

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ
KATEDRA TELEKOMUNIKAČNÍ TECHNIKY



**Optimalizace přenosu dat
mezi sítěmi vysokého a nízkého napětí**

Disertační práce

Jan Zavrtálek

Praha, srpen 2015

Doktorský studijní program: P2612 Elektrotechnika a Informatika
Studijní obor: 2601V013 Telekomunikační technika
Školitel: Ing. Jaroslav Burčík, Ph.D.

Abstrakt:

Práce se zabývá návrhem řešení, umožňující robustnější komunikaci po silnoproudém vedení v distribučních sítích energetiky. V této oblasti se zaměřuje na zlepšení překonání stávajících distribučních transformátorů, což umožňuje přímou komunikaci mezi sítěmi nízkého a vysokého napětí bez nutnosti větších zásahů do distribuční sítě. Uvažuje se komunikace mezi bodem v síti nízkého napětí v místě těsně za distribučním transformátorem a libovolným bodem v síti vysokého napětí. Pro simulaci distribuční sítě energetiky je navržena knihovna, která umožňuje spočítat přenosové parametry komunikačního kanálu sítě o různé topologii. Knihovna obsahuje prvky vazební člen, nadzemní vedení, spojnice a větve vedení, distribuční transformátor, obecné prvky R, L, C a zdroje šumu v síti nízkého i vysokého napětí. Pro účely této knihovny bylo nutné navrhnout model distribučního transformátoru. Model distribučního transformátoru je založen na náhradním schématu z diskrétních prvků s využitím teorie lineárních kaskádních dvojbranů, impedančních a admitančních dvojbranů a admitančních n-branů. Byl vytvořen model celé sítě PLC a provedeno množství simulací pro různé topologie a různé parametry.

Na základě výsledků modelu sítě je navrženo řešení (PLC modem), umožňující komunikaci v takovém prostředí. Řešení spočívá v použití modulace s více nosnými a použití turbokódování. Zvolená modulace s více nosnými (subkanály) umožňuje funkčnost v komunikačním kanálu se zvlněnou charakteristikou neznámého průběhu. Předpokládá se, že se frekvenční charakteristika kanálu v čase mění jen málo. Zároveň má každý subkanál dostatečnou přenosovou rychlost, aby mohl by používán jako nezávislá komunikační linka. V řešení se předpokládá, že přes komunikační kanál projdou pouze některé subkanály. Subkanály, které přes komunikační kanál neprojdou, se přestanou vysílat. Vysílací výkon se pak soustředí na zbylé subkanály. Pro dosažení odolnosti proti rušení je použito turbokódů. Funkce navrženého modemu byla ověřena simulací a zkouškou v reálném prostředí. Modem byl poté realizován.

Abstract:

This thesis proposes a solution to improve communication over medium-voltage power-lines, focused on communication through a power distribution transformer. The solution allows direct communication between low-voltage and medium-voltage power distribution grids. Communication between any point in medium-voltage grid and a point situated immediately behind a power distribution transformer is considered. The solution is designed for a power distribution grid typical in Central Europe (i.e. 22 or 35 kV medium-voltage, 400 V low-voltage, 200 to 1000 MVA distribution transformers, total medium-voltage line length up to 20 km). A model of power distribution grid including power distribution transformer was proposed. The model consists of a coupling unit, a power distribution transformer, an overhead medium-voltage power-line, power-line branch, a set of basic R, L, C elements, medium- and low- voltage grid noise source. A key element is the power distribution transformer. For purpose of this model of power distribution grid, a new model of power distribution transformer was proposed. The model of distribution transformer is based on discrete components described using two-port linear cascade, admittance, impedance network, and n-port admittance network. Then, a communication channel between low-voltage and medium-voltage grid was modelled. Many simulations of different configurations and topologies was performed. Based on the results, a solution (power-line modem) was proposed.

The power-line modem uses multi-carrier modulation and Turbocoding. This allows communication in harsh environment like power distribution grid. Every subchannel has sufficient bandwidth to operate as independent communication channel. It is assumed that communication channel has unknown, but stable frequency characteristics. Only a few subchannels are expected to successfully pass thru the communication channel. The modem then switches off transmit of dead subchannels, so increases available transmit power for other subchannels. The modem was designed and then verified both in simulation and in the field. The design is considering European regulations.

Klíčová slova:

Smart Grid, PLC, MCM, modem, distribuční transformátor

Keywords:

Smart Grid, PLC, MCM, modem, distribution transformer

Poděkování:

Děkuji Ing. Jaroslavu Burčíkovi, Ph.D za vedení práce a cenné rady v průběhu zpracování. S návrhem a realizací modemu bych rád poděkoval především kolegům Ing. Danu Kekrtovi, Ph.D., Ing. Peteru Macejkovi a Pavlu Petrovskému.

Prohlášení:

Prohlašuji, že jsem tuto disertační práci vypracoval samostatně, pouze za odborného vedení svého školitele Ing. Jaroslava Burčíka, Ph.D. Dále prohlašuji, že veškeré podklady a zdroje, ze kterých jsem čerpal, jsou uvedeny v seznamu použité literatury v souladu s Metodickým pokynem o etické přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

Obsah

1	Úvod	1
2	Cíle disertační práce	2
3	Metody zpracování	3
3.1	Pracovní hypotéza	3
4	Stávající stav techniky	4
4.1	Topologie sítě PLC	4
4.2	Přehled systémů	4
4.2.1	Historický vývoj	5
4.2.2	Současný stav technologií	5
4.2.3	Směr vývoje	6
4.3	Legislativní omezení	8
4.4	Vazební členy	9
4.4.1	Induktivní	9
4.4.2	Kapacitní	9
4.4.3	Antenní vazba	10
4.4.4	Shrnutí vlastností	10
4.5	Přemostění distribučních transformátorů	10
5	Model komunikačního kanálu	12
5.1	Kaskádní dvojbran	13
5.1.1	Transformátor	16
5.1.2	Vedení	17
5.2	Admitanční dvojbran	18
5.3	Spojování dvojbranů	19
5.3.1	Paralelní řazení kaskádních dvojbranů	20
5.3.2	Převody mezi kaskádními, admitančními a impedančními dvojbrany	20
5.4	Admitanční n-bran	20
5.5	Model vazebního členu	21
5.6	Model distribučního transformátoru	21
5.6.1	Požadavky na model	23
5.6.2	Pohled Black box	24
5.6.3	Pohled White box	25
5.6.4	Pohled Grey box	26
5.6.5	Analýza SFRA	26
5.6.6	Modelování ztrát	27
5.6.7	Postup modelování	28
5.6.8	Výsledný model distribučního transformátoru	31

5.6.9	Souhrn vlastností výsledného modelu	35
5.7	Knihovna s prvky modelu kanálu	35
5.8	Zdroj šumu	36
5.8.1	Výsledný model zdroje šumu	38
6	Návrh a realizace modemu	40
6.1	Požadavky	40
6.2	Navržené řešení	41
6.3	Vysílací část modemu	41
6.3.1	Digitální front-end vysílače	41
6.3.2	Turbo kodér	42
6.4	Přijímací část modemu	45
6.4.1	Digitální front-end přijímače	45
6.4.2	Synchronizátory rámce	45
6.4.3	Sdružený iterativní synchronizátor-detektor	46
6.5	Aspekty implementace	49
7	Výsledky testů	52
7.1	Konfigurace parametrů modemu	52
7.2	Analyzovaná topologie sítě PLC	53
7.3	Přenosové vlastnosti kanálu	54
7.4	Výsledky a doporučení	58
8	Závěr	62
8.1	Splnění vytčených cílů	63
8.2	Další výzkum	63
9	Appendix	64
9.1	Vector Fitting	64
9.2	PAPR	65
9.3	Časové průběhy a spektra signálů	66

Seznam konvencí a zkratk

Seznam symbolů

	a	Skalár
$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_{11} & \cdots & a_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{m1} & \cdots & a_{mn} \end{bmatrix}$		Matice a označení prvků matice
	R	odpor
	C	kapacita
	L	indukčnost
	M	vzájemná indukčnost
	G	vodivost
	R'	měrný odpor
	C'	měrná kapacita
	L'	měrná indukčnost
	G'	měrná vodivost
	Z	impedance
	Y	admitance
	ε_0	permitivita vakua
	μ_0	permeabilita vakua
	$H(f)$	přenosová funkce
	γ	měrná vlnová míra přenosu
	Z_c	charakteristická impedance
	Z_S	impedance zdroje signálu
	Z_{nnin}	impedance sítě nn
	Z_{vnin}	impedance sítě vn
	Z_{nnout}	impedance zdroje signálu ze sítě nn
	Z_{vnout}	impedance zdroje signálu ze sítě vn
	U_{mn}	impedance zdroje rušení v síti nn
	U_{nvn}	impedance zdroje rušení v síti vn
$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$		přenosová matice kaskádního dvojbranu
$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix}$		admitanční matice dvojbranu
	f	frekvence
	s	komplexní frekvence
	U	napětí
	I	proud
	U_1	napětí na bráně 1 dvojbranu
	I_1	proud jdoucí do brány 1 dvojbranu

a	Skalár
U_2	napětí na bráně 2 dvojbranu
I_2	proud jdoucí do brány 2 dvojbranu
T	perioda
f_S	vzorkovací frekvence
B	šířka pásma
B_0	šířka pásma subkanálu
f_1, f_2	dolní a horní frekvence nosné subkanálu
L_0	délka paketu subkanálu
v_0	přenosová rychlost subkanálu
v_{0u}	uživatelská přenosová rychlost subkanálu

Seznam funkcí

$\sinh(\cdot)$	Hyperbolický sinus
$\cosh(\cdot)$	Hyperbolický cosinus
$\ln(\cdot)$	Přirozený logaritmus
$\log(\cdot)$	Dekadický logaritmus
$\min(\cdot)$	Minimum
$\max(\cdot)$	Maximum
$\sin(\cdot)$	Sinus
$\cos(\cdot)$	Kosinus
$\text{ceil}(\cdot)$	Zaokrouhlení na jednotky směrem dolů

Seznam zkratek

AMI	Advanced Metering Infrastructure
AMM	Automated Meter Management
AMR	Automatic Meter Reading
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Ratio
CENELEC	European Committee for Electrotechnical Standardization
BPL	Broadband over Power Line
nn	nízke napětí
vn	vysoké napětí
vvn	velmi vysoké napětí
AM	Amplitude Modulation
ASK	Amplitude Shift Keying
FSK	Frequency Shift Keying
PSK	Phase Shift Keying
BPSK	Binary Phase Shift Keying
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
DBPSK	Differential Binary Phase Shift Keying
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex
MCM	Multi Carrier Modem
SC	Single Carrier
PLC	Power Line Carrier
PAPR	Peak to Average Power Ratio
OSI	Open Systems Interconnect
PRIME	PowerLine Intelligent Metering Evolution
PE	Protective Earth
PEN	Protective Earth and Neutral
PC	Personal Computer
GPRS	General Packet Radio Service
RX	přijímač
TX	vysílač
FFT	Fast Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
DFT	Discrete Fourier Transform
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
EMC	ElectroMagnetic Compatibility
SFRA	Sweep Frequency Response Analysis
SqRRCS	Square Root Raised Cosine Spectrum

Seznam obrázků

1	Topologie sítě.	4
2	Zapojení systému G3.	7
3	Směry vývoje nových řešení: a) komunikace po síti vn, b) způsob sběru dat při přemostění distribučního transformátoru, c) komunikace skrze distribuční transformátor, d) způsob sběru dat s komunikací skrze distribuční transformátor.	8
4	Frekvenční pásma a dovolená vysílací napětí podle normy CENELEC [42].	9
5	Možné způsoby kapacitní vazby na vn.	10
6	Koncept T-Pass. Převzato z [11].	11
7	Znázornění postupu při modelování a využití modelu.	13
8	Definice proudů a napětí na bránách kaskádního dvojbranu.	14
9	Transformace větvení.	14
10	Zatížený dvojbran ABCD připojený ke zdroji napětí s vnitřním odporem.	15
11	Model transformátoru se započtením vlivu konečné indukčností vinutí.	16
12	Element vedení	17
13	Definice proudů a napětí na bránách admitančního dvojbranu.	18
14	Sériové, paralelní a kaskádní řazení dvojbranů.	19
15	Model vazebního členu.	21
16	Parazitní kapacity transformátoru mezi vinutími a mezi vinutími a kostrou. Převzato z [24].	23
17	Mezizávitové kapacity a vlastnosti vinutí. Převzato z [67].	23
18	Black box model	24
19	Veličiny v black box modelu transformátoru. Převzato z [21].	24
20	Vnitřní struktura vinutí transformátoru. Převzato z [21].	26
21	Náhradní schéma distribučního transformátoru. Převzato z [24].	29
22	Model transformátoru dle [3].	29
23	Model distribučního transformátoru dle [24].	30
24	Model distribučního transformátoru dle [21].	30
25	Model distribučního transformátoru dle [25].	31
26	Modelovaná vstupní impedance vinutí transformátoru L1-N na straně nn.	32
27	Modelovaná a změřená vstupní impedance vinutí transformátoru L1-N na straně nn	32
28	Modelovaná vstupní impedance vinutí transformátoru L1-L2 na straně vn při různých zátěžích na straně nn.	33
29	Model vinutí distribučního transformátoru.	33
30	Simulovaná a změřená přenosová charakteristika při různých zátěžích na straně vn.	34
31	Model kanálu se zdroji šumu.	36
32	Ukázka vygenerovaného šumu v síti nn.	38
33	Ukázka vygenerovaného šumu v síti vn.	39
34	Ukázka reálných vzorků šumu z [40].	39
35	Blokové schéma vysílače se sériovou MCM technologií.	42

36	Blokové schéma lineárního digitálního modulátoru.	42
37	Blokové schéma sériového Turbokódu s děrováním (s variabilní symbolovou rychlostí).	43
38	Blokové schéma vrstveného sériového Turbokódu.	44
39	Blokové schéma přijímače se sériovou MCM technologií.	45
40	Sdružený iterativní synchronizátor-detektor pro komutovaný vrstvený sériový Turbokód.	46
41	Blokové schéma měkkého demodulátoru.	48
42	Blokové schéma Iterativní detekční sítě pro detekci sériového (proděravěného) Turbokódu.	48
43	Blokové schéma hardware modemu.	49
44	Fotografie navrženého MCM PLC modemu.	51
45	Analyzované topologie sítě.	54
46	Sloup vedení vn.	55
47	Přenosové vlastnosti kanálu topologie A.	56
48	Přenosové vlastnosti kanálu topologie B.	57
49	Přenosové vlastnosti kanálu topologie C.	58
50	Hodnoty PAPR různých modulací.	66
51	Vyslané signály ve variantách b-8, c-8, směr nn-vn.	67
52	Přijatý signál ve variantě A-a-8, směr vn-nn a nn-vn.	68
53	Přijatý signál ve variantě A-a-16, směr vn-nn a nn-vn.	69
54	Přijatý signál ve variantě B-a-8, směr vn-nn a nn-vn.	70
55	Přijatý signál ve variantě B-a-16, směr vn-nn a nn-vn.	71
56	Přijatý signál ve variantě C-a-8, směr vn-nn a nn-vn.	72
57	Přijatý signál ve variantě C-a-16, směr vn-nn a nn-vn.	73

Seznam tabulek

1	Přehled vybraných systémů.	6
2	Přenosové matice elementárních stavebních bloků.	36
3	Přehled možných konfigurací navrženého MCM PLC modemu. Hodnoty jsou pro 8 subkanálů, každý o šířce 10 kHz.	44
4	Popisy bloků modemu.	50
5	Základní parametry modemu.	51
6	Parametry modemu a jejich vztahy.	52
7	Parametry variant simulace.	53
8	Procentuální úspěšnost průchodu paketů (svislá osa, 0 až 100 %) v jednotlivých subkanálech (vodorovná osa) při vysílání všech subkanálů.	59
9	Procentuální úspěšnost průchodu paketů (svislá osa, 0 až 100 %) v jednotlivých subkanálech (vodorovná osa) při vysílání jediného subkanálu.	60

1 Úvod

Zajištění spolehlivé a dostatečně rychlé komunikace po silnoproudých vedeních (PLC) je důležitým předpokladem úspěšného zavádění a využívání sítí Smart Grid. V současnosti je díky relativně levným obvodym řešením masivněji rozšířená komunikace pouze v sítích nn. Používá se k dálkovému odečtu měřičů (AMR - Automatic Meter Reading), změn cenových tarifů a spínání zátěží (AMM - Automatic Meter Management) až po monitorování sítě pro zvýšení spolehlivosti dodávek elektrické energie (AMI - Advanced Metering Infrastructure), které je posledním krokem k tzv. Chytré síti (Smart Grid). Řídící data bývají obvykle posílána z rozveden a distribučních stanic energetiky, s nimiž jsou propojeny (1) silnoproudým vn vedením, (2) datovou linkou (internet, dedikovaný datový okruh, optický kabel, apod). Logickým krokem je využití stávajících vn vedení k přenosu těchto dat. Od tohoto kroku se očekává snížení závislosti na vnějších vlivech a tím i zvýšení spolehlivosti řízení a dodávek energie v síti. S nástupem tzv. obnovitelných zdrojů začíná být udržení stability sítě čím dál větším problémem.

Komunikace PLC využívá pro přenos dat již existující silnoproudou infrastrukturu, při jejíž návrhu většinou nebyla zohledněna možnost přenosu signálů o jiné než síťové frekvenci. Tento problém je zvláště palčivý u distribučních transformátorů. Ty jsou navrhovány a optimalizovány pro přenos pouze na síťové frekvenci, chování na jiných frekvencích se řeší především kvůli omezení přepětí při přechodových jevech a impulsech s cílem zvýšení elektrické bezpečnosti. Existují řešení pro vysokofrekvenční přemostění těchto transformátorů, ale jejich instalace přináší značné dodatečné náklady. U stávajících distribučních transformátorů s životností mnoha dekad nelze očekávat jejich předčasnou výměnu či úpravy pro zlepšení přenosů signálů PLC.

Cílem této práce je nalézt řešení pro robustní komunikaci mezi sítěmi nn a vn. Protože pro hlavní cíl práce nejsou dostupné vhodné modely celého prostředí, je jedním z výstupů i vytvoření tohoto modelu.

Práce se skládá z devíti kapitol. Po úvodu následuje druhá kapitola, v níž jsou stanoveny cíle disertační práce. Třetí kapitola popisuje metody zpracování a definuje pracovní hypotézu. Ve čtvrté kapitole je popsán stávající stav techniky a naznačeno směřování budoucího vývoje. Pátá kapitola popisuje model komunikačního kanálu, jeho jednotlivé prvky a postup při využití tohoto modelu v simulaci přenosového řetězce. Šestá kapitola popisuje navržené řešení komunikace (MCM PLC modem) a aspekty implementace tohoto modemu. Sedmá kapitola obsahuje výsledky testů v modelových kanálech při různých konfiguracích modemu. V osmé kapitole je závěrečné zhodnocení a návrhy dalšího výzkumu. V deváté kapitole jsou přílohy.

