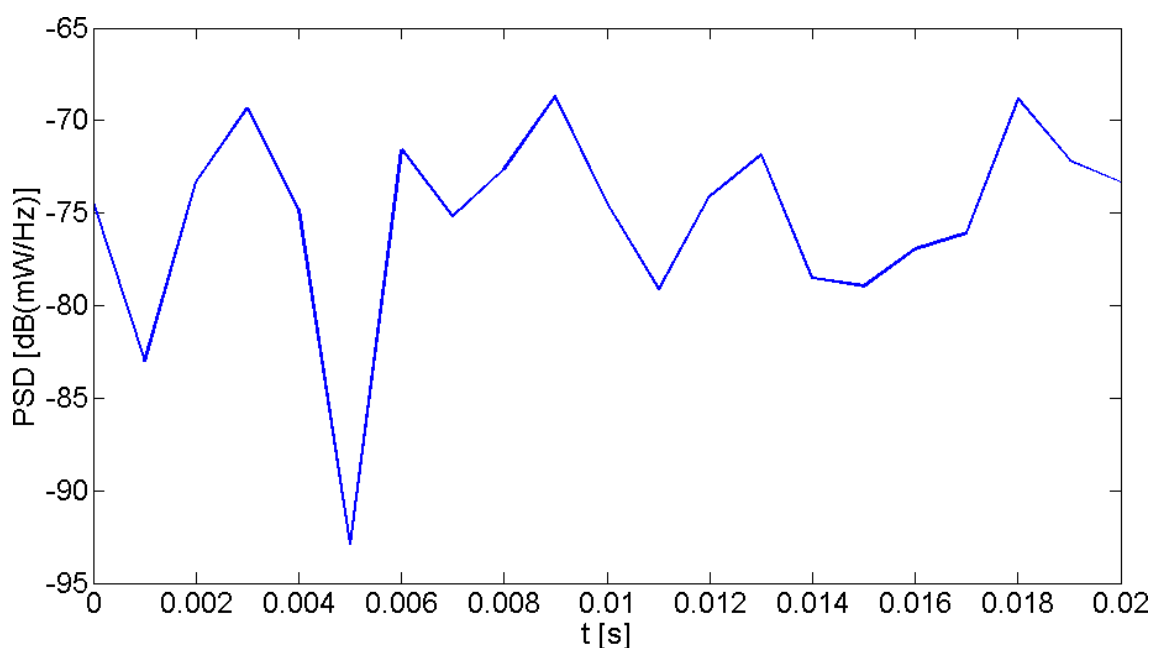
Obr. 9.13: Graf výkonové spektrální hustoty šumu v TŽ v měřeném místě 2 v průběhu jedné periody 50Hz signálu pro vzorek 1 a frekvenci 80 kHz.

9.3 Shrnutí

V sítích NN a VN se lze setkat se třemi typy šumu. Šum na pozadí, jehož velikost s narůstající frekvencí klesá. Na základě měření v [109], [87], [46], [89] lze konstatovat,

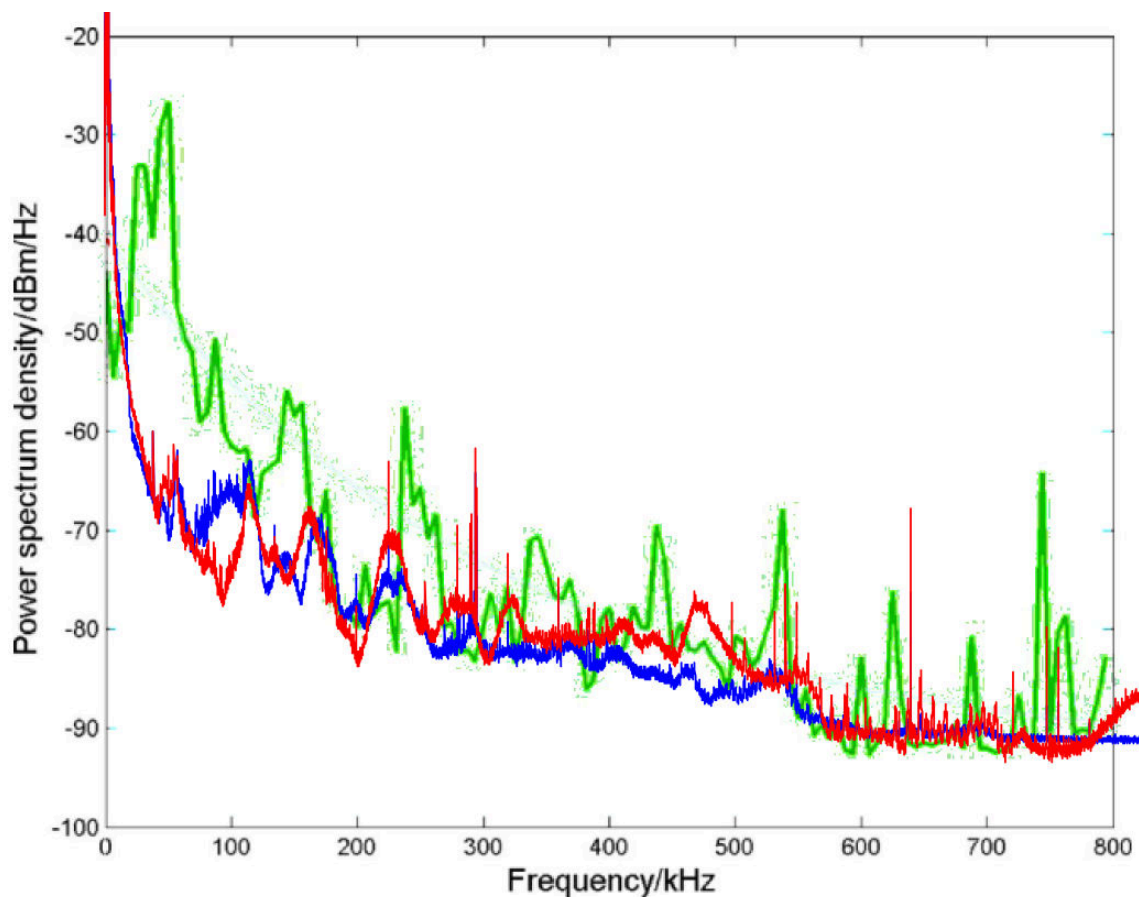


Obr. 9.14: Graf výkonové spektrální hustoty [dB(mW/Hz)] šumu v TŽ v měřeném místě 2 v průběhu jedné periody 50Hz signálu pro vzorek 2.



Obr. 9.15: Graf výkonové spektrální hustoty šumu v TŽ v měřeném místě 2 v průběhu jedné periody 50Hz signálu pro vzorek 2 a frekvenci 80 kHz.

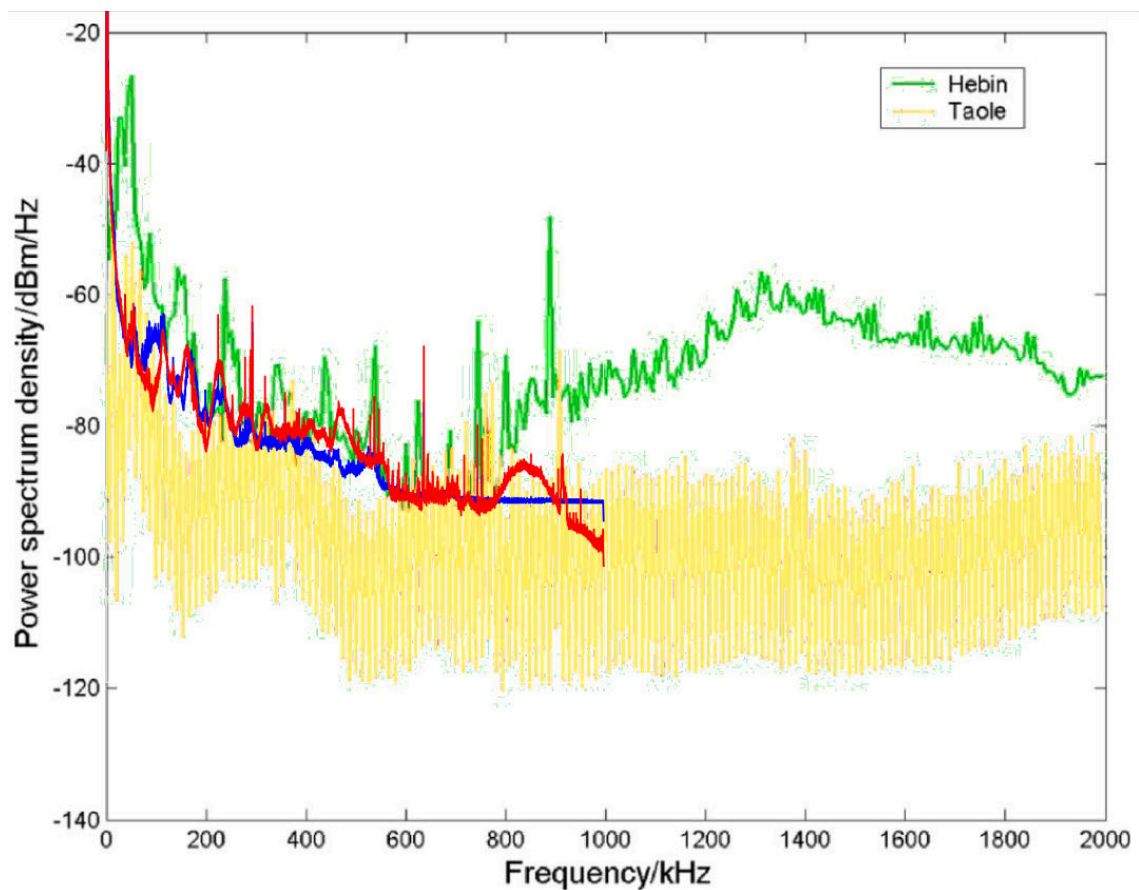
že velikost šumu se v sítích NN i VN nejčastěji pohybuje kolem -70 dB(mW/Hz), což potvrzuje i měření v areálu TŽ. Periodické synchronní a asynchronní impulsní rušení bylo pozorováno jak v případě sítě NN, tak i VN, kdy v době špičky 50Hz signálu byl šum největší. Impulsní rušení je vyvoláno přechodným dějem při spuštění



Obr. 9.16: Graf srovnání naměřených průměrných hodnot PSD šumu s měřením v ShiZuishan City pro frekvence 0 až 800 kHz. [65] Zelená - Hebin, Modrá - TŽ1, Červená - TŽ2

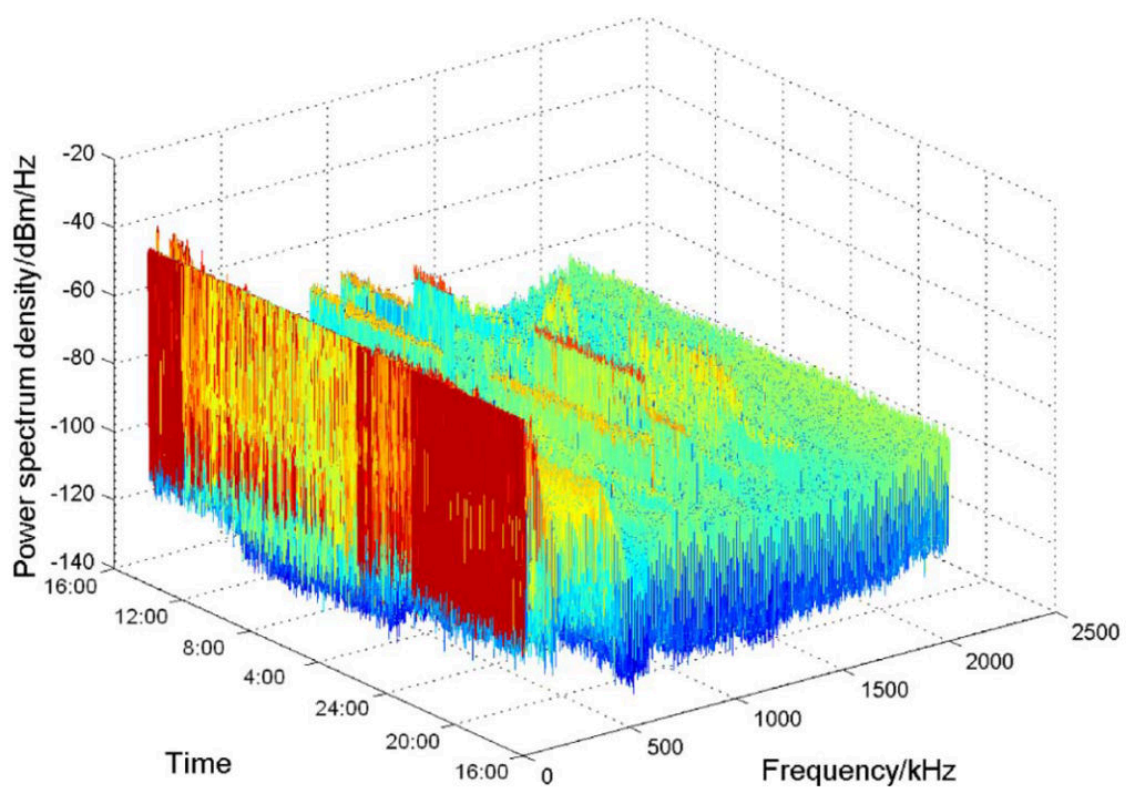
*Kvalita obrázku je dána kvalitou obrázku ve zdrojové publikaci.

nebo vypnutí určitého spotřebiče. Velikost šumu se může značně lišit v závislosti na lokalitě a denní době.

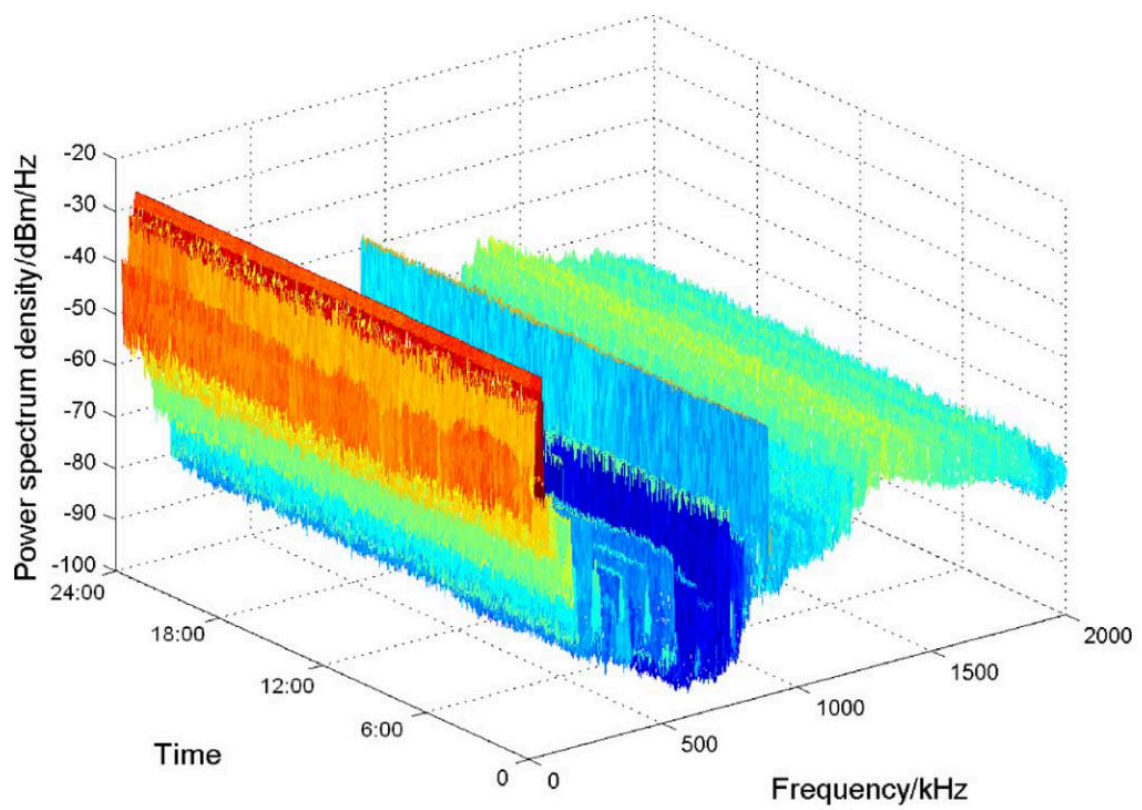


Obr. 9.17: Graf srovnání naměřených průměrných hodnot PSD šumu s měřením v ShiZuishan City pro frekvence 0 až 2 MHz. [65] Modrá - TŽ1, Červená - TŽ2

*Kvalita obrázku je dána kvalitou obrázku ve zdrojové publikaci.



Obr. 9.18: Graf průběh PSD šumu během 24 hodin v místě Taole v ShiZuishan City.[65]



Obr. 9.19: Graf průběh PSD šumu během 24 hodin v místě Hebin v ShiZuishan City.[65]

10 PŘÍKLADY MODELŮ PLC KOMUNIKACE

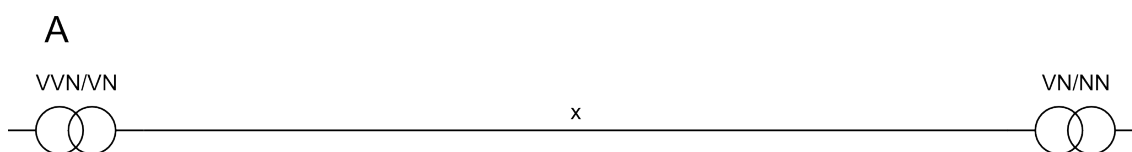
Spojením poznatků popsaných v předchozích kapitolách je možné modelovat reálné komunikační trasy nebo vytvořit modely, které se těmto trasám budou alespoň blížit. V dalších částech této kapitoly bude vytvořeno celkem 9 modelů.

10.1 Popis modelovaných topologií

Pro tvorbu modelů byly využity 3 modelové topologie, které jsou dále v textu označeny A, B, C a jedna reálná topologie v textu označená písmenem D, která odpovídá distribuční síti v areálu Třineckých železáren.

10.1.1 Topologie A

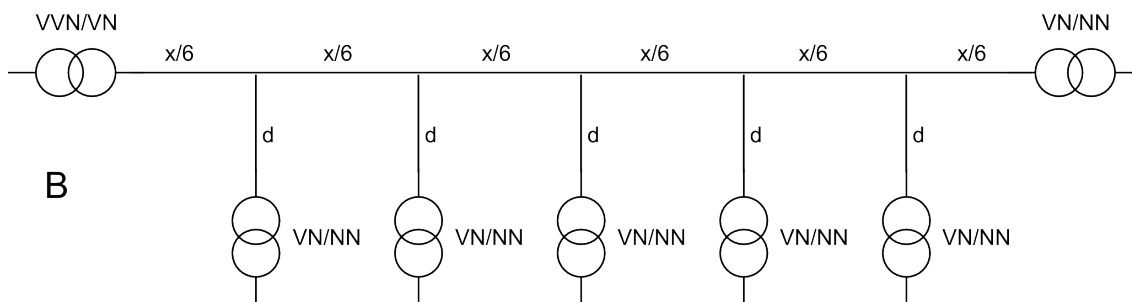
Topologie A znázorněná na obrázku 10.1 sestává z transformátoru VVN/VN , vedení délky x a transformátoru VN/NN , případně VN/VN . Tato topologie je obvyklá pro napájení strojů, jako jsou například vodní pumpy v odlehlých neobydlených místech, kde chybí pokrytí mobilním signálem a PLC komunikace po již existujícím vedení vysokého napětí je tak neekonomičtější variantou spojení. Uvažuje se, že modemy jsou umístěny v blízkosti 1 metru u trafostanic. Pro tuto topologii budou použita vedení určená pro vysoké napětí.



Obr. 10.1: Schéma topologie A: napájení vodní pumpy v odlehlé oblasti pomocí vysokého napětí

10.1.2 Topologie B

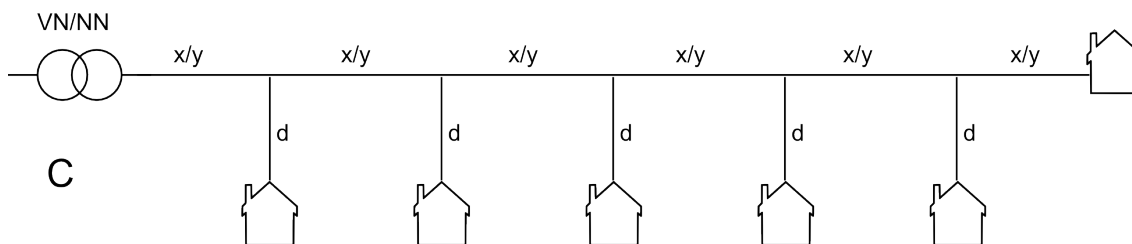
Topologie B znázorněná na obrázku 10.2 sestává z transformátoru VVN/VN a 6 transformátorů VN/NN , kdy nejodlehlejší transformátor VN/NN od transformátoru VVN/VN je ve vzdálenosti x , ostatní transformátory jsou umístěny na odbočkách vzdálených od sebe $x/6$ a dlouhých $d = 500 \text{ m}$. Tato topologie může připomínat distribuční síť vysokého napětí. Modemy jsou umístěny v blízkosti 1 m od trafostanice VVN/VN a nejbližšího VN/NN transformátoru. Pro tuto topologii budou použita vedení určená pro vysoké napětí.



Obr. 10.2: Schéma topologie B: distribuční síť vysokého napětí

10.1.3 Topologie C

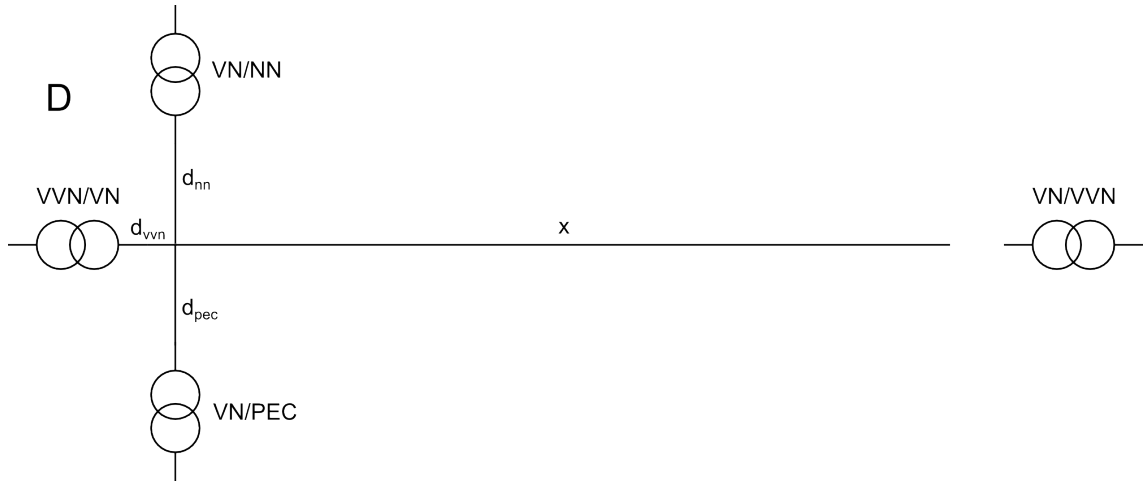
Topologie C znázorněná na obrázku 10.3 sestává z transformátoru VN/NN a y domácností, kdy nejdlehlší domácnost je od transformátoru VN/NN ve vzdálenosti x . y se určí jako zaokrouhlení $x/50$ m. Ostatní domácnosti jsou umístěny na odbočkách vzdálených od sebe x/y a dlouhých $d = 25$ m. Tato topologie může připomínat distribuční síť nízkého napětí. Modemy jsou umístěny v blízkosti 1 m od trafostanice VN/NN a v místě elektroměru nejbližší domácnosti. Pro tuto topologii budou použita vedení určená pro nízké napětí.



Obr. 10.3: Schéma topologie C: distribuční síť nízkého napětí

10.1.4 Topologie D

Topologie D znázorněná na obrázku 10.4 sestává z aktivního transformátoru VVN/VN ve vzdálenosti $d_{vnn} = 10$ m od místa křížení, transformátoru VN/VN pro obloukovou pec ve vzdálenosti $d_{pec} = 2$ m od místa křížení a transformátoru VN/NN vzdáleného $d_{nn} = 2$ km od místa křížení. Ve vzdálenosti x , která není přesně známa, ale odhaduje se na 2 km je umístěn záložní transformátor VVN/VN a vedení je těsně před ním přerušeno. Tato topologie je reálnou topologií nacházející se v areálu TŽ. Modemy jsou umístěny v místě křížení a na konci vedení délky x vedoucím k záložnímu transformátoru VVN/VN těsně před rozpojením. Použit je svazek kabelů popsany v kapitole 10.2.3.



Obr. 10.4: Schéma topologie D: distribuční síť vysokého napětí v areálu TŽ

10.2 Popis použitých vedení

Topologie A, B reprezentující síť vysokého napětí budou modelovány pro tři různé typy trojvodičového vedení: nadzemní, 1 kabel pro všechny tři fáze v zemi a 3 samostatné kabely v zemi. Pro topologii C reprezentující síť nízkého napětí bude použito nadzemní vedení a 1 kabel v zemi, oba ve čtyřvodičovém provedení. Přičemž průměry vodičů byly voleny tak, aby dle normy [2] byly dimenzovány na obdobný proud. Nadzemní lano AlFe6 42/7 je dimenzováno na 165 A, použité kabely AYKCY 1x70/16 a AYKCY 3x70/16 jsou dimenzovány pro proud 176 A a kabel AYKY 4x50 je dimenzován na 153 A.

V případě topologie D je vycházeno ze skutečnosti, kdy každá fáze je vedena 4 samostatnými kabely AYKCY 1x240/25.

Fotografie vedení vysokého napětí je možné vidět na obrázku 10.5. Průřezy jednotlivých vedení je možné vidět na obrázku 10.6.