2 Cíle disertační práce

Práce se zabývá návrhem řešení pro umožnění přenosu dat v sítích PLC přes stávající distribuční transformátory. K tomu byly vytyčeny následující cíle:

1. Vytvořit vhodný model sítě PLC pro ověření komunikace skrze distribuční transformátor,
2. Na základě modelu sítě navrhnout vhodný modem, který umožní komunikaci mezi sítěmi vn a nn přes stávající distribuční transformátory, s důrazem na maximalizaci robustnosti spojení při zachování dostatečné přenosové rychlosti,
3. Porovnání teoretických výsledků s měřením na reálném distribučním transformátoru.

3 Metody zpracování

Pro určení požadavků na vlastnosti modemu bylo potřeba vytvořit model sítě PLC, z něhož byl spočítán model komunikačního kanálu. Na základě modelu sítě jsem určil přenosové vlastnosti komunikačního kanálu a požadavky na modem.

Protože k modelování kanálu pro přenos dat přes distribuční transformátor nelze přistupovat odděleně od ostatních částí sítě, musí model sítě PLC obsahovat všechny relevantní prvky celé sítě. Model sítě PLC se skládá ze základních stavebních prvků: vn vedení, vazebního členu, distribučních transformátorů a různě zapojených obecných impedancí. Prvky vedení, vazební člen a obecná impedance byly vytvořeny dedukcí z již známých zákonitostí, popř. převzaty z literatury. K modelování bude použita teorie lineárních kaskádních dvojbranů, admitančních a impedančních dvojbranů a admitančních n-branů.

Pro práci s prvky sítě bude vytvořena knihovna pro modelování sítě a simulaci v programu MATLAB. Ty umožňují sestavit síť z různých prvků v libovolné topologii a spočítat charakteristiky přenosového kanálu. Pro tuto knihovnu budou použity prvky s impedancí sériově či paralelně, vedením, vazebním členem a distribučním transformátorem. S ohledem na fakt, že vhodný model distribučního transformátoru pro tyto účely zatím nebyl vytvořen, bude jeho vytvoření dalším předmětem této práce.

Pro ověření teoretického modelu distribučního transformátoru provedu praktické měření v reálném prostředí, včetně zapojení zátěží různého typu. K vytvoření modelu distribučního transformátoru plánuji využít přístupu “Grey box”, který je dále popsán v kap. 5.6. V modelu komunikačního kanálu jsou použity zdroje šumu na straně nízkého a vysokého napětí s charakteristikami převzatými z literatury.

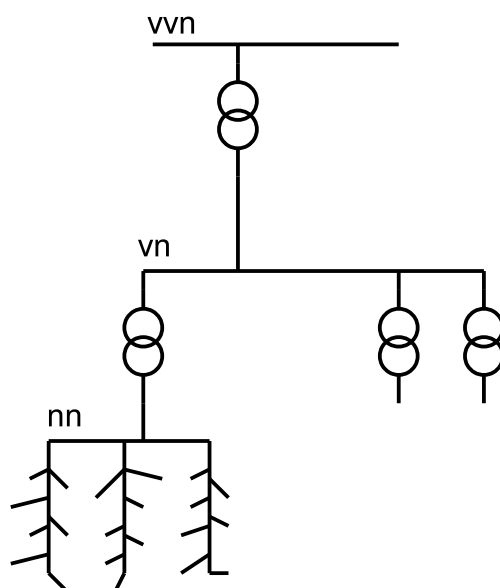
3.1 Pracovní hypotéza

Jsem přesvědčen, že vhodným způsobem přenosu signálu na více nosných (MCM) a s využitím turbokódování dokážeme přenášet data i přes distribuční transformátor, a to při dostatečné přenosové rychlosti a odolnosti vůči rušení (robustnosti). Pro zamýšlené účely komunikace pro řízení sítě je požadováno dosažení rychlosti přenosu dat v řádu jednotek až desítek kbit/s, pokud preferujeme vyšší robustnost přenosu před rychlostí. Kvůli potřebě spolehlivého řízení sítě je potřeba robustního spojení. V případě rušení komunikace přenosová rychlost modemu sice poklesne, ale spojení zůstane zachováno.

4 Stávající stav techniky

4.1 Topologie sítě PLC

Distribuční sítě elektřiny v ČR sestávají z vedení vvn a vn. Typický případ je vyznačen na Obr. 1. V rozvodně jsou napětí vvn transformována na vn. Ty jsou paprskovitě rozvedeny pomocí vedení vn k distribučním transformátorům, jejichž pomocí se napětí transformuje na nízké napětí 400 V pro koncové uživatele. Obvyklé délky úseků vedení vn jsou v řádu stovek metrů až několika kilometrů.



Obr. 1. Topologie sítě.

4.2 Přehled systémů

V této práci se omezují na úzkopásmové PLC ve frekvenčním pásmu 3 až 148,5 kHz dle Evropských norem CENELEC [42].

Pro funkčnost systému jako celku je nutno uvažovat vlastnosti vazebních členů, způsob použití, požadovanou robustnost, vlastnosti šumu, obvodovou složitost a způsob napájení modemů.

Pro zajištění komunikace po PLC se používají systémy, pracující na různých principech i ve velmi různorodých frekvenčních pásmech. Je to dáno různým účelem použití a z toho vyplývajících požadavků, složitostí řešení, dostupného frekvenčního pásma, vlastností přenosové cesty a legislativními omezeními. Vzhledem k protichůdným požadavkům častokrát není jednoznačný výběr frekvenčního pásma, modulace a kódování. V aplikacích, vyžadující průchod signálu PLC přes distribuční transformátor je tento výběr dále zkomplikován. Komplikace jsou způsobeny především rozdílným charakterem rušení na sítích nn a vn, impe-

dancemi sítě, přenosovými vlastnostmi samotného transformátoru, přenosovými vlastnostmi přemost'ovacích členů (pokud jsou použity) a přenosovými vlastnostmi vazebních členů.

4.2.1 Historický vývoj

Myšlenka komunikace po rozvodech elektrické energie vznikla již v počátcích využívání těchto sítí [1]. Komunikace PLC po vn je v podmínkách ČR výrazněji nasazována od 70.let 20.století. Zamýšleným účelem bylo především řízení a údržba přenosové sítě. V současnosti je PLC šířeji využíváno v sítích nn pro účely tarifkace a řízení odběru spotřebičů. Aplikace pro PLC v sítích vn jsou především: monitorovací systémy (měření napětí, proudů, teploty oleje v distribučních transformátorech, obsah vody v oleji transformátorů, dálkové řízení spínačů a odpojovačů, kontrola poruchových stavů, prevence rozdělení sítě na ostrovní), řízení sítě (vzdálené ovládání, bezpečnostní systémy, telefonie), a systémy pro předcházení poruch a nebezpečných stavů [2].

Vedlejší efekt může být též kontinuální měření parametrů komunikačního kanálu pro diagnostiku kvality izolace a stavu transformátorů pro účely lepšího plánování údržby sítě.

Aplikace pro PLC v sítích nn jsou především: odečty měřičů (elektroměrů, vodoměrů, plynoměrů), hromadné dálkové ovládání (HDO), smart home, internet věcí, Inteligentní sítě (Smart Grid).

Sjednocení sítí nn a vn díky propojení je logický posun k větší centralizaci sítě pro tzv. Inteligentní sítě (Smart Grid).

4.2.2 Současný stav technologií

Existující technologie můžeme rozdělit na systémy s modulací s jednou nosnou (single-carrier) a více nosnými (multi-carrier). Mezi modulace s více nosnými patří OFDM a MCM. Přehled vybraných technologií je v Tab. 1.

Tyto technologie byly primárně určeny pro různá použití a různá přenosová média (nn, vn, vvn, různé vazební členy, různá napětí a různé topologie sítě: Evropa, Asie, Austrálie, Afrika, Severní a Jižní Amerika). K některým z nich existují členy, umožňující vysokofrekvenční přemostění distribučního transformátoru (viz. kap. 4.5).

Systém G3 je navržen tak, aby jejich signál procházel přes stávající distribuční transformátory. Je určen pro přímou komunikaci po síti nn s možným průchodem do sítě vn přes distribuční transformátor nebo přemost'ovací člen. Uvažuje však poněkud menší distribuční transformátory (desítky kVA) dané charakterem sítě v USA. Ty mají vzhledem k menším rozměrům lepší přenosové charakteristiky pro signály PLC. V sítích v Evropě, kde má síť nn větší rozměry, složitější topologii a distribuční transformátory jsou velké, je situace obtížnější. Od systému G3 jsou odvozeny systémy G.hnem, pracující na stejném principu. Systém G.hnem je rozšíření systému G3 pro umožnění vyšší přenosové rychlosti. Toho je dosaženo zejména použitím širšího frekvenčního pásma a vyšších modulací. Uvedená přenosová rychlost je při konfiguraci frekvenčního pásma v CENELEC A (36 až 90,6 kHz). Systém však umožňuje použití i jiných frekvenčních pásem. Využití modulace 16QAM a s ní maximální přenosová rychlost 202,6 kbit/s je v současnosti (2015) ve stádiu výzkumu. Systém PRIME

je určen pro komunikaci po síti nn. Oproti G3 nabízí při podobně širokém pásmu vyšší přenosové rychlosti, což je dáno především nižší úrovní kódování a vyššími modulacemi až 8PSK. Proto se neuvažuje, že by tento systém měl být přímo schopen překlenout distribuční transformátor. Systém dle standardu IEC 61334 může vzhledem k volitelnému frekvenčnímu pásmu a vysoké odolnosti proti rušení procházet i přes distribuční transformátory. Nabízí však nedostatečnou přenosovou rychlost.

Funkčně nejbližší navrhovanému systému je systém G3 s modulací OFDM, proto se k němu tato práce bude často vymežovat.

Více informací lze nalézt v [4, 5, 6].

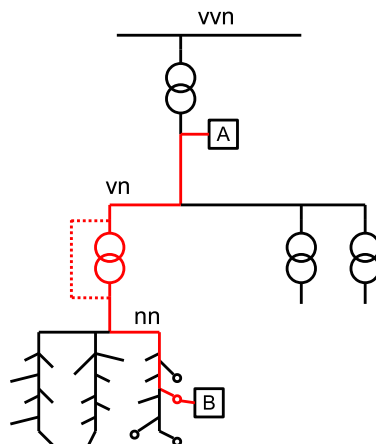
Standard	Modulace	Frekvenční pásmo [kHz]	Přenosová rychlost [kbit/s]	Průchod přes distribuční transformátory
G3	OFDM: 2,4PSK	36 až 90,6	5,6 až 45	ano/částečně
G.hnem	OFDM: 2,4PSK, (16QAM)	36 až 90,6*	101,3 (202,6)	ano/částečně
PRIME	OFDM: 2,4,8PSK	42 až 89	21,4 až 128,6	ne
ANSI/EIA 709.1, 2	BPSK	86, 131	4,8 nebo 9,6	ne
Meters and More	BPSK, DBPSK	125 až 140	1,2	ne
KNX	S-FSK	CENELEC A	1,2	ne
IEC 61334	S-FSK	typ. 4 až 40	~0,24	může
Echelon LonWorks	BPSK	86	4,8 nebo 9,6	ne

Tab. 1. Přehled vybraných systémů.

4.2.3 Směr vývoje

Zapojení modemů systému G3 je na Obr. 2. V prostředí Evropy však v mnoha případech není komunikace dostatečná bez montáže přemostění distribučního transformátoru. Průchod signálu přes distribuční transformátor do přenosového řetězce způsobí značný útlum signálu, což vyústí ve snížení přenosové rychlosti až znemožnění komunikace. Nízká přenosová rychlost působí obtíže při přímé komunikaci s koncovými body (obvykle stovky až tisíce domácností). Proto bývá použit datový koncentrátor s modemem, který komunikuje s jednotlivými koncovými body a sbírá data. K modemu A na síti vn se pak přenáší souhrnná data v komprimované podobě. Výsledný systém se pak podobá zapojení na Obr. 3d, s tím, že systém G3 není optimalizován na průchod pouze přes distribuční transformátor a jeho přenosové vlastnosti proto nejsou optimální.

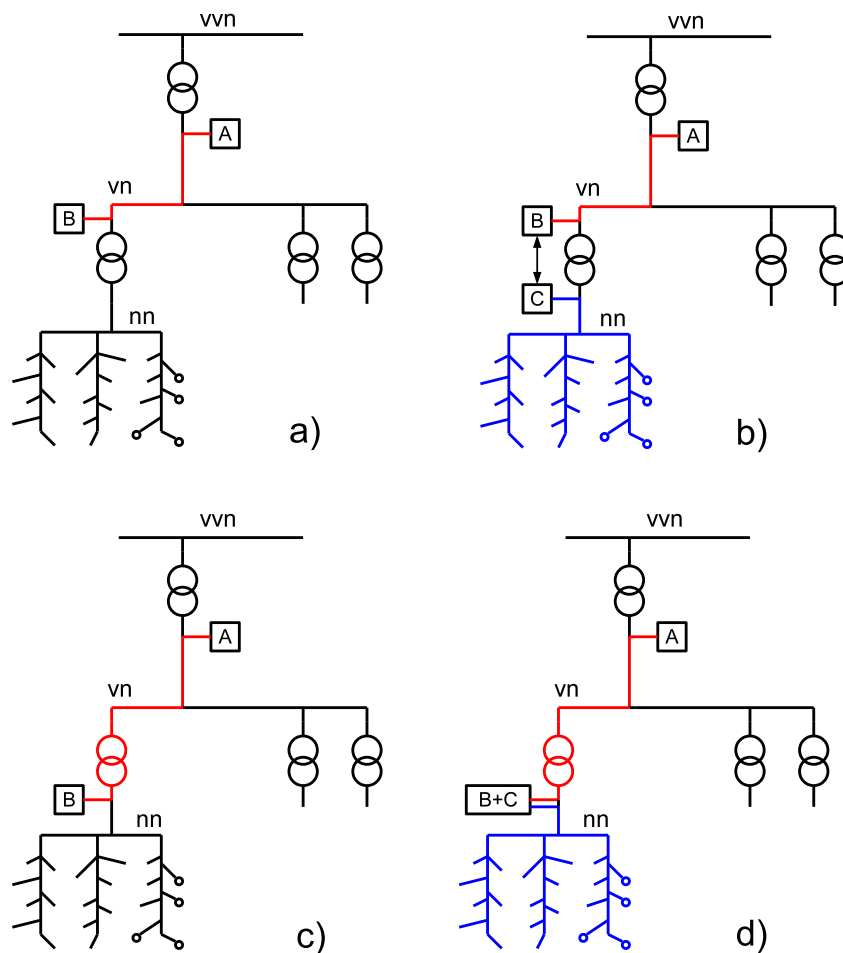
Na Obr. 3 je znázorněn současný stav dalších systémů a směr vývoje nových řešení.



Obr. 2. Zapojení systému G3.

Obr. 3a znázorňuje komunikaci mezi modemy A, B na vedení vn (červeně), na Obr. 3b je pak dosavadní způsob propojení s datovým koncentrátorem s modemem C v síti nn (modře).

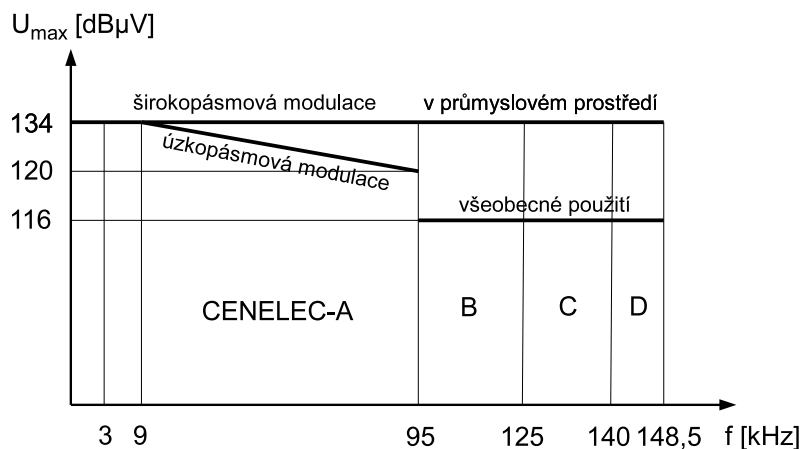
Na Obr. 3c je znázorněn předmět řešení této práce, kdy probíhá komunikace skrze distribuční transformátor. Na Obr. 3d je toto řešení, doplněné o datový koncentrátor s modemem C, který dále komunikuje s jednotkami jednotlivých uživatelů na síti nn. Navrhované modemy A, B přenášejí data směrem do nadřazené ústředny. Signál PLC prochází přes stávající distribuční transformátor a na vedení je navázán na straně nn, čímž se ušetří značné náklady. Navázání na straně nn je uvažováno hned za distribučním transformátorem, signál PLC tedy neprochází přes síť nn. Ta v tomto případě tvoří zátěž. Řešení proto může být lépe optimalizované pro tento případ. Pro instalaci celé sítě je potřeba pouze jeden vazební člen na vn, navíc je obvykle možné ho umístit v budově rozvodny vn.



Obr. 3. Směry vývoje nových řešení: a) komunikace po síti vn, b) způsob sběru dat při přemostění distribučního transformátoru, c) komunikace skrze distribuční transformátor, d) způsob sběru dat s komunikací skrze distribuční transformátor.

4.3 Legislativní omezení

Maximální hodnota vysílacího napětí bývá omezena normami. Pro prostředí České republiky, resp. Evropské unie platí v síti nn normy CENELEC [42], viz. Obr. 4. Tyto normy také definují frekvenční pásma a metodu řízení přístupu k síti. Pro účely této práce stanovují hranice maximálního napětí, které může být použito při vysílání do vedení nn.



Obr. 4. Frekvenční pásma a dovolená vysílací napětí podle normy CENELEC [42].

Dále bývá omezeno vyzařování normami EMC, více v [7, 43].

4.4 Vazební členy

Vazební členy lze podle principu funkce rozdělit na indukční a kapacitní. U sítě nn mají vzhledem k nízkým nárokům na izolaci indukční i kapacitní vazební členy dobré přenosové vlastnosti pro PLC signál.

V sítích vn je situace složitější kvůli izolačním nárokům. Kapacitní vazební členy mají ve většině případů nedostatečnou kapacitu, což má negativní vliv na přenosové vlastnosti zejména v oblasti nižších kmitočtů.

Indukční vazební členy pro vn se realizují jako proudový nebo napěťový transformátor.

4.4.1 Indukční

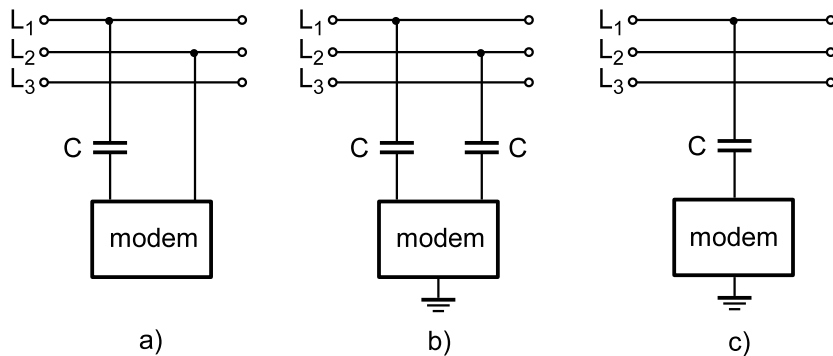
Vazební transformátor, připojitelný přímo na vedení musí mít vysokou indukčnost vinutí a dobré přenosové vlastnosti pro signál PLC. Při použití jader z dostupných materiálů je pro dosažení požadované indukčnosti potřeba velmi vysoký počet závitů. Dále je problematické dosažení elektrické bezpečnosti, což vede na zvětšování rozměrů. Obojí zvyšuje parazitní kapacity vinutí a zhoršuje přenosové vlastnosti. Proto se přímé připojení transformátoru k vedení nepoužívá.

Používané vazební členy se omezují na proudové transformátory a transformátory s jádrem protahovanými vodiči kabelů 22 kV. Další informace o vazebních členech lze najít v [8, 9, 11].

4.4.2 Kapacitní

Kapacitní členy na vn mají obvykle kapacitu v rozsahu stovek pF až jednotek nF, případně několik paralelně. Jejich vysoká reaktance omezuje jejich využití na vyšší frekvence, případně až do rozsahu BPL (1 až 30 MHz). Pro komunikaci PLC o nižších frekvencích se využívají kapacitní členy s kapacitami v řádu μF . Více informací je shrnuto v [10, 11].

U některých modemů se proud tekoucí vazebním členem používá zároveň k napájení. To je využíváno zejména u zapojení dle Obr. 5a, kde je modem umístěn na potenciálu vn. V případech dle Obr. 5b, c je nutné zabezpečit spolehlivé uzemnění. Případ Obr. 5c užívá přenos mezi fází L1 a zemí.



Obr. 5. Možné způsoby kapacitní vazby na vn.

4.4.3 Antenní vazba

K vazbě je využito paralelního vedení. Mechanismus vazby je založen především na kapacitě mezi vedeními. Kvůli relativně nízkému činiteli vazby je ale nutné využívat značné výkony [12]. Tento způsob vazby přináší problémy EMC s vyzařováním při vysílání, proto je spíše již historickou záležitostí (1923, Pacific Gas & Electric system) [12].

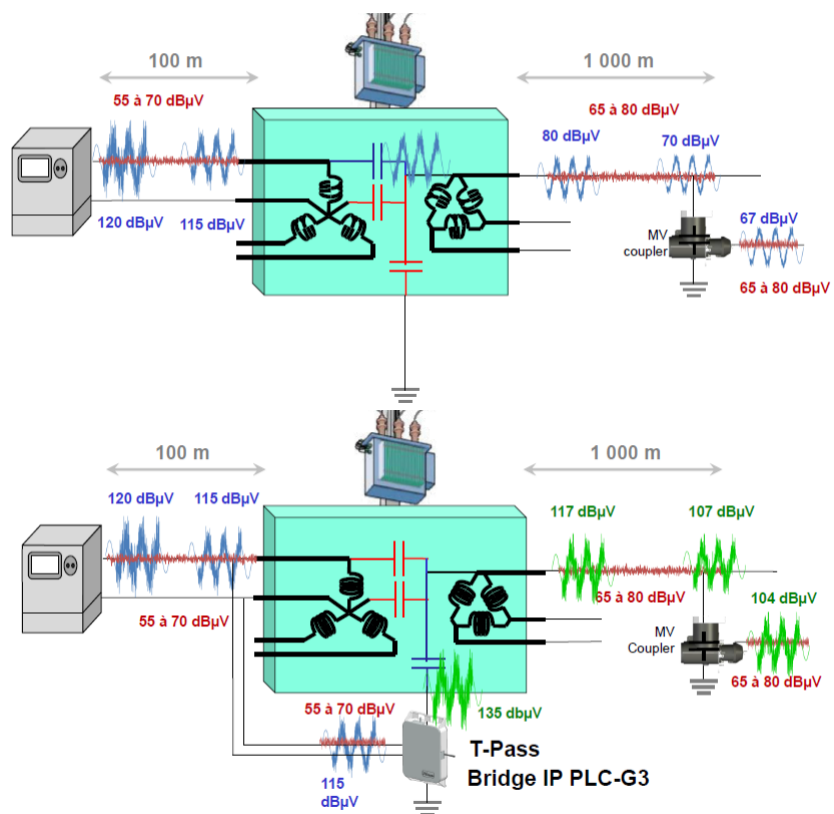
4.4.4 Shrnutí vlastností

Přenosová charakteristika vazebního členu pro síť vn má významný vliv na přenos signálů PLC. Kvůli potřebě bezpečné izolace sítě vn mají tyto členy vlastnosti vzdálené od ideálních. U systémů určených pro vn jsou proto brány v úvahu také vlastnosti vazebního členu.

U sítí nn mají dostupné vazební členy vyhovující přenosové vlastnosti.

4.5 Přemostění distribučních transformátorů

Pro některé systémy byly vyvinuty členy, umožňující přemostit distribuční transformátor pro přenos PLC signálů. Pro systém G3 byl představen koncept T-Pass [11], jehož princip je naznačen na Obr. 6.



Obr. 6. Koncept T-Pass. Převzato z [11].

Montáž tohoto přemostění však znamená zásah do vn i nn části distribučního transformátoru a nutnost izolace jeho pláště.

5 Model komunikačního kanálu

Postup použití modelu sítě a jeho využití je znázorněn na Obr. 7. Obr. 7a ukazuje modelovanou síť. Tu tvoří vedení vn délek d_1 až d_n s danou topologií, distribuční transformátory tr a ostatní prvky sítě. K síti vn je připojen modem A přes vazební člen V. Ihned za jedním z distribučních transformátorů tr je na straně nn umístěn modem B. Modemy A, B jsou předmětem navrhovaného řešení.

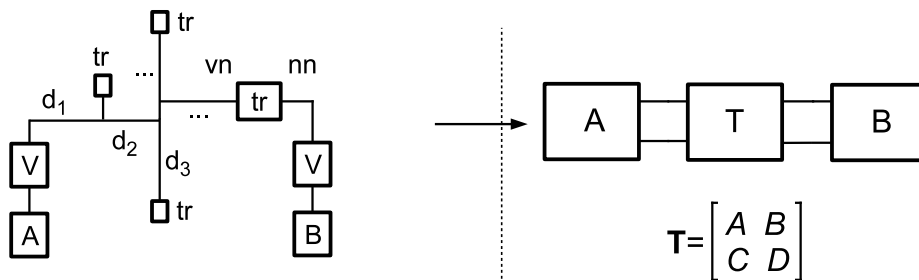
Z těchto vstupních údajů je pomocí navržené knihovny vypočtena kaskádní matice přenosu \mathbf{T} , pomocí níž jsou spočítány všechny potřebné parametry. Dle Obr. 7b je spočten přenos užitečného signálu, na Obr. 7c je ukázáno využití modelu pro výpočet parametrů šumu.

Na základě výsledků modelu byl navržen způsob řešení komunikace (modem), který by měl v daném prostředí dobře pracovat.

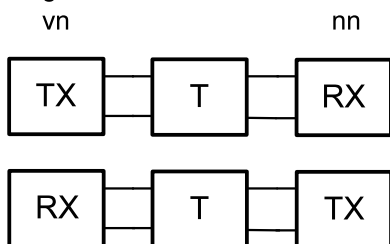
Jednu z variant řešení modemu jsme s kolegy realizovali a otestovali v simulaci i na reálném vedení. S tímto modemem jsou v závěru této práce vyhodnoceny testy komunikace. Simulace tohoto modemu je řešena v programu MATLAB, přičemž vstupem jsou parametry kanálu, vypočtené knihovnou pro modelování sítě.

Navržený modem byl testován na reálném vedení 22 kV ve dvou fázích. V první fázi byl prováděn přenos signálu pouze po vn vedení a záznam přijatého signálu. V druhé fázi byly změřeny přenosové vlastnosti distribučního transformátoru, který měl na svorkách zátěže, odpovídající připojenému vedení. Signál přijatý v první fázi pak byl v simulaci přenesen přes tento transformátor. Tento postup byl zvolen kvůli dosažení většího množství dílčích výsledků při obtížné dostupnosti reálného vn vedení požadované topologie za provozu.

a) model sítě PLC

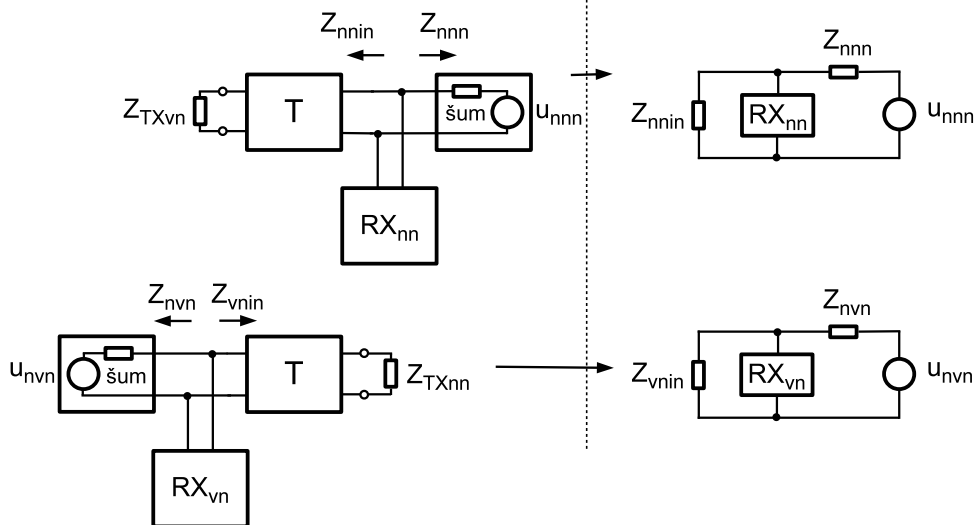


b) přenos signálu



$$\begin{aligned}
 H(f) &= \dots \\
 Z_{in}(f) &= \dots \\
 Z_{out}(f) &= \dots \\
 &\dots
 \end{aligned}$$

c) přenos šumu

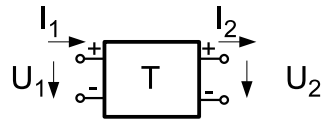


Obr. 7. Znázornění postupu při modelování a využití modelu.

V této kapitole jsou popsány základy pro modely a modely použitých stavebních prvků sítě, z nichž je následně vytvořen model kanálu.

5.1 Kaskádní dvojbran

K popisu sítě signálového řetězce lze výhodně využít kaskádní dvojbranový kaskádní model [13, 14, 15], který je definován následovně:



Obr. 8. Definice proudů a napětí na bránách kaskádního dvojbranu.

Proudy a napětí jsou definovány na Obr. 8. Směr proudu I_2 je zde uvažován opačně, než jsou konvence u většiny ostatních definic dvojbranů. Důvodem je snazší řazení kaskádní řazení dvojbranů. Při kaskádním řazení dvojbranů a, b pak platí $I_{1b} = I_{2a}$. Vztahy mezi vstupními a výstupními veličinami jsou popsány následovně

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

Matice

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (2)$$

se nazývá přenosová matice. Její prvky jsou definovány takto:

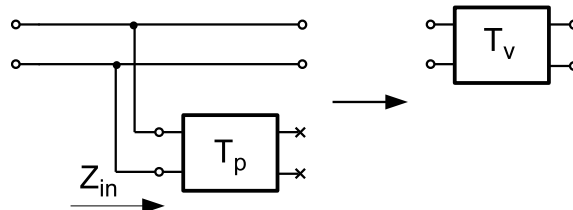
$$A = \left. \frac{U_1}{U_2} \right|_{I_2=0} \quad (3)$$

$$B = \left. \frac{U_1}{I_2} \right|_{U_2=0} \quad (4)$$

$$C = \left. \frac{I_1}{U_2} \right|_{I_2=0} \quad (5)$$

$$D = \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{U_2=0} \quad (6)$$

Dvojbrany lze různými způsoby spojovat, viz. kap. 5.3.



Obr. 9. Transformace větvení.

Připojení větve sítě reprezentované dvojbranem $\mathbf{T}_p = \begin{bmatrix} A_p & B_p \\ C_p & D_p \end{bmatrix}$ lze transformovat na kaskádně řazený dvojbran \mathbf{T}_v . Situace je znázorněna na Obr. 9.

$$\mathbf{T}_v = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_{inp}} & 1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

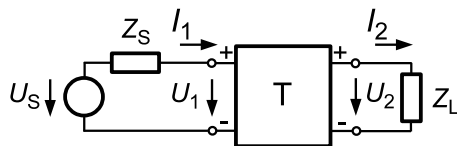
kde vstupní impedance větve sítě je spočtena jako

$$Z_{inp} = \frac{A_p}{C_p} \quad (8)$$

Díky tomu lze nahradit celou síť za řadu kaskádně řazených dvojbranů. U kaskádně řazených dvojbranů \mathbf{T}_i se výsledná přenosová matice spočte takto

$$\mathbf{T} = \prod_{i=1}^n \mathbf{T}_i \quad (9)$$

Vztah (9) umožňuje přehledně spočítat výslednou přenosovou matici. Ve schématech, u kterých je vstup nakreslen vlevo a výstup vpravo, probíhá výpočet vynásobením přenosových matic jednotlivých členů zleva doprava.



Obr. 10. Zatížený dvojbran ABCD připojený ke zdroji napětí s vnitřním odporem.

Při zátěži Z_L na bráně 2 a buzení brány 1 ze zdroje napětí s vnitřní impedancí Z_S dle Obr. 10 lze vyjádřit

$$I_2 = \frac{U_2}{Z_L} \quad (10)$$

čímž lze získat přenosovou funkci

$$H(f) = \frac{U_2}{U_S} = \frac{Z_L}{AZ_L + B + CZ_S Z_L + DZ_S} \quad (11)$$

Podobně lze spočítat vstupní impedanci na bráně 1

$$Z_{in1} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{AZ_L + B}{CZ_L + D} \quad (12)$$

Při zkratovaném výstupu je

$$Z_{in1sc} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{B}{D} \quad (13)$$

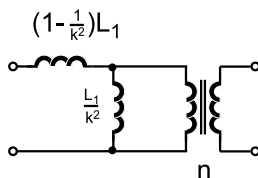
Při otevřeném výstupu je

$$Z_{in1oc} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{A}{C} \quad (14)$$

Záměna vstupní a výstupní brány se provádí inverzí přenosové matice. Pak lze spočítat výstupní impedanci stejným způsobem jako vstupní.

5.1.1 Transformátor

Model ideálního transformátoru předpokládá činitele vazby $k = 1$, nekonečně velkou indukčnost primárního a sekundárního vinutí a nulovou rezistanci vinutí. Započtením konečných indukčností vinutí, činitele vazby a rezistance vinutí se vlastnosti přiblíží reálnému (nedokonalému) transformátoru. Lze dokázat [15], že reálný transformátor je možno modelovat spojením ideálního transformátoru a čtyřpólu s obecnými impedancemi. Transformátor s indukčnostmi primárního vinutí L_1 , sekundárního vinutí L_2 , činitele vazby k je možno nahradit schématem na Obr. 11.



Obr. 11. Model transformátoru se započtením vlivu konečné indukčností vinutí.

Pro transformátor definujeme převodní poměr jako

$$n = \frac{U_1}{U_2} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \quad (15)$$

Bezeztrátový transformátor s činitelem vazby $k = 1$ pak má přenosovou matici

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} & 0 \\ \frac{1}{j\omega\sqrt{L_1L_2}} & \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \end{bmatrix} \quad (16)$$

Pro ideální transformátor platí $L_1 \rightarrow \infty$, $L_2 \rightarrow \infty$ při zachování poměru $\frac{L_1}{L_2}$. Vztah (16) pak přechází na

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} & 0 \\ 0 & \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n & 0 \\ 0 & \frac{1}{n} \end{bmatrix} \quad (17)$$

Bezeztrátový transformátor s činitelem vazby $0 < k < 1$ pak má přenosovou matici

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \frac{L_1}{M} & \frac{(\omega M)^2 - \omega^2 L_1 L_2}{j\omega M} \\ \frac{1}{j\omega M} & \frac{L_2}{M} \end{bmatrix} \quad (18)$$

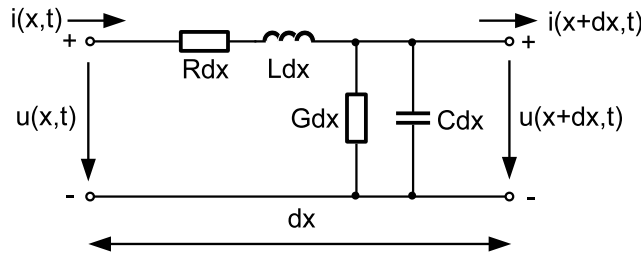
kde

$$M = k\sqrt{L_1 L_2} \quad (19)$$

Při provozu distribučního transformátoru v oblastech kmitočtů PLC je nutné uvažovat vysoké ztráty především kvůli ztrátám vířivými proudy v jádře. Pro transformátor se ztrátami nejsou impedance vinutí $j\omega L_1$, $j\omega L_2$ ryze imaginární [15]. Permeabilita jádra má významnou komplexní složku a je frekvenčně závislá. Další informace jsou v [16]. Proto je v tomto případě použit model bezeztrátového transformátoru a ztráty vyjádřeny v modelu jiným způsobem.

5.1.2 Vedení

Vedení délky l s parametry dle obrázku Obr. 12 je popsáno rovnicemi (20), (21). Hodnoty R' , L' , C' , G' charakterizují dané vedení a jsou vyjádřeny na jednotku délky.