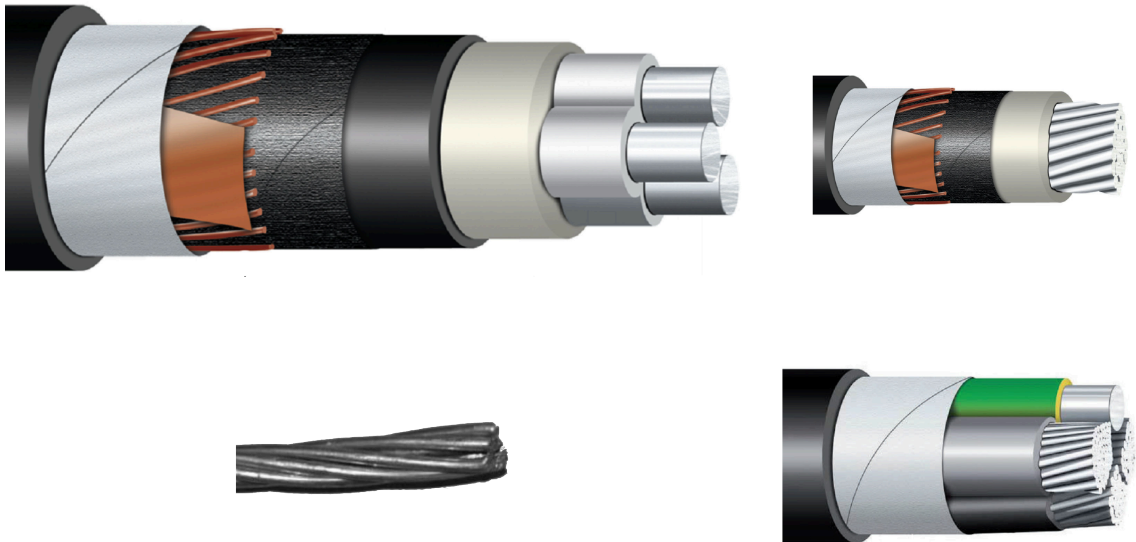
Obecné parametry společné pro všechny typy vedení:

ρ_{Al}	$= 3,00 \cdot 10^{-8}$	Ωm	měrný odpor hliníkových vodičů
ρ_{Cu}	$= 2,08 \cdot 10^{-8}$	Ωm	měrný odpor měděného stínění
ε_{ri}	$= 2,3$		relativní permitivita izolace
μ_{ri}	$= 1$		relativní permeabilita izolace
μ_{rc}	$= 1$		relativní permeabilita vodičů
μ_{re}	$= 1$		relativní permeabilita země
σ_e	$= 0,005$	$\frac{S}{m}$	konduktivita země

Vypočtené hodnoty:



Obr. 10.5: Fotografie vedení vysokého napětí - uložení kabelů v zemi, průřez kabelů, nadzemní vedení

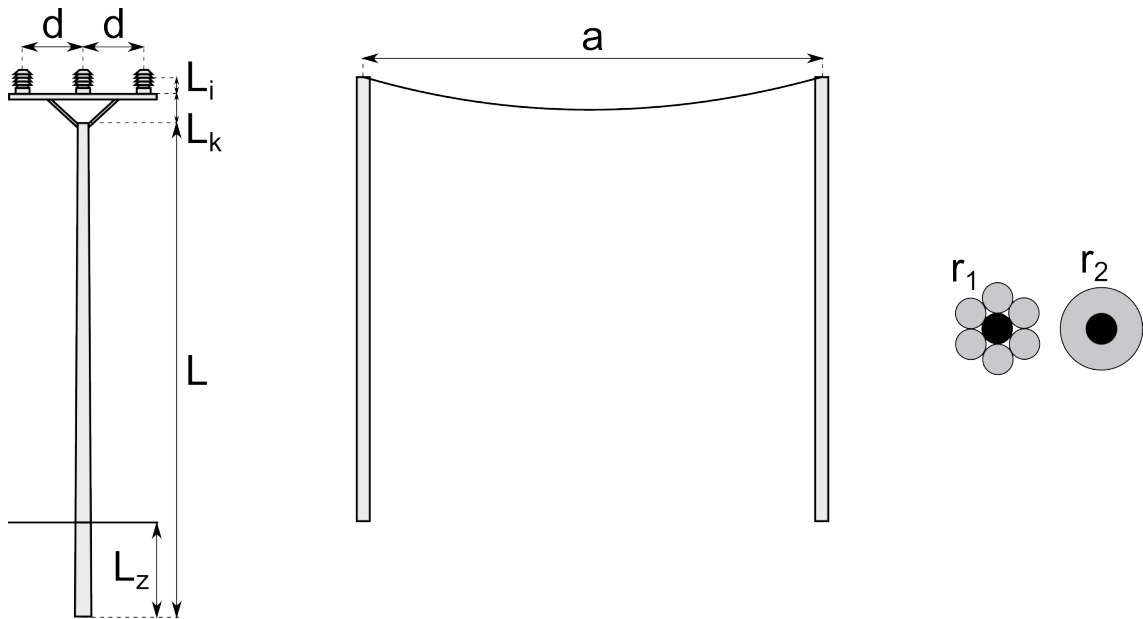


Obr. 10.6: Průřez jednotlivých vedení - AYKCY 3x70/16, AYKCY 1x70/16, AlFe6 42/7, AYKY 4x50 [23] [106]

$$\begin{aligned}
 \mu_i &= \mu_0 \mu_{ri} = 1,2566 \cdot 10^{-6} \frac{H}{m} && \text{permeabilita izolace} \\
 \mu_c &= \mu_0 \mu_{rc} = 1,2566 \cdot 10^{-6} \frac{H}{m} && \text{permeabilita vodičů} \\
 \varepsilon_i &= \varepsilon_0 \varepsilon_{ri} = 2,0365 \cdot 10^{-11} \frac{F}{m} && \text{permitivita izolace}
 \end{aligned}$$

10.2.1 Nadzemní vedení

Schéma základních prvků nadzemního vedení je znázorněno na obrázku 10.7. Předpokládá se použití betonového sloupu EPV 10,5/15 s rovinnou konzolí. Celková výška sloupu L je 10,5 m, přičemž sloup je zapuštěn do země do hloubky $L_z = 2$ m. Výška konzole je $L_k = 0,65$ m a výška připevnění lana na izolátoru je $L_i = 0,34$ m. Lano je na sloupu upevněno ve výšce $H_S = L - L_z + L_k + L_i = 9,49$ m nad zemí. Horizontální vzdálenost lan od sebe v případě trojvodičového vedení v sítích vysokého napětí je $d = 1,265$ m. V případě čtyřvodičového vedení v sítích nízkého napětí je horizontální vzdálenost lan od sebe $d = 0,843$ m. [3]



Obr. 10.7: Schéma rozměrů základních prvků nadzemního vedení

Je potřeba zohlednit průhyb vedení mezi sloupy. Vzdálenost, o kolik může být maximálně lano níž než v místě sloupu v závislosti na vzdálenosti od sloupu, lze popsat rovnicí [1]:

$$f_x = \frac{GZx(a-x)}{2\sigma S} \quad (10.1)$$

kde $f_x[m]$ je maximální povolený průhyb vodiče ve vzdálenosti x od sloupu, $G[N/m]$ je měrná hmotnost lana, $S[mm^2]$ je celkový průřez vodiče, Z je přetížení vlivem námrazku, které je pro střední námrazovou oblast 4,37, $a[m]$ je vzdálenost sloupů od sebe (rozpětí pole), $\sigma[MPa]$ je dovolené horizontální namáhání.

Průměrný maximální průhyb lana nad zemí lze vypočítat integrací maximálního průhybu lana mezi dvěma sloupy a vydělením vzdáleností těchto sloupů:

$$f = \frac{\int_0^a f_x}{a} = \frac{GZa^2}{12\sigma S} = 0,675 \text{ m} \quad (10.2)$$

Ve skutečnosti bude průhyb o něco menší, průměrnou výšku lana nad zemí lze tedy určit pomocí vztahu:

$$H = H_S - \frac{f}{2} = 9,15 \text{ m} \quad (10.3)$$

Reálné lano AlFe6 42/7 je tvořeno 1 ocelovým nosným drátem a 6 hliníkovými dráty uspořádanými kolem ocelového drátu, přičemž všechny dráty mají poloměr $r_1 = 1,5 \text{ mm}$. Pro účely modelu bude tvar lana zjednodušen na lano s kruhovým průřezem dle obrázku 10.7, přičemž poloměr ocelového středu $r_1 = 1,5 \text{ mm}$ a celého lana $r_2 = 4 \text{ mm}$ jsou zvoleny tak, aby plocha ocelové i hliníkové části modelu lana odpovídaly původnímu lanu. [3]

Vzhledem k tomu, že pro uvažované frekvence nad 30 kHz je hloubka vniku menší než:

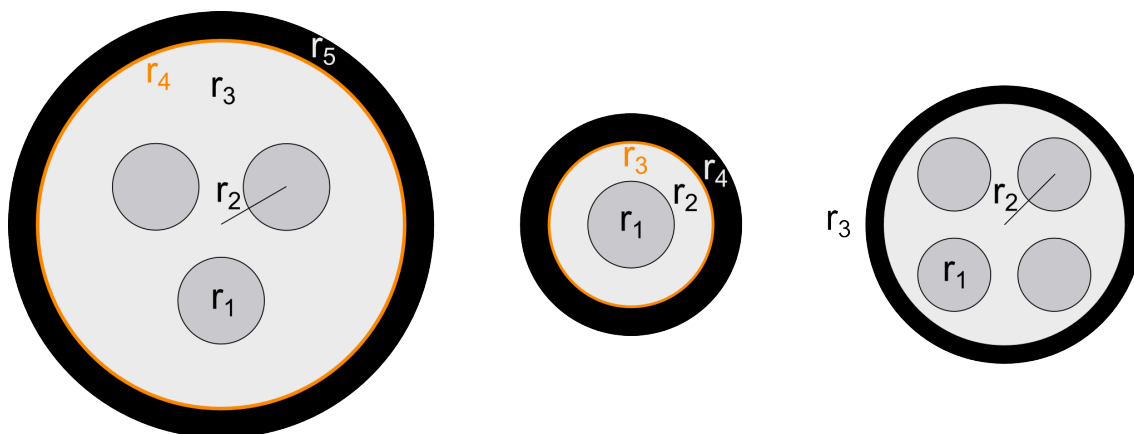
$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 2,67 \cdot 10^{-8}}{2\pi \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 1,2566 \cdot 10^{-6}}} = 0,475 \text{ mm} \quad (10.4)$$

což je podstatně méně než tloušťka hliníkové vrstvy lana $2,5 \text{ mm}$. Z tohoto důvodu není nutné ocelový střed nijak uvažovat, jelikož ním stejně prakticky žádný proud s frekvencí převyšující 30 kHz nepoteče.

10.2.2 Podzemní vedení

Pro podzemní vedení vysokého napětí byly zvoleny kabely AYKCY 1x70/16, AYKCY 3x70/16, kdy první číslo označuje průřez hliníkového vodiče v mm^2 , číslo za lomítkem je průřez stínění v mm^2 . Pro nízké napětí byl zvolen kabel AYKY 4x50.

Schéma všech tří kabelů je na obrázku 10.8.



Obr. 10.8: Schéma rozměrů kabelů AYKCY 3x70/16, AYKCY 1x70/16, AYKY 4x50

Parametry kabelu AYKCY 3x70/16

- Vnější poloměr kabelu $r_5 = 23 \text{ mm}$
- Vnější poloměr stínění $r_4 = 20 \text{ mm}$
- Vnitřní poloměr stínění lze určit ze vztahu $r_3 = \sqrt{\frac{\pi r_4^2 - S}{\pi}}$ kde S je průřez stínění $3 \times 16 \text{ mm}^2$. $r_3 = 19,6 \text{ mm}$.
- Vzdálenost středu vodičů od středu kabelu $r_2 = 8,3 \text{ mm}$
- Poloměr vodičů $r_1 = \sqrt{\frac{S}{\pi}}$ kde S je průřez vodiče 70 mm^2 . $r_1 = 4,72 \text{ mm}$.
- Úhel mezi vodiči $\Phi = \frac{2\pi}{3}$.

Rozměry kabelů byly zjištěny nebo odhadnuty na základě údajů z katalogu [23].

Parametry kabelu AYKCY 1x70/16

- Vnější poloměr kabelu $r_4 = 12 \text{ mm}$
- Vnější poloměr stínění $r_3 = 9 \text{ mm}$
- Vnitřní poloměr stínění lze určit ze vztahu $r_2 = \sqrt{\frac{\pi r_3^2 - S}{\pi}}$ kde S je průřez stínění 16 mm^2 . $r_2 = 8,7 \text{ mm}$.
- Poloměr vodičů $r_1 = \sqrt{\frac{S}{\pi}}$ kde S je průřez vodiče 70 mm^2 . $r_1 = 4,72 \text{ mm}$.

Rozměry kabelů byly zjištěny nebo odhadnuty na základě údajů z katalogu [23].

Parametry kabelu AYKY 4x50

- Vnější poloměr kabelu $r_3 = 15 \text{ mm}$
- Poloměr vodičů $r_1 = \sqrt{\frac{S}{\pi}}$ kde S je průřez vodiče 50 mm^2 . $r_1 = 3,99 \text{ mm}$.
- Vzdálenost středu vodičů od středu kabelu $r_2 = \frac{\sqrt{2(2r_1+3)^2}}{2} = 7,76 \text{ mm}$

Rozměry kabelů byly zjištěny nebo odhadnuty na základě údajů z katalogu [23].

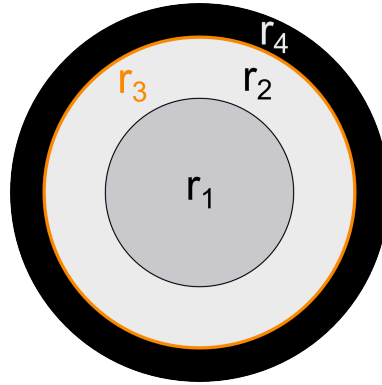
10.2.3 Vedení v areálu TŽ

Vedení je tvořeno 12 kabely AYKCY 1x240/25, čtyřmi na každou fázi. Kabely jsou umístěny v energetické lávce nad zemí. Schéma jednoho kabelu je vidět na obrázku 10.9

Parametry kabelu AYKCY 1x240/25 jsou:

- Vnější poloměr kabelu $r_4 = 17,5 \text{ mm}$
- Vnější poloměr stínění $r_3 = 14,5 \text{ mm}$
- Vnitřní poloměr stínění lze určit ze vztahu $r_2 = \sqrt{\frac{\pi r_3^2 - S}{\pi}}$ kde S je průřez stínění 25 mm^2 . $r_2 = 14,2 \text{ mm}$.
- Poloměr vodičů $r_1 = \sqrt{\frac{S}{\pi}}$ kde S je průřez vodiče 240 mm^2 . $r_1 = 8,74 \text{ mm}$.

Rozměry kabelů byly zjištěny nebo odhadnuty na základě údajů z katalogu [23].



Obr. 10.9: Schéma rozměrů kabelů AYKCY 240/25

10.3 Popis ostatních části přenosového kanálu

10.3.1 Transformátory

V případě transformátoru VN/NN byly použity modely vytvořené v kapitole 6 pro transformátor BEZ BRATISLAVA T0326/22. V případě transformátoru VVN/VN je potřeba pouze model pro VN část. Na základě podkapitoly 6.6 byl použit model VN části VN/NN transformátoru BEZ BRATISLAVA T0326/22.

Fotografie VVN/VN a VN/NN transformátorů je možné vidět na obrázku 10.10. Zatížení transformátorů bylo voleno takto:

- NN strana - 0,5 Ω
- VN strana - 500 Ω
- VVN strana - 500 Ω
- Topologie D:
 - Pec - 1 Ω
 - NN - 1 Ω
 - VVN - 1000 Ω



Obr. 10.10: Fotografie transformátorů VVN/VN a VN/NN

10.3.2 Domácnosti

Model domácnosti je vytvořen jako tři spotřebiče: lednice, světlo a televize připojené na jednu fázi ve vzdálenosti 25 m od elektroměru. Přičemž fáze, na kterou je domácnost připojena, se pravidelně střídá. Modely pro jednotlivé spotřebiče jsou převzaty z kapitoly 7.

10.3.3 Modem

Pro modelování modemu je klíčový model vazebního členu. Pro simulace byl použit model z podkapitoly 8.6, který odpovídá vazebnímu členu používanému společností ModemTec s.r.o. Dalším důležitým prvkem je zatěžovací odpor, na kterém je měřeno napětí signálu na přijímači. Ten byl stanoven na 80Ω opět dle reálného modemu společnosti ModemTec s.r.o.

10.4 Výsledky simulací

Je poměrně obtížné určit, při jakém útlumu přenosového kanálu PLC komunikace funguje a kdy ne. Je potřeba zohlednit celou řadu faktorů:

- Výkon vysílaného signálu - závisí na normě, která stanovuje omezení rozsahu využitých frekvencí, počtu fází, do kterých se vysílá, v případě, že je limitována amplituda signálu, tak i na činiteli výkyvu, respektive PAPR. Více viz kapitola 8. Běžně se tak průměrný výkon vysílaného signálu limitovaný normou CENELEC může pohybovat od -20 dB(mW/Hz) pro komunikace s více nosnými komunikující po všech fázích, přes -13 dB(mW/Hz) pro komunikace s více nosnými komunikující po jedné fázi po 0 až 5 dB(mW/Hz) pro komunikace s jednou nosnou.

- Šum - šum může být v různých místech velmi odlišný. Na základě kapitoly 9 lze říci, že v průměru se šum pohybuje kolem -70 dB(mW/Hz) jak pro nízké, tak i vysoké napětí.
- BER respektive FER - tedy při jakém SNR lze ještě s určitou pravděpodobností přijímat rámce. Pokud budou uvažovány komunikace PRIME či G3, které mají několik módů závislých na rychlostech a bude požadována alespoň 50% úspěšnost příjmu rámce o délce 133B, tak se SNR na základě dat z kapitoly 8.2 musí pohybovat od -1 dB do 12 dB v závislosti na zvoleném módu komunikace.

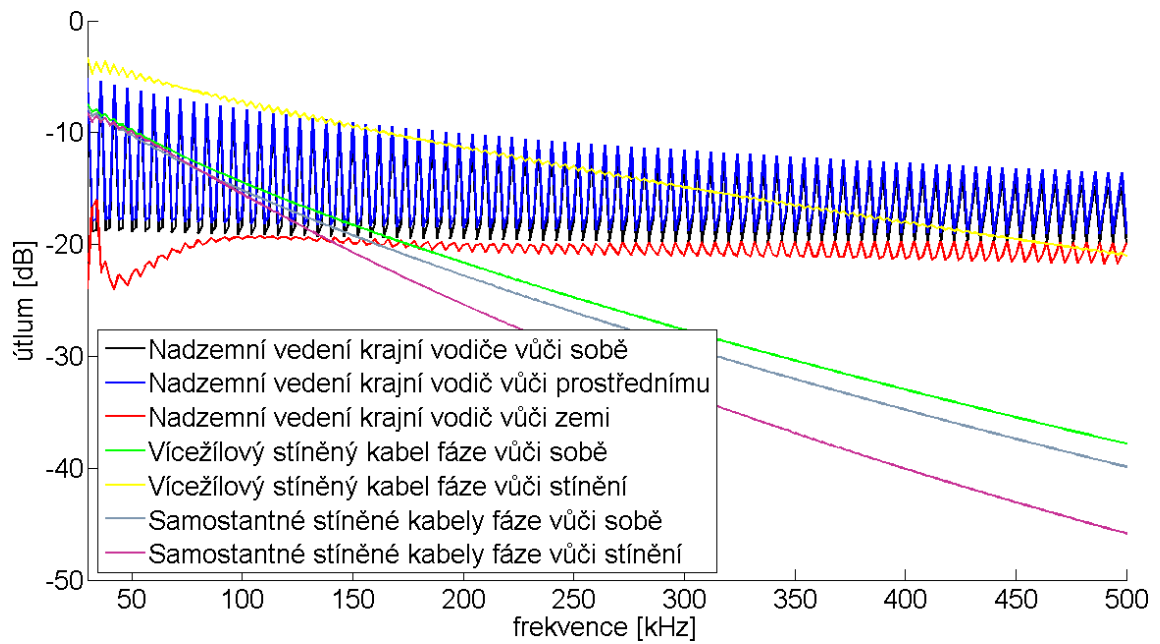
Na základě těchto poznatků lze určit, že v závislosti na celé řadě faktorů, hranicí pro úspěšnou komunikaci (133B rámec je přijímán s 50% úspěšností) může být útlum přenosového kanálu od -38 dB do -76 dB.

10.4.1 Topologie A

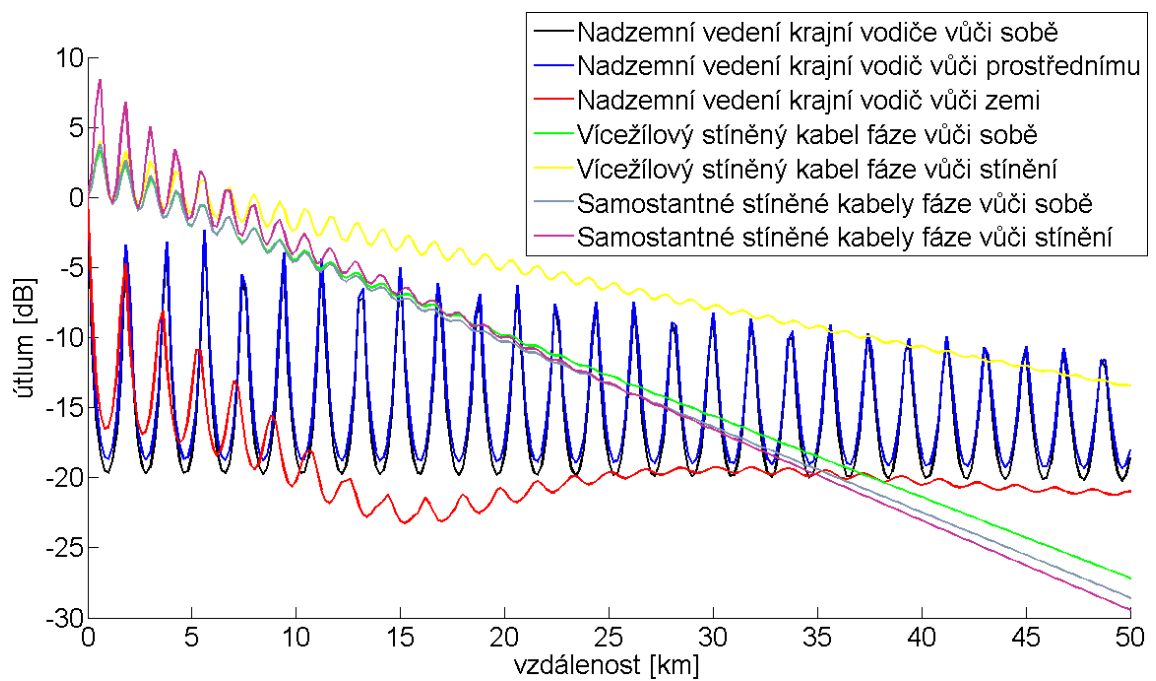
Na základě grafů A.2, A.1, A.3, A.4, A.5, A.6, A.7, 10.11, 10.12 lze konstatovat, že v případě topologie A by měla být možná komunikace až na desítky kilometrů. Přičemž zejména vyšší frekvence mají menší útlum v případě nadzemního vedení. V případě nadzemního vedení lze jednoznačně doporučit komunikaci mezi dvěma fázemi místo fáze a země. Jednoznačně ovšem nelze říci, že by nadzemní vedení bylo lepší než kabelové, jelikož kabelové bude pravděpodobně vykazovat lepší odolnost vůči šumu z okolí. Stejně tak s narůstající vzdáleností bude pravděpodobně narůstat šum v důsledku šumu okolí. Nelze tedy jednoznačně určit maximální dosažitelnou komunikační vzdálenost pouze na základě útlumu.

Správnost simulace potvrzuje měření z obrázku 10.13 publikované v [105]. Zde byla použita stejná topologie, ovšem komunikace probíhala na vedení VVN. Vzdálenost mezi vysílačem a přijímačem byla 52 km. Vysílání i měření probíhalo mezi krajním a prostředním vodičem. Měřený útlum kanálu na frekvencích od 200 do 250 kHz se pohyboval od $-10,5$ dB do $-7,5$ dB. Což je o něco méně než v případě provedené simulace. Lze to ovšem zdůvodnit tím, že v případě vedení VVN byly pravděpodobně použity kabely s větším průměrem a vzdálenosti kabelů mezi sebou byly značně vyšší. Na základě zvlnění přenosu ve frekvenční oblasti lze předpokládat existenci stojaté vlny stejně jako v případě provedené simulace.

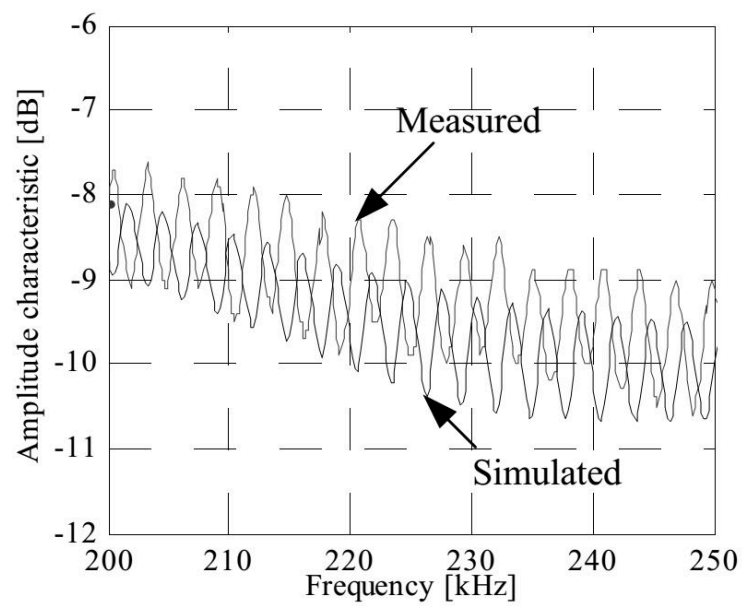
Další potvrzení lze nalézt v článku [54], kde autor prováděl simulace i měření jednovodičového nadzemního vedení v Austrálii. Opět došel k závěru, že je možné komunikovat až na vzdálenosti desítek až stovek kilometrů.