Obr. 12. Element vedení

$$\frac{\partial u(x,t)}{\partial x} + R' i(x,t) + L' \frac{\partial i(x,t)}{\partial t} = 0 \quad (20)$$

$$\frac{\partial i(x,t)}{\partial x} + G' u(x,t) + C' \frac{\partial u(x,t)}{\partial t} = 0 \quad (21)$$

Pro harmonické průběhy a napětí a proudy na začátku vedení U_1, I_1 a na konci vedení U_2, I_2 je pak možné napsat

$$U_1 = U_2 \cosh(\gamma l) + Z_C I_2 \sinh(\gamma l) \quad (22)$$

$$I_1 = \frac{U_2}{Z_C} \sinh(\gamma l) + I_2 \cosh(\gamma l) \quad (23)$$

kde

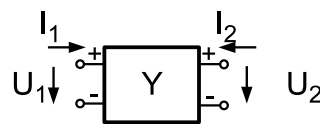
$$Z_c = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \quad (24)$$

$$\gamma = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')} \quad (25)$$

Z rovnic (22), (23) lze nalézt prvky přenosové matice

$$\mathbf{T}_{line} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_c \sinh(\gamma l) \\ \frac{\sinh(\gamma l)}{Z_c} & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix} \quad (26)$$

5.2 Admitanční dvojbran



Obr. 13. Definice proudů a napětí na bránách admitančního dvojbranu.

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} \quad (27)$$

Matice

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \quad (28)$$

se nazývá admitanční matice. Její prvky jsou definovány takto:

$$y_{11} = \frac{I_1}{U_1} \Big|_{U_2=0} \quad (29)$$

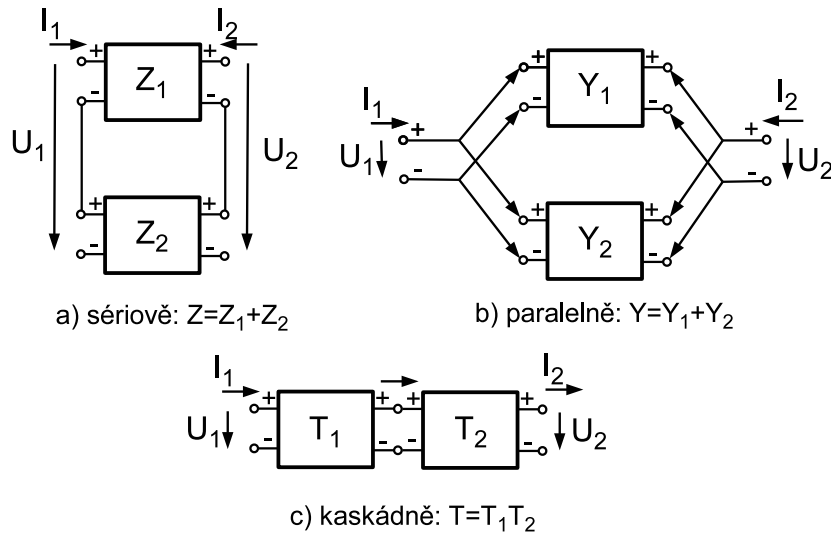
$$y_{12} = \frac{I_1}{U_2} \Big|_{U_1=0} \quad (30)$$

$$y_{21} = \frac{I_2}{U_1} \Big|_{U_2=0} \quad (31)$$

$$y_{22} = \frac{I_2}{U_2} \Big|_{U_1=0} \quad (32)$$

5.3 Spojování dvojbranů

Dvojbrany lze spojovat různými způsoby: paralelně, do série, kaskádně, paralelně-sériově, sériovo-paralelně. Pro účely této práce se využívá především prvních třech způsobů (viz Obr. 14), ostatní způsoby a podrobnější informace lze najít např. v [13, 15].



Obr. 14. Sériové, paralelní a kaskádní řazení dvojbranů.

5.3.1 Paralelní řazení kaskádních dvojbranů

Pro paralelní řazení dle Obr. 14b lze spočítat výslednou kaskádní matici jako:

$$A = \frac{A_1 B_2 + A_2 B_1}{B_1 + B_2} \quad (33)$$

$$B = \frac{B_1 B_2}{B_1 + B_2} \quad (34)$$

$$C = C_1 + C_2 + \frac{(A_1 - A_2)(D_2 - D_1)}{B_1 + B_2} \quad (35)$$

$$D = \frac{D_1 B_2 + D_2 B_1}{B_1 + B_2} \quad (36)$$

Další vztahy pro řazení kaskádních dvojbranů různým způsobem jsou uvedeny v [20].

5.3.2 Převody mezi kaskádními, admitančními a impedančními dvojbranými

Kaskádní, admitanční a impedanční dvojbranové modely \mathbf{T} , \mathbf{Y} , \mathbf{Z} lze mezi sebou převádět. Pro převod platí následující vztahy:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{Z}^{-1} \quad (37)$$

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \frac{D}{B} & \frac{-\det(\mathbf{T})}{B} \\ \frac{-1}{B} & \frac{A}{B} \end{bmatrix} \quad (38)$$

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \frac{-y_{22}}{y_{21}} & \frac{-1}{y_{21}} \\ \frac{-\det(\mathbf{Y})}{y_{21}} & \frac{-y_{11}}{y_{21}} \end{bmatrix} \quad (39)$$

Další informace a převodní vztahy mezi různými modely jsou uvedeny v [13].

5.4 Admitanční n-bran

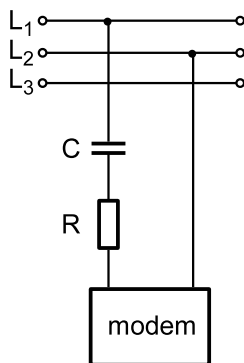
Admitanční matici \mathbf{Y} lze zobecnit pro libovolný počet bran. Pro každý prvek matice \mathbf{Y} pak platí:

$$y_{mn} = \frac{I_m}{U_n} \Bigg|_{U_k=0, k \neq n} \quad (40)$$

Protože kaskádní model je možné využít pouze pro dvojbrany, u n-branu je využít admitanční model s maticí \mathbf{Y} . Tou lze popsat systém s libovolným počtem bran. Chování třífázového distribučního transformátoru je možno popsat pomocí admitančního 6-branu. Z něj je možné po zapojení zátěží na jednotlivé brány provést konverzi na admitanční dvojbran a poté na kaskádní dvojbran.

5.5 Model vazebního členu

Je použit kapacitní vazební člen dle Obr. 15a s kapacitou $C=100\text{ nF}$ a odporem $R=10\ \Omega$. Rezistor R zároveň modeluje vnitřní impedanci vysílače. Zvolená kapacita je kompromisem mezi dostatečně nízkou reaktancí pro signály PLC a zároveň dostatečně vysokou reaktancí pro síťovou frekvenci 50 Hz. Vlastnosti vazebního členu jsou popsány pomocí kaskádních dvojbranů.



Obr. 15. Model vazebního členu.

5.6 Model distribučního transformátoru

Ideální transformátor využívá k vazbě mezi primárním a sekundárním vinutím pouze magnetického obvodu. To však není případ distribučního transformátoru na frekvencích PLC. Magnetický obvod distribučního transformátoru je tvořen jádrem seskládaným z transformátorových plechů. Cívky primárního a sekundárního vinutí jsou umístěny na sobě a jsou odděleny izolací. Distribuční transformátor je navrhován na optimální funkci při síťové frekvenci, obvykle 50 Hz, a zároveň na bezpečnou funkci při předpokládaných jevech v přenosové a distribuční síti. To však není v souladu s použitím transformátoru pro přenos signálů pro PLC komunikaci. Při vyšších frekvencích se začínají prudce zvyšovat ztráty v magnetickém obvodu a uplatňovat různé parazitní prvky transformátoru. Na vazbě mezi primárními a sekundárními svorkami se pak významně podílí i kapacitní vazby.

Důvodem pro zkoumání chování transformátoru v oblasti vyšších frekvencí jsou kromě přenosu signálů PLC také analýza změn v transformátoru (SFRA), přechodových jevů, přepětí, reakce na napěťový či proudový impuls. Existuje množství modelů chování transformátorů při elektromagnetickém impulsu. Uvažován zejména úder blesku do vedení [18]. V případě přechodových jevů [22] jde hlavně o připojování a odpojování zátěže a poruchové stavy (zkrat, odpojení). Pro tyto účely bylo navrženo množství modelů s různými přístupy k modelování.

Na modelovaný objekt lze pohlížet jako na “White box”, “Black Box” či “Grey Box”.

Dle [22] je způsob modelování možné rozdělit na přístupy:

- a) model založený na vlastních a vzájemných indukčnostech vinutí. Je možné přesně spočítat indukčnosti cívek nebo jednotlivých závitů vinutí. Kvůli existenci já-

dra z transformátorových plechů jsou si však při vyšších frekvencích hodnoty vypočtených indukčností velmi blízké, což může vést na chybně specifikovaný model.

- b) model založený na rozptylových indukčnostech vinutí
- c) model založený na principu duality. Při modelování se vychází z modelu chování jádra. Vinutí jsou považovány za tenké, což vede na zanedbání rozptylových indukčností. Vliv rozptylových indukčností je v některých modelech korigován.
- d) model založený na výsledcích měření. Model je založen na výsledcích měření v časové či frekvenční doméně. Hlavní nevýhodou je platnost modelu pouze pro konkrétní měřený transformátor.
- e) model založený na analýze elektromagnetického pole. Elektromagnetické pole uvnitř transformátoru se modeluje obvykle metodou konečných prvků (FEM). Tento způsob se využívá často při návrhu transformátoru. Pro praktickou použitelnost při modelování chování na vysokých frekvencích ho však limituje obrovská výpočetní náročnost. Dále je nutné znát detaily konstrukce transformátoru.

Tyto přístupy k modelování bývají obvykle vhodně zkombinovány tak, aby navržený model měl dostatečnou vypovídací schopnost. Při praktické realizaci je zároveň je nutno vzít v úvahu dostupnost měřicích metod pro změření požadovaných parametrů. V takových případech bývá využití kombinace více přístupů nutností.

Pro vysokofrekvenční modely distribučních transformátorů se uvažují vlastnosti dielektrik izolací nezávislé na frekvenci [17]. Důvodem je zanedbatelná frekvenční závislost chování dielektrik (obvykle papír, izolační lak, vzduch nebo olej) oproti ostatním vlivům, především chování magnetického obvodu, ztráty vířivými proudy a skin efektu.

Pro frekvence pod zhruba 1 MHz dává dobré výsledky model sestavený z diskretních prvků [18, 3, 26, 21, 24, 25].

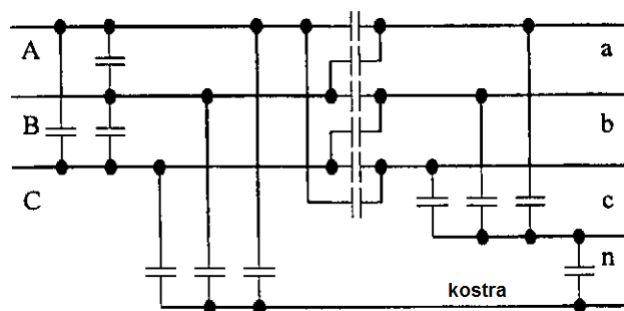
Při frekvencích nad 1 MHz dosahuje lepších výsledků model s rozprostřenými parametry [18, 19]. Vinutí transformátoru jsou pak modelována jako vedení stočená do závitů.

Pro vyšší frekvence než stovky Hz je stanovení vhodného modelu obtížné: roste vliv parazitních indukčností a kapacit, saturace jádra, ztrát vířivými proudy a skin efektem.

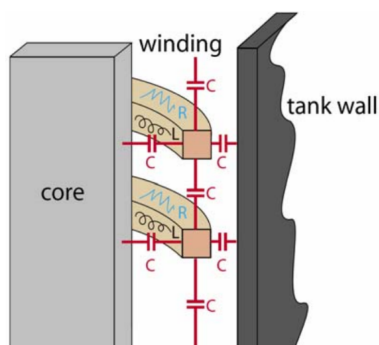
Při frekvencích nad několik kHz se chování transformátoru stává lineárním [24]. Zároveň se zde velmi výrazně projevují parazitní indukčnosti a kapacity.

Parazitní kapacity můžeme rozdělit na dva typy:

- kapacity mezi vinutími nn-vn, mezi vinutím nn a kostrou, mezi vinutím vn a kostrou. Znázorněny jsou na Obr. 16. Tyto kapacity lze přímo změřit při nízké měřicí frekvenci.
- mezizávitové kapacity vinutí nn a vn podle Obr. 17. Každé vinutí tvoří síť RLC. Tyto kapacity nelze přímo změřit.



Obr. 16. Parazitní kapacity transformátoru mezi vinutími a mezi vinutími a kostrou. Pře-
vzato z [24].



Obr. 17. Mezizávitové kapacity a vlastnosti vinutí. Pře-
vzato z [67].

Dále je možné snadno změřit stejnosměrný odpor vinutí a izolační odpor vinutí. Také je měřitelná vlastní a vzájemná indukčnost vinutí při různých frekvencích. Obě ale zahrnují také nežádoucí složky, které při vyšších frekvencích dominují. Zároveň v jádře z transformátorových plechů vznikají ztráty, přestává se chovat jako dobrý magnetický vodič [16]. Indukčnost vinutí se tak mění.

V [17] je pro frekvence nad 10 kHz jádro distribučního transformátoru uváděno s chováním jako dokonale vodivý plný materiál, se zanedbatelným vlivem na přenosovou charakteristiku na vyšších frekvencích. Je to způsobeno především vznikem vířivých proudů v jádře. Proto je nutné považovat transformátor pro frekvence PLC jako vysoce ztrátový. Toto chování odpovídá i naměřeným hodnotám v [3, 25, 18] a vlastním měřením.

5.6.1 Požadavky na model

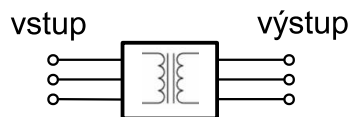
Pro účely této práce je pro modelování prvku distribučního transformátoru potřeba model, který pokrývá následující oblasti:

- Věrohodné modelování přenosové charakteristiky oběma směry při různé zátěži na svorkách,

- Modelování vstupní impedance a výstupní impedance při přenosu PLC signálu ze strany nn na vn a naopak,
- Modelování ztrát.

Model prvku by měl popsat jeho nejvýraznější vlastnosti potřebné pro účely simulace celé přenosové sítě. Protože navrhované řešení (modem) má pracovat v síti s různými transformátory včetně neznámých typů, je účelem modelu především vystihnout důležité charakteristiky. Přesnost modelu pro konkrétní typ transformátoru tedy není vyžadována, zato je důležité pokrýt transformátory různých výkonů a typů. Model má být snadno modifikovatelný a má být schopen interakce s prvky sítě, připojených na jeho svorkách.

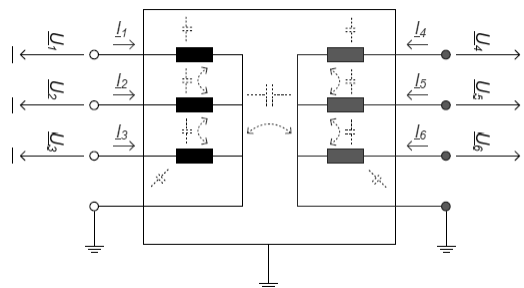
5.6.2 Pohled Black box



Obr. 18. Black box model

U pohledu na prvek jako Black box je na modelovaný prvek nahlíženo pouze pohledem z jeho svorek. Zkoumají se vnější projevy prvku na jednotlivých branách, viz. Obr. 18. U distribučních transformátorů se obvykle uvažuje lineární, časově invariantní systém s několika branami [21]. Při měření jsou jednotlivé brány postupně buzeny měřicím signálem za daných podmínek, na jiných branách se snímá odezva. Chování třífázového transformátoru je pak výhodně popisováno admitanční maticí \mathbf{Y} .

$$\begin{bmatrix} I_1(f) \\ \vdots \\ I_6(f) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11}(f) & \cdots & y_{16}(f) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{61}(f) & \cdots & y_{66}(f) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1(f) \\ \vdots \\ U_6(f) \end{bmatrix} \quad (41)$$



Obr. 19. Veličiny v black box modelu transformátoru. Převzato z [21].

Sady naměřených hodnot jsou poté převedeny do analytického tvaru například pomocí metody Vector fitting [27, 28, 29].

Praktické aspekty - způsob získání hodnoty admitanční matice měřením Je potřeba změřit všechny prvky matice \mathbf{Y} , tj. pro třífázový transformátor celkem 36 měření. Při zanedbání vlivu zkratovaných vinutí lze změřit postupně:

$$\begin{bmatrix} I_1(f) \\ \vdots \\ I_6(f) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11}(f) & \cdots & y_{16}(f) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{61}(f) & \cdots & y_{66}(f) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1(f) \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (42)$$

pak je získán

$$\begin{bmatrix} y_{11}(f) \\ \vdots \\ y_{61}(f) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1(f) \\ \vdots \\ I_6(f) \end{bmatrix} \cdot U_1^{-1}(f) \quad (43)$$

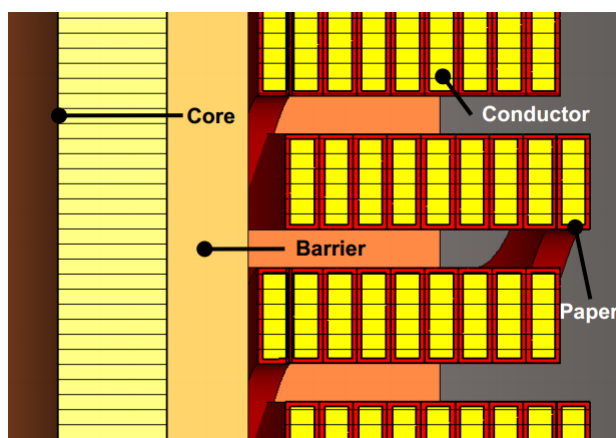
Stejný postup je třeba opakovat s měřením $U_2(f)$ až $U_6(f)$ při ostatních svorkách zkratovaných.

Při praktickém měření v oblasti frekvencí PLC je však dosažení podmínek specifikovaných v rovnici (42) značně obtížné. Velký vliv na měření mají přívodní vodiče k vinutím a přípojovací kabely, které znesnadňují dosažení dostatečně kvalitního zkratu svorek. Dále mají mnohé prvky matice \mathbf{Y} hodnoty srovnatelné s impedancí přípojovacích kabelů k měřicímu přístroji. Reprodukovatelnost měření pak klesá s rostoucí frekvencí [23]. Kvůli zkratovanému magnetickému obvodu jsou uvažovány pouze rozptylové indukčnosti vinutí, což vnáší nepřesnosti [21].