Obr. 10.11: Graf útlumu v závislosti na frekvenci pro topologii A, $x=25$ km



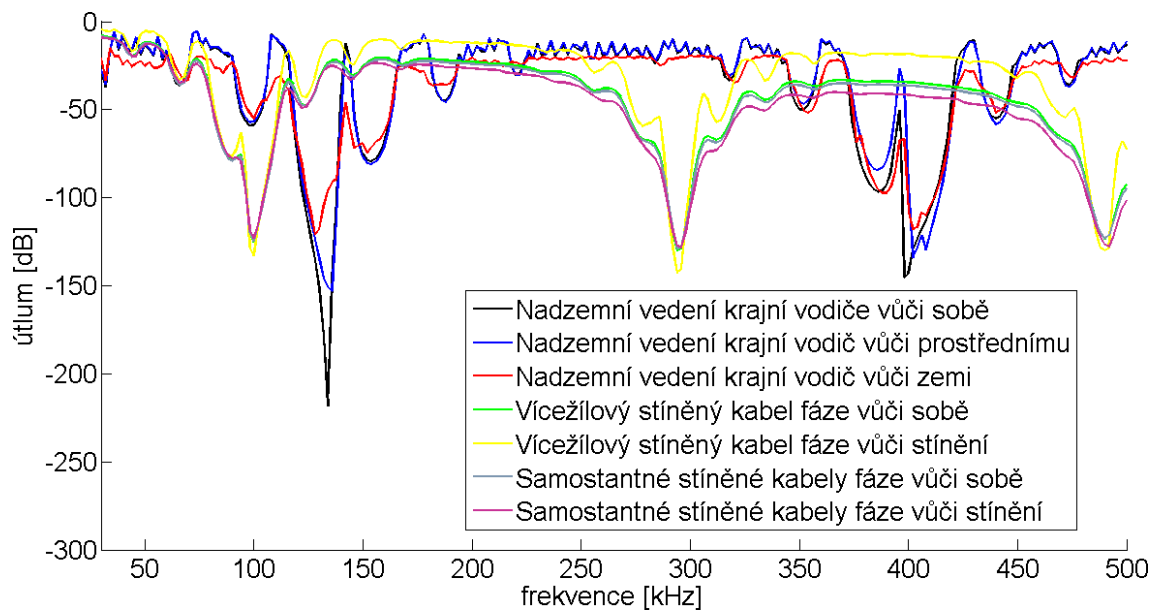
Obr. 10.12: Graf útlumu v závislosti na vzdálenosti pro topologii A, $f=80$ kHz



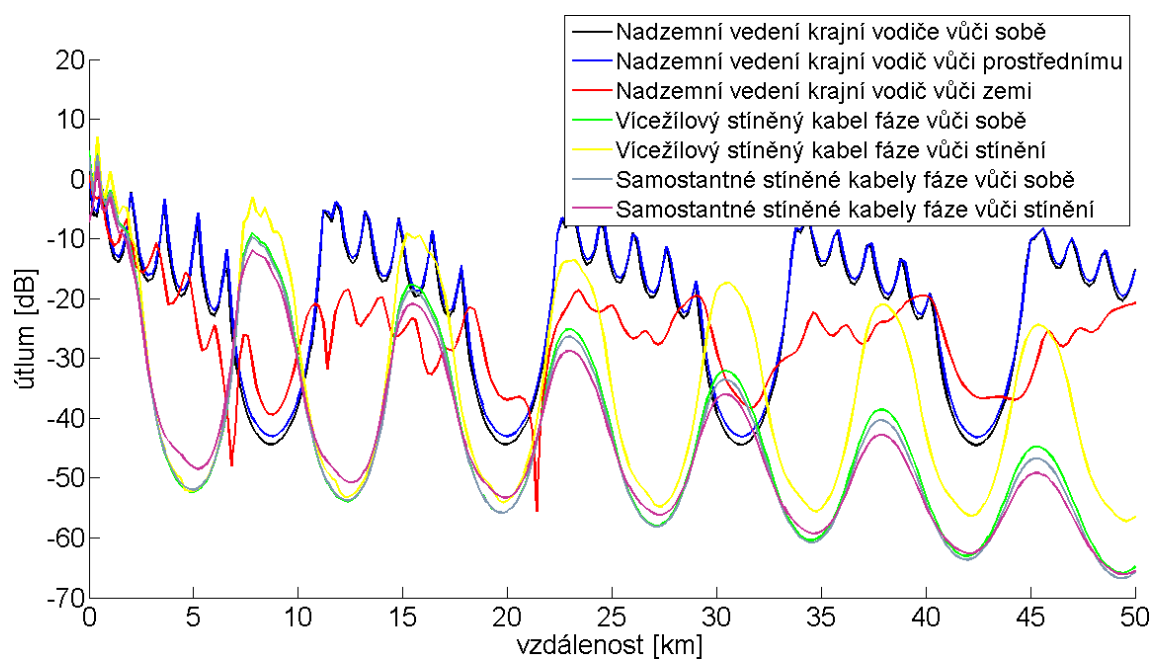
Obr. 10.13: Graf reálného útlumu v závislosti na frekvenci pro topologii A, $x=52$ km [105]

10.4.2 Topologie B

V případě, že se na komunikační trase vyskytují odbočky, stejně jako v případě topologie B, může se objevit výrazný útlum již od malých vzdáleností pro určité frekvence, jak je vidět v grafech [A.9](#), [A.8](#), [A.10](#), [A.11](#), [A.12](#), [A.13](#), [A.14](#), [10.14](#), [10.15](#) a to jak v případě nadzemního, tak i podzemního vedení. Pouze v případě kabelů se vyšší útlum projeví na jiných frekvencích. To, na kterých frekvencích se vyšší útlum projeví, je závislé na délce odboček, jejich rozmístění a typu transformátorů na konci těchto odboček. Možnost zvolit komunikační frekvence dle konkrétní situace, může přinést značné zvýšení úspěšnosti komunikace. V grafu [10.15](#) je také vidět, že stojaté vlnění, zejména pro frekvence blízké silně utlumeným frekvencím, má mnohem vyšší amplitudu, než v případě, kdy se odbočky nevyskytovaly. Může se tak stát, že ve větší vzdálenosti bude komunikace na dané frekvenci lepší než v případě menší vzdálenosti. Vzhledem k tomu, že vzdálenost je v praxi dána, je opět řešením možnost volby přenosových frekvencí a volba těch, které v příslušném místě mají zrovna útlum nízký. Ostatní poznatky z topologie A říkající, že v případě nadzemního vedení je lepší vysílat mezifázově a že co se týče útlumu vykazuje nadzemní vedení při vyšších vzdálenostech lepší výsledky než kabelové, stále platí.



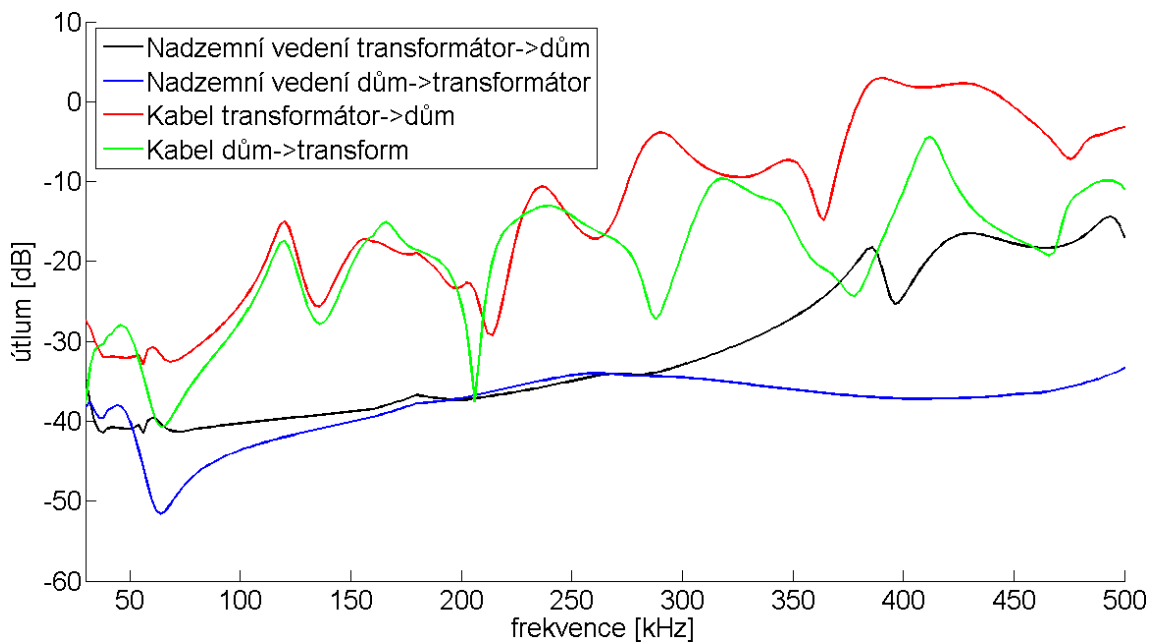
Obr. 10.14: Graf útlumu v závislosti na frekvenci pro topologii B, $x=25$ km



Obr. 10.15: Graf útlumu v závislosti na vzdálenosti pro topologii B, $f=80$ kHz

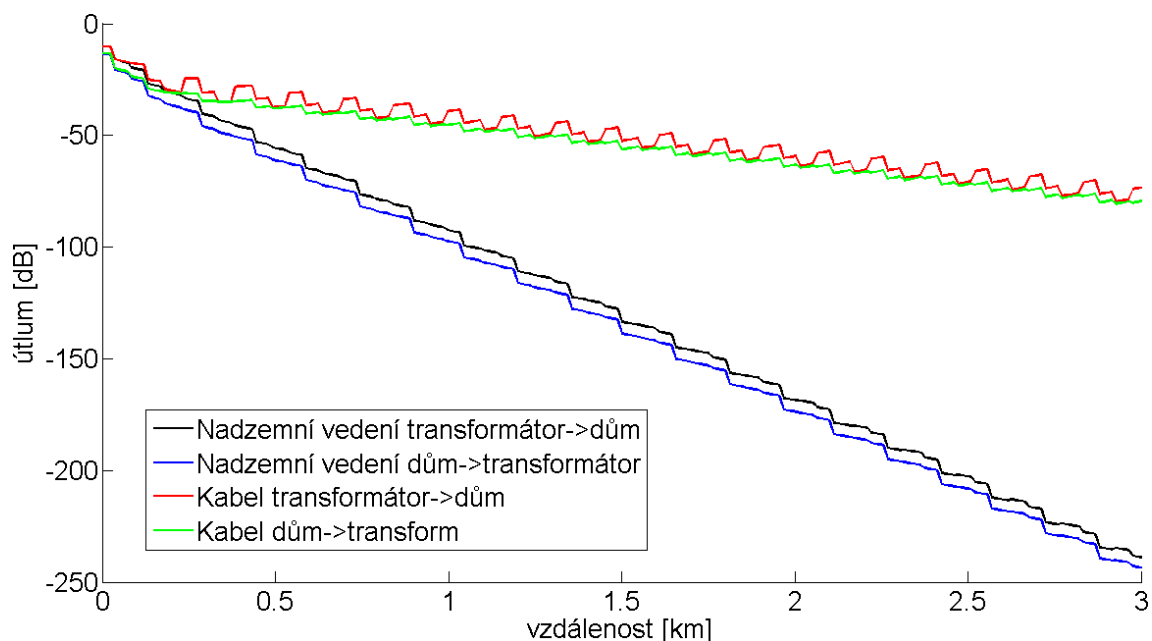
10.4.3 Topologie C

V případě topologie C představující síť nízkého napětí, je na grafech [A.15](#), [A.17](#), [A.19](#), [A.21](#), [10.16](#), [10.17](#) vidět, že nízká impedance domácností a transformátoru a velký počet odboček mají zásadní vliv na maximální dosažitelnou komunikační vzdálenost, která s rostoucím počtem odboček klesá na stovky metrů. Výrazně lépe je na tom v tomto případě podzemní kabelové vedení než nadzemní vedení. Jak dosah v řádu stovek metrů, tak i nižší útlum v případě kabelového vedení, je možné potvrdit na základě měření provedených v Komořanech u Brna a publikovaných v [\[62\]](#). Stejně tak bylo toto potvrzeno v případě pilotního projektu v ČEZu. V grafech je také možno pozorovat, že na vyšších frekvencích je menší útlum než na těch nižších. Toto nemusí platit vždy, závisí to na typu transformátoru v síti a aktivních spotřebičích v jednotlivých domácnostech. V grafech je také vidět, že stojaté vlnění není nijak výrazné. Proto by se nemělo příliš stávat, že místo umístěné dále od vysílače bude mít lepší signál než místo blíže k vysílači.



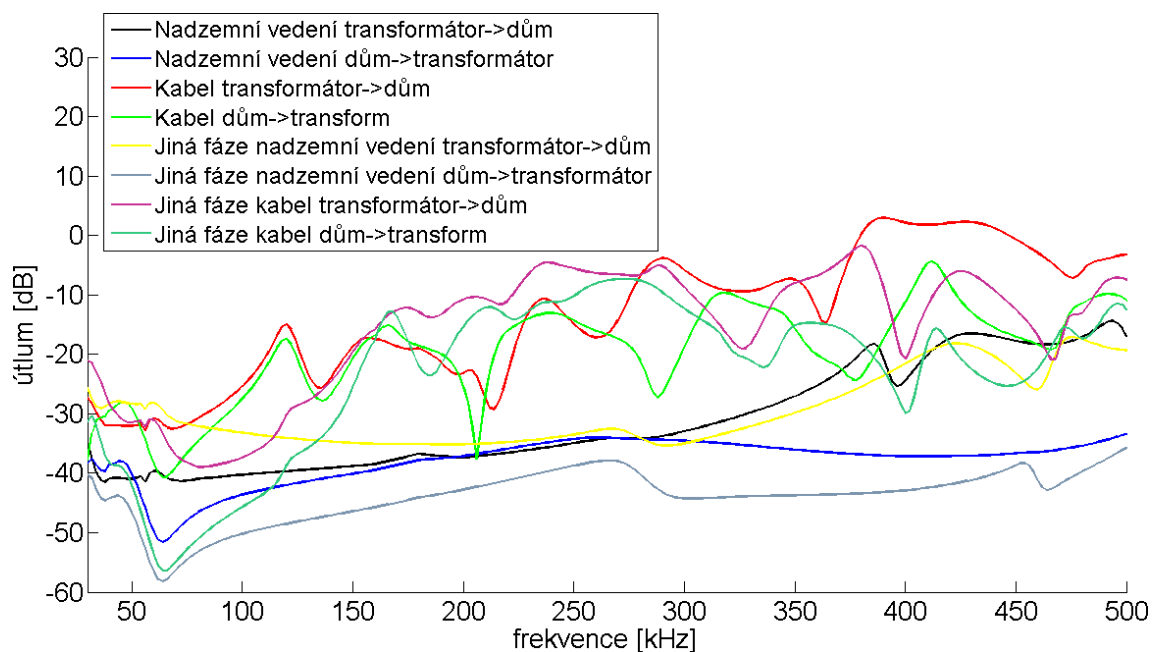
Obr. 10.16: Graf útlumu v závislosti na frekvenci pro topologii C, $x=350$ m

V grafech [A.16](#), [A.18](#), [A.20](#), [A.22](#), [10.18](#), [10.19](#) je vidět, že pokud je signál přijímán z jiné fáze vedení než do které se vysílá, tak většinou je jeho útlum vyšší, přičemž výraznější rozdíl by měl být v případě podzemních kabelů. Výrazně závisí také na směru komunikace. Menší rozdíl mezi příjmem ze stejné a jiné fáze vedení byl v případě komunikace transformátor->dům. V grafu [10.18](#) je vidět, že výrazný útlum na určitých frekvencích nemusí být na všech fázích stejný, proto minimálně příjem signálu ze všech dostupných fází může znamenat přínos. Vzhledem k tomu, že

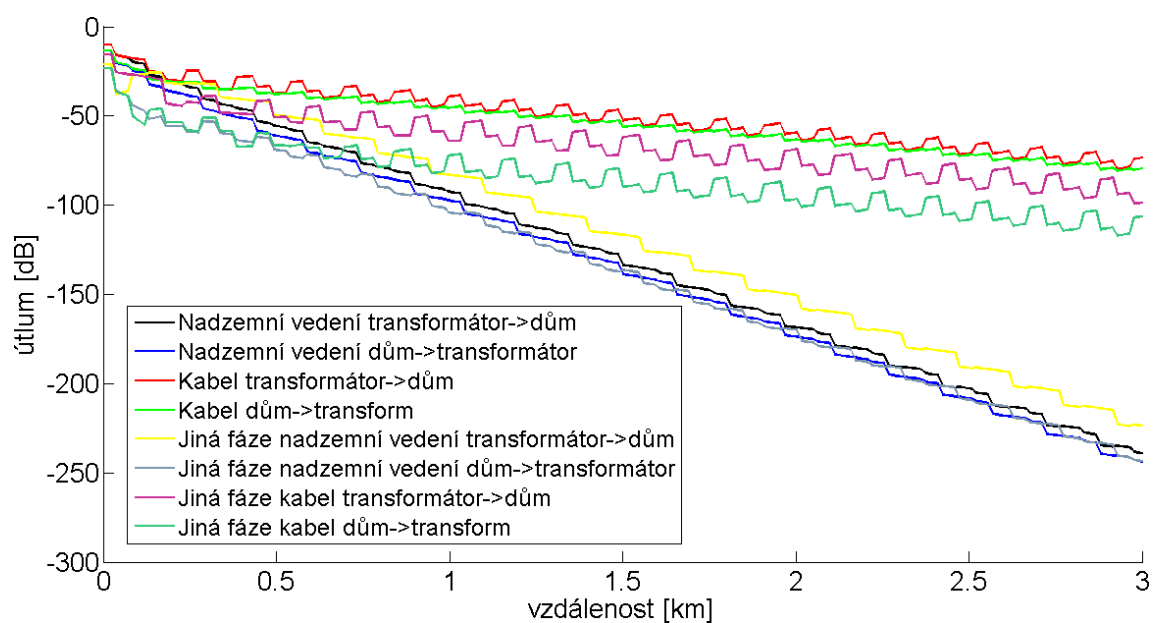


Obr. 10.17: Graf útlumu v závislosti na vzdálenosti pro topologii C, $f=80$ kHz

pokud se vysílá do všech fází je dle normy CENELEC potřeba snížit vysílací výkon, nelze jednoznačně toto řešení doporučit ani odmítnout. V různých situacích se bude pravděpodobně jevit jako výhodné jedno nebo druhé řešení.



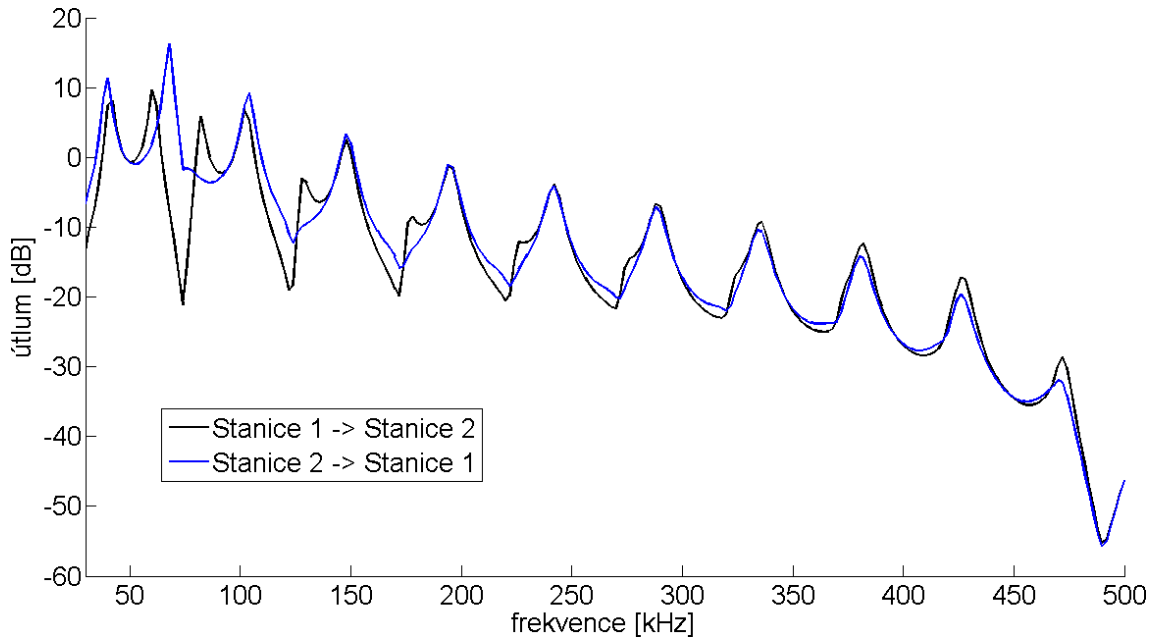
Obr. 10.18: Graf útlumu v závislosti na frekvenci pro topologii C, $x=350$ m, příjem do jiné fáze



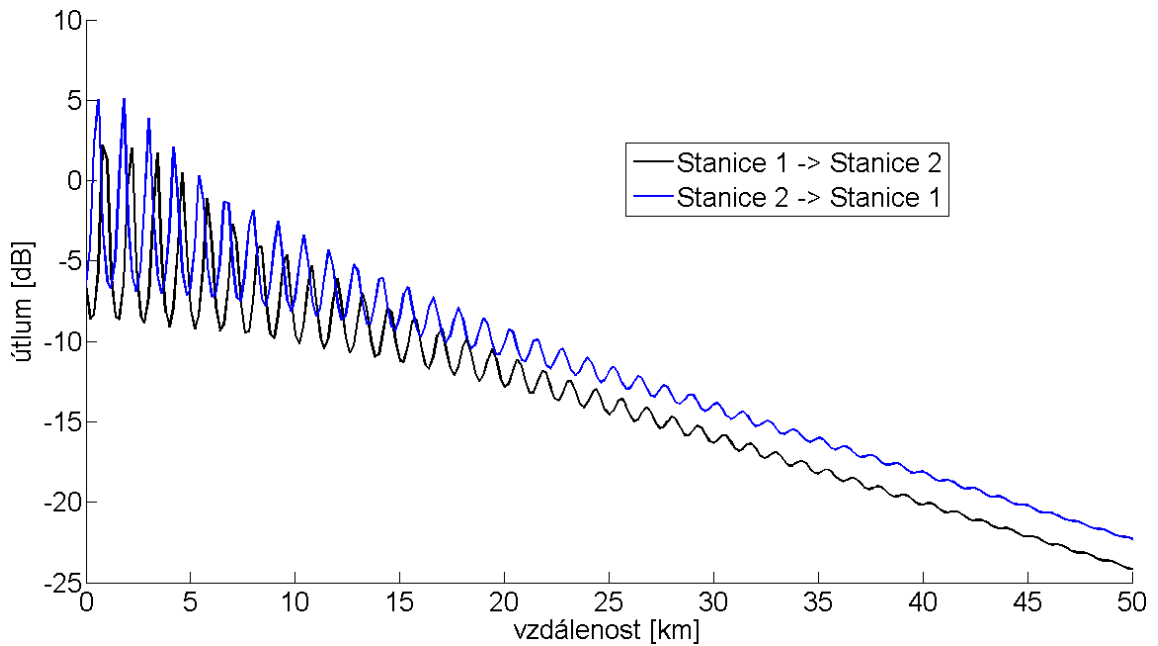
Obr. 10.19: Graf útlumu v závislosti na vzdálenosti pro topologii C, $f=80$ kHz, příjem do jiné fáze

10.4.4 Topologie D

Simulovaný útlum v případě topologie D zobrazený v grafech A.23, A.24, 10.20, 10.21 je poměrně podobný útlumu v případě topologie A pro kabelové vedení. Pouze vyšší frekvence jsou více utlumeny už na malých vzdálenostech.

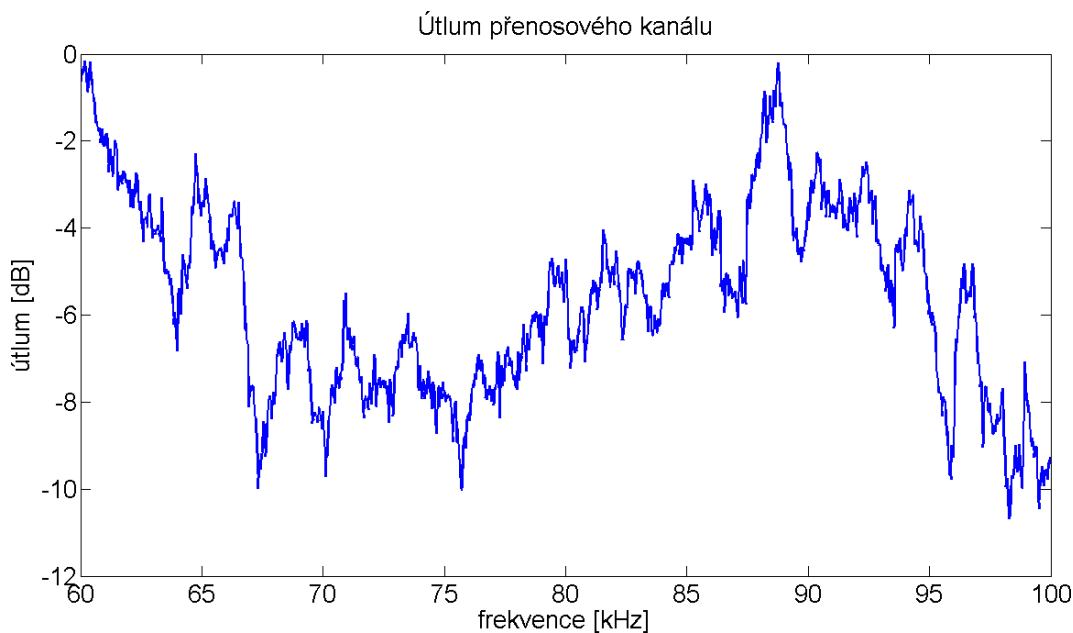


Obr. 10.20: Graf útlumu v závislosti na frekvenci pro topologii D, $x=2000$ m



Obr. 10.21: Graf útlumu v závislosti na vzdálenosti pro topologii D, $f=80$ kHz

Vzhledem k tomu, že reálně byl kabel dlouhý přibližně 2 km, není překvapením, že měřený útlum přenosového kanálu na obrázku 10.22 pro frekvence od 60 kHz do 100 kHz není nijak výrazný a většinou se pohybuje do -10 dB. Uvedené hodnoty přibližně odpovídají simulovanému útlumu pro tyto frekvence, což dokládá obrázek 10.20. V obou případech je také možné pozorovat určité zvlnění charakteristiky ve frekvenční oblasti. Vysílaný, přijímaný signál a jejich výkonovou spektrální hustotu je možné vidět v grafech A.25, A.26, A.27, A.28.



Obr. 10.22: Graf reálného útlumu v závislosti na frekvenci pro topologii D, $x=2000$ m

10.5 Shrnutí

Byla provedena simulace útlumu kanálu pro 4 různé topologie. V rámci simulací bylo srovnáno nadzemní vedení s podzemním. Z provedeného modelování a následných analýz vyplynulo doporučení v případě VN vysílat mezi dvě fáze, nikoliv mezi fází a zem. V případě nízkého napětí nebylo možné jednoznačně rozhodnout, zda je lepší vysílat do jedné, nebo do více fází, neboť toto je závislé na konkrétních podmínkách. V případě VN se maximální dosažitelné komunikační vzdálenosti mohou pohybovat až v desítkách km, ale v případě existence odboček může dojít k výraznému útlumu na některých frekvencích. V případě NN se maximální dosažitelné komunikační vzdálenosti pohybují od desítek po stovky metrů a podzemní kabelové vedení má z hlediska útlumu lepší vlastnosti než to nadzemní. V případě topologie A byly výsledky srovnány s reálnými naměřenými hodnotami v literatuře. V případě topologie D byly výsledky srovnány s naměřenými hodnotami v areálu TŽ.

11 SIMULACE INTELIGENTNÍ SÍTĚ

Model přenosového kanálu popsáný v předchozích kapitolách poskytuje informaci o útlumu přenosového kanálu. Pokud se přidá informace o vysílaném výkonu popsaném v podkapitole 8.5 a informace o šumu v místě přijímače popsaném v kapitole 9, lze získat poměr výkonu signálu k šumu **SNR**. Na základě **BER/SNR**, případně **FER/SNR** popsaných v podkapitole 8.2 lze následně vypočítat ztrátovost paketů a následně stanovit předpokládanou maximální rychlost komunikace. V případě komunikace bod - bod, která se nejčastěji vyskytuje v sítích vysokého napětí, případně v průmyslových sítích, je výstup v podobě maximální komunikační rychlosti postačující. V případě inteligentních sítí se k vyhodnocování nepoužívá rychlost, ale takzvaná „odečtenost“, což je procento měřičů, ze kterých má server data, která nejsou starší než stanovená doba. K tomu, aby bylo možné stanovit tuto hodnotu, je potřeba provést simulaci inteligentní sítě.

11.1 Realizace simulátoru

Simulátor je realizován v zařízení typu datový koncentrátor, který je popsán v [35]. Činnost datového koncentrátoru je prakticky stejná jako v případě reálného datového koncentrátoru pouze v případě, kdy se pokouší komunikovat s měřičem, není příkaz odeslán na modem, ale je zpracován simulačním procesem. Ten na zadaný příkaz odpoví nebo simuluje výpadek komunikace.

Takové řešení má výhodu v tom, že simulace je velmi přesná. Není tak obtížně realizovat simulátor, pokud je k dispozici **SW** reálného datového koncentrátoru. Pro vyhodnocení „odečtenosti“ je možné využít stejné prostředky, jaké se používají v reálných aplikacích. Dále je na koncentrátoru možné simulovat události, které mohou nastat i v reálném životě, jako je výpadek napájení, výpadek GPRS spojení, atd. Navíc je takový simulátor možné použít k simulacím sítě měřičů i pro jiné účely, jako například vývoj datové centrály. Dále je možné díky simulátoru provádět zátěžové testy koncentrátoru nebo nadřazených systémů. Hlavní nevýhodou je, že simulace probíhá v reálném čase. Proto je potřeba nechat simulátor běžet pár dnů, než se „odečtenost“ ustálí a je možné ji vyhodnotit.

11.2 Nastavení simulátoru

Je potřeba nastavit tyto parametry:

- Typ komunikace - PRIME, W-MBus - simulátor kromě PLC komunikace dokáže simulovat i W-MBus komunikaci.
- Počet zařízení
- Topologie - kolikrát se paket opakuje, než dorazí k příslušnému zařízení
- Ztrátovost normovaného paketu - jaká je pravděpodobnost, že dojde ke ztrátě paketu o normované délce. Jedná se o chybovost pro celou trasu k měřiči. Lze spočítat jako $FER = 1 - \prod (1 - FER_i)$, kde FER_i je chybovost normovaného paketu (rámce) na příslušném úseku trasy.
- Přesný typ jednotlivých zařízení - každé zařízení má jiné časy odezvy, proto je tento údaj důležitý.
- Datum instalace zařízení - určuje počet historických hodnot v měřiči. Lze tak simulovat situaci, kdy měřiče obsahují větší množství historických hodnot, které je potřeba dočíst.
- Konfigurace profilů - jak často se ukládají které registry. Registry stačí identifikovat OBIS kódem, jelikož koncentrátor má databázi registrů včetně jejich datových typů, takže si následně dokáže spočítat velikost přenášených dat.
- Konfigurace události - statistické rozložení pro četnost jednotlivých událostí. Koncentrátor má opět databázi s velikostí jednotlivých událostí.

11.3 Simulace hodnot jednotlivých registrů

Pro určení „odečtenosti“ není podstatné, jakých hodnot nabývají jednotlivé registry. Při podpoře vývoje ostatních systémů inteligentních sítí a zátěžových testech jsou již podstatné. Pro hodnoty v registrech je možné využít tyto datové generátory:

- Spotřeba - registr se neustále inkrementuje s proměnnou intenzitou. Po fourierově analýze reálných dat spotřeby bylo zjištěno, že dominující frekvence, se kterými se spotřeba mění, jsou: den, týden a rok. Kromě toho byly přidány ještě periody hodina a deset let. Lze nastavit statistické rozložení jednotlivých parametrů pro měřiče tak, aby se každý choval unikátně.
- Konstanta.
- Hodnota normálního rozložení.
- Jedna z hodnot libovolného datového typu - všechny hodnoty se mohou vyskytovat se stejnou pravděpodobností.
- Součet jiných registrů - užitečné v případě celkové spotřeby, která je součtem spotřeb v jednotlivých tarifech.

- Weibullovo rozdělení - vhodné pro generování chybovosti ve větší skupině měřičů.
- Spotřeba zarovnaná na určitý čas - zejména měřiče tepla nebo vody posílají pokaždé spotřebu z 1. ledna.
- Jiné matematické operace s ostatními generátory.

11.4 Parametry PRIME komunikace

Aby simulátor mohl správně fungovat, je potřeba změřit celou řadu parametrů jednotlivých komunikací. Jako příklad budou uvedeny parametry nutné pro odhad času vyčtení jednoho profilu z elektroměru pomocí PLC komunikace PRIME/DLMS, která je jednou z nejpoužívanějších v Evropě.

Vyčítat se bude hodinový profil z třífázového elektroměru jednoho nejmenovaného výrobce.

Profil obsahuje 12 registrů a časovou značku. Celkově registry obsahují 39 B dat. Vzhledem k tomu, že protokol PRIME využívá na aplikační vrstvě standard DLMS, je těchto 39 B zakódováno pomocí 51 B. Dále je zde časová značka, která by mohla být zakódovaná pomocí UNIX timestampu jako 4B, kódovaná pomocí 14 B. Nechybí zde ani informace o dnu v týdnu, které se dají bez problému dopočítat. 2 B tvoří hlavička profilu. Tedy celková velikost profilu je 67 B. Dotaz pro získání tohoto profilu obsahuje 68 B, jelikož je třeba uvést, který profil je požadován, od kdy do kdy se mají historická data posílat, atd. Hlavičky nižších vrstev u všech paketů obsahují 36 B dat. Doba mezi přijetím požadavku na profil a odesláním profilu z měřiče je 695 ms. Doba zpracování paketu v komunikačním čipu datového koncentrátoru je $47 \text{ ms} + 0,5 \text{ ms} \cdot \text{délka paketu v B}$. DLMS protokol vyžaduje speciální paket pro navázání a ukončení relace s měřičem. Dotaz a odpověď na navázání relace dohromady obsahují 179 B včetně nižších vrstev a měřič tento dotaz zpracovává 72 ms. Dotaz a odpověď na ukončení relace obsahují dohromady 84 B včetně nižších vrstev a měřič jej zpracovává 64 ms. Změřená rychlost PRIME komunikace byla v tomto případě 44 kb/s.

Doby zpracování paketů, doba přenosu dat po médiu a množství přenášených dat pro jednotlivé úkony nutné k vyčtení jednoho řádku profilu je vidět v tabulkách [11.1](#), [11.2](#), [11.3](#).

V grafu [11.1](#) je vidět dobu trvání jednotlivých úkonů nutných pro vyčtení jednoho řádku profilu protokolem PRIME/DLMS. Nejvíce času zabere zpracování tohoto požadavku na měřiči. Měřič totiž kromě zpracování přijatého paketu a zakódování odpovědi musí vyhledat požadovaná data ve své interní databázi. Vzhledem na velký tlak na cenu měřičů, jsou měřiče vybaveny relativně malým výpočetním výkonem.

Návázání relace	Data [B]	Čas [ms]
zpracování koncentrátorem		137
komunikace	179	31
zpracování měřičem		72
celkem	179	240

Tab. 11.1: Parametry navázání relace pro PRIME

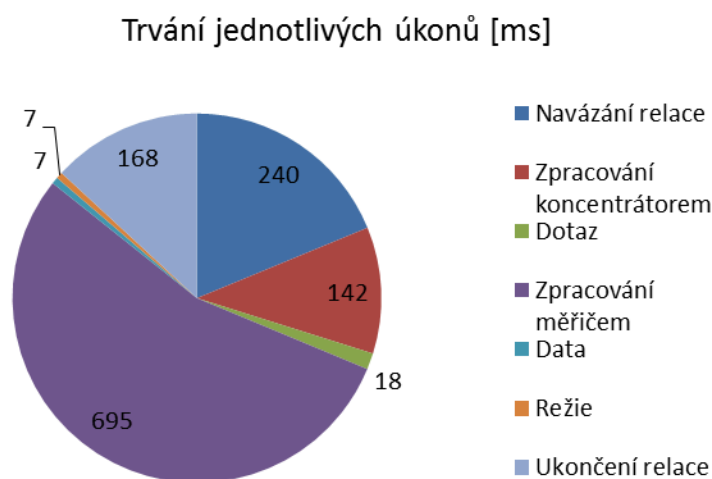
Vyčtení profilu	Data [B]	Čas [ms]
zpracování koncentrátorem		142
dotaz	104	18
zpracování měřičem		695
data	43	7
režie	42	7
celkem	189	869

Tab. 11.2: Parametry vyčtení jednoho řádku profilu po PRIME

Ukončení relace	Data [B]	Čas [ms]
zpracování koncentrátorem		89 13
komunikace	84	15
zpracování měřičem		64
celkem	84	168

Tab. 11.3: Parametry ukončení relace po PRIME

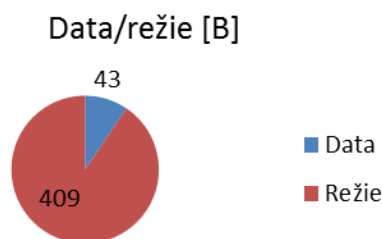
Další významnou částí je navázání a ukončení relace, což je vlastnost DLMS protokolu, který PRIME používá na aplikační vrstvě pro komunikaci s měřiči. DLMS protokol nemusí být provozován pouze po PLC. Z toho důvodu je zde pravděpodobně ustavování relace. Pro PLC komunikaci toto však nemá podstatný význam a komunikaci to pouze značným způsobem prodlužuje. Bylo by možné argumentovat, že v případě vyčítání většího počtu profilů stačí navázat a ukončit relaci pouze jednou a tím se její negativní vliv omezí. Vzhledem k tomu, že data z měřičů jsou využívány pro řízení zátěže a čím jsou aktuálnější, tím jsou cennější, nelze čekat, až v měřiči bude větší množství dat a vyčíst je až následně. Dále je vidět, že i poměrně podstatnou část zabere zakódování a vyslání paketu v komunikačním čipu datového koncentrátoru. Samotný přenos dotazu a odpovědi (data+režie) zabere jen velmi málo času v porovnání s ostatními úkony.



Obr. 11.1: Graf doby trvání jednotlivých úkonů při vyčítání jednoho řádku profilu protokolem PRIME/DLMS

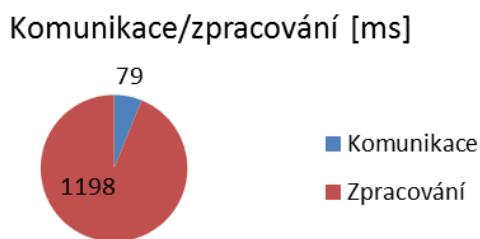
V grafu 11.2 je vidět poměr užitečných dat, tedy hodnot jednotlivých registrů a časové značky a režie. Je třeba říci, že každý protokol obsahuje režii spojenou s adresací, samoopravnými kódy, identifikací příkazu, případně kódováním struktur s daty. Nicméně protokol PRIME/DLMS obsahuje opravdu velkou režii vzhledem k přenášeným datům při navazování a ukončování relace a nutnosti existence hlavičky jak pro protokol DLMS, tak i PRIME, kdy například adresace zařízení se odehrává na obou protokolech.

V grafu 11.3 je vidět dobu strávenou přenosem dat po lince a dobu strávenou zpracováním paketu v elektroměru a datovém koncentrátoru. Vzhledem k tomu, že PRIME komunikace funguje jako dotaz - odpověď, není možné linku využívat ani v



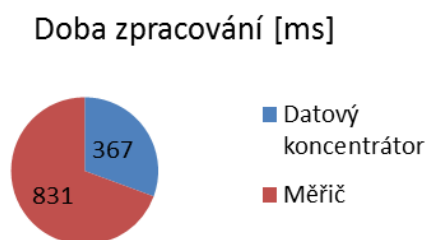
Obr. 11.2: Graf velikosti dat a režie při vyčítání jednoho řádku profilu protokolem PRIME/DLMS

době zpracovávání paketu na elektroměru. Vzhledem k tomu, že nelze v komunikačním čipu na koncentrátoru paket zadat do fronty, tak ani zde není možné využívat linku v době přípravy paketu k odeslání.



Obr. 11.3: Graf doby strávené komunikací a zpracováním paketů při vyčítání jednoho řádku profilu protokolem PRIME

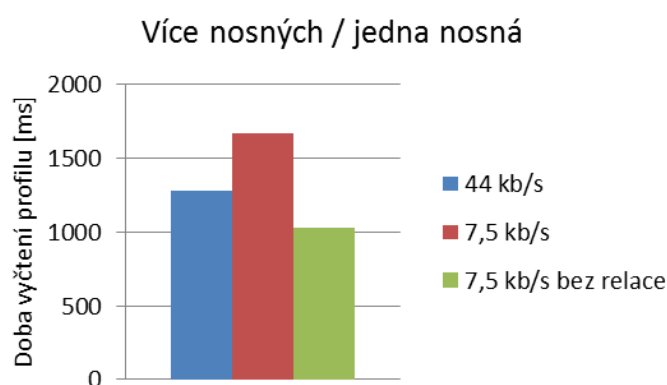
V grafu 11.4 je vidět, že větší část spojenou se zpracováním paketu je na straně elektroměru než datovém koncentrátoru.



Obr. 11.4: Graf doby strávené zpracováním paketů na datovém koncentrátoru a měřiči při vyčítání jednoho řádku profilu protokolem PRIME/DLMS

V grafu 11.5 je vidět čas, který je potřeba k vyčtení jednoho řádku profilu protokolem PRIME/DLMS a srovnání, pokud by se řádek vyčítal protokolem DLMS, ale

na fyzické vrstvě by byl použit protokol s jednou nosnou, kde většina těchto protokolů má rychlost kolem 7,5 kb/s. V třetím případě je vidět, kolik by zabralo vyčtení profilu protokolem s jednou nosnou, kdyby bylo vynecháno navazování a ukončování relace. Je vidět, že i když protokoly s jednou nosnou frekvencí jsou téměř 6x pomalejší než OFDM protokol PRIME, v konečném důsledku se doba vyčtení profilu prodlouží jen o 30%. Pokud by bylo vynecháno navazování a ukončování relace doba se dokonce zkrátí o 19%. Z toho je patrné, že protokoly s jednou nosnou frekvencí díky úspornému proprietárnímu protokolu bez navazování relací mohou vyčíst profil podstatně rychleji než komunikace s více nosnými využívající DLMS protokol. Navíc i díky menší ztrátovosti paketů budou mít pravděpodobně vyšší „odečtenost“.



Obr. 11.5: Graf doby vyčítání jednoho řádku profilu protokolem PRIME a protokoly s jednou nosnou frekvencí

Dalším důležitým faktorem ovlivňujícím celkovou ztrátovost paketů a tím i „odečtenost“ je schopnost automatického sestavení sítě. Tedy nalezení vhodných cest s příslušnými opakovači. Bohužel simulátor předpokládá, že síť bude sestavena tím nejlepším způsobem. Ne vždy tomu tak ale musí být. Srovnání algoritmů pro routing a sestavování cest jednotlivých protokolů již přesahuje rámec této práce.

11.5 Shrnutí

Závěrem lze konstatovat, že v případě většiny používaných PLC protokolů pro komunikaci s elektroměry má přenosová rychlost relativně malý vliv na úspěšnost vyčtení dat z měřičů. Mnohem větší vliv má ztrátovost paketů, doba zpracovávání požadavků na měřiči i komunikačním čipu datového koncentrátoru a úroveň optimalizace protokolu. Na základě toho se optimalizované proprietární protokoly s jednou nosnou a modulací BPSK nebo DCSK jeví jako vhodnější řešení pro inteligentní sítě nízkého napětí než OFDM protokoly, jako PRIME/DLMS nebo G3/DLMS. Na

druhou stranu protokoly na bázi OFDM mohou být velmi vhodné pro přenos dat po vysokém napětí, kde je naopak kladen vysoký důraz na rychlost komunikace.

Vzhledem k tomu, že snížení doby zpracování paketu není vhodné realizovat zvýšením výpočetního výkonu měřičů z důvodu výrazného tlaku na cenu, je potřeba hledat řešení při případném návrhu nového komunikačního protokolu. Zlepšení by mohlo přinést, pokud by měřič měl možnost na některé požadavky odpovědět, že si odpověď potřebuje nachystat a koncentrátor by si ji později vyzvedl. Přesto, že k vyčtení by bylo potřeba 2x více paketů, mohlo by to přinést zrychlení celkové komunikace. Další možností je využít časových slotů pro odpovědi, kdy elektroměr by vždy odpověděl až po určité době od doručení požadavku, přičemž v době, kdy by si připravoval odpověď nebo čekal, by mohly odpovídat jiné elektroměry.

ZÁVĚR

Historie a základní rozdělení PLC komunikace je popsáno v kapitole 1. V současnosti je PLC komunikace nejvíce využívána v inteligentních sítích, které jsou podrobněji popsány v kapitole 2.

Současný stav modelování PLC komunikace lze nalézt v kapitole 3. Modely jsou nejčastěji vytvářeny v podobě kaskádních dvojbranů nebo modelů vícecestného šíření signálu. Podstatnou nevýhodou takto vytvářených modelů, které samy vychází z modelů vedení pro DSL komunikaci, je skutečnost, že jsou rozpracovány pouze pro dvouvodičová vedení.

Aby bylo možné modelovat celou řadu jevů, které mohou nastávat v reálných sítích, byly v rámci této práce odvozeny telegrafní rovnice pro vícevodičové vedení v maticovém tvaru. Na základě těchto rovnic byl popsán model kaskádních vícebranů. Kromě telegrafních rovnic je největší odlišností admitanční matice zátěže, kdy je potřeba popsat admitance mezi jednotlivými vodiči. Značná část modelu je analogická s modelem kaskádních dvojbranů. Veškerá potřebná odvození a popis jednotlivých matic se nachází v kapitole 4.

V kapitole 5 bylo popsáno, jak vypočítat jednotlivé parametry příslušných vedení potřebné pro model kaskádních vícebranů. V případě vnitřních odporů vodičů je nezbytné uvažovat povrchový jev, jelikož pro frekvence, které využívá PLC komunikace, je hloubka vniku značně menší než poloměr vodičů. Impedanci země je možné určit aproximací nebo numerickým řešením Carson-Pollaczka integrálu. Konduktivitu země je možné zvolit na základě údajů v atlasech, které pro tyto účely existují. Dále je v kapitole 5 popsáno, jak stanovit indukčnost, kapacitu a příčnou vodivost nadzemních vedení i různých typů kabelů. Výpočet pro určité typy vedení byl ověřen s reálnými měřeními.

V kapitole 6 byl detailně zdokumentován vliv transformátoru na PLC komunikaci pomocí měření na reálném transformátoru. Zkoumána byla impedance ze strany vysokého i nízkého napětí. Dále byl změřen přenos signálu přes samotný transformátor. Zatímco transformátor v síti vysokého napětí představuje poměrně vysokou impedanci, v síti nízkého napětí je jeho impedance na velké části využívaných frekvencí poměrně nízká, což má negativní dopad na komunikaci. Při přenosu signálu přes transformátor dochází k značnému útlumu signálu zejména ve směru VN->NN. Nelze jednoznačně konstatovat, zda je takový přenos možný. Vždy je potřeba posoudit konkrétní situaci, typ transformátoru a vzdálenosti, na kterou je ještě potřeba komunikovat za samotným transformátorem. V určitých případech by ale komunikace přes transformátor mohla přinést značnou úsporu nákladů, jelikož modem pro NN je podstatně levnější než modem pro VN.

V kapitole 7 byl vytvořen model domácnosti jako nejběžnějšího odběrného místa.

Bylo zjištěno, že impedance domácnosti se může pohybovat od jednotek Ω , kdy je aktivních více spotřebičů až po jednotky $k\Omega$ v případě, kdy je aktivní pouze lednice. Nejčastěji tak bude docházet ke změnám impedance, kdy v noci a přes den bude impedance domácnosti dosahovat desítek Ω a k poklesu na jednotky Ω může dojít během rána a večer, kdy je větší počet aktivních spotřebičů, zejména televizí a počítačů.

Vzhledem k tomu, že amplituda výstupního signálu je omezena příslušnými normami, závisí maximální PSD vysílaného signálu na rozsahu využitých frekvencí, činiteli výkyvu a počtu fází, do kterých se vysílá. Chybovost paketů závisí na charakteristice BER vůči SNR příslušného protokolu, kdy některé protokoly mohou mít více módů, kdy při snížení rychlosti komunikace lze dosáhnout lepší charakteristiky. Vzhledem ke konstrukčním vlastnostem oddělovacího transformátoru vazebního členu, dochází k útlumu některých frekvencí již na vazebním členu. Toto je možné eliminovat měřením impedance sítě a kompenzací na programovatelném zesilovači nebo využitím kvalitnějšího oddělovacího transformátoru s nanokrystalickým jádrem. V obou případech se však jedná o nákladné řešení. V podkapitole 8.6 byly popsány matice reprezentující možná připojení vazebního členu pro model kaskádních vícebranů. Více podrobností o modemech a komunikačních zařízeních viz kapitola 8.

V sítích NN a VN se lze setkat se třemi typy šumu. Prvním typem je šum na pozadí, jehož velikost s narůstající frekvencí klesá. Na základě měření v [109], [87], [46], [89] lze konstatovat, že velikost šumu se v sítích NN i VN nejčastěji pohybuje kolem -70 dB(mW/Hz), což potvrzuje i měření v areálu TŽ. Periodické synchronní a asynchronní impulsní rušení bylo pozorováno jak v případě sítě NN, tak i VN, kdy v době špičky 50Hz signálu byl šum největší. Impulsní rušení je vyvoláno přechodným dějem při spuštění nebo vypnutí určitého spotřebiče. Velikost šumu se může značně lišit v závislosti na lokalitě a denní době. Více o analýze šumu ovlivňující PLC komunikaci se lze dočíst v kapitole 9.

V kapitole 10 byla provedena simulace útlumu kanálu pro 4 různé topologie, se kterými by bylo možné se setkat i v reálných podmínkách. V rámci simulací bylo srovnáno nadzemní vedení s podzemním. Z provedeného modelování a následných analýz vyplynulo doporučení v případě VN vysílat mezi dvě fáze, nikoliv mezi fází a zem. V případě nízkého napětí nebylo možné jednoznačně rozhodnout, zda je lepší vysílat do jedné, nebo do více fází, neboť toto je závislé na konkrétních podmínkách. V případě VN se komunikační vzdálenosti mohou pohybovat až v desítkách km, ale v případě existence odboček může dojít k výraznému útlumu na některých frekvencích. V případě NN se komunikační vzdálenosti pohybují od desítek po stovky metrů a podzemní kabelové vedení má z hlediska útlumu lepší vlastnosti než to nadzemní. V případě topologie A byly výsledky srovnány s reálnými naměřenými hodnotami v

literatuře. V případě topologie B byly výsledky srovnány s naměřenými hodnotami v areálu TŽ.

V kapitole 11 byla provedena simulace inteligentní sítě, díky níž je možné zjištění vlivu jednotlivých parametrů komunikace na úspěšnost vyčtení dat z měřičů v inteligentních sítích. Bylo zjištěno, že v případě většiny používaných PLC protokolů pro komunikaci s elektroměry má přenosová rychlost relativně malý vliv na úspěšnost vyčtení dat z měřičů. Mnohem větší vliv má ztrátovost paketů, doba zpracovávání požadavků na měřiči i komunikačním čipu datového koncentrátoru a úroveň optimalizace protokolu. Na základě toho se optimalizované proprietární protokoly s jednou nosnou a modulací BPSK nebo DCSK jeví jako vhodnější řešení pro inteligentní sítě nízkého napětí než OFDM protokoly, jako PRIME/DLMS nebo G3/DLMS. Na druhou stranu protokoly na bázi OFDM mohou být velmi vhodné pro přenos dat po vysokém napětí, kde je naopak kladen vysoký důraz na rychlost komunikace.

Hlavním přínosem předložené práce je vytvoření vícevodičového modelu energetické sítě pro účely modelování PLC komunikace. Vícevodičové modely se v současné době používají minimálně a většinou pouze pro modelování PLC komunikace uvnitř budov. Pro použití tohoto modelu ve venkovních sítích bylo nutné vytvořit vícevodičové modely odběrných míst, transformátorů a popsat jak modelovat připojení modemu k určitým vodičům vícevodičového modelu. Díky nově odvozenému modelu, který je podrobně dokumentován v dizertační práci, je možné nejenom modelovat PLC komunikaci přesněji, ale je také možné modelovat celou řadu aspektů, jako jsou:

- volba referenčního vodiče - fáze nebo zem,
- možnost přijímat signál v jiné fázi vedení než je fáze, do které se vysílá,
- možnost využít jednotlivé fáze vedení jako samostatné komunikační kanály,
- přenos signálu z jedné sítě do druhé souběžně vedenými kabely,

kteří v původních dvouvodičových vedení modelovat nebylo možné. Ukázalo se, že není jednoduše možné modelovat konkrétní lokality nízkého napětí vzhledem k tomu, že zjištění konkrétních impedancí jednotlivých odběrných míst, šum v jednotlivých částech sítě, případně přesné parametry transformátoru je prakticky nereálné. Na druhou stranu model může:

- posloužit k odhadu maximální komunikační vzdálenosti v síti vysokého napětí,
- pomoci odpovědět na otázky, zda v sítích vysokého napětí vysílat mezi fázově nebo vůči zemi,
- zda v sítích nízkého napětí vysílat do všech fází nebo pouze do jedné,
- zda investice do kompenzace útlumu některých frekvencí na vazebním členu by přinesla požadované zlepšení „odečtenosti“ dat z měřičů,
- je možné pomocí modelu vytvořit typické topologie, jako například městskou, venkovskou či jiné a porovnat v nich úspěšnost komunikace, či přímo

„odečtenost“ jednotlivých technologií.