Některé hodnoty lze získat také přepočtením hodnot, naměřených SFRA analyzátozem (viz kap. 5.6.5).

5.6.3 Pohled White box

U přístupu “White box” je vstupem rozvržení vnitřní struktury transformátoru. Z její konstrukce je vytvořen model. Uvažovaný transformátor je tvořen z jádra o třech sloupcích, izolace, vinutí nn, vinutí vn, propojovací struktury a kostry. Jádro je tvořeno trafoplechy. Na každém sloupku je umístěno vinutí nn a okolo něj vinutí vn. Propojovací strukturu tvoří soustava vodičů, připojující konce jednotlivých vinutí, popř. odboček, k svorkám s izolátory. Transformátor může být suchý, nebo ponořený v oleji.



Obr. 20. Vnitřní struktura vinutí transformátoru. Převzato z [21].

5.6.4 Pohled Grey box

V tohoto modelu je navrženo náhradní schéma, vystihující základní konstrukční rysy transformátoru. K sestavení náhradního schématu se využívá jak znalost vnitřního uspořádání transformátoru (White box), tak i chování na svorkách (Black box).

Na chování na frekvencích PLC se projevují především:

- mezizávitové kapacity,
- kapacity mezi vinutími,
- kapacity mezi vinutím a kostrou,
- parazitní indukčnosti,
- magnetická vazba mezi vinutími,
- ztráty jádře,
- odpor vinutí (vč. skin efektu).

S ohledem na stanovené požadavky dále v této práci pohlížím na transformátor jako na “Grey box”.

5.6.5 Analýza SFRA

Tato metoda je používána k diagnostice transformátoru bez nutnosti demontáže. Na transformátor je nahlíženo jako na “Black box” a analyzátozem SFRA změřeny jeho parametry v závislosti na frekvenci. Měří se přenos a fázový posun signálu, vysílaného do některé svorky (svorek) a přijímaného na jiné svorce (svorkách) při definovaných podmínkách (odpojené/zkratované ostatní svorky). Rozsah frekvencí bývá v rozmezí 10 Hz až 2 MHz. Metoda se

použije na změření nového transformátoru pro získání referenčních hodnot. S těmito hodnotami se poté srovnávají výsledky. Analýzou rozdílů lze detekovat: deformace vinutí, posun vinutí, závit nakrátko, rozpojené vinutí, uvolněné propoje vinutí, špatné uzemnění jádra, pohyb jádra. Měří se naprázdno a nakrátko.

Naprázdno se zjišťuje: mechanický stav vinutí a jádra, změna charakteristiky při nízkých frekvencích (posun jádra), změna charakteristiky při středních frekvencích (axiální nebo radiální pohyb vinutí, mezizávitový zkrat), změna charakteristiky při vysokých frekvencích (10-50 kHz) (změny ve spojení vinutí).

Nakrátko se zjišťuje: stav vinutí na primární nebo sekundární straně, deformace vnitřního vinutí, posun.

Pomocí analýzy SFRA lze k již existujícímu transformátoru lze využít pro získání prvotní představy o jeho vlastnostech. Při srovnání se způsoby získávání parametrů modelu Black box je vidět mnoho podobností, které lze využít. Výstupy analyzátoru SFRA byly použity ke spočtení vstupních a výstupních impedancí. Konverzi hodnot měření SFRA na parametry přenosové matice či admitanční matice se věnuje [18], [21].

5.6.6 Modelování ztrát

Rezistivita vodiče Pro výpočet rezistivity vodiče délky L a průřezu S je použito vztahu

$$R = \rho \frac{L}{S} \quad (44)$$

Skin efekt Na odpor vodiče má při vyšších frekvencích vliv tzv. skin efekt. Se zvyšující se frekvencí přestává elektrický proud procházet středem průřezu materiálu. Proudová hustota je vypočítána jako

$$J(d) = J(0) \cdot \exp\left(-\frac{d}{\delta}\right) \quad (45)$$

Veličina δ značí hloubku vniku, při které proudová hustota poklesne na $\frac{J(0)}{e}$.

Pro dobré vodiče o rezistivitě ρ je

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} \quad (46)$$

Pro vinutí distribučního transformátoru jsou použity vodiče u průměru D . Při uvažovaných frekvencích PLC je splněno $D \gg \delta$ a lze použít zjednodušený vztah [66]:

$$R \approx \frac{\rho}{\delta} \left(\frac{L}{\pi D} \right) \quad (47)$$

kde L značí délku vodiče. Rezistance vinutí dané délky je pak uvažována jako

$$R = k \cdot \sqrt{f} \quad (48)$$

Ztráty v jádře Ztráty v jádře jsou tvořeny především vířivými proudy a hysterezními ztrátami. Pro frekvence PLC lze hysterezní ztráty uvažovat jako zanedbatelné [44]. Pro výpočet ztrát vířivými proudy o frekvenci f platí

$$P = \frac{\pi^2 B_{max}^2 d^2 f^2}{6\rho D} \quad (49)$$

kde $P \left[\frac{W}{kg} \right]$ značí ztrátu na jednotku hmotnosti, B_{max} [T] je maximální hodnota indukce magnetického pole, d [m] je tloušťka materiálu (trafoplechu), ρ [Ωm] je rezistivita materiálu, $D \left[\frac{kg}{m^3} \right]$ je hustota materiálu. Vztah považuje magnetické pole za uniformní a hloubku vniku indukovaného proudu do celého objemu materiálu.

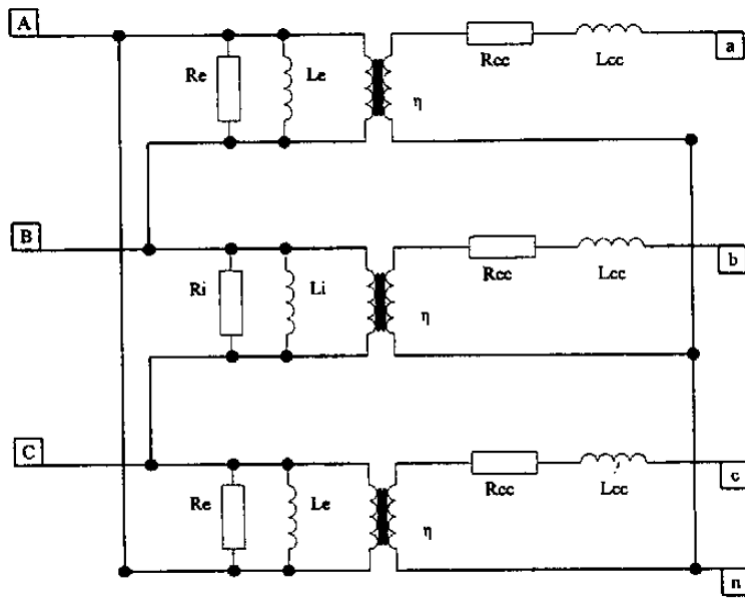
Pro účely modelu je zavedena konstanta k_e a ztráty pak považovány jako

$$P = k_e \cdot f^2 \quad (50)$$

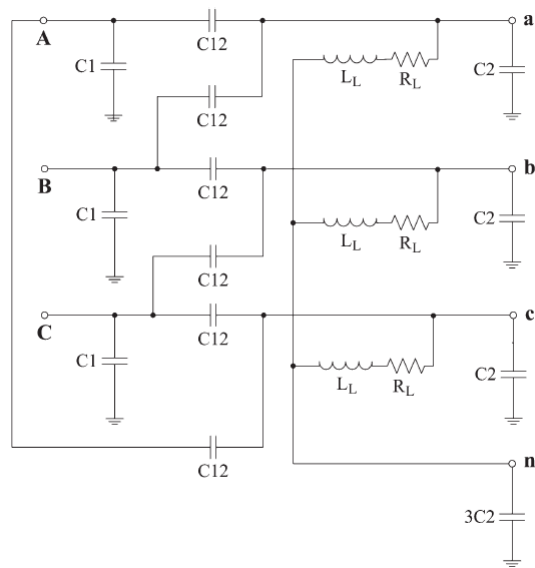
5.6.7 Postup modelování

Jako výchozí modely byly vzaty modely na Obr. 21, Obr. 22, Obr. 23, Obr. 24 a Obr. 25. Modely uvažují připojené mezi L1-N na straně nn a L1-L2 na straně vn. Předpokládá se shodné zapojení všech třech vinutí, vliv propojovací struktury z vinutí k izolátorům se zanedbává. Je tedy popisován přenos mezi vinutími nn L1-N, a vn L1-L2 na jednom sloupcu jádra. Izolační odpor vinutí se předpokládá nekonečně velký.

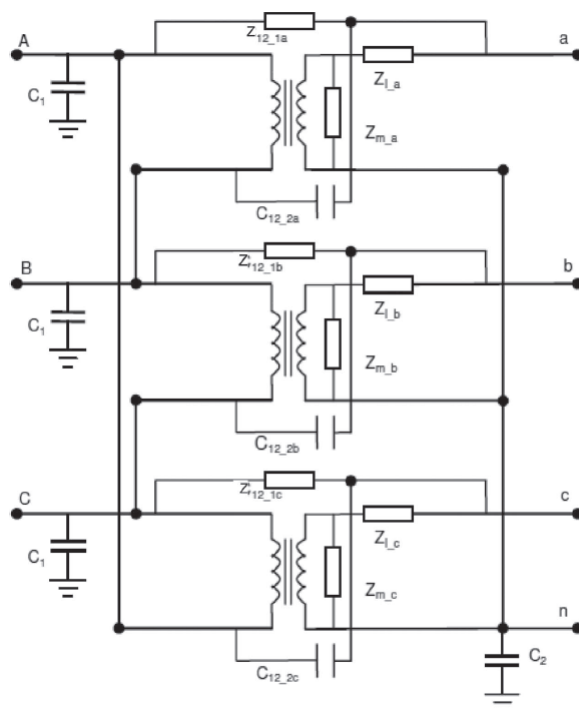
Některé hodnoty přenosu distribučního transformátoru jsem zjistil měřením podle postupu v (42) v kap. (5.6.2). Z naměřených hodnot poté byla získána frekvenční charakteristika $f(s)$ pomocí metody Vector fitting. Tuto frekvenční charakteristiku jsem srovnal s charakteristikami možných náhradních obvodů. U každého prvku byla uvažována jeho interpretace na základě znalosti konstrukce transformátoru. Na transformátor bylo tedy pohlíženo jako na "Grey box". Tento postup umožňuje škálovatelnost pro distribuční transformátory podobné konstrukce, ale jiných výkonů. Na základě toho jsem vybral vhodný základ modelu, který jsem dále dopracoval tak, aby zohledňoval požadavky, definované v kap. 5.6.1. Existuje množství modelů distribučních transformátorů, jejich přehled lze najít v [3, 21, 26], další modely jsou v [24, 21, 25].



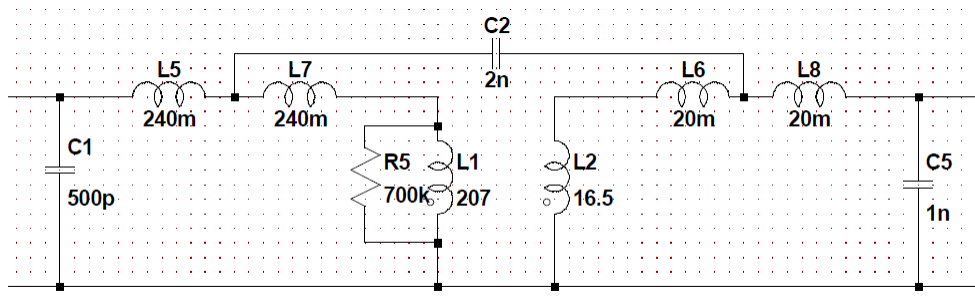
Obr. 21. Náhradní schéma distribučního transformátoru. Převzato z [24].



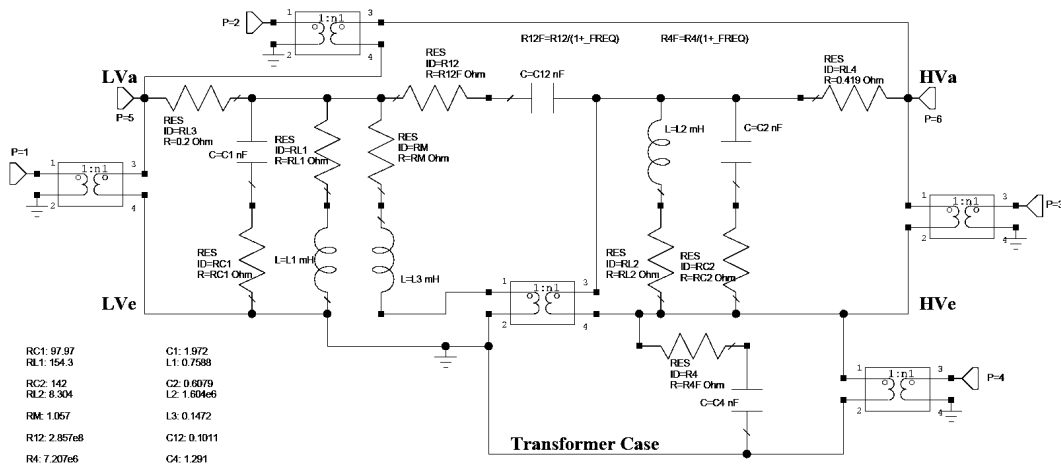
Obr. 22. Model transformátoru dle [3].



Obr. 23. Model distribučního transformátoru dle [24].



Obr. 24. Model distribučního transformátoru dle [21].



Obr. 25. Model distribučního transformátoru dle [25].

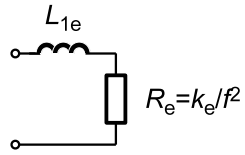
Výsledný model distribučního transformátoru jsem rozdělil na dvě části: model vinutí nn, model strany vn s přenosovou charakteristikou přenosu.

U modelu vinutí nn jsem vyšel z modelu uvedeného v [3], u něhož jsem provedl úpravy pro zahrnutí ztrát. Při návrhu úprav náhradního schématu jsem vycházel ze znalosti vnitřní geometrické konstrukce transformátorů těchto typů (pohled “White box”) a z naměřených hodnot (pohled “Black box”).

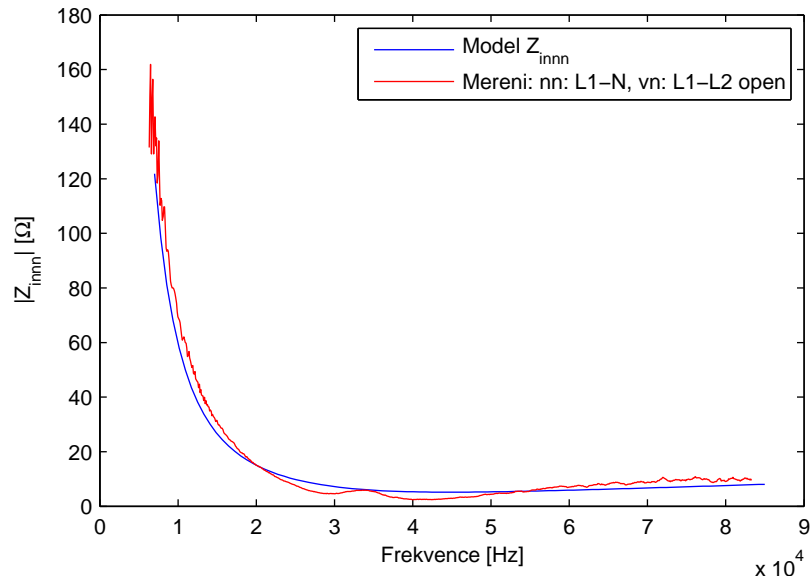
Druhá část, model strany vn, popisuje zároveň přenosovou charakteristiku a impedance vinutí na straně vn. Tento model byl vytvořen následujícím postupem. Jako základ bylo vzato náhradní schéma v [24], jeho některé prvky byly odebrány a nahrazeny jinými na základě naměřených hodnot a vnitřní struktury. Spolu s informacemi o vnitřní geometrické struktuře transformátoru byly vybrány relevantní prvky matice Y ve vzorci (41) a jejich hodnoty byly změřeny. Dále byla změřena frekvenční charakteristika mezi různými svorkami, naprázdno, nakrátko a s několika druhy zátěže. Pro tato měření jsem navrhnul a vytvořil měřicí přípravek. Pro zjištění některých hodnot jsem využil výstupu SFRA analyzátoru. Způsob přepočtu hodnot ze SFRA analyzátoru je v [18]. Naměřené hodnoty frekvenční charakteristiky byly zpracovány pomocí metody Vector fitting a tak byly získány odhady parametrů přenosové funkce. Přímo měřitelné veličiny jsem změřil a vložil do náhradního schématu. Na základě těchto informací jsem finalizoval náhradní schémata obou částí modelu distribučního transformátoru. Z náhradních schémat byly vypočteny prvky kaskádní matice.

5.6.8 Výsledný model distribučního transformátoru

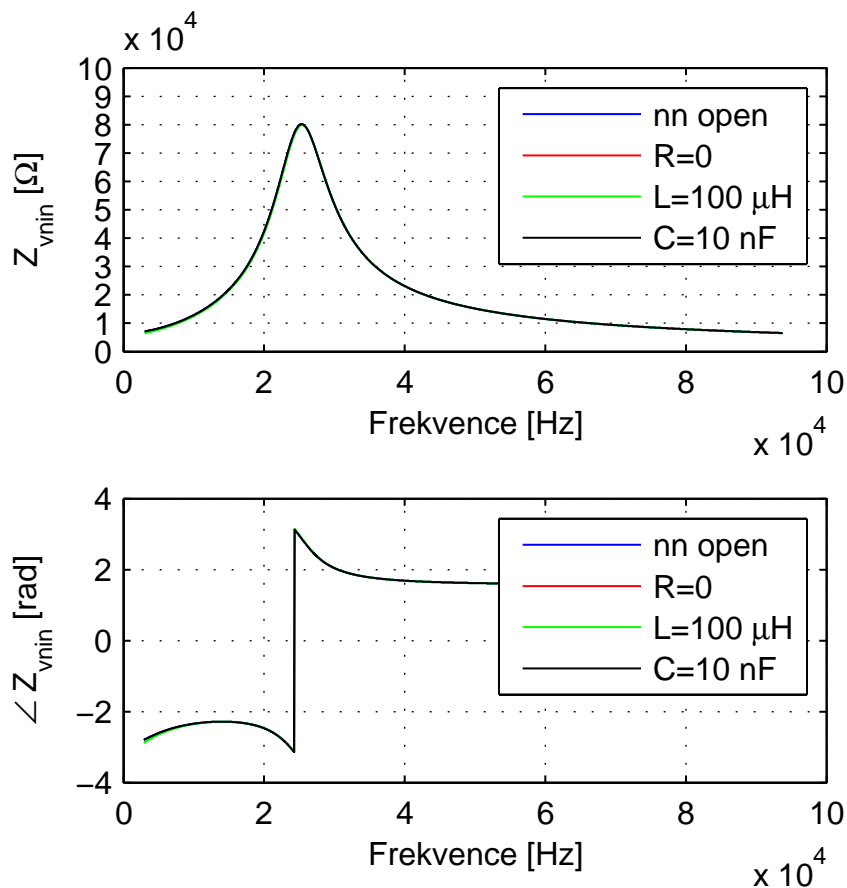
Model vinutí nn Vstupní impedance nn je modelována náhradním schématem na Obr. 26. Srovnání naměřené a modelované charakteristiky pro hodnoty parametrů $k_e = 5,9 \cdot 10^9$, $L_e = 15 \mu\text{H}$ je na Obr. 27.