Při znalosti rozsahu frekvencí, rychlosti komunikace, činitele výkyvu a BER/SNR charakteristiky příslušného protokolu je možné s využitím modelu určit reálnou rychlost komunikace mezi dvěma body. Pokud jsou navíc známy odezvy měřičů na jednotlivé požadavky, je možné pomocí vytvořené simulace inteligentní sítě, zjistit množství vyčtených dat z měřičů, které nejsou starší než stanovený čas.

Na základě simulací a měření provedených v kapitole 10 a celé řady pilotních i masových nasazení po celém světě lze konstatovat, že PLC komunikace může doplnit ostatní komunikace vhodné pro internet věcí, zejména inteligentní sítě v energetice. Je ovšem třeba počítat s faktem, že i když se jedná o metalické vedení, jeho spolehlivostní parametry se blíží spíše rádiovým přenosům ve sdíleném pásmu a vysoká spolehlivost, který je obvyklá v metalických sítích, je prakticky nedosažitelná. Toto je zásadní při řízení zátěže, kde je potřeba počítat s tím, že určité části odběratelů nemusí určitý povel dorazit. Toto lze řešit tak, že tyto místa se v tomto případě budou chovat výchozím způsobem. Komunikace není příliš vhodná pro přenos alarmových signálů, které mohou ohrožovat život nebo majetek a kde je nezbytná vysoká spolehlivost a schopnost přenést informaci co nejdříve po výskytu události.

V práci popsaný model vícevodičového vedení je možné rozšířit o citlivostní analýzu, což by umožnilo kvantifikovat vliv jednotlivých parametrů na úspěšnost komunikace. Klíčovými parametry modelu, které mají vliv na úspěšnost komunikace jsou odpor, kapacita, indukčnost kabelů, impedance transformátoru, impedance odběrných míst, délka vedení, umístění odboček atd. U těchto parametrů by bylo vhodné citlivostní analýzou zjistit, které parametry je nutné znát přesně a které stačí znát pouze přibližně. Takové rozšíření modelu však překračuje rámec této práce.

LITERATURA

- [1] Mechanika vedení. [online]. Dostupné z: https://www.pslib.cz/pe/skola/studijni_materialy/prezentace/elektroenergetika/4_rocnik/20_mechanika_vedeni.ppsx
- [2] ČSN 33 2000-5-523 Elektrická zařízení Část 5 – Výběr a stavba elektrických zařízení Oddíl 523 – Dovolené proudy.
- [3] Výpočet vedení I. [online]. Dostupné z: https://www.pslib.cz/pe/skola/studijni_materialy/prezentace/elektroenergetika/3_rocnik/16_vypocet_vedeni_1.ppsx
- [4] EN 50065-1 - Signalling on low-voltage electrical installations in the frequency range 3 kHz to 148,5 kHz. 1999.
- [5] ČEZ Smart Grids. 2012. Dostupné z: <http://www.futuremotion.cz/smartgrids/cs/index.html>
- [6] TWACS smart meters problematic to public health and safety. June 2013. Dostupné z: <http://www.eiwellspring.org/smartmeter/TWACS.pdf>
- [7] Doble M5200. 2016. Dostupné z: <http://www.test-equipment-rental.com/m5200.html>
- [8] Zapojení vinutí, hodinový úhel. 2016, Metodický portál RVP ISSN: 1802-4785. Dostupné z: <http://rvp.cz/>
- [9] ACHOURI, A.; LEBUNETEL, J. C.; RAINGEAUD, Y.; AJ.: Impedance impact on indoor narrowband power line channel. In *Electromagnetic Compatibility (EMC Europe), 2014 International Symposium on*, Sept 2014, s. 1155–1160, doi:10.1109/EMCEurope.2014.6931077.
- [10] ANATORY, J.; THEETHAYI, N.: On the Efficacy of Using Ground Return in the Broadband Power-Line Communications - A Transmission-Line Analysis. *IEEE Transactions on Power Delivery*, ročník 23, č. 1, Jan 2008: s. 132–139, ISSN 0885-8977, doi:10.1109/TPWRD.2007.910987.
- [11] ANTONIALI, M.; TONELLO, A. M.: Measurement and Characterization of Load Impedances in Home Power Line Grids. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, ročník 63, č. 3, March 2014: s. 548–556, ISSN 0018-9456, doi:10.1109/TIM.2013.2280490.

- [12] ANTONINI, G.; ORLANDI, A.; PIGNARI, S.: Review of Clayton R. Paul Studies on Multiconductor Transmission Lines. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, ročník 55, č. 4, Aug 2013: s. 639–647, ISSN 0018-9375, doi:10.1109/TEMC.2013.2265038.
- [13] ŠŤASTNÝ, L.; FRANEK, L.; FIEDLER, P.: Proposal of security for smart metering. *International Interdisciplinary PhD Workshop 2013*, 2013: ISBN 978-80-214-4759-2, ISBN 978-80-214-4759-2.
- [14] ŠŤASTNÝ, L.; FRANEK, L.; FIEDLER, P.: Wireless communications in smart metering. *PDeS 2013 : 12th IFAC/IEEE International Conference on Programmable Devices and Embedded Systems*, September 25th-27th 2013: ISBN 9783902823533, ISSN 1474-6670, ISBN 9783902823533, ISSN 1474-6670.
- [15] ATAYERO, A. A.; ALATISHE, A.; IVANOV, Y. A.: Power Line Communication Technologies: Modeling and Simulation of PRIME Physical Layer. In *World Congress on Engineering and Computer Science*, ročník 2, 2012, s. 931–936.
- [16] BAGHERI, M.; PHUNG, B. T.; BLACKBURN, T.; AJ.: Shunt capacitance influences on single-phase transformer FRA spectrum. In *Electrical Insulation Conference (EIC), 2013 IEEE*, June 2013, s. 225–229, doi:10.1109/EIC.2013.6554238.
- [17] BATINGAL, M. A. T.; GUZMAN, E. M. B. D.; GAW, C. M. C.; AJ.: Comparative Analysis of Three Line Coupling Circuits for Narrow Band Power Line Communications Application. *DLSU Research Congress*, ročník 3, 2015: s. 1–8.
- [18] BERGANZA, I.; SENDIN, A.; ARRIOLA, J.: PRIME: Powerline intelligent metering evolution. In *CIREN Seminar*, 2008, s. 1–3.
- [19] BOLTON, E.; BIRTWISTLE, D.; BOWNES, P.; AJ.: Overhead-line parameters for circuit-breaker application. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, ročník 120, č. 5, May 1973: s. 561–573, ISSN 0020-3270, doi: 10.1049/piee.1973.0121.
- [20] BRADSHAW, J.: Innovations in Power Line Communications. May 2011. Dostupné z: <http://www.lonmark.org/connection/presentations/2011/Q2/loncom-americas/06+Innovations+in+Power+Line--Bradshaw.pdf>

- [21] BRANDT, M.; PENIAK, A.: Identification of the power transformer 110/23 kV failure. In *ELEKTRO*, 2014, May 2014, s. 531–534, doi:10.1109/ELEKTRO.2014.6848953.
- [22] BROADBRIDGE, R.: Power line modems and networks. In *Second IEEE National Conference on Telecommunications, 1989*, Apr 1989, s. 294–296.
- [23] NKT CABLES: Energetické kably.
- [24] CARCELLE, X.: *Power Line Communications in Practice*. Artech House Telecommunications Library, Artech House, 2009, ISBN 9781596933361. Dostupné z: <http://books.google.cz/books?id=2cvj-oFvfE0C>
- [25] CARSON, J. R.: Wave propagation in overhead wires with ground return. *Bell system technical journal*, ročník 5, č. 4, 1926: s. 539–554.
- [26] CHAOUICHE, H.; TLICH, M.; PAGANI, P.; AJ.: Deterministic modelling of powerline channels and impact of domestic appliances impedances. In *Wireless Days, 2008. WD '08. 1st IFIP*, Nov 2008, s. 1–5, doi:10.1109/WD.2008.4812853.
- [27] H. CHOI, W.; Y. PARK, C.: A simple line coupler with adaptive impedance matching for Power line Communication. In *2007 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, March 2007, s. 187–191, doi:10.1109/ISPLC.2007.371121.
- [28] CORINEX: CORINEX AMI a SmartGrid řešení. 2012.
- [29] FANG, X.; MISRA, S.; XUE, G.; AJ.: Smart Grid 2014; The New and Improved Power Grid: A Survey. *Communications Surveys Tutorials, IEEE*, ročník 14, č. 4, Fourth 2012: s. 944–980, ISSN 1553-877X, doi:10.1109/SURV.2011.101911.00087.
- [30] FARAHMAND, F.: Introduction to Transmission Lines. [online], 2012. Dostupné z: https://www.sonoma.edu/users/f/farahman/sonoma/General_Lectures/TransmissionLines/TransLine/TransmissionLinesPart_I.pdf
- [31] FARIA, J. A. B.; DAS NEVES, M. G.: Basic Principles Concerning the Experimental Evaluation of the Frequency-Dependent Parameters of Shielded and Unshielded Three-Phase Symmetric Cables. *IEEE Transactions on Power Delivery*, ročník 26, č. 2, April 2011: s. 556–564, ISSN 0885-8977, doi: 10.1109/TPWRD.2009.2037228.

- [32] FEHRENBACHER, K.: 5 reasons Google PowerMeter didn't take off. [online], 2011, cit. 8.4.2014. Dostupné z: <http://gigaom.com/2011/06/26/5-reasons-google-powermeter-didnt-take-off/>
- [33] FEHRENBACHER, K.: 5 reasons why Microsoft Hohm didn't take off. [online], 2011, cit. 8.4.2014. Dostupné z: <http://gigaom.com/2011/07/01/5-reasons-why-microsoft-hohm-didnt-take-off/>
- [34] FRANEK, L.: Data Concentrator for Smart Grids. In *Student EEICT, proceedings of the 18th conference*, ročník 2, Brno: LITERA Brno, 2012, s. 98–100, ISBN 978-80-214-4461-4.
- [35] FRANEK, L.: *Data koncentrátor pro chytré sítě*. Diplomová práce, Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky, Brno, 2012, 114 s.
- [36] FRANEK, L.: Data Concentrators: Unfairly ignored parts of modern smart grids. *Metering & Smart Energy International*, ročník 4, 2015: s. 38–39, doi:ISSN:1025-8248. Dostupné z: <http://spintelligentpublishing.com/Digital/Metering-International/issue4-2015/>
- [37] FRANEK, L.; ŠŤASTNÝ, L.; FIEDLER, P.: Operating systems for smart metering devices. *International Interdisciplinary PhD Workshop 2013*, 2013: ISBN 978-80-214-4759-2, ISBN 978-80-214-4759-2.
- [38] FRANEK, L.; ŠŤASTNÝ, L.; FIEDLER, P.: Prepaid energy in time of Smart Metering. In *PDeS 2013 : 12th IFAC/IEEE International Conference on Programmable Devices and Embedded Systems*, Velké Karlovice Czech Republic, September 25th-27th 2013, s. 403–408, ISBN 9783902823533, ISSN 1474-6670.
- [39] G. HEINZEL, A. R.; SCHILLING, R.: Spectrum and spectral density estimation by the Discrete Fourier transform (DFT), including a comprehensive list of window functions and some new flat-top windows. Technická zpráva, Max Planck Society, 2002. Dostupné z: <http://pubman.mpdl.mpg.de/pubman/item/escidoc:152164:1/component/escidoc:152163/395068.pdf>
- [40] GALLI, S.; BANWELL, T.: A novel approach to the modeling of the indoor power line channel-Part II: transfer function and its properties. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, ročník 20, č. 3, July 2005: s. 1869–1878, ISSN 0885-8977, doi:10.1109/TPWRD.2005.848732.
- [41] GALLI, S.; SCAGLIONE, A.; WANG, Z.: For the Grid and Through the Grid: The Role of Power Line Communications in the Smart Grid. *Proceedings*

- of the *IEEE*, ročník 99, č. 6, June 2011: s. 998–1027, ISSN 0018-9219, doi: 10.1109/JPROC.2011.2109670.
- [42] GALLI, S.; WARING, D.: Loop makeup identification via single ended testing: beyond mere loop qualification. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, ročník 20, č. 5, Jun 2002: s. 923–935, ISSN 0733-8716, doi: 10.1109/JSAC.2002.1007375.
- [43] GIEBEL, T.; ROHLING, H.: Regularity Aspects of OFDM Based Power Line Applications. *Power-line Communications and its Applications (ISPLC2000)*, 2000: s. 1–8.
- [44] GOFFART, B.; DESNEUX, P.; VERBEURE, T.; AJ.: An S-FSK power line carrier modem for utility AMR applications. In *1999. Ninth International Conference on Metering and Tariffs for Energy Supply (Conf. Publ. No. 462)*, Aug 1999, s. 81–85, doi:10.1049/cp:19990111.
- [45] GRIGSBY, L.: *Electric Power Generation, Transmission, and Distribution*. The Electric Power Engineering Hbk, Second Edition, CRC Press, 2007, ISBN 9781420009255. Dostupné z: <https://books.google.cz/books?id=XM18OU4wIEQC>
- [46] GUZEL, T.; USTUNEL, E.; CELEBI, H. B.; AJ.: Noise Modeling and OFDM Receiver Design in Power-Line Communication. *IEEE Transactions on Power Delivery*, ročník 26, č. 4, Oct 2011: s. 2735–2742, ISSN 0885-8977, doi:10.1109/TPWRD.2011.2164814.
- [47] HOCH, M.: Comparison of PLC G3 and PRIME. In *2011 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, April 2011, s. 165–169, doi:10.1109/ISPLC.2011.5764384.
- [48] HOOIJEN, O. G.: On the relation between network-topology and power line signal attenuation. In *International Symposium on Power Line Communications*, 1998, s. 45–56.
- [49] (ITU-R), R. S.: World atlas of ground conductivities. Technická Zpráva P.832-3, International Telecommunication Union, Geneva, 02 2012.
- [50] JAHN, R.; LEMMENS, D.; FOUBERT, W.; AJ.: PLC noise and impedance measurements on loads and in the distribution grid. In *Electricity Distribution (CIRED 2013), 22nd International Conference and Exhibition on*, June 2013, s. 1–4, doi:10.1049/cp.2013.1237.

- [51] JEAN VIGNERON, K. R.: G3-PLC Powerline Communication Standard for Today's Smart Grid. [Presentation], October 2012. Dostupné z: <http://www.g3-plc.com/sites/default/files/G3-PLC%20Alliance%20Technical%20Presentation.pptx>
- [52] JIŘÍ MIŠUREC, P. M.: Models of power lines for computer simulation of data transmission with the PLC technology. *elektrorevue*, ročník 12, č. 6, DECEMBER 2010: str. 121.
- [53] KANE, M.; AHMAD, A.; AURIOL, P.: Multiwire shielded cable parameter computation. *IEEE Transactions on Magnetics*, ročník 31, č. 3, May 1995: s. 1646–1649, ISSN 0018-9464, doi:10.1109/20.376350.
- [54] KIKKERT, C.: Effect of couplers and line branches on PLC communication channel response. In *2011 IEEE International Conference on Smart Grid Communications (SmartGridComm)*, Oct 2011, s. 309–314, doi:10.1109/SmartGridComm.2011.6102338.
- [55] KIKKERT, C.: A PLC frequency model of 3 phase power distribution transformers. In *2012 IEEE Third International Conference on Smart Grid Communications (SmartGridComm)*, Nov 2012, s. 205–210, doi:10.1109/SmartGridComm.2012.6485984.
- [56] KOVACIKOVA, S.; CERV, V.; PRAUS, O.: Modelling of the conductance distribution at the eastern margin of the European Hercynides. *Studia Geophysica et Geodaetica*, ročník 49, č. 3, 2005: s. 403–421, ISSN 0039-3169, doi:10.1007/s11200-005-0017-1. Dostupné z: <http://dx.doi.org/10.1007/s11200-005-0017-1>
- [57] KRUGER, M.: Measurement of overhead line and cable impedance values, earth impedance of large substations and electromagnetic interference between overhead lines and signal cables, using a new technology. In *2004. Eighth IEE International Conference on Developments in Power System Protection*, ročník 1, April 2004, ISSN 0537-9989, s. 240–243 Vol.1, doi:10.1049/cp:20040108.
- [58] LIU, Z.; MA, X.; YANG, J.; AJ.: Influence of single-phase short circuit to TWACS signal. In *2013 International Conference on Quality, Reliability, Risk, Maintenance, and Safety Engineering (QR2MSE)*, July 2013, s. 1800–1803, doi:10.1109/QR2MSE.2013.6625926.
- [59] LOPES, P. A. C.; PINTO, J. M. M.; GERALD, J. B.: Dealing With Unknown Impedance and Impulsive Noise in the Power-Line Communications Channel. *IEEE Transactions on Power Delivery*, ročník 28, č. 1, Jan 2013: s. 58–66, ISSN 0885-8977, doi:10.1109/TPWRD.2012.2214065.

- [60] MAK, S. T.: A New Method of Generating TWACS® Type Outbound Signals for Communication on Power Distribution Networks. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, ročník PAS-103, č. 8, Aug 1984: s. 2134–2140, ISSN 0018-9510, doi:10.1109/TPAS.1984.318523.
- [61] MLÝNEK, P.: *Analýza a modelování datové komunikace po silnoproudém vedení*. Dizertační práce, Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2012.
- [62] MLÝNEK, P.; FUJDIÁK, R.; ŠILHAVÝ, P.; AJ.: Role PLC v Smart Metering rollouts – porovnání a metodika hodnocení pilotních PLC realizací. *Sborník konference ČK CIRED 2015*, 2015: s. 1–19, ISBN: 978-80-905014-4-7.
- [63] MULLINS, E.; MRABET, A.: Analog Front-End Design for a Narrowband Power-Line Communications Modem Using the AFE031. Technická zpráva, Texas Instruments, 2011. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/sboa130a/sboa130a.pdf>
- [64] NASSAR, M.; LIN, J.; MORTAZAVI, Y.; AJ.: Local Utility Power Line Communications in the 3 2013;500 kHz Band: Channel Impairments, Noise, and Standards. *Signal Processing Magazine, IEEE*, ročník 29, č. 5, Sept 2012: s. 116–127, ISSN 1053-5888, doi:10.1109/MSP.2012.2187038.
- [65] NIEMAN, K. F.; LIN, J.; NASSAR, M.; AJ.: Cyclic spectral analysis of power line noise in the 3-200 kHz band. In *2013 17th IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, March 2013, s. 315–320, doi:10.1109/ISPLC.2013.6525870.
- [66] NIYATO, D.; WANG, P.: Cooperative transmission for meter data collection in smart grid. *Communications Magazine, IEEE*, ročník 50, č. 4, April 2012: s. 90–97, ISSN 0163-6804, doi:10.1109/MCOM.2012.6178839.
- [67] NODA, T.: A double logarithmic approximation of Carson’s ground-return impedance. *IEEE Transactions on Power Delivery*, ročník 21, č. 1, Jan 2006: s. 472–479, ISSN 0885-8977, doi:10.1109/TPWRD.2005.852307.
- [68] NODA, T.: Numerical techniques for accurate evaluation of overhead line and underground cable constants. *IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, ročník 3, č. 5, 2008: s. 549–559.
- [69] NOVOTNÝ, K.; ŠKVOR, Z.; MAZÁNEK, M.; AJ.: *Vlny a vedení*, ročník 1. Praha: ČVUT v Praze, 2005, 190 s., ISBN 80-01-33317-1.

- [70] PASDAR, A. M.; CAVDAR, I. H.; SOZER, Y.: Power-Line Impedance Estimation at FCC Band Based on Intelligent Home Appliances Status Detection Algorithm Through Their Individual Energy and Impedance Signatures. *IEEE Transactions on Power Delivery*, ročník 29, č. 3, June 2014: s. 1407–1416, ISSN 0885-8977, doi:10.1109/TPWRD.2013.2286154.
- [71] PATTI, G.; ALDERISI, G.; BELLO, L. L.: Performance assessment of the PRIME MAC layer protocol. In *2013 11th IEEE International Conference on Industrial Informatics (INDIN)*, July 2013, ISSN 1935-4576, s. 158–164, doi:10.1109/INDIN.2013.6622875.
- [72] PAUL, C. R.: Solution of the transmission-line equations for lossy conductors and imperfect earth. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, ročník 122, č. 2, February 1975: s. 177–182, ISSN 0020-3270, doi:10.1049/piee.1975.0040.
- [73] PAUL, C. R.: Decoupling the multiconductor transmission line equations. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, ročník 44, č. 8, Aug 1996: s. 1429–1440, ISSN 0018-9480, doi:10.1109/22.536026.
- [74] PEK, J.: Modelování elektromagnetické indukce v hluboké Zemi. Geofyzikální ústav AV ČR, v.v.i.
- [75] PHAM, D.; PHAM, T.; BORSI, H.; AJ.: A new method for purposes of failure diagnostics and FRA interpretation applicable to power transformers. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, ročník 20, č. 6, December 2013: s. 2026–2034, ISSN 1070-9878, doi:10.1109/TDEI.2013.6678850.
- [76] PHAM, D.; PHAM, T.; SAFARI, M.; AJ.: FRA-based transformer parameters at low frequencies. In *2012 International Conference on High Voltage Engineering and Application (ICHVE)*, Sept 2012, s. 476–479, doi:10.1109/ICHVE.2012.6357083.
- [77] POHORSKÝ, J.: *HDO - hromadné dálkové ovládání*. BEN - technická literatura, 2002, ISBN 9788073000547. Dostupné z: <http://books.google.cz/books?id=gl8-AAAACAAJ>
- [78] POLLACZEK, F.: Über das Feld einer unendlich langen wechselstromdurchflossenen Einfachleitung. *E.N.T., Band 3*, ročník 33, č. 9, 1926: str. 339–360.

- [79] PURNOMOADI, A.; FRANSISCO, D.: Modeling and diagnostic transformer condition using Sweep Frequency Response Analysis. In *2009. IEEE 9th International Conference on the Properties and Applications of Dielectric Materials, 2009. ICPADM*, July 2009, s. 1059–1063, doi:10.1109/ICPADM.2009.5252450.
- [80] VAN RENSBURG, P. A. J.; FERREIRA, H. C.: Coupling circuitry: Understanding the functions of different components. *7th Int. Symp. Power-Line Communication*, 2003: s. 204–209.
- [81] VAN RENSBURG, P. A. J.; FERREIRA, H. C.: Design and Evaluation of a Dual Impedance-Adapting Power-Line Communications Coupler. *IEEE Transactions on Power Delivery*, ročník 25, č. 2, April 2010: s. 667–673, ISSN 0885-8977, doi:10.1109/TPWRD.2009.2031648.
- [82] ROUTIN, J.; BROWN, C. E. L.: Improvements in and Relating to Electricity Meters. 26 Oct. 1898.
- [83] SCHMID, H.: How to use the FFT and Matlab's pwelch function for signal and noise simulations and measurements. August 2012.
- [84] SCHWARTZ, M.: Carrier-wave telephony over power lines: Early history [History of Communications]. *Communications Magazine, IEEE*, ročník 47, č. 1, January 2009: s. 14–18, ISSN 0163-6804, doi:10.1109/MCOM.2009.4752669.
- [85] SIBANDA, M. P.; VAN RENSBURG, P. A. J.; FERREIRA, H. C.: A compact economical PLC band-pass coupler with impedance matching. In *2013 17th IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC)*, March 2013, s. 339–344, doi:10.1109/ISPLC.2013.6525874.
- [86] SIREGAR, R.; MUCHTAR, A.: The characteristics of FRA results for different tap position on inter bus transformer (IBT) 166 MVA. In *2009. IEEE 9th International Conference on the Properties and Applications of Dielectric Materials, 2009. ICPADM*, July 2009, s. 265–267, doi:10.1109/ICPADM.2009.5252455.
- [87] SONMEZ, M. A.; BAGRIYANIK, M.: Statistical model study for Narrowband Power Line Communication Noises. In *2013 8th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, Nov 2013, s. 539–543, doi:10.1109/ELECO.2013.6713904.

- [88] SRIPHUEK, R.; CHOTIGO, S.: Low-cost frequency response analyzer for transformer diagnosis. In *2012 International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis (CMD)*, Sept 2012, s. 437–441, doi:10.1109/CMD.2012.6416172.
- [89] TAO, Z.; XIAOXIAN, Y.; BAOHUI, Z.; AJ.: Research of Noise Characteristics for 10-kV Medium-Voltage Power Lines. *IEEE Transactions on Power Delivery*, ročník 22, č. 1, Jan 2007: s. 142–150, ISSN 0885-8977, doi:10.1109/TPWRD.2006.881414.
- [90] THEETHAYI, N.; THOTTAPPILLIL, R.; PAOLONE, M.; AJ.: External impedance and admittance of buried horizontal wires for transient studies using transmission line analysis. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, ročník 14, č. 3, June 2007: s. 751–761, ISSN 1070-9878, doi:10.1109/TDEI.2007.369540.
- [91] THORDARSON, C. H.: Electric Central Station Recording Mechanism for Meters. Mar. 14, 1905.
- [92] TIAN, H.; YUAN, R.; LI, F.; AJ.: Analysis on Impedance Related Signal Attenuation for Power Line Communication. In *2011 International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation (ICICTA)*, ročník 2, March 2011, s. 468–471, doi:10.1109/ICICTA.2011.401.
- [93] TILL, B. C.; DRIESSEN, P. F.: A didactically novel derivation of the telegraph equation to describe sound propagation in rigid tubes. *European Journal of Physics*, ročník 35, č. 1, 2014: str. 015007. Dostupné z: <http://stacks.iop.org/0143-0807/35/i=1/a=015007>
- [94] URIBE, F.: Assessing closed-form approximations for underground cable earth impedances. In *Power Engineering Society General Meeting, 2003, IEEE*, ročník 2, July 2003, s. –654 Vol. 2, doi:10.1109/PES.2003.1270383.
- [95] URIBE, F. A.: Calculating Mutual Ground Impedances Between Overhead and Buried Cables. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, ročník 50, č. 1, Feb 2008: s. 198–203, ISSN 0018-9375, doi:10.1109/TEMPC.2007.915286.
- [96] VERSOLATTO, F.; TONELLO, A.: An MTL Theory Approach for the Simulation of MIMO Power-Line Communication Channels. *IEEE Transactions on Power Delivery*, ročník 26, č. 3, July 2011: s. 1710–1717, ISSN 0885-8977, doi:10.1109/TPWRD.2011.2126608.

- [97] WANG, L.; AVOLIO, G.; DECONINCK, G.; AJ.: Estimation of multi-conductor powerline cable parameters for the modelling of transfer characteristics. *IET Science, Measurement Technology*, ročník 8, č. 1, January 2014: s. 39–45, ISSN 1751-8822, doi:10.1049/iet-smt.2012.0123.
- [98] WEENS, Y.; IDIR, N.; BAUSIERE, R.; AJ.: Modeling and simulation of unshielded and shielded energy cables in frequency and time domains. *IEEE Transactions on Magnetics*, ročník 42, č. 7, July 2006: s. 1876–1882, ISSN 0018-9464, doi:10.1109/TMAG.2006.874306.
- [99] WEENS, Y.; IDIR, N.; FRANCHAUD, J. J.; AJ.: High frequency model of a shielded 4-wire energy cable. In *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, Sept 2005, s. 10 pp.–P.10, doi:10.1109/EPE.2005.219644.
- [100] WIKIPEDIA: Hohm — Wikipedia, The Free Encyclopedia. 2012, [Online; accessed 8-April-2014]. Dostupné z: <http://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Hohm&oldid=501141509>
- [101] WIKIPEDIA: Google PowerMeter — Wikipedia, The Free Encyclopedia. 2014, [Online; accessed 8-April-2014]. Dostupné z: http://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Google_PowerMeter&oldid=598517710
- [102] WIKIPEDIA: Crest factor — Wikipedia The Free Encyclopedia. 2016, [Online; accessed 24-April-2016]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Crest_factor&oldid=713796420
- [103] YOUSUF, M.; EL-SHAFAI, M.: Power Line Communications: An Overview - Part I. In *IIT '07. 4th International Conference on Innovations in Information Technology, 2007*, Nov 2007, s. 218–222, doi:10.1109/IIT.2007.4430363.
- [104] YUE, C.; LIU, M.; LU, W.; AJ.: Design of Power Line Communication Coupler for Single-Wire Earth Return Lines. [Online], 2015. Dostupné z: https://www.eleceng.adelaide.edu.au/students/wiki/projects/index.php/Projects:2015s1-70_Design_of_Power_Line_Communication_Coupler_for_Single-Wire_Earth_Return_Lines
- [105] ZAJC, M.; SULJANOVIC, N.; MUJICIC, A.; AJ.: High voltage power line constraints for high speed communications. In *IEEE MELECON*, 2004, s. 285–288.
- [106] ZASADIL, P.: Sítě NN – lana AlFe. [online], 3. 2013, OV-NN6-1/23. Dostupné z: <http://dumy.cz/stahnout/68545>

- [107] ZATTAR, H.; SALEK, L.; CARRIJO, G.: An evaluation of power line communication channel modelling for indoor environment application. In *2011 2nd National Conference on Telecommunications (CONATEL)*, May 2011, s. 1–6, doi:10.1109/CONATEL.2011.5958658.
- [108] ZHANG, H.-T.; LAI, L.: An overview on smart grid simulator. In *Power and Energy Society General Meeting, 2012 IEEE*, July 2012, ISSN 1944-9925, s. 1–6, doi:10.1109/PESGM.2012.6345201.
- [109] ZIMMERMANN, M.; DOSTERT, K.: An analysis of the broadband noise scenario in powerline networks. In *International Symposium on Powerline Communications and its Applications (ISPLC2000)*, 2000, s. 5–7. Dostupné z: http://www.isplc.org/docsearch/Proceedings/2000/pdf/0613_001.pdf
- [110] ZIMMERMANN, M.; DOSTERT, K.: A multipath model for the powerline channel. *IEEE Transactions on Communications*, ročník 50, č. 4, Apr 2002: s. 553–559, ISSN 0090-6778, doi:10.1109/26.996069.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

- ARIB Association of Radio Industries and Businesses - Asociace rozhlasového průmyslu a obchodu
- BB Broad band - Širokopásmová komunikace
- BER Bit error ratio - pravděpodobnost chybného bitu
- CDMA Code division multiple access - kódový multiplex
- CENELEC Comité européen de normalisation en électronique et en électrotechnique - Evropský výbor pro normalizaci v elektrotechnice
- CSMA/CA Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance
- EMC Elektromagnetická kompatibilita
- EPRI Electric Power Research Institute - Ústav pro výzkum v energetice
- FCC Federal Communications Commission - Federální komise pro komunikaci
- FER Frame error ratio - pravděpodobnost chybného rámce
- HDO hromadné dálkové ovládání
- HW Hardware
- NB Narrow band - Úzkopásmová komunikace
- NN Nízké napětí (Low voltage)
- OFDM Orthogonal frequency division multiplexing - ortogonální multiplex s frekvenčním dělením
- PAPR Peak-to-average power ratio - poměr mezi amplitudou výkonu a střední hodnotou výkonu
- PLC komunikace po elektrické síti - Power line communication
- PSD Power spectral density - výkonová spektrální hustota
- SNR Signal to noise ratio - poměr výkonu signálu k výkonu šumu
- SW Software
- TDMA Time division multiple access - časový multiplex

TWACS Two-Way Automatic Communications System

TŽ Třinecké železářny a.s.

UNB Ultra narrow band - hodně úzkopásmová komunikace

VN Vysoké napětí (Medium voltage)

VVN Velmi vysoké napětí (High voltage)

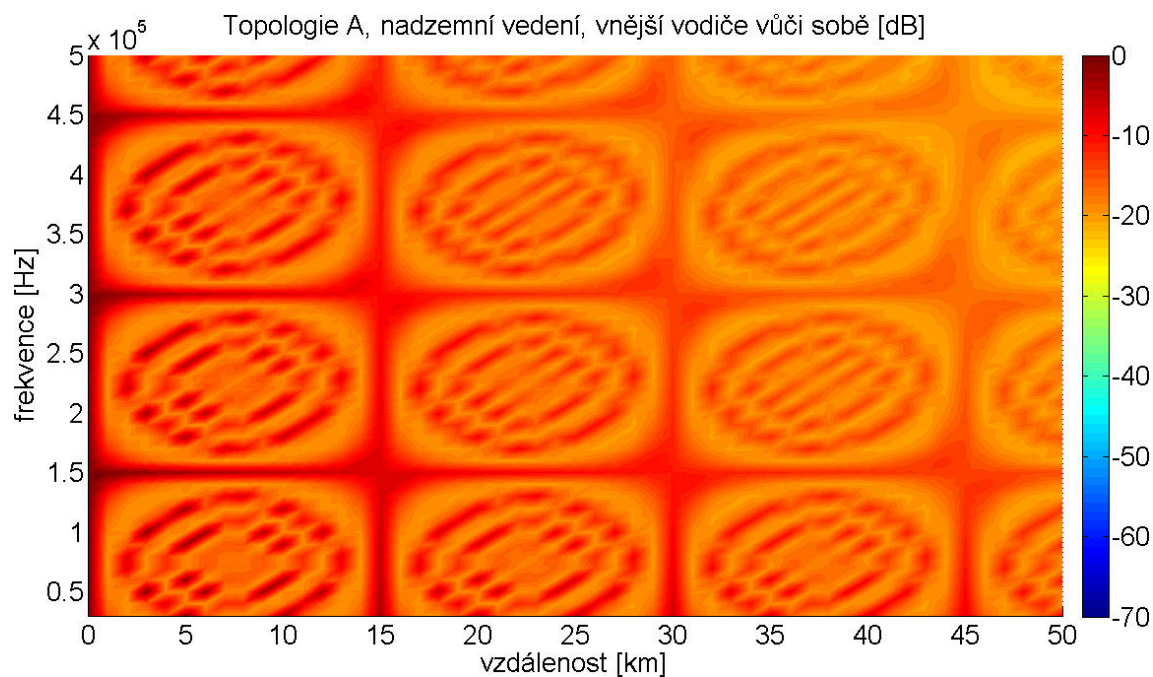
SEZNAM PŘÍLOH

A Příklady modelů PLC komunikace - výsledky simulací

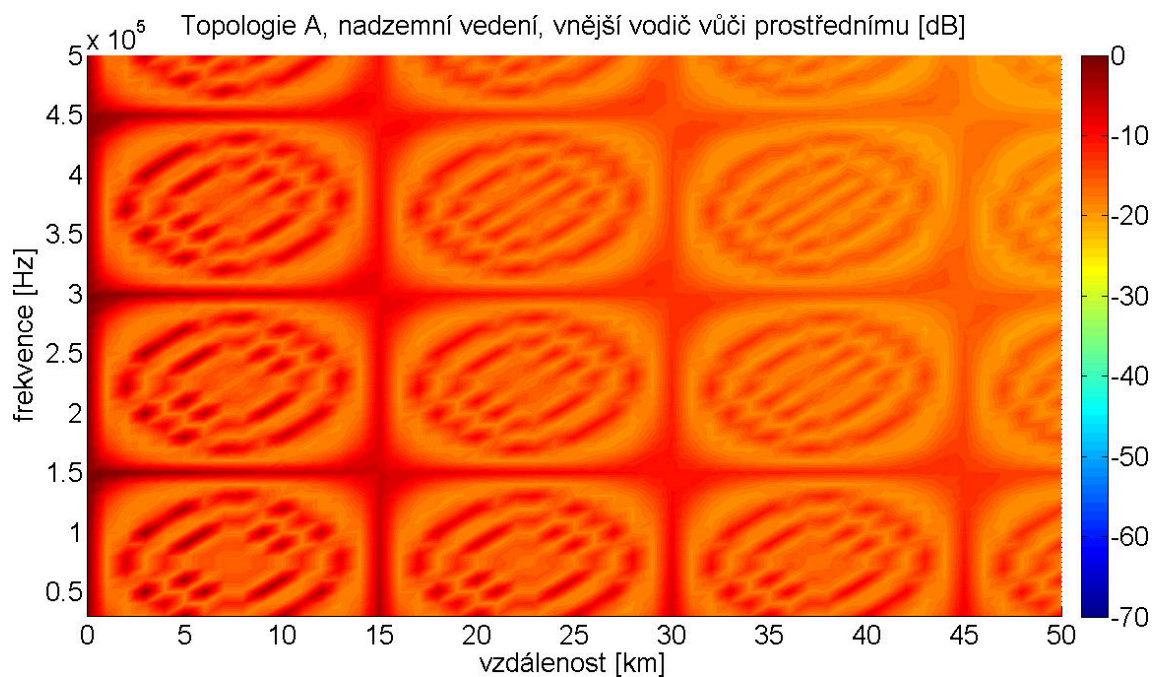
178

A PŘÍKLADY MODELŮ PLC KOMUNIKACE - VÝSLEDKY SIMULACÍ

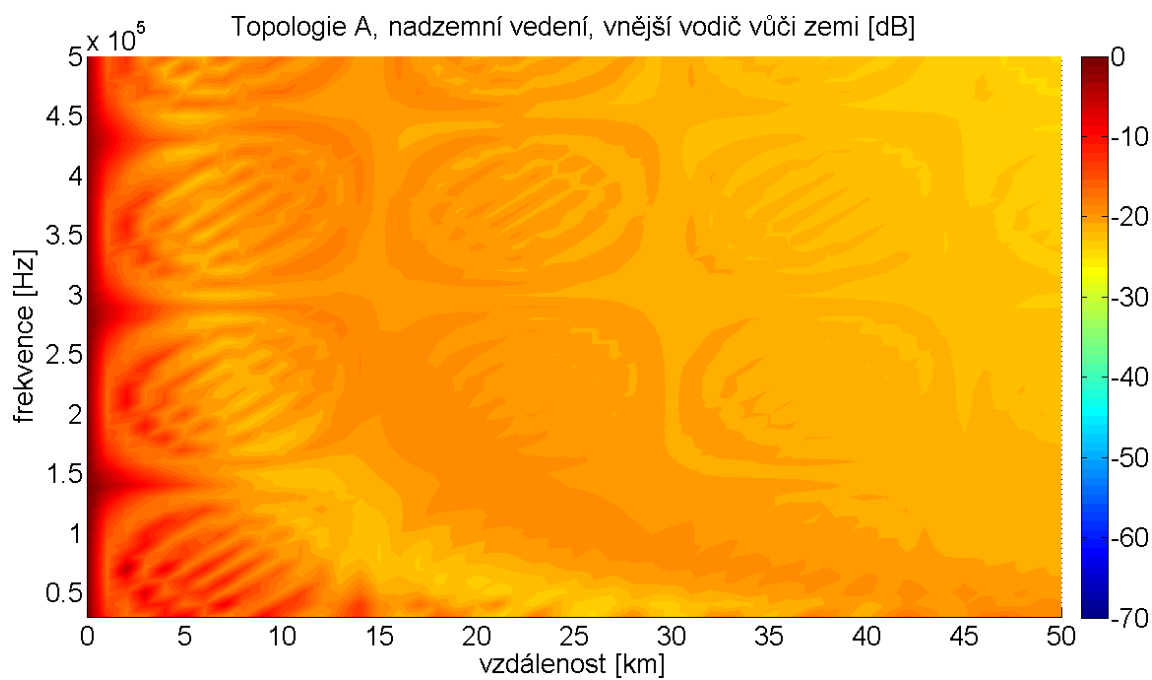
A.1 Topologie A



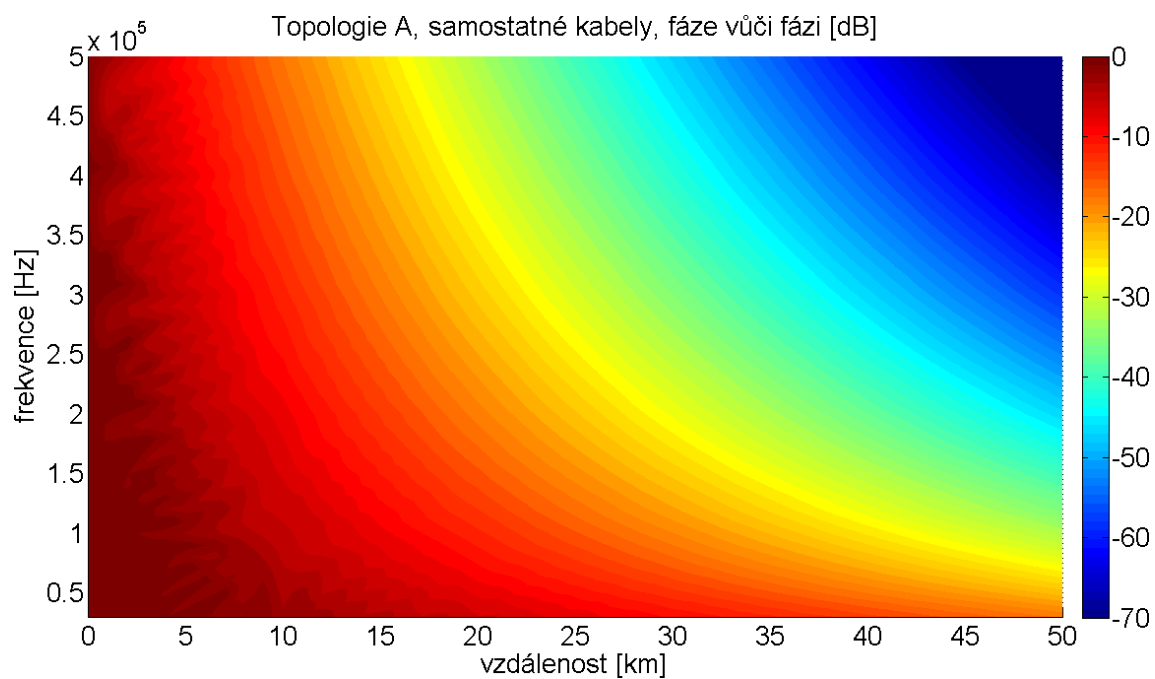
Obr. A.1: Graf útlumu [dB] pro topologii A, nadzemní vedení, vnější vodiče vůči sobě



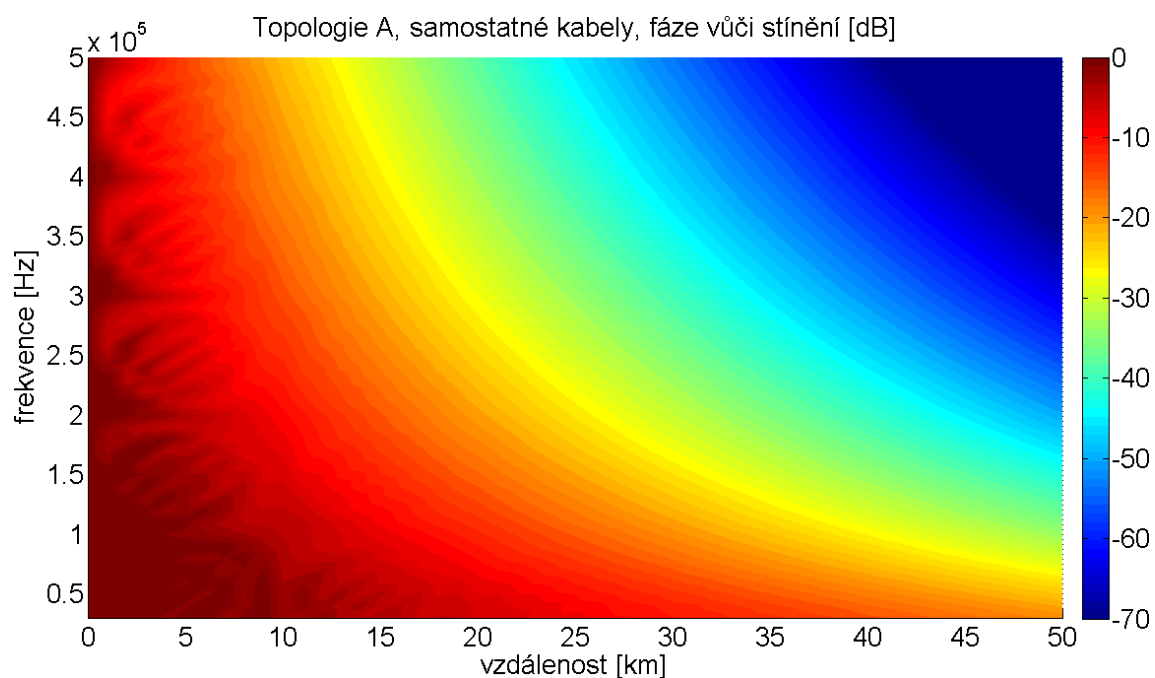
Obr. A.2: Graf útlumu [dB] pro topologii A, nadzemní vedení, vnější vodič vůči vnitřnímu



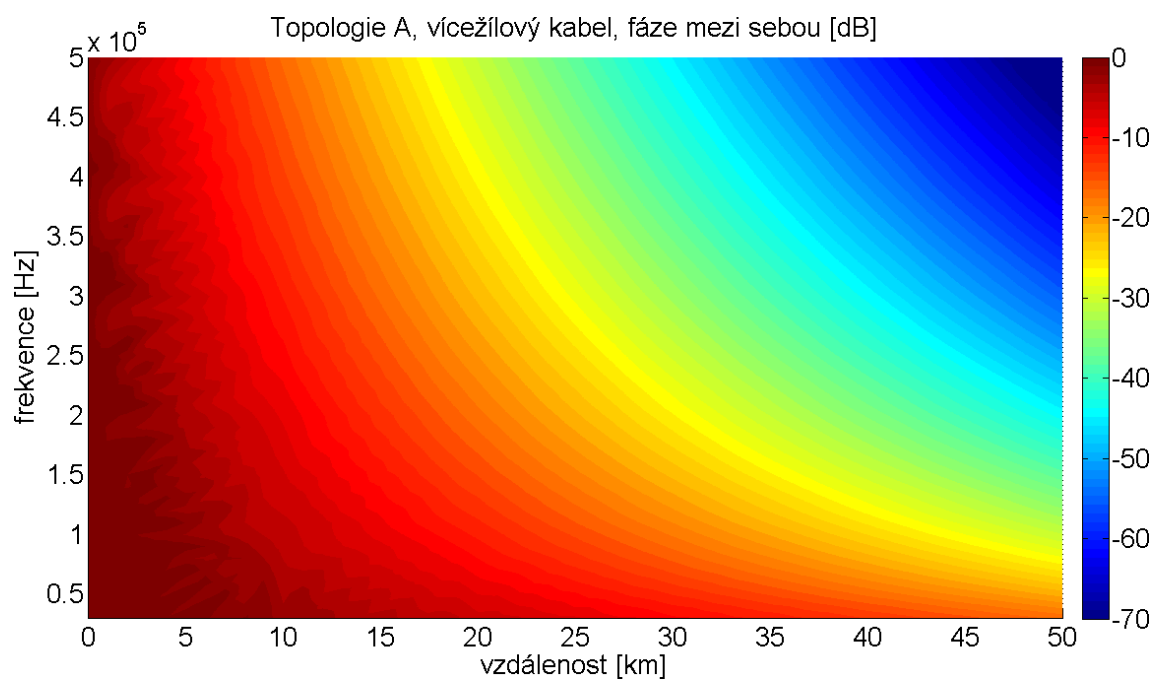
Obr. A.3: Graf útlumu [dB] pro topologii A, nadzemní vedení, vnější vodič vůči zemi



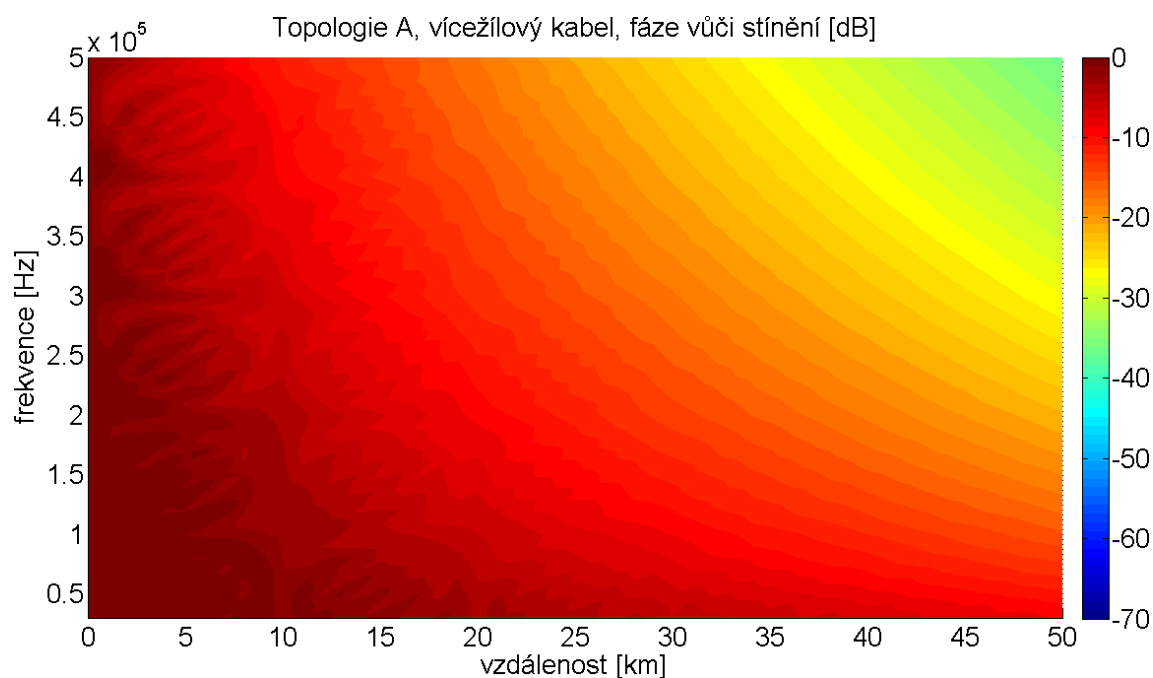
Obr. A.4: Graf útlumu [dB] pro topologii A, samostatné kabely, fáze vůči sobě