Obr. 26. Modelovaná vstupní impedance vinutí transformátoru L1-N na straně nn.

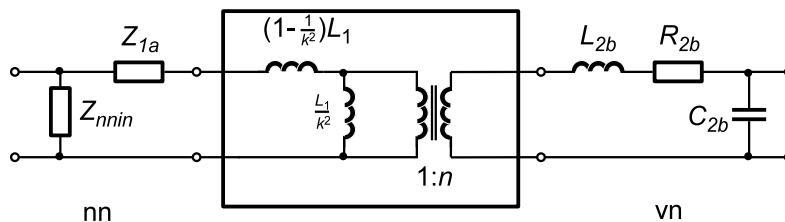


Obr. 27. Modelovaná a změřená vstupní impedance vinutí transformátoru L1-N na straně nn



Obr. 28. Modelovaná vstupní impedance vinutí transformátoru L1-L2 na straně vn při různých zátěžích na straně nn.

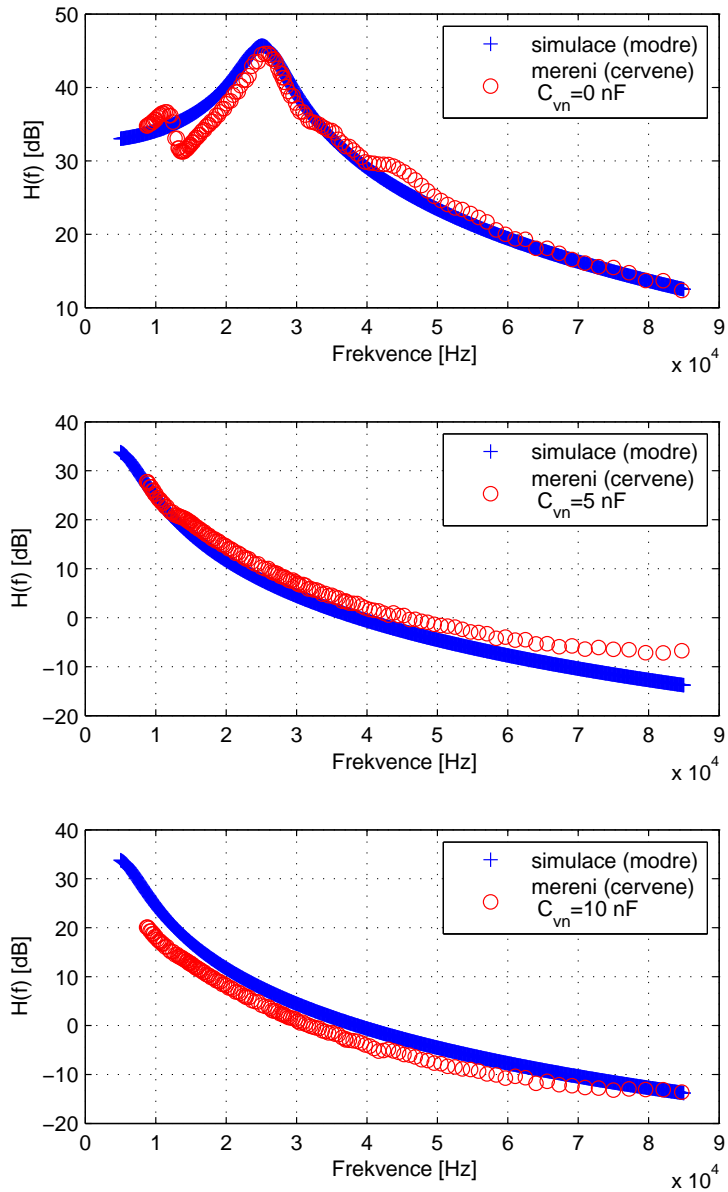
Vstupní impedance vinutí vn Z Obr. 28 je vidět jen nepatrná závislost vstupní impedance ze strany vinutí vn na zátěžích na straně nn.



Obr. 29. Model vinutí distribučního transformátoru.

Model strany vn a přenosové charakteristiky Model distribučního transformátoru je na Obr. 29. Parametr Z_{1a} značí odpor vinutí se započtením vlivu skin efektu. Pro distribuční transformátor SGB 439493 jsou hodnoty $Z_{nnin} = 1,0 \Omega$, $Z_{1a} = 0,9 \Omega$, $L_{2b} = 140 \text{ mH}$,

$R_{2b} = 3 \text{ k}\Omega$, $C_{2b} = 0,28 \text{ nF}$, $n = 43$. Porovnání naměřené a simulované charakteristiky pro různé zátěže je na Obr. 30



Obr. 30. Simulovaná a změřená přenosová charakteristika při různých zátěžích na straně vn.

5.6.9 Souhrn vlastností výsledného modelu

Navržené náhradní schema transformátoru popisuje jeho chování s různými zátěžemi, připojenými na svorky transformátoru. Z navrženého náhradního schématu je zřejmé, že připojení zátěží různých druhů (kapacitní či induktivní reaktance, vedení různých délek a topologií, zatěžovací resistance) k distribučnímu transformátoru může mít výrazný vliv na přenosové vlastnosti transformátoru pro signály PLC. Proto jsou tyto okolní prvky zavedeny do modelu kanálu.

Z modelu i měřených hodnot se ukázalo, že impedance vazby mezi primárním a sekundárním vinutím je natolik vysoká ve srovnání se vstupní impedancí, že je na frekvencích PLC možné zanedbat vzájemné ovlivňování primární a sekundární strany transformátoru.

Model distribučního transformátoru je pak možné rozdělit na dvě nezávislé části:

- Model vinutí nn,
- Model strany vn a přenosové charakteristiky.

Obě části modelu byly navrženy a začleněny do knihovny pro simulaci komunikačního kanálu.

5.7 Knihovna s prvky modelu kanálu

Pro simulaci systému byla vytvořena knihovna pro práci s admitančními a kaskádními dvojbranými v programu MATLAB. Umožňuje přímočaře spočítat model kanálu pro libovolné topologie sítě. Výstupem knihovny je frekvenční a fázová charakteristika kanálu, impulsová odezva kanálu, vstupní a výstupní impedance.

Základní prvky modelu jsou vedení délky l , sériový resistor, paralelní resistor, sériový kapacitor, paralelní kapacitor, sériový induktor, paralelní induktor, ideální transformátor, bezztrátový transformátor. Jejich přenosové matice jsou v Tab. 2. K nim jsou přidány další prvky:

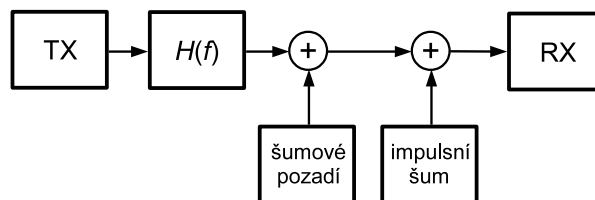
- spojnice s větvením sítě,
- distribuční transformátor,
- vazební člen vn,
- nadzemní vedení vn dle Obr. 46,
- nadzemní vedení zakončení distribučním transformátorem,
- paralelní, sériové a kaskádní spojení dvojbranů,
- konverze mezi kaskádními, impedančními a admitančními dvojbranými.

Element	Matice \mathbf{T}
sériový rezistor	$\begin{bmatrix} 1 & R \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
paralelní rezistor	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{R} & 1 \end{bmatrix}$
sériový induktor	$\begin{bmatrix} 1 & j\omega L \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
paralelní induktor	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{j\omega L} & 1 \end{bmatrix}$
sériový kapacitor	$\begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{j\omega C} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
paralelní kapacitor	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C & 1 \end{bmatrix}$
ideální transformátor, převodní poměr n	$\begin{bmatrix} n & 0 \\ 0 & \frac{1}{n} \end{bmatrix}$
bezeztrátový transformátor	$\begin{bmatrix} \frac{L_1}{M} & \frac{(\omega M)^2 - \omega^2 L_1 L_2}{j\omega M} \\ \frac{1}{j\omega M} & \frac{L_2}{M} \end{bmatrix}$
vedení	$\begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_c \sinh(\gamma l) \\ \frac{\sinh(\gamma l)}{Z_c} & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix}$

Tab. 2. Přenosové matice elementárních stavebních bloků.

5.8 Zdroj šumu

Modelování šumu v sítích PLC v síti nn patří k velmi obtížným úlohám. Celkový šum je vyjádřen součtem příspěvků šumu různých druhů z různých zdrojů. Protože mají sítě PLC různé topologie i zdroje šumu, lze šum přesně popsat pouze pro různé konkrétní případy. V ostatních případech se používají jako vzor typické případy sítí. Pro účely této práce jsou důležité především vlastnosti šumu, navrhované řešení by mělo počítat s různými úrovněmi všech druhů šumu. Do modelu kanálu jsem zařadil model šumu, který má následující komponenty [32, 39, 45, 6].



Obr. 31. Model kanálu se zdroji šumu.

Barevný šum šumového pozadí Barevný šum je tvořen superpozicí mnoha zdrojů šumu s malým napětím. Spektrální výkonová hustota šumu je úměrná $\frac{1}{f^\beta}$. V síti PLC se parametry tohoto šumu mění v řádu minut až hodin. Hodnota se uvažuje $\beta = 0$ (bílý šum) až $\beta = 1$ (růžový šum).

$$n_B[k] \sim \mathcal{N}(0, \sigma_B^2) \quad (51)$$

Pro dosažení jiné barvy spektra než bílé jsou vzorky šumu $n_B[k]$ filtrovány.

Periodický impulsní šum synchronní k frekvenci sítě Tvoří ho krátké napěťové špičky různého tvaru, obvykle v okamžicích, kdy se napětí v síti blíží minimální či maximální hodnotě. Zdrojem jsou především spínané zdroje a regulátory. V [6] ukazuje možný způsob modelování periodického šumu synchronního s frekvencí sítě.

$$n_P[k] \sim \mathcal{N}(0, \sigma_P^2[k]) \quad (52)$$

Rozptyl $\sigma_P^2[k]$ je periodický s periodou $T_P = m \cdot 0,5 \cdot T_{AC} f_s$, časově proměnný. Jeho časový průběh je třeba určit pro konkrétní místo v síti a konkrétní spotřebiče. Periodicita je vyjádřena pro kladné celé číslo m .

$$\sigma_P^2[k] = \sigma_P^2[k + T_P] \quad (53)$$

V simulaci je použito

$$\sigma_P^2[k] = \sin^4(2\pi k f_s) \quad (54)$$

Vzorky šumu $n_P[k]$ jsou poté filtrovány pro dosažení požadované barvy spektra.

Periodický impulsní šum asynchronní k frekvenci sítě Má charakter úzkopásmových rušivých signálů. Zdrojem jsou především spínané zdroje (50 až 200 kHz). Modelován je zdroji harmonického signálu o dané frekvenci a amplitudě.

Úzkopásmový šum Tvoří ho nosná harmonického charakteru, obvykle s AM, AM/PM modulací. Obvyklým zdrojem je dlouhovlnné vysílání. V uvažovaném pásmu frekvencí 3 až 148 kHz dle CENELEC [42] není v podmínkách ČR mnoho zdrojů rušení tohoto typu, což potvrdila i vlastní měření na vedení vn. Komunikace v frekvenčním pásmu CELENEC se však používá pro účely námořní navigace a časových normálů.

Amplituda tohoto šumu může být zcela různá, podle druhu, délky a směru vedení a existence dlouhovlnných vysílačů. Proto nemůže být do modelu vypovídajícím způsobem zahrnut. Tento druh rušení však v případě komunikačních systému s více nosnými ruší pouze část nosných. V případě, že se vyskytne rušení tohoto druhu, bude při vyhodnocení uvažována nejhorší varianta, tj. výpadek zarušených subkanálů na odpovídajících frekvencích.

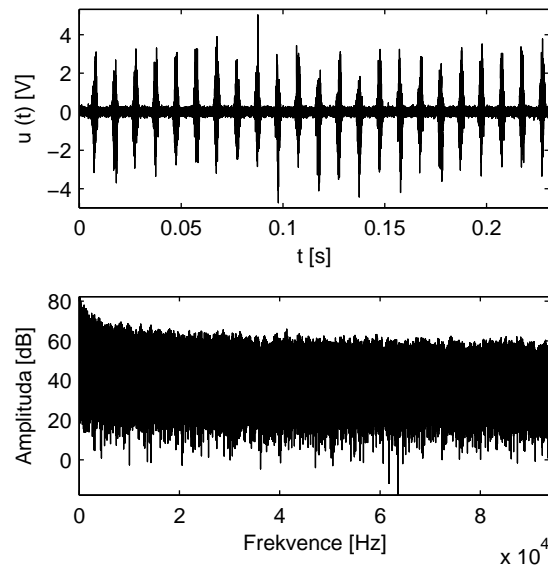
Asynchronní impulsní šum Asynchronní impulsní šum tvoří velmi silné širokospektrální napěťové špičky. Zdrojem jsou především přechodové jevy při spínání a rozpínání spínačů nebo jiskření. Modelován je krátkými impulsy náhodné velikosti.

5.8.1 Výsledný model zdroje šumu

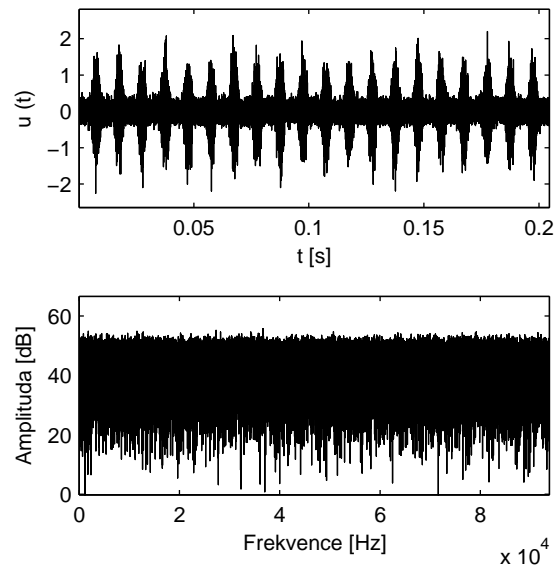
Výsledný šum byl uvažován jako součet šumového pozadí a periodického impulsního šumu synchronního k frekvenci sítě. Šum byl zařazen do modelu kanálu dle Obr. 31. Šumové pozadí $n_B[k]$ bylo uvažováno jako bílý šum. V síti nn byl uvažován zdroj periodického impulsního šumu synchronního s frekvencí sítě jako barevný šum s $\beta = 1$. V síti vn byl použit zdroj šumu s parametrem $\beta = 0$. Rozptyly šumových zdrojů nn byly stanoveny dle hodnot v [6] a [40].

$$n[k] = n_B[k] + n_P[k] \quad (55)$$

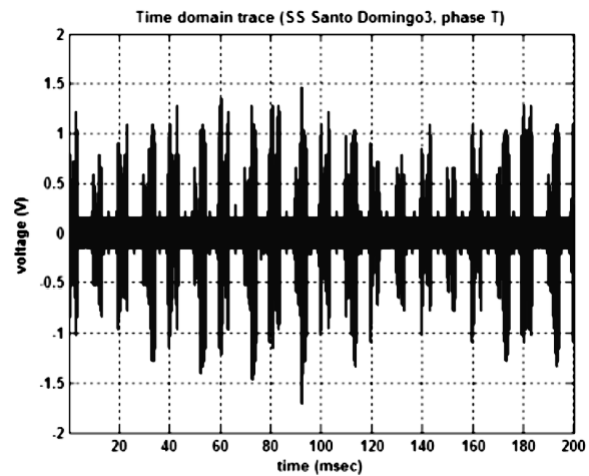
Výsledný vygenerovaný šum a jeho srovnání s hodnotami v [40] jsou na Obr. 32, Obr. 33 a Obr. 34.



Obr. 32. Ukázka vygenerovaného šumu v síti nn.



Obr. 33. Ukázka vygenerovaného šumu v síti vn.



Obr. 34. Ukázka reálných vzorků šumu z [40].

6 Návrh a realizace modemu

6.1 Požadavky

Z modelu vyplývají požadavky na modem, na jejichž základě jsem navrhnul následující řešení. Nejdůležitější požadavky jsou:

- Má pracovat při šumech různých druhů, včetně impulsního rušení.
- Má fungovat v komunikačním kanálu s mírně až středně zvlněnou frekvenční charakteristikou, obsahující však také hluboké zářezy. Průběh frekvenční charakteristiky velmi závisí na topologii sítě, vlastnostech distribučního transformátoru, vazebního členu a v různých sítích se liší.
- Přenosové parametry komunikačního kanálu vn se v mění málo a jen delším časovém horizontu (týdny). Výrazněji a v krátkém časovém horizontu (hodiny, minuty) se mění pouze šum ze strany nn.
- Vysílací výkon není omezen, je omezeno maximální vysílací napětí dané normami.

Z vyšších vrstev OSI modelu jsou požadovány:

- co největší rychlost,
- co nejnižší latence spojení,
- co největší robustnost.

Protože frekvenční charakteristika komunikačního kanálu se skládá z více širších úseků s relativně plochou charakteristikou, od sebe oddělených zářezy (gapy), není nezbytně nutné používat modulaci OFDM. To otevírá možnosti pro použití jiných modulací s více nosnými, které přinášejí výhodnější vlastnosti.