Obr. A.5: Graf útlumu [dB] pro topologii A, samostatné kabely, fáze vůči stínění

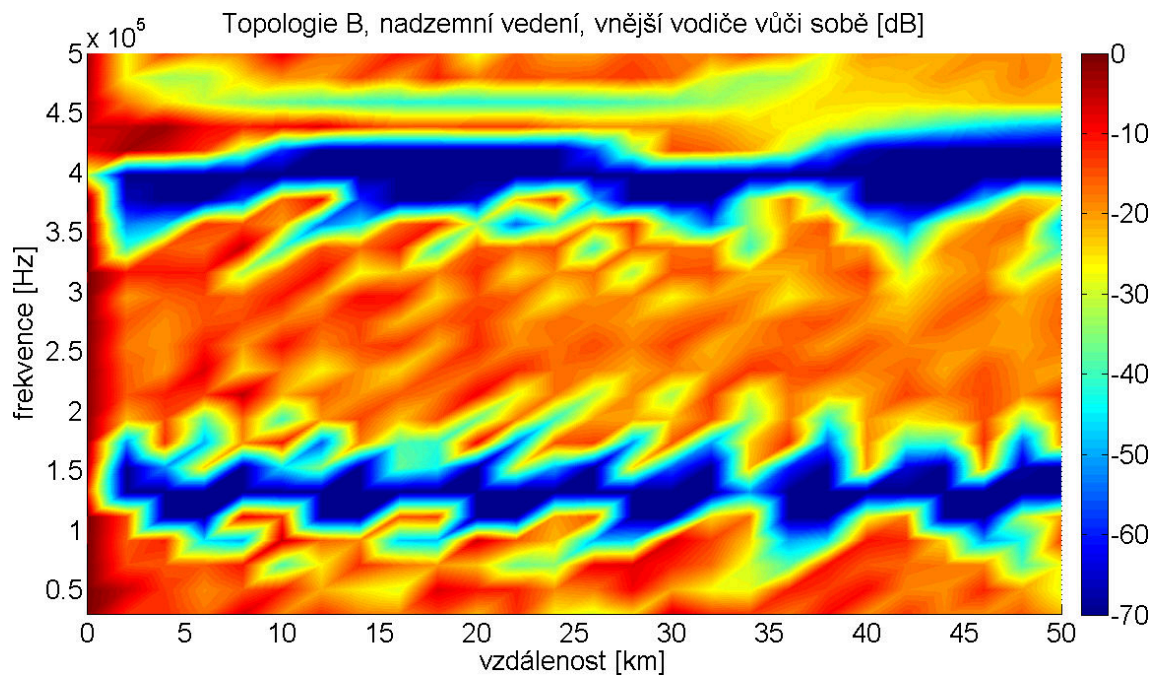


Obr. A.6: Graf útlumu [dB] pro topologii A, vícežilový kabel, fáze vůči sobě

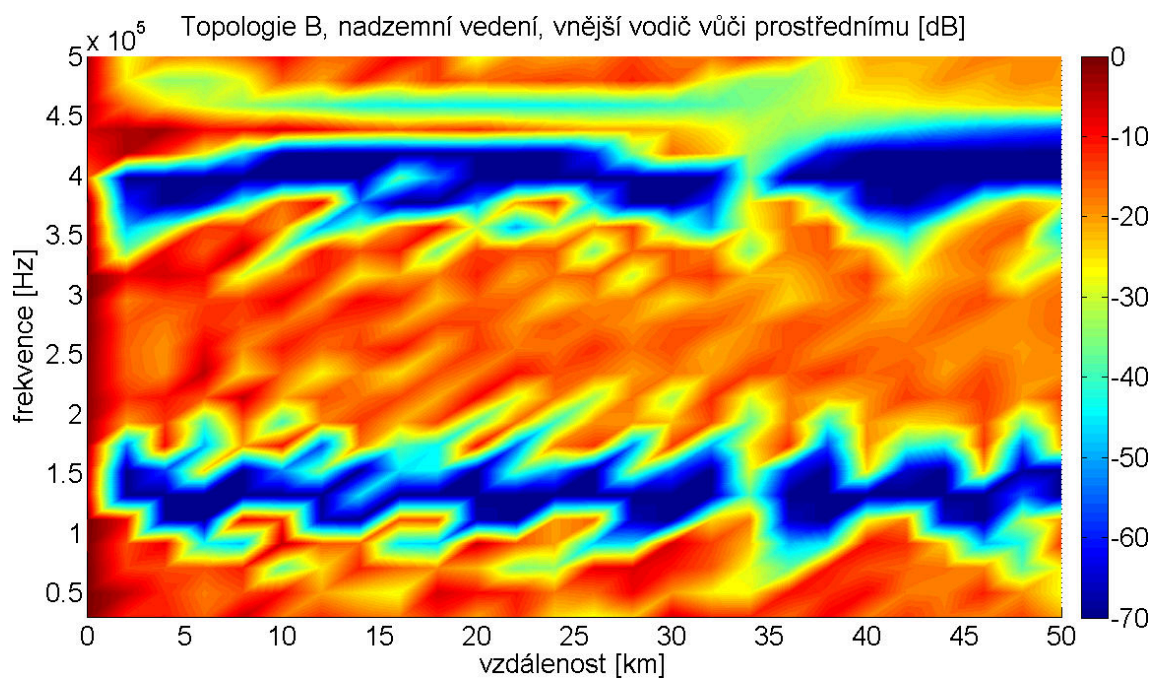


Obr. A.7: Graf útlumu [dB] pro topologii A, vícežilový kabel, fáze vůči stínění

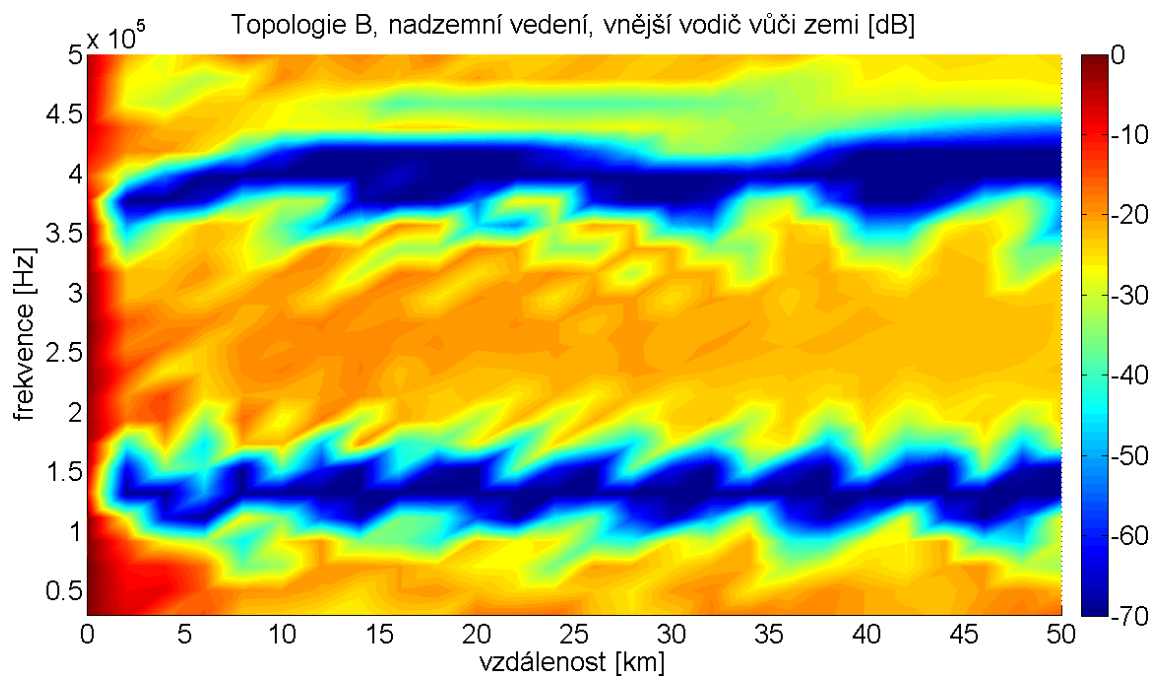
A.2 Topologie B



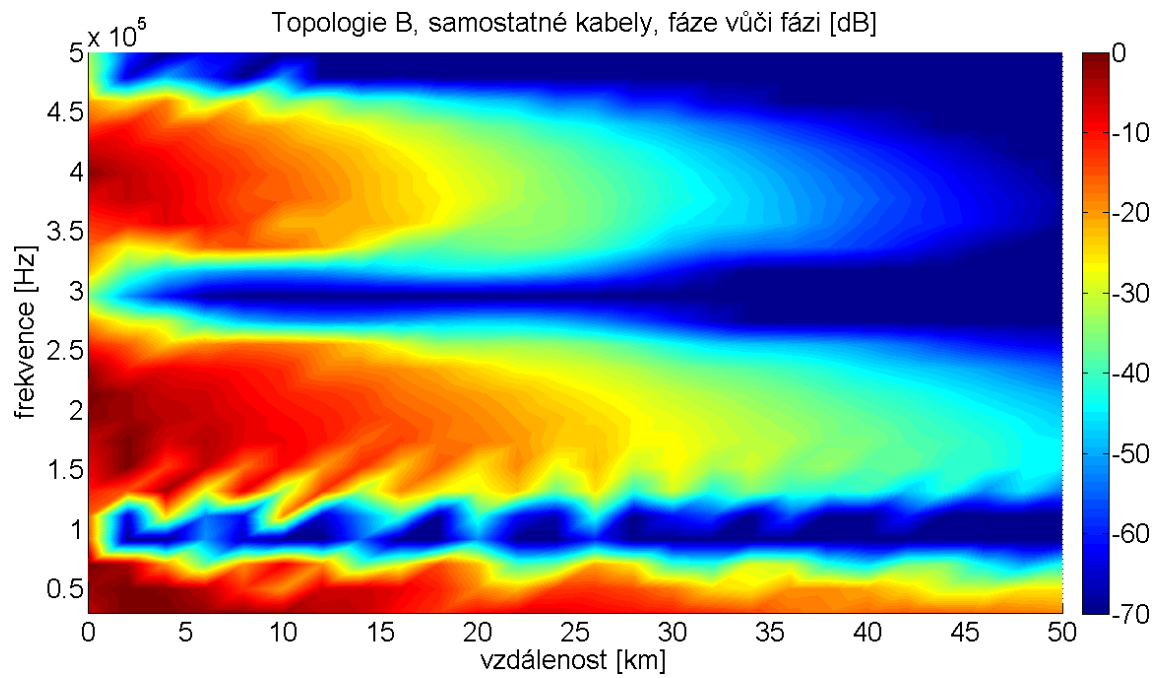
Obr. A.8: Graf útlumu [dB] pro topologii B, nadzemní vedení, vnější vodiče vůči sobě



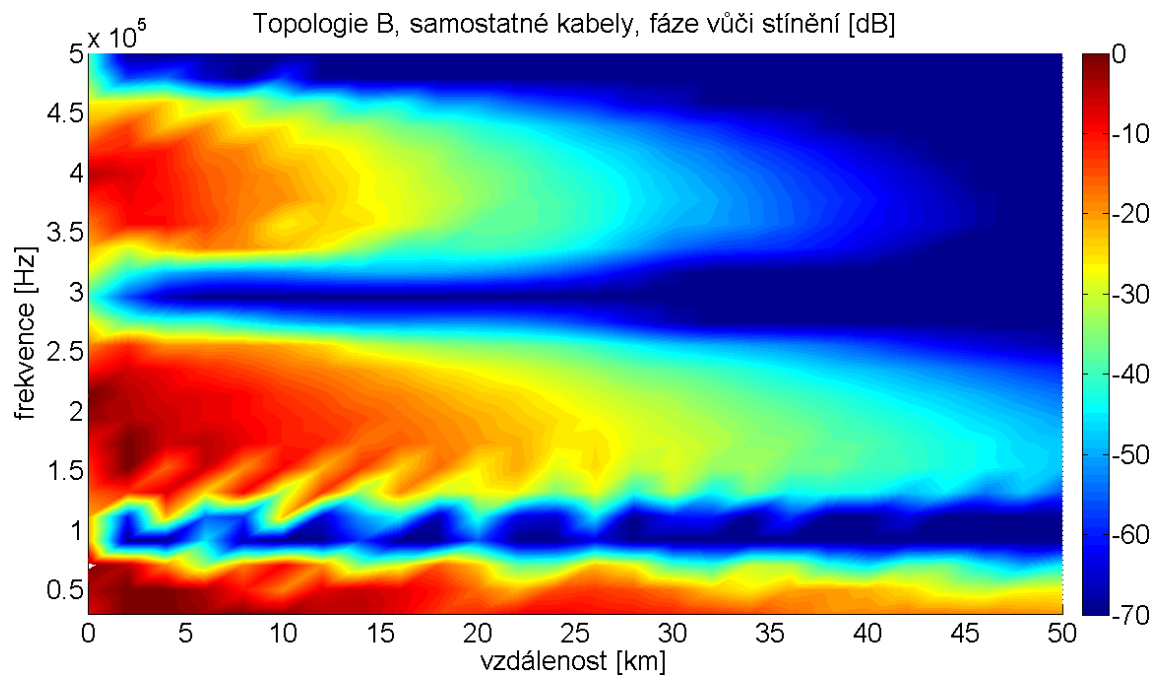
Obr. A.9: Graf útlumu [dB] pro topologii B, nadzemní vedení, vnější vodič vůči vnitřnímu



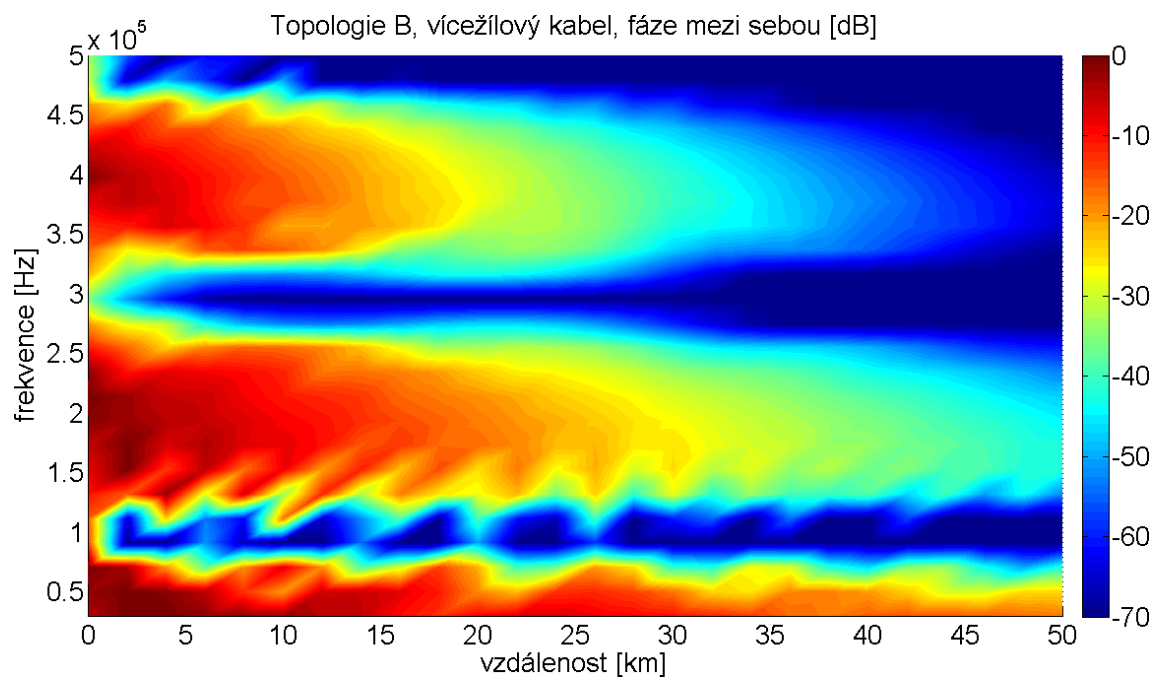
Obr. A.10: Graf útlumu [dB] pro topologii B, nadzemní vedení, vnější vodič vůči zemi



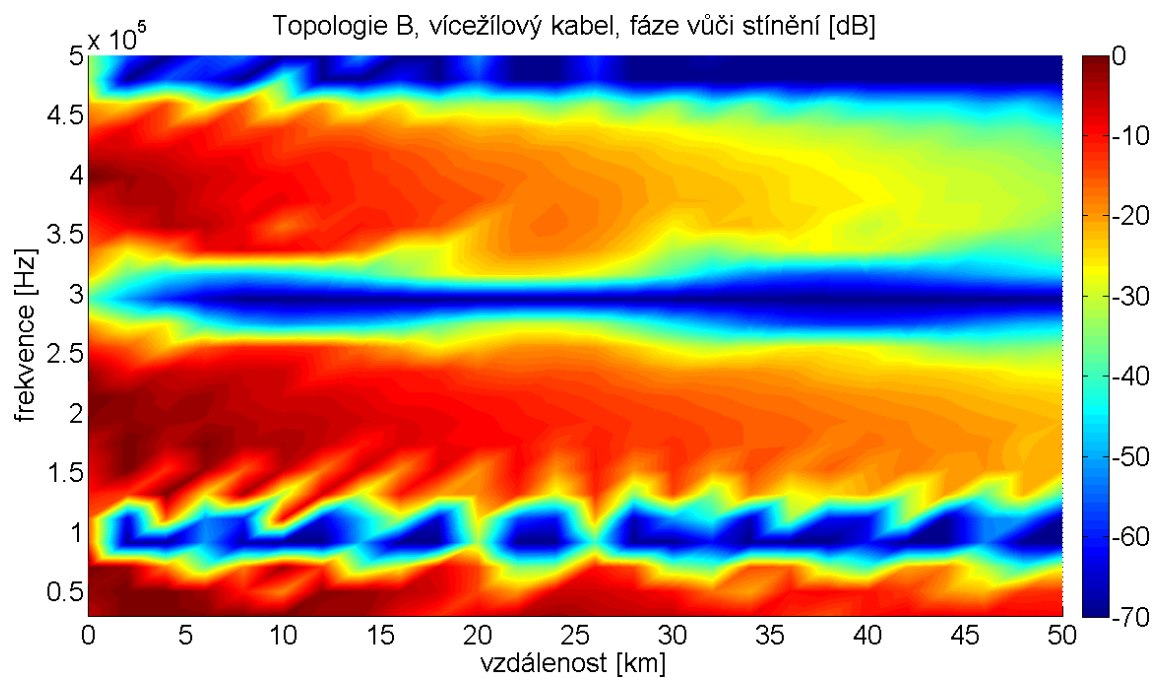
Obr. A.11: Graf útlumu [dB] pro topologii B, samostatné kabely, fáze vůči sobě



Obr. A.12: Graf útlumu [dB] pro topologii B, samostatné kabely, fáze vůči stínění

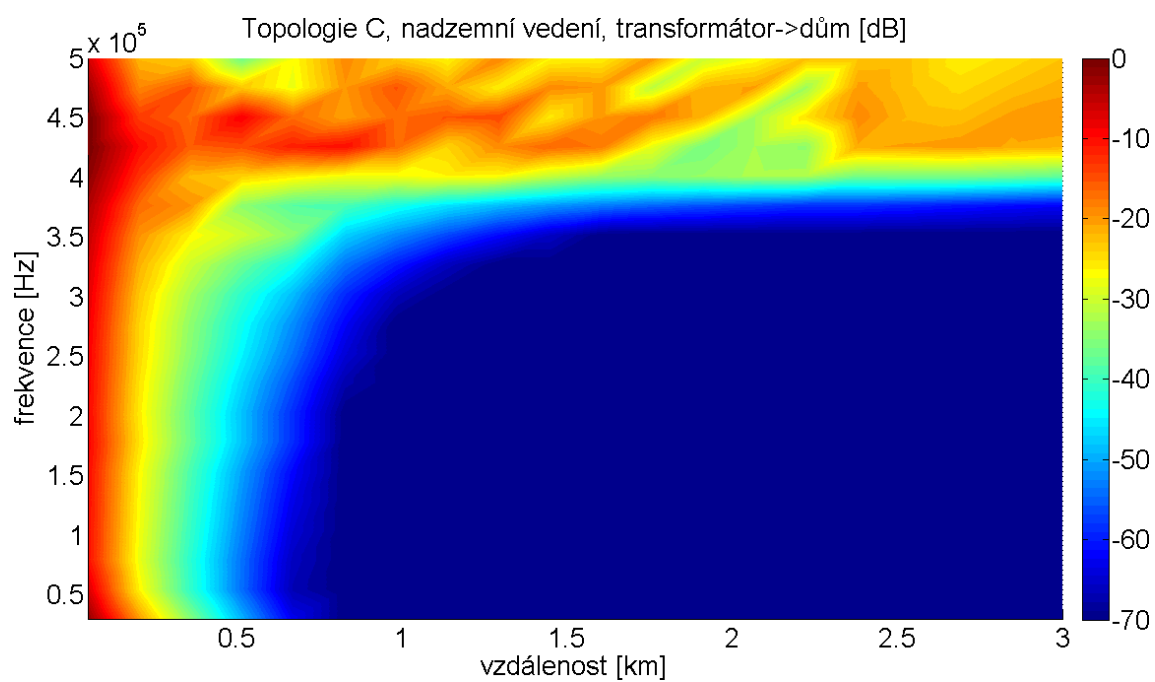


Obr. A.13: Graf útlumu [dB] pro topologii B, vícežilový kabel, fáze vůči sobě

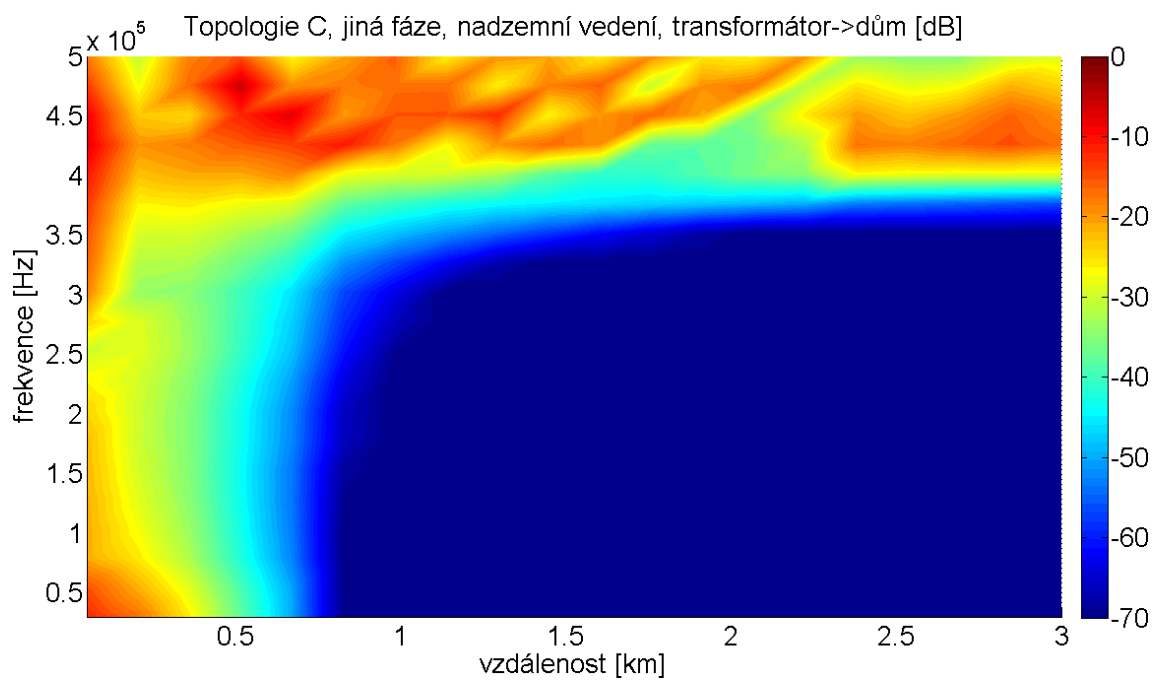


Obr. A.14: Graf útlumu [dB] pro topologii B, vícežilový kabel, fáze vůči stínění

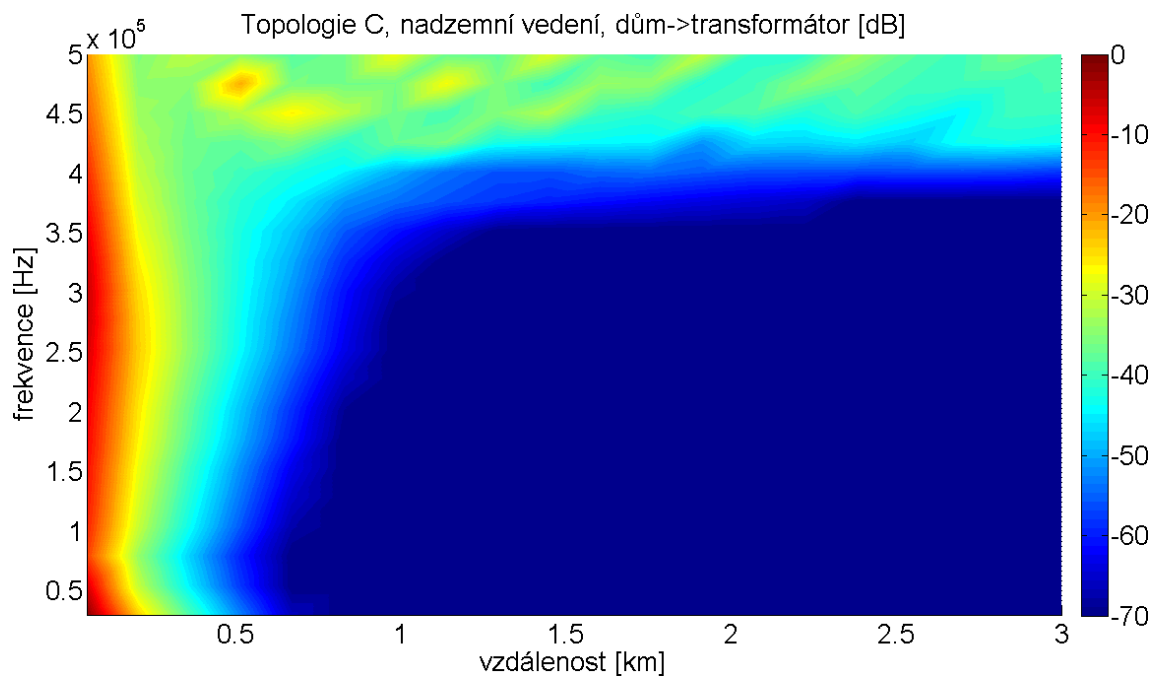
A.3 Topologie C



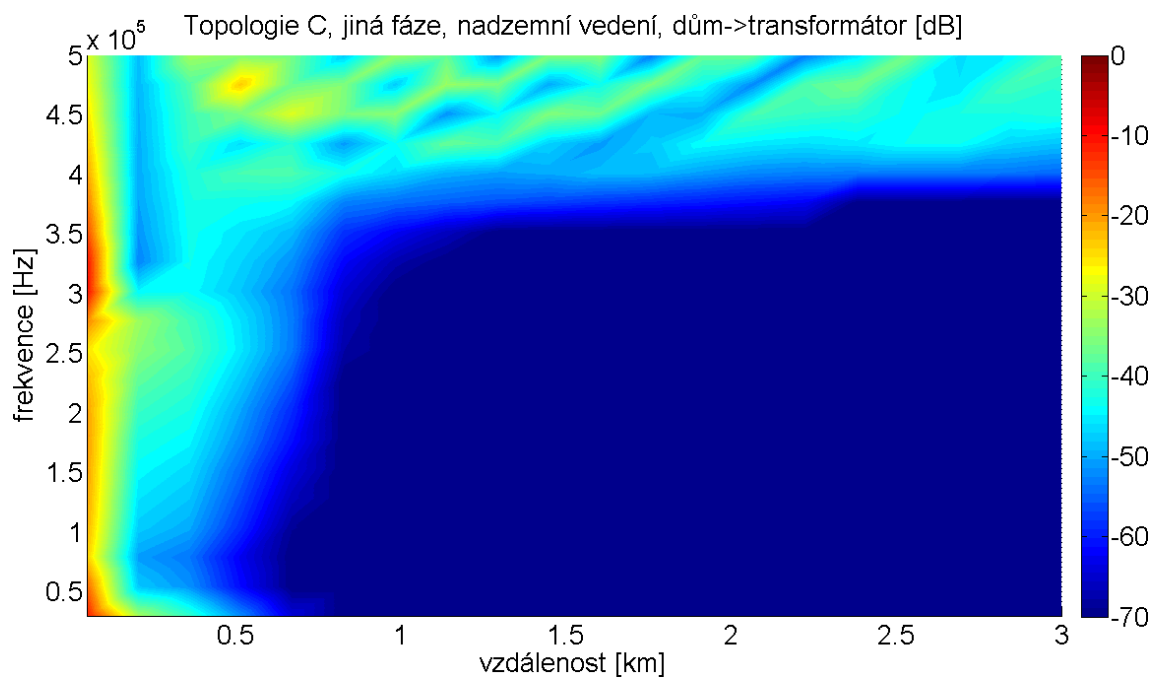
Obr. A.15: Graf útlumu [dB] pro topologii C, nadzemní vedení, transformátor -> dům