Požadavky na modem splňuje následující řešení, které dává modemu tyto vlastnosti:

- modulace s více nosnými MCM:
nižší PAPR než OFDM: umožňuje vysílat větším výkonem,
širší subkanály než OFDM: jednotlivé subkanály lze využívat i jako nezávislé datové kanály.
- použití turbokódu: eliminace rušení všech druhů: vysoká robustnost
- vysílání dat nezávisle do jednotlivých subkanálů: vysoká robustnost, ale větší latence

6.2 Navržené řešení

Navržené řešení tvoří modem s modulací MCM. Robustnost spojení je dosažena rozložením přenášených dat sériově do všech využívaných subkanálů a použitím turbokódů. Na přenos je tak možné pohlížet jako na přenos nezávislých datových toků v jednotlivých subkanálech. Řídící algoritmy modemu vyberou k vysílání jen ty subkanály, které kanálem úspěšně prošly. Tento způsob rozložení dat do subkanálů přináší výhodu při špatných přenosových podmínkách. K funkčnosti modemu stačí, aby se přenesl jediný subkanál. Každý subkanál v tomto řešení má dostatečnou přenosovou rychlost, aby přenesl datový paket dané délky v dostatečně krátkém čase a tím dosáhl akceptovatelné latence spojení. Tato vlastnost není kvůli požadavkům na latenci prakticky možná u modemů s modulací OFDM (PRIME, G3, G.hnem). Použití turbokódu umožňuje při správné volbě délky paketu účinně eliminovat vliv šumu i impulsního rušení.

Zároveň má řešení nižší PAPR než modemy s modulací OFDM. To umožňuje dosáhnout vyššího vysílacího výkonu při splnění norem. Protože normy stanovují maximální vysílací napětí, je možné vysílat relativně vysokým výkonem ze strany nn. Pak nevádí nízká vstupní impedance vinutí nn u distribučního transformátoru na některých frekvencích. Při vypínání vysílání některých subkanálů navíc PAPR dále klesá, což uvedené výhody ještě zvyšuje. V extrémním případě je přenášen pouze jeden subkanál. Takto dojde ke zkoncentrování veškerého vysílacího výkonu na subkanál s nejlepšími přenosovými vlastnostmi a zároveň má PAPR nejnížší možnou hodnotu. Výsledkem je přenos s výhodnými vlastnostmi systému s jednou nosnou, která je alokovaná na nejvhodnější možné frekvenci.

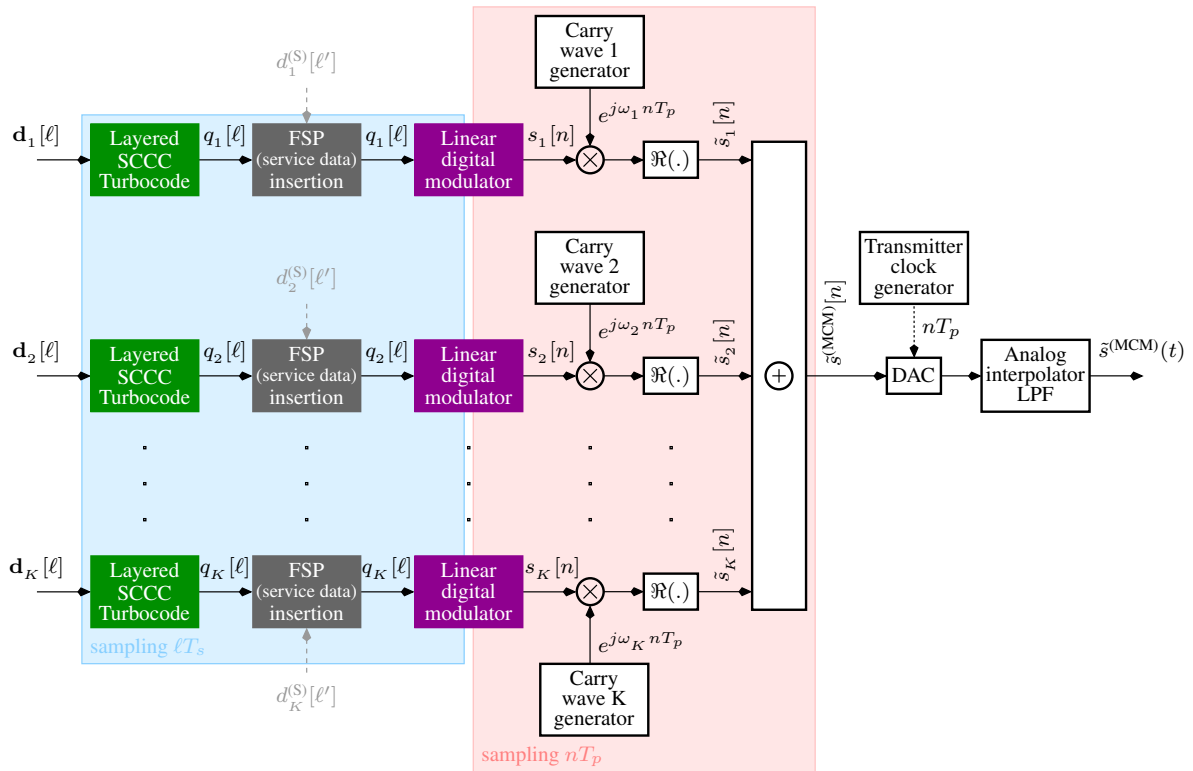
Jednu z možných variant řešení tohoto návrhu jsme realizovali. U modemu se předpokládá, že frekvenční odezva je v rámci jednoho subkanálu plochá. Šířka pásma subkanálu je tedy kompromisem mezi přenosovou rychlostí subkanálu a jeho frekvenční charakteristikou.

6.3 Vysílací část modemu

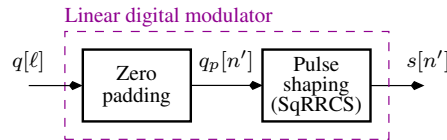
Blokové uspořádání vysílací strany předkládaného MCM PLC modemu znázorňuje Obr. 35. Vysílač se skládá ze dvou klíčových prvků, multi-vrstvového kanálového kodéru a digitálního front-endu.

6.3.1 Digitální front-end vysílače

Každá větev struktury reprezentuje jedno subpásmo ve výsledném kompozitním spektru. Všechny dílčí úseky výsledného spektra jsou tvarovány úzkopásmovými lineárními digitálními modulátory na Obr. 36 a to prostřednictvím komplexního filtru s reálnou impulsovou odezvou SqRRCs.



Obr. 35. Blokové schéma vysílače se sériovou MCM technologií.



Obr. 36. Blokové schéma lineárního digitálního modulátoru.

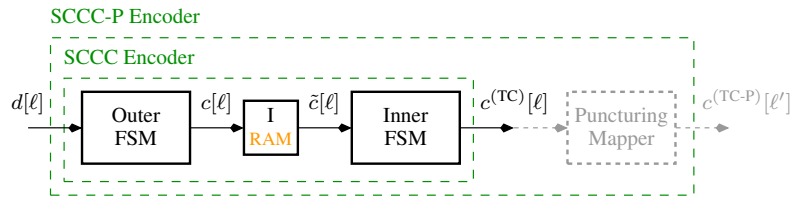
6.3.2 Turbo kódér

Odolnost vůči šumům je zajištěna kanálovým kódováním na bázi sériově zřetězeného Turbo kódu na Obr. 37. V současné době je tato technika kanálového kódování jedna z nejúčinnějších s tím, že kódový zisk je tím větší čím je kódovaný paket delší. Toto je jediná negativní vlastnost uvedené techniky a představuje limitaci zamezující vysílání krátkých paketů. Vhodné délky paketů jsou 1024 symbolů a více. Další informace o Turbo kódech lze nalézt v [46, 47, 48, 49].

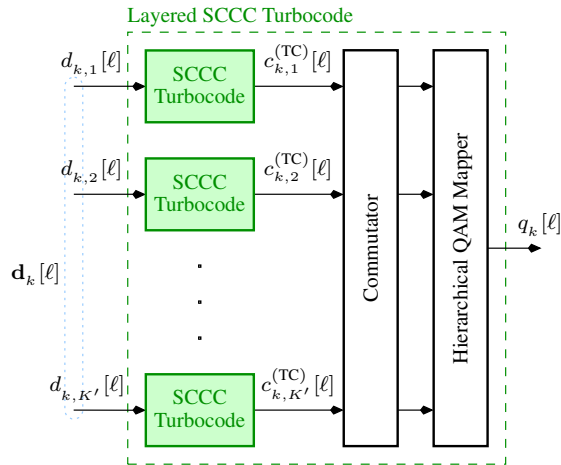
V předkládaném konceptu jsme zvolili ověřené uspořádání, kdy vnější FSM (Finite State Machine) tvoří jednoduchý systematický dopředný nebo zpětně rekursivní konvoluční kód s počtem vnitřních stavů 2 nebo 4. Rychlost kódu je fixní 1/2. Ke každému informačnímu bitu přidá kódér jeden ochranný (redundantní) bit. Vstup kódéru tedy tvoří binární sekvence dat

$d[\ell]$ a výstup sekvence $c[\ell]$ v aritmetice zbytkové třídy 4. Sekvence $c[\ell]$ je dále permutována v prokladači I a postupuje do vnitřního FSM. Tento kodér je tvořen prostým integrátorem s počtem vnitřních stavů 4 a rychlostí 1/1. Rychlost Turbokódu je fixní 1/2 a výstupní kódové symboly $c^{(TC)}[\ell]$ jsou přímo mapovatelné na konstelaci QPSK s přihlédnutím k Ungerboeckovým pravidlům mapování.

Pokud jsou přenosové podmínky dobré a SNR (Signal-to-Noise Ratio) vysoké, dojde k přepnutí modemu do režimu s vrstevným Turbokódem na Obr. 38, který je hierarchicky namapován na modulační 16QAM, 64QAM nebo 256QAM. K je tedy rovno 4. Díky hierarchickému mapování mají jednotlivé toky různou prioritu. Nejvyšší prioritu má tok 1 a nejnižší prioritu má tok 4. Tok 1 je totiž mapovaný na nejkvalitnější body z QAM konstelace mající mezi sebou největší Euklidovské vzdálenosti. Odolnost toku 1 vůči šumům bude proto velmi vysoká a to na úkor toku 4, který je mapován na nejméně kvalitní body a tak jeho odolnost bude nízká. Pokud požadujeme rovnoměrné postavení všech 4 toků předřadíme komutátor před vstup mapovacího bloku. Hierarchické mapování bude v průběhu času rotované a jednotlivé toky tak získají stejné postavení v odolnosti. Vedle hierarchického mapování počítá navržená koncepce také s možností úpravy výchozí kódové rychlosti 1/2 a to prostřednictvím děrovacího mapování. Vhodné děrování je takové, které povede na výstupní kódové rychlosti 2/3 a 3/4. Při nízkém SNR bude vysílač pracovat na výchozí kódové rychlosti 1/2. S rostoucím SNR bude vysílač postupně přepnut nejprve na rychlost 2/3 a posléze na rychlost 3/4. Přehled rychlostí všech zmíněných konfigurací modemu uvádí Tab. 1 společně s předpokládanými požadavky na SNR. Uvedený přehled předpokládá MCM o celkové šířce pásma 80 kHz obsahující 8 subpásem o šířce 9.5 kHz s frekvenční separací 0.5 kHz. Jednotlivé subkanály necht' jsou centrovány na frekvencích 40 kHz, 50 kHz, 60 kHz, ..., 110 kHz.



Obr. 37. Blokové schéma sériového Turbokódu s děrováním (s variabilní symbolovou rychlostí).



Obr. 38. Blokové schéma vrstveného sériového Turbokódu.

Přehled parametrů některých možných konfigurací modemu (hodnoty vztaženy k šířce pásma subkanálu 10 kHz a 8 subkanálům).

Varianta Systému	Délka paketu [BITS]	Délka preamble [BITS]	Konstelace modulace	Přenosová rychlost subkanálu [kBIT/s]	Přenosová rychlost celková [kBIT/s]	BITRATE Uživatelských dat [kBIT/s]
Jednovrstvý (děrovaný) Turbokód 1/2, 2/3, 3/4	1024	40	QPSK	8.44,	67.55,	65.01, 86.68, 97.52
	2048	40	QPSK	11.25,	90.06,	66.26, 88.34, 99.39
	4096	40	QPSK	12.66	101.32	66.90, 89.20, 100.35
	8192	40	QPSK			67.22, 89.62, 100.83
Dvouvrstvý (děrovaný) Turbokód 1/2, 2/3, 3/4	1024	40	16QAM	16.90,	135.11,	130.03, 173.37, 195.04
	2048	40	16QAM	22.53,	180.14,	132.52, 176.69, 198.78
	4096	40	16QAM	25.35	202.67	133.80, 178.40, 200.70
	8192	40	16QAM			134.45, 179.27, 201.68
Třívrstvý (děrovaný) Turbokód 1/2, 2/3, 3/4	1024	24	64QAM	25.30,	202.66,	198.02, 264.02, 297.03
	2048	24	64QAM	33.73,	270.21,	200.32, 267.08, 300.47
	4096	24	64QAM	37.95	303.99	201.48, 268.64, 302.22
	8192	24	64QAM			202.07, 269.42, 303.11
Čtyřvrstvý (děrovaný) Turbokód 1/2, 2/3, 3/4	1024	24	256QAM	33.80,	270.22,	264.03, 352.03, 396.04
	2048	24	256QAM	45.07,	360.28,	267.09, 356.11, 400.63
	4096	24	256QAM	50.70	405.33	268.64, 358.18, 402.97
	8192	24	256QAM			269.43, 359.23, 404.14

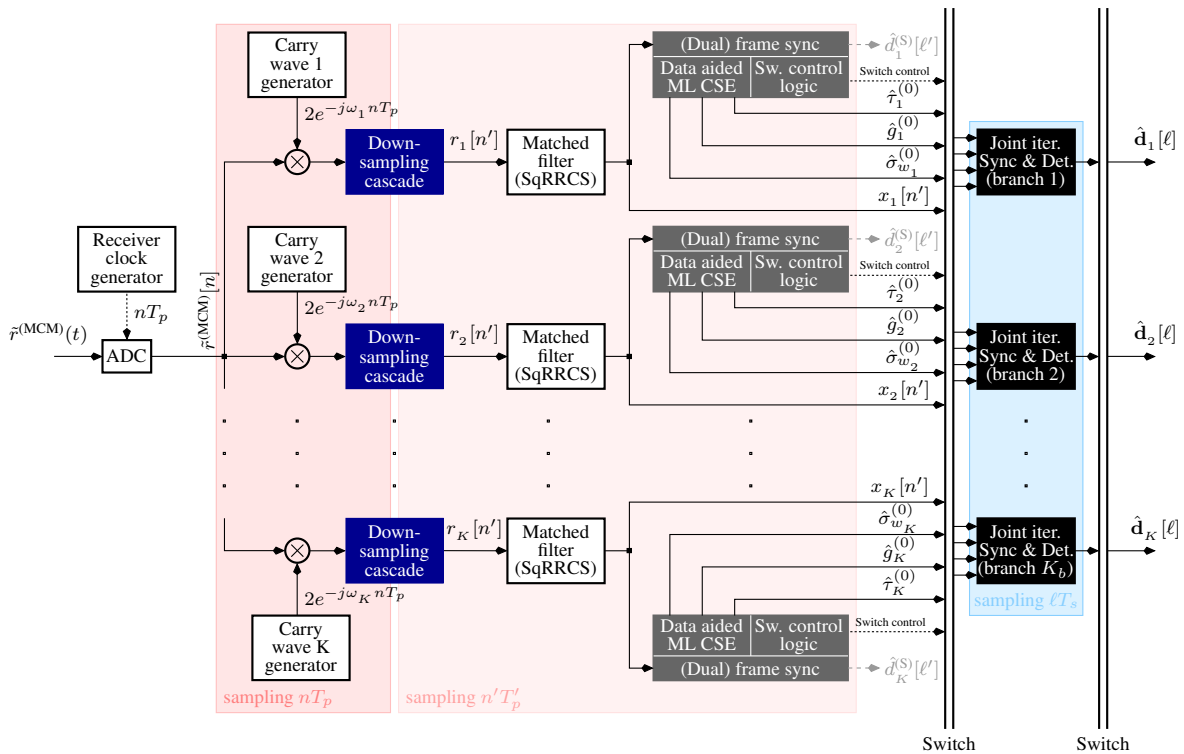
Tab. 3. Přehled možných konfigurací navrženého MCM PLC modemu. Hodnoty jsou pro 8 subkanálů, každý o šířce 10 kHz.

6.4 Přijímací část modemu

Blokové uspořádání přijímací strany modemu znázorňuje Obr. 39. Přijímač se skládá tří klíčových prvků. Digitálního front-endu, bloku multi-vrstvové rámcové synchronizace a sady sdružených iterativních synchronizátorů-detektorů alokovaných přes přepojovač.

6.4.1 Digitální front-end přijímače

Jednotlivé subkanály jsou nejprve směřovány s příslušnými subnosnými a tak získáme řadu signálů (komplexních obálek) v základním pásmu. Následuje decimace jednotlivých komplexních obálek v decimační kaskádě tvořené sérií anti-aliasingových filtrů a decimátorů (CIC filtr). Výstupem jsou pod-vzorkované komplexní obálky $r_k[n']$ tak, že na jednu symbolovou periodu připadají 4 vzorky, což je plně ve shodě se vzorkovacím teorémem. Jednotlivé signály jsou dále tvarovány a zbaveny části AWGN v přizpůsobených filtrech s reálnou impulsovou odezvou SqRRCS. Konsolidované komplexní obálky na výstupu přizpůsobených filtrů $x_k[n']$ dále vstupují do sady rámcových synchronizátorů.



Obr. 39. Blokové schéma přijímače se sériovou MCM technologií.