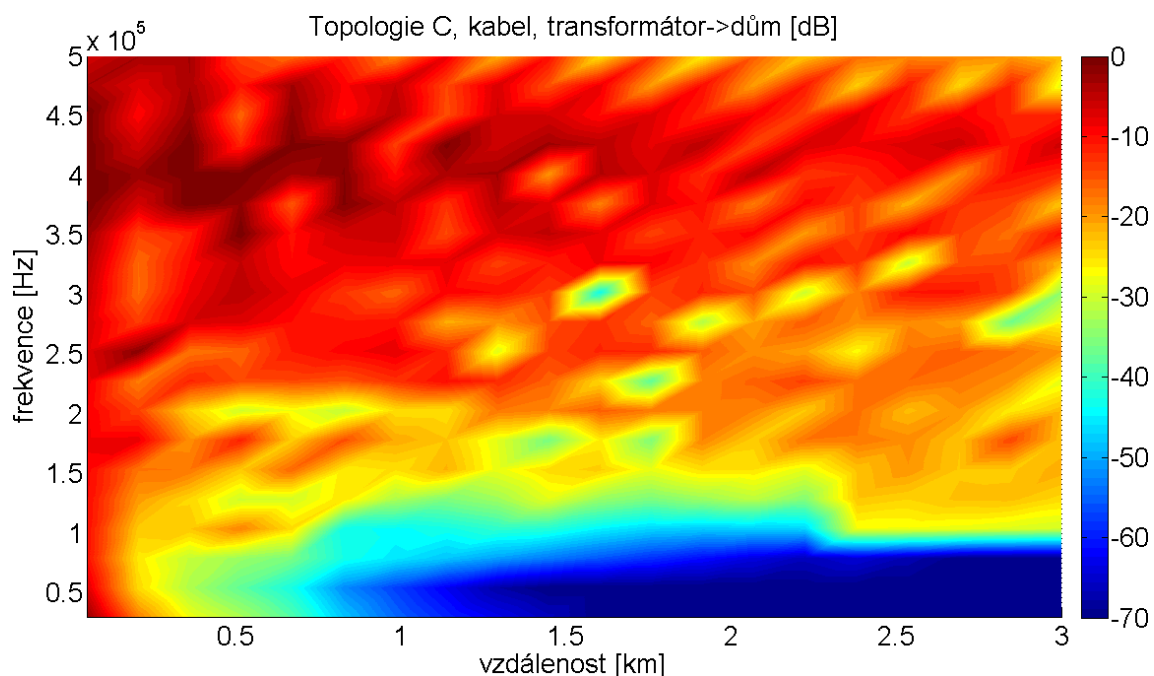
Obr. A.16: Graf útlumu [dB] pro topologii C, nadzemní vedení, jiná fáze, transformátor -> dům



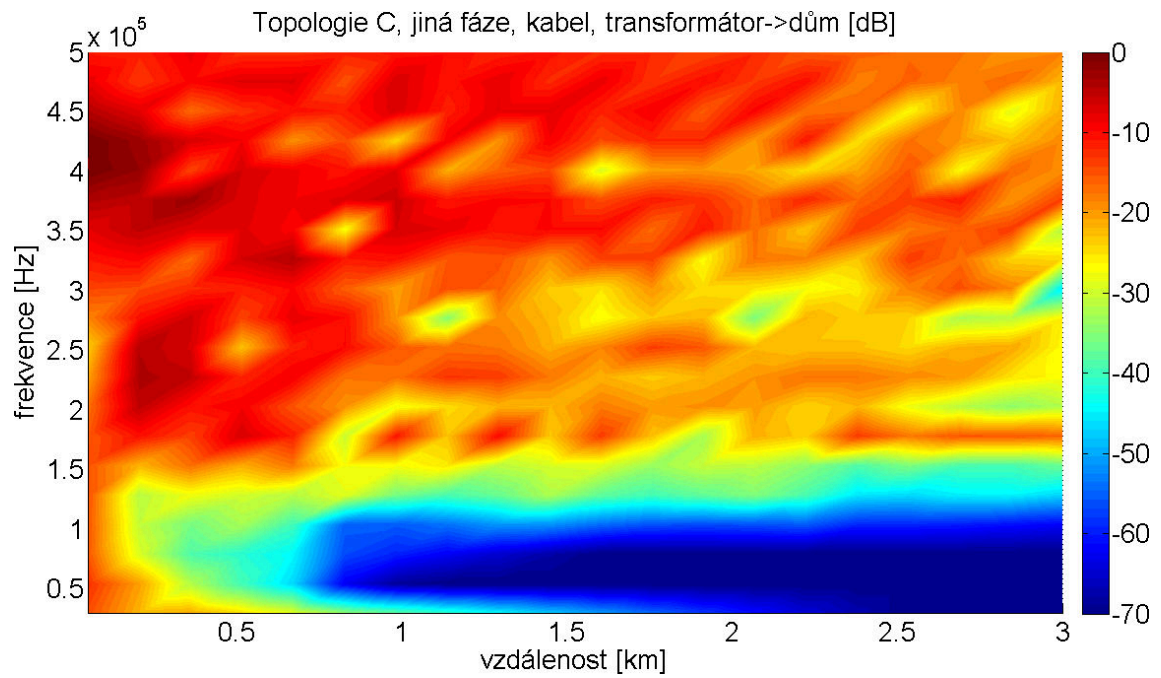
Obr. A.17: Graf útlumu [dB] pro topologii C, nadzemní vedení, dům -> transformátor



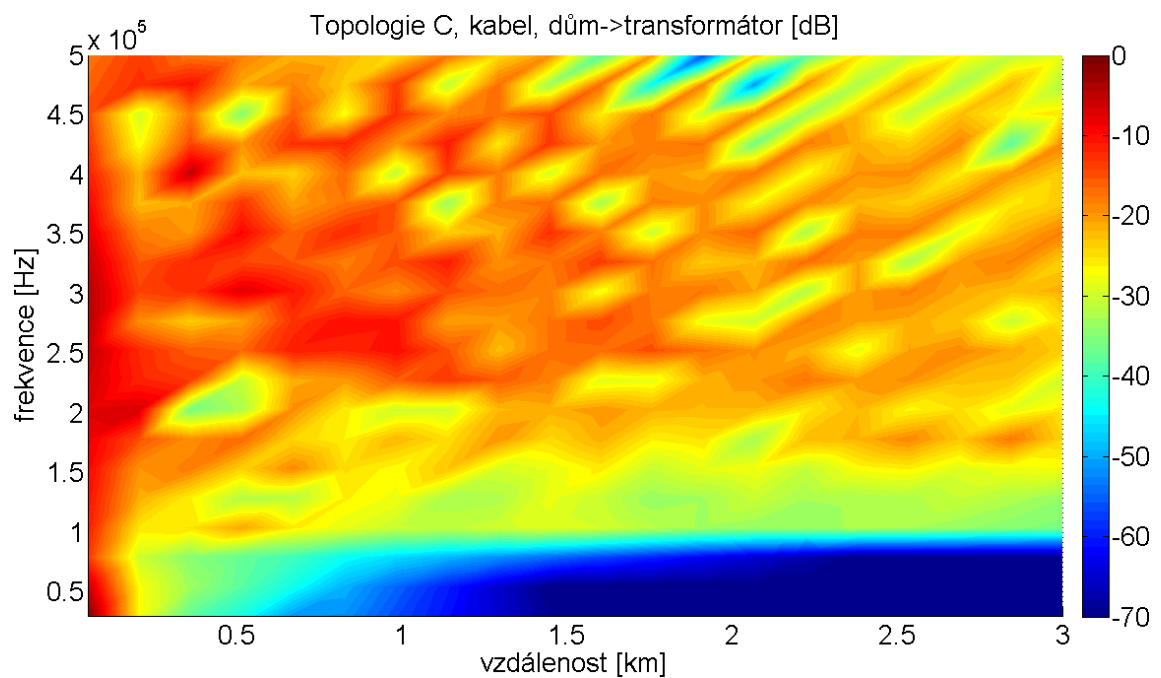
Obr. A.18: Graf útlumu [dB] pro topologii C, nadzemní vedení, jiná fáze, dům -> transformátor



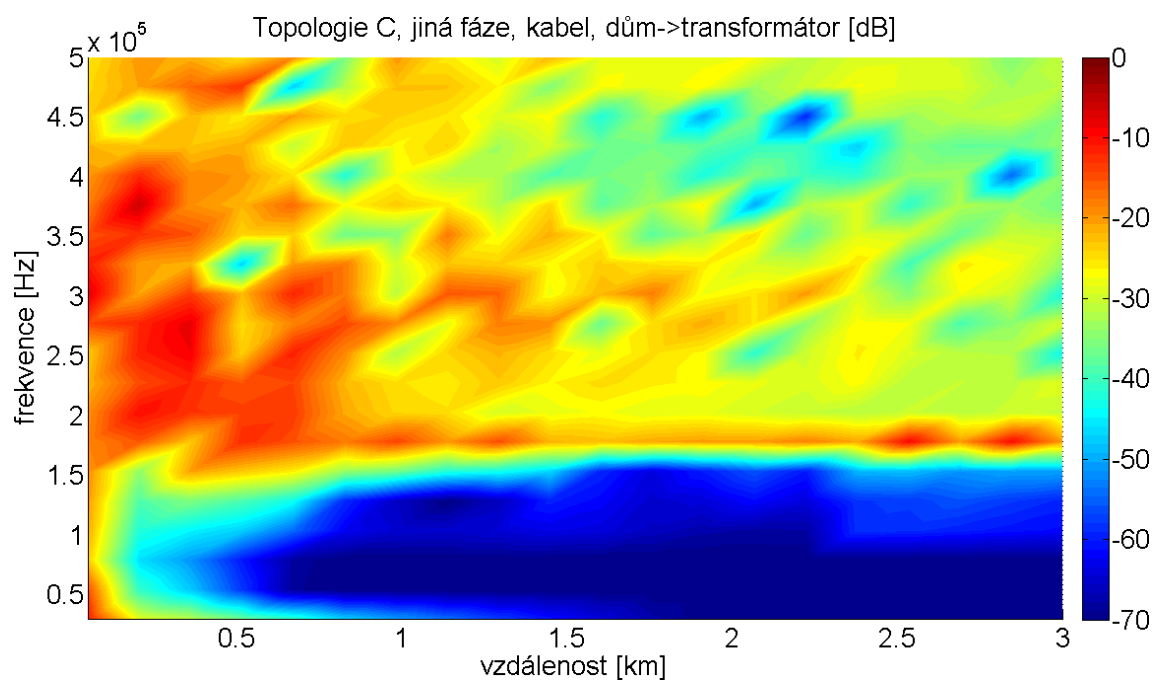
Obr. A.19: Graf útlumu [dB] pro topologii C, kabel, transformátor -> dům



Obr. A.20: Graf útlumu [dB] pro topologii C, kabel, jiná fáze, transformátor -> dům

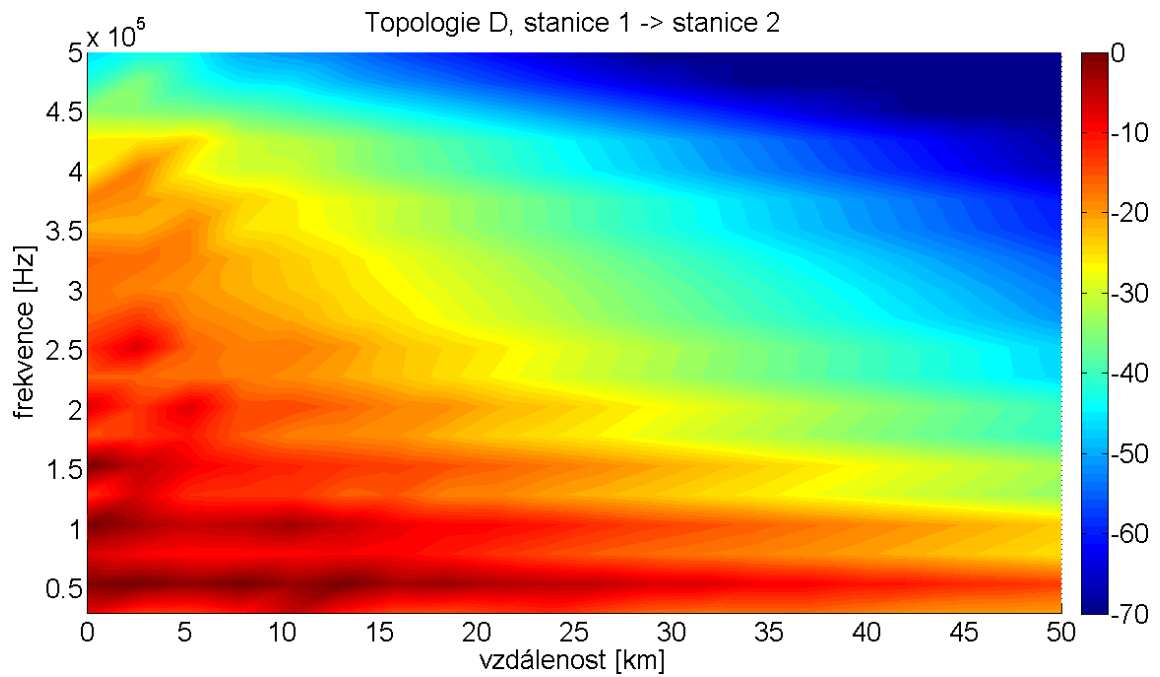


Obr. A.21: Graf útlumu [dB] pro topologii C, kabel, dům -> transformátor

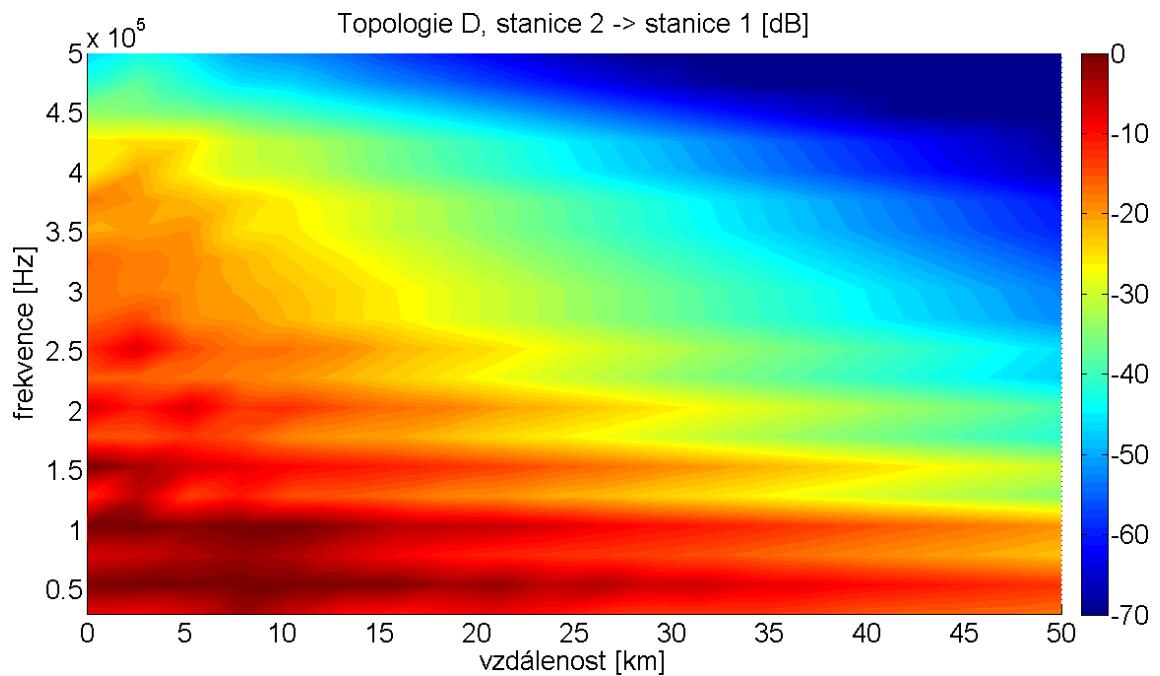


Obr. A.22: Graf útlumu [dB] pro topologii C, kabel, jiná fáze, dům -> transformátor

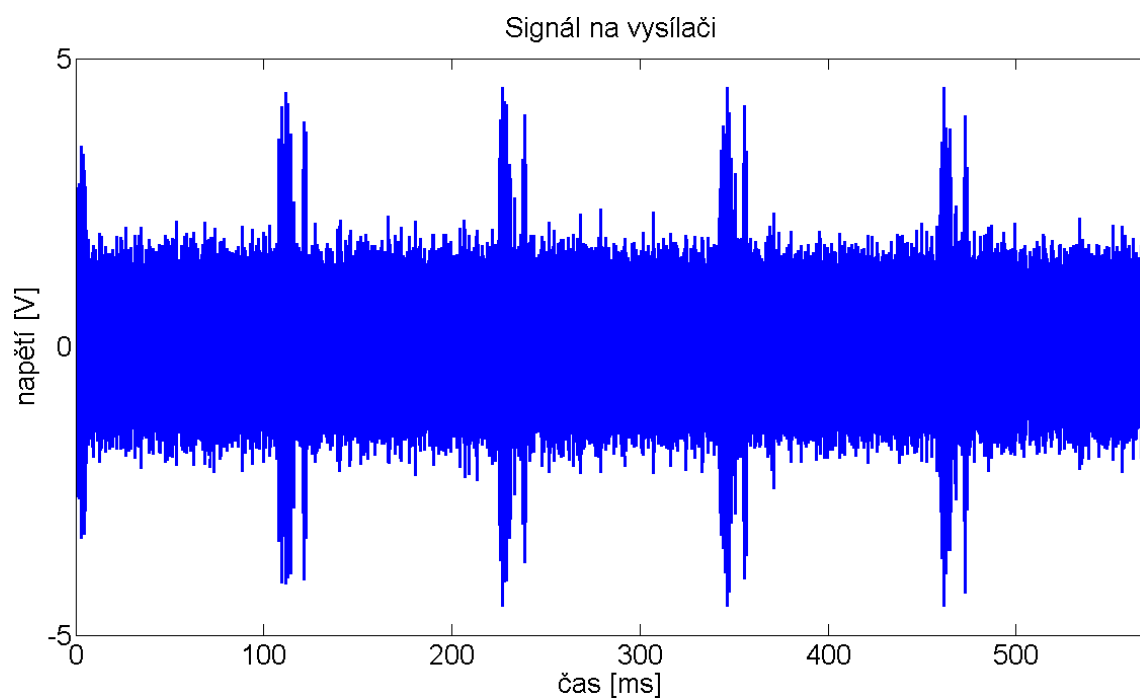
A.4 Topologie D



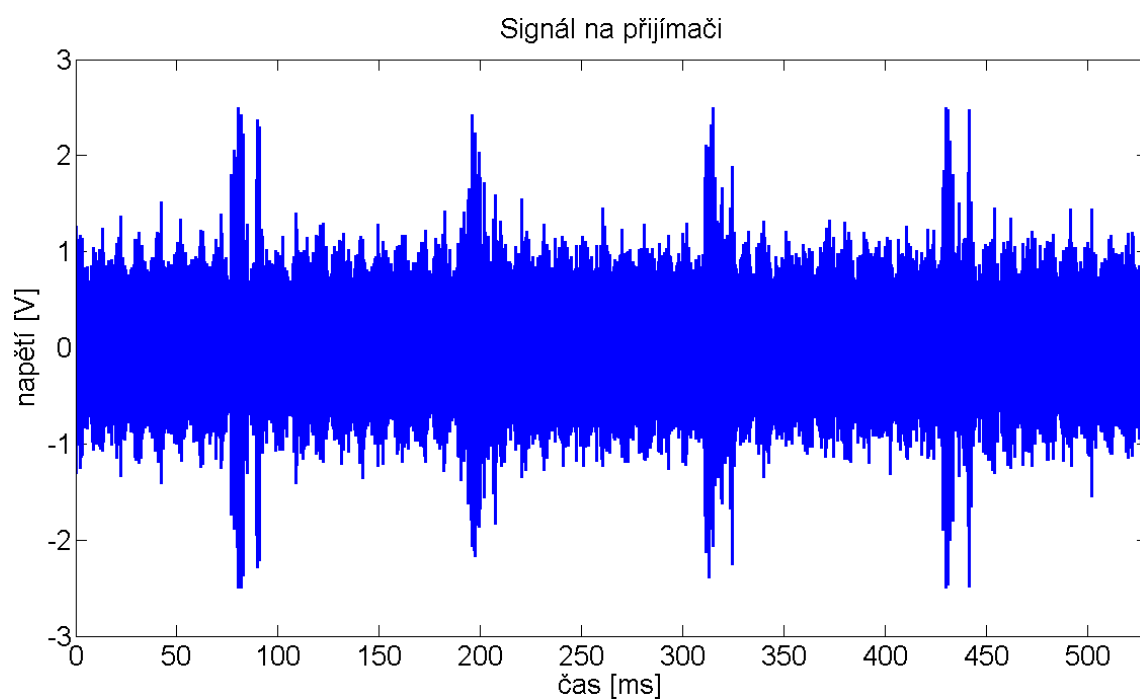
Obr. A.23: Graf útlumu [dB] pro topologii D, stanice 1 -> stanice 2



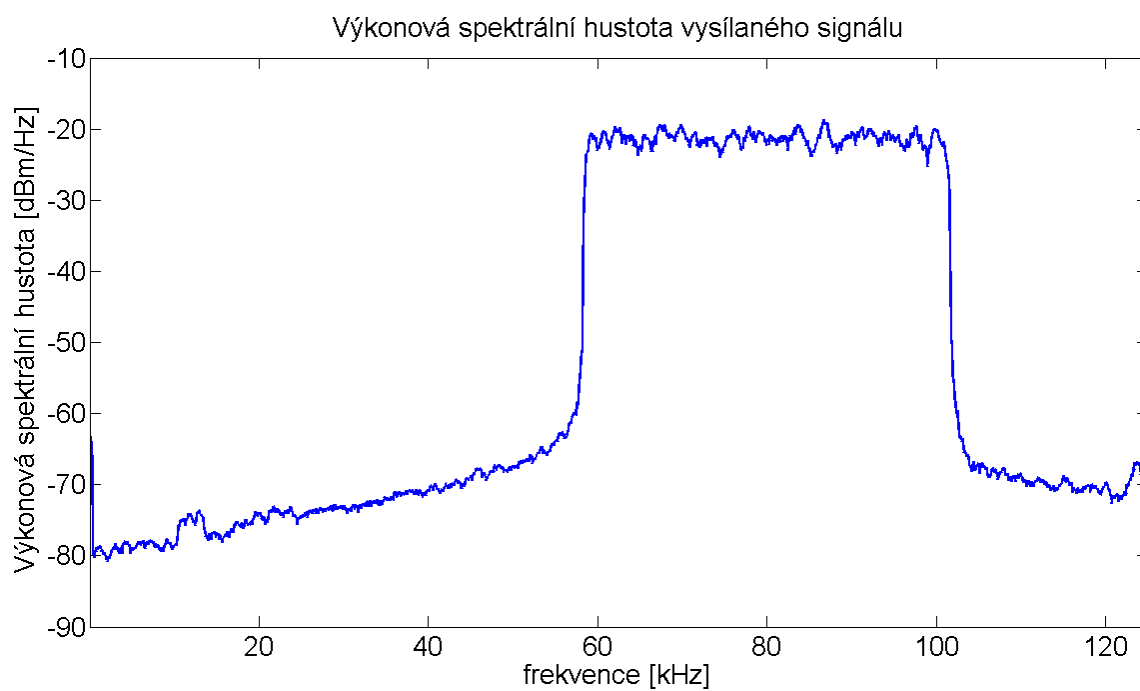
Obr. A.24: Graf útlumu [dB] pro topologii D, stanice 2 -> stanice 1



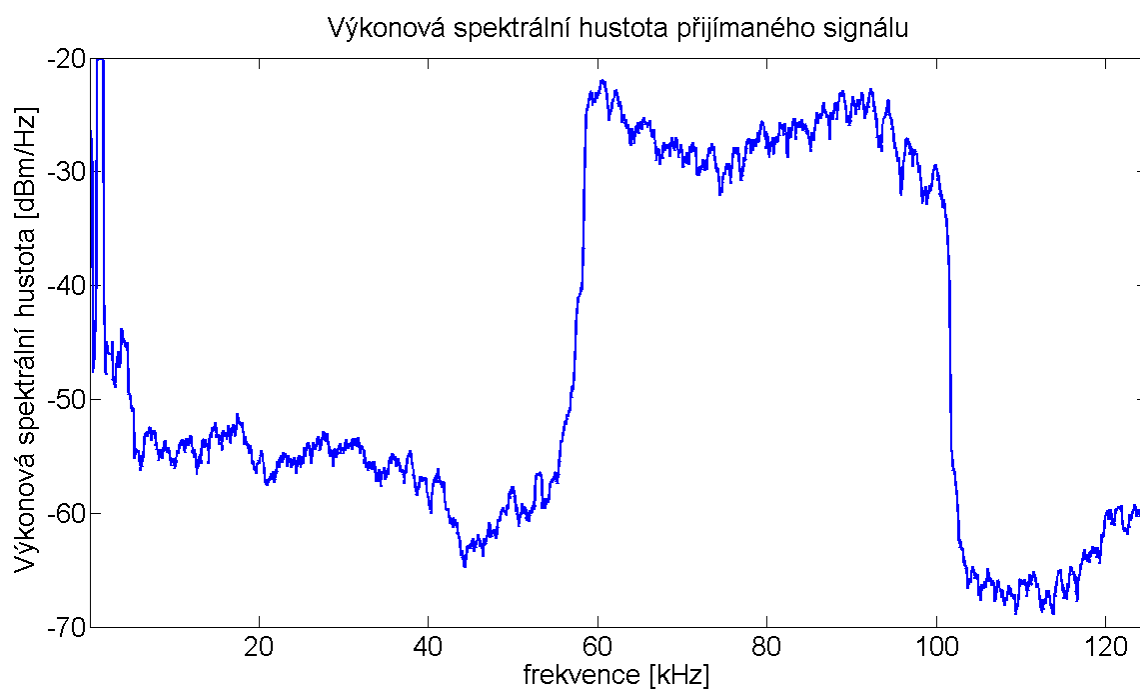
Obr. A.25: Graf průběhu vysílaného signálu ze stanice 1



Obr. A.26: Graf průběhu přijímaného signálu na stanici 2



Obr. A.27: Graf výkonové spektrální hustoty vysílaného signálu ze stanice 1



Obr. A.28: Graf výkonové spektrální hustoty přijímaného signálu na stanici 2