6.4.2 Synchronizátory rámce

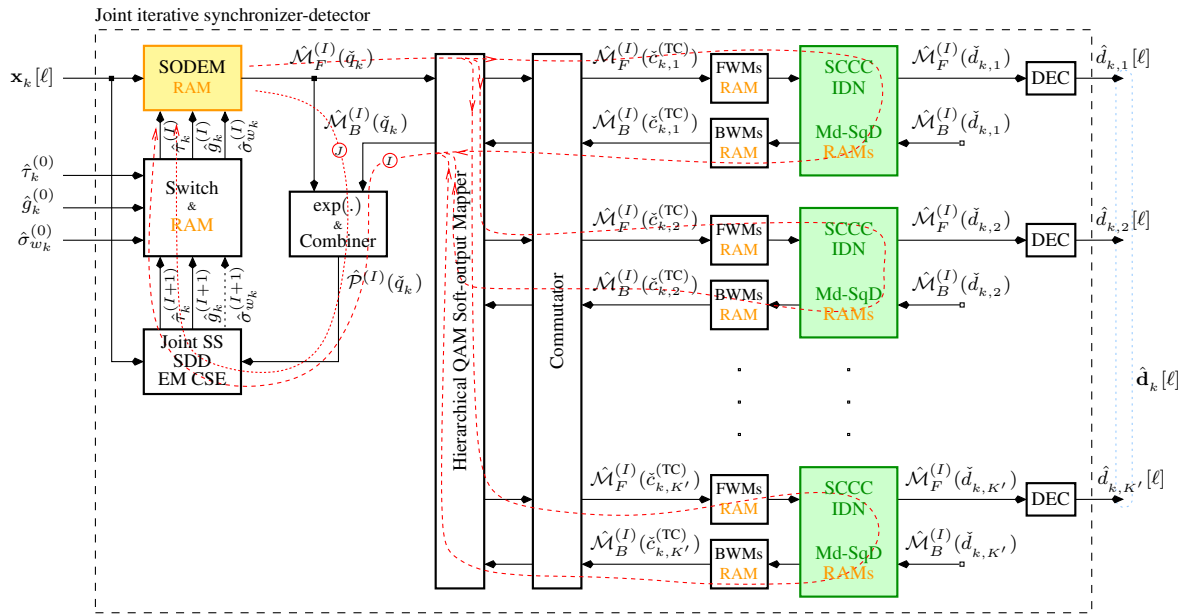
Synchronizátory rámce hledají v jednotlivých tocích synchronizační preambule, které slouží jednak k zajištění synchronizace rámce (lokalizace počátků jednotlivých paketů) a dále k

počátečním odhadům útlumu $|\hat{g}_k^{(0)}|$, fázové rotace $\angle \hat{g}_k^{(0)}$, časování symbolů $\hat{\tau}_k^{(0)}$ a směrodatné odchylky AWGN $\hat{\sigma}_{w_k}^{(0)}$. Uvedené odhady jsou zajištěny pomocí estimátorů DA (Data Aided) ML (Maximum-Likelihood) CSE (Channel State Estimator), tedy což jsou autonomní funkční pod-bloky synchronizátorů rámců.

Návrh předpokládá použití dvou různých typů synchronizačních preambulí (trénovacích sekvencí). První možnost představují Legenderovy sekvence o délce 11, 19 nebo 31 bitů bez cyklického prefixu. Realizace těchto délek vykazují nejlepší korelační vlastnosti. Přidáním cyklického prefixu lze dospět k sudým prodloužením vhodným pro praktickou implementaci. Druhou možností je použití dvojice preambulí typu Rudin-Shapiro. V takovém případě lze pomocí preambulí přenášet velmi pomalý, ale také velmi odolný binární tok. Označme jej jako servisní data a princip jejich přenosu je velmi prostý. Na straně vysílání se vloží 1. nebo 2. Rudin-Shapirova preamble a to na základě vstupního bitu $d_k^{(S)}[\ell]$. Na straně detekce je použita tzv. duální verze rámcového synchronizátoru, hledající obě tyto preamble. Podle charakteru zachycené preamble je následně stanovena hodnota odhadu $\hat{d}_k^{(S)}[\ell]$. Přehled možných rychlostí servisní toků je uveden v Tab. 1 a závisí na délce použitých Rudin-Shapirových preambulí, prodloužených o cyklický prefix. Výchozí délka těchto dvojic trénovacích sekvencí je rovna 2^l , kde l je celé kladné číslo.

6.4.3 Sdružený iterativní synchronizátor-detektor

Výseky komplexních obálek, izolované rámcovými synchronizátory a odpovídající jednomu paketu dat, jsou následně předány prostřednictvím přepojovače (switch) do sdruženého iterativního synchronizátoru-detektoru na Obr. 40.



Obr. 40. Sdružený iterativní synchronizátor-detektor pro komutovaný vrstvený sériový Turbokód.

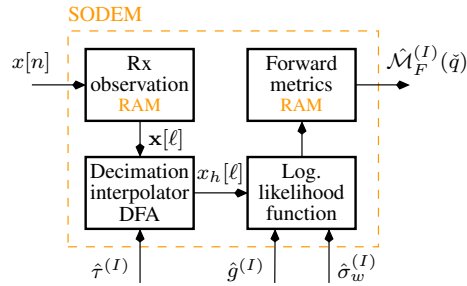
Společně s tímto výsekem jsou předány i příslušné počáteční odhady $\hat{g}_k^{(0)}$, $\hat{\tau}_k^{(0)}$ a $\hat{\sigma}_{w_k}^{(0)}$. Zpracování obálky začíná v tzv. měkkém demodulátoru SODEM (Soft-output Demodulator) na Obr. 41. Celý výsek obálky je nejprve uložen v paměti demodulátoru. Následuje převzorkování a decimace obálky v decimačním interpolátoru na bázi Farrowova algoritmu. Převzorkování je řízeno odhadem časování symbolů $\hat{\tau}^{(I)}$. Na výstupu interpolátoru získáme časově synchronizovanou sekvenci kanálových symbolů $x_h[\ell]$. Tyto symboly jsou následně korigovány amplitudově i fázově prostřednictvím odhadu kanálu $\hat{g}^{(I)}$. Po této operaci je sekvence kanálových symbolů $x_h[\ell]$ plně synchronizována. Odchytky symbolů $x_h[\ell]$ od vyslaných symbolů $q[\ell]$ jsou způsobeny už je superponovaným AWGN. Lze tedy přistoupit k výpočtu log. věrohodnostní funkce neboli dopředných metrik detektoru $\{\hat{\mathcal{M}}_F^{(I)}\}$ (diskrétní hustota pravděpodobnosti) a to s ohledem na odhad směrodatné odchytky AWGN $\hat{\sigma}_w^{(I)}$.

Dopředné metriky $\hat{\mathcal{M}}_F^{(I)}(\check{q}_k)$ postupují do rozdělovacího/slučovacího členu tzv. měkké inverze hierarchického QAM mapování. Výstupem jsou dílčí (vrstevové) dopředné metriky $\hat{\mathcal{M}}_F^{(I)}(\check{c}_{k,k'}^{(TC)})$, které budí jednotlivé iterativní detekční sítě SCCC (Serially Concatenated Convolutional Codes) IDN (Iterative Decoding Network) na Obr. 42. Uspořádání detekční sítě kopíruje strukturu Turbokodéru. Pokud byl na straně vysílání použit proděravěný Turbokód pak odpovídající IDN je na vstupu ještě doplněna o měkkou inverzi děrovacího mapovacího bloku SOM (Soft-output Mapper). Klíčové bloky SCCC IDN tvoří měkké inverze SISO (Soft-In Soft-Out) konvolučních kodérů FSM na straně vysílání. SISO moduly zde realizují tzv. Dopředný-zpětný algoritmus FBA (Forward-Backward Algorithm) též známý pod zkratkou BCJR (Bahl, Cocke, Jelinek and Raviv). Bližší informace o BCJR algoritmu a jeho derivátech lze nalézt [50, 51, 52, 53, 46, 47, 48].

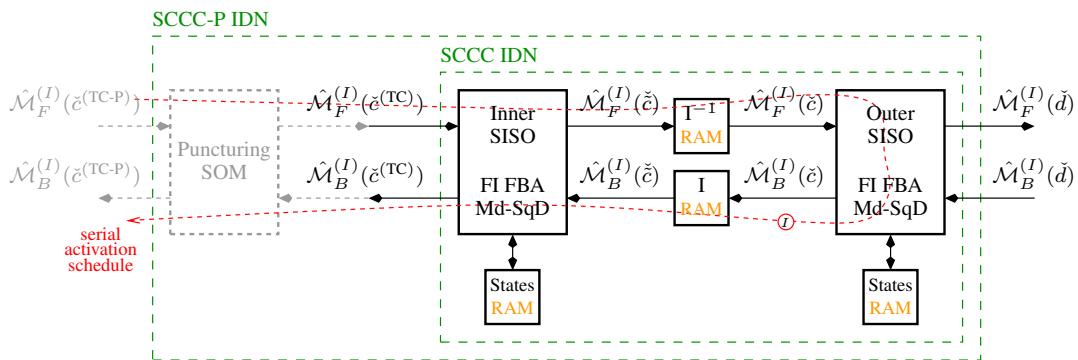
Výstupem jednotlivých iterativních detekčních vrstev jsou jednak odhady dat $\hat{d}_{k,k'}[\ell]$ daného paketu a také dílčí (vrstevové) zpětné metriky $\hat{\mathcal{M}}_B^{(I)}(\check{c}_{k,k'}^{(TC)})$. Tvrdý odhad dat $\hat{d}_{k,k'}[\ell]$ vznikne prahováním výstupních dopředných metrik $\hat{\mathcal{M}}_F^{(I)}(\check{d}_k)$ v tzv. rozhodovacím bloku DEC (Decision block). Zpětné dílčí metriky $\hat{\mathcal{M}}_B^{(I)}(\check{c}_{k,k'}^{(TC)})$ jsou dále sloučeny (zkombinovány) do zpětných metrik $\hat{\mathcal{M}}_B^{(I)}(\check{q}_k)$, které jsou neprodleně transformovány, společně s dopřednými metrikami $\hat{\mathcal{M}}_F^{(I)}(\check{q}_k)$, na aposteriorní pravděpodobnosti $\hat{\mathcal{P}}^{(I)}$. Vzniklá sekvence $\hat{\mathcal{P}}^{(I)}$ dále slouží jako podpora (řízení) estimátoru sledovacího módu přijímače SDD EM CSE. Tento estimátor provádí korekci (zpřesnění) počátečních odhadů $\hat{g}_k^{(0)}$, $\hat{\tau}_k^{(0)}$ a $\hat{\sigma}_{w_k}^{(0)}$ z rámcového synchronizátoru a v předkládaném konceptu je založen na EM (Expectation-Maximization) kritériu s měkkým řízením SDD (Soft Decision Directed) pomocí sekvence $\hat{\mathcal{P}}^{(I)}(\check{q}_k)$. Výhodou tohoto estimátoru je skutečnost, že je strukturálně velice podobný DA ML CSE v synchronizátorech rámce. V reálném hardwaru může proto být implementováno pouze jedno rychlé multiplexované jádro synchronizátoru, shodné jak pro mód získání synchronizace, tak pro sledovací mód přijímače. Zevrubný popis EM algoritmu zajišťujícího základní synchronizaci iterativní dekódovací sítě lze nalézt v [60] a [63]. O rozšířených variantách EM algoritmu a jeho dalších derivátech této metody pojednává [61, 57, 58] a [59]. Odlišný přístup k problematice synchronizace dekódovací sítě, spočívající v aplikaci tzv. adaptivního SISO modulu, lze nalézt v [62].

Aktualizované odhady $\hat{g}_k^{(I)}$, $\hat{\tau}_k^{(I)}$ a $\hat{\sigma}_{w_k}^{(I)}$ jsou zpětně zavedeny do měkkého demodulátoru a

jedna iterace systému I je tak završena. Dále se celý detekční proces opakuje s aktualizovanými odhady. Po uplynutí maximálního stanoveného počtu iterací nebo po dospění iterativní smyčky I do ustáleného stavu je odhad $\hat{\mathbf{d}}_k[\ell]$ na výstupu struktury prohlášen za platný a předán ke zpracování vyšším vrstvám modemu.



Obr. 41. Blokové schéma měkkého demodulátoru.



Obr. 42. Blokové schéma Iterativní detekční sítě pro detekci sériového (proděravěného) Turbokódu.

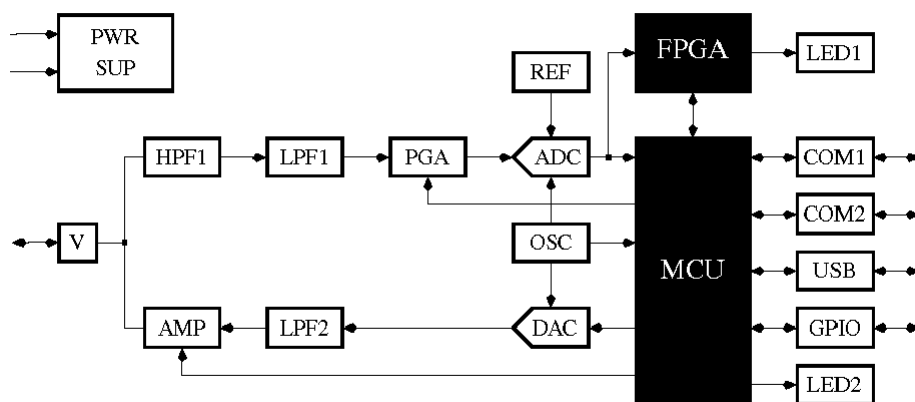
6.5 Aspekty implementace

Modem jsme vytvořili s využitím DSP procesoru a hradlového pole FPGA. V procesoru jsou umístěny algoritmicky složité výpočetní algoritmy modemu. Ty byly odladěny na počítači v jazyce C a poté přesunuty do procesoru. Zvolený procesor má podporu práce s čísly v plovoucí řádové čárce, což zrychlilo implementaci. Bloky s výpočetně náročnými algoritmy (především filtrace) byly realizovány v hradlovém poli. Hradlové pole je připojeno k paměťové sběrnici procesoru a registry pro přístup k jednotlivým výpočetním blokům v hradlovém poli jsou mapovány do externího paměťového prostoru procesoru. Procesor dále obsahuje algoritmy pro řízení funkce modemu a jsou k němu připojeny obvody pro realizaci datové i servisní komunikace po sériových linkách. Pro implementaci tohoto modemu byla vybrána modulace pouze QPSK a turbokódování s fixním kódovým poměrem $R = 1/2$. To snížilo nároky na testování i řídicí algoritmy modemu. Případný přechod na vyšší modulace a jiné kódové poměry bude řešen v druhé fázi.

Na straně vysílání se u koncového stupně vysílače předpokládá zátěž s kapacitní nebo induktivní charakteristikou ve velkém rozsahu hodnot impedance. Pro určení rozsahu a charakteru zatěžovací impedance bylo využito knihovny s modelem sítě.

Na straně příjmu se předpokládají rušení různých druhů. Pozornost je věnována důkladné filtraci signálů ležících v dalších Nyquistových zónách. Nadzemní vedení vn slouží také jako anténa a přijaté signály zejména dlouhovlnného a středovlnného rozhlasu mohou mít při délkách vedení mnoho kilometrů značnou amplitudu. Horní a dolní propusti HPF1, LPF1 slouží také k zamezení saturace AD převodníku nežádoucími signály ležícími mimo přijímané pásmo.

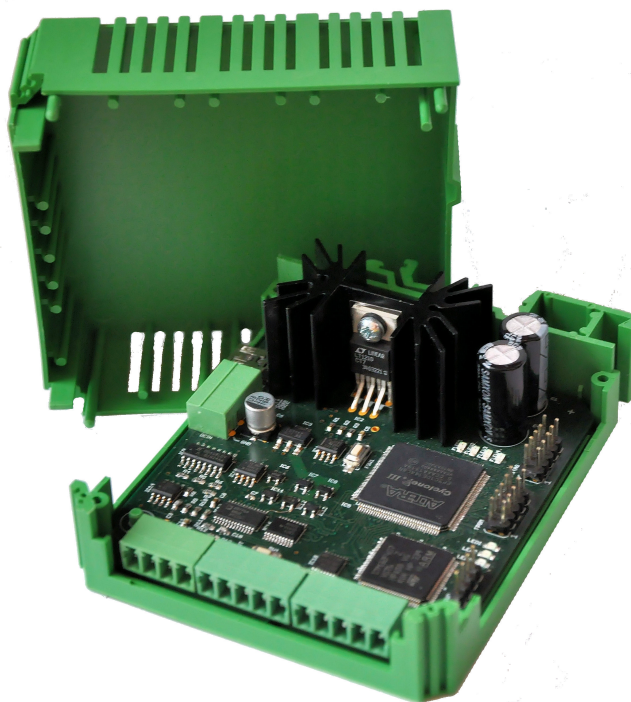
Blokové schéma hardware modemu je na Obr. 43 a popisy jeho bloků v Tab. 4. Základní parametry modemu a jeho fotografie vyrobeného modemu je na Obr. 44 a Tab. 6.



Obr. 43. Blokové schéma hardware modemu.

Označení	Popis
C	slučovací člen RX/TX
LPF1	aktivní dolní propust 6.řádu
HPF1	aktivní horní propust 2.řádu
PGA	zesilovač s nastavitelným řízením zisku
ADC	A/D převodník
REF	napěťová reference
DAC	D/A převodník
LPF2	aktivní dolní propust 2.řádu
AMP	výkonový zesilovač
MCU	procesor
FPGA	hradlové pole
OSC	generátor hodinového signálu
PWR SUP	napájecí zdroj
COM1	komunikační sériový port rs-232
COM2	servisní sériový port rs-232
USB	servisní port USB
GPIO	výstupy logických signálů pro řízení doplňkových bloků (např. externí výkonový zesilovač)
LED	kontrolky

Tab. 4. Popisy bloků modemu.



Obr. 44. Fotografie navrženého MCM PLC modemu.

Parametr	Hodnota	Jednotka
Napájecí napětí	+15, -15	V
Spotřeba při příjmu	2	W
Frekvenční pásmo	3 až 60	kHz
Počet subkanálů	volitelný, max. 16	

Tab. 5. Základní parametry modemu.

7 Výsledky testů

Koncepce modemu byla ověřena ve dvou fázích. Vzhledem k časově omezené dostupnosti reálného vn vedení pro testy bylo testování na vn vedení prováděno separátně. Při testování na vn vedení byly kromě testů samotného modemu získány také poznatky o rušení, charakteru komunikačního kanálu a možnostech vazby signálu na vedení. V první fázi byl testován přenos vn→vn. Vzorčky signálu pro vysílání byly vygenerovány v programu MATLAB a vyslány pomocí přípravku do vn vedení. V jiném místě vn vedení byl signál zaznamenán. Výsledky byly analyzovány pomocí programu MATLAB. Na základě výsledků byly provedeny dílčí úpravy modemu. Testování probíhalo v maximálním uvažovaném frekvenčním rozsahu.

V druhé fázi byl testován přenos přes distribuční transformátor mezi vinutími nn→vn a vn→nn. Na svorkách byly připojeny různé zatěžovací impedance, které měly nahrazovat impedanci připojené sítě. Zároveň zde byl testován hardware MCM PLC modemu. V obou fázích bylo zároveň verifikováno použité modely a ověřeny některé předpoklady použití.

Stanovení vhodné konfigurace parametrů modemu je založeno na výsledcích simulace v kap. 7.4.

7.1 Konfigurace parametrů modemu

Pro přenosové vlastnosti modemu mají vliv především parametry uvedené v Tab. 6.

Parametr	Označení	Jednotka	Popis
vzorkovací frekvence	f_s	kHz	zvoleno $f_s=187,5$ kHz
šířka pásma	B	kHz	$B \leq f_2 - f_1$
frekvenční pásmo	f_1, f_2	kHz	
počet subkanálů	n	–	
šířka subkanálu	B_0	kHz	$B_0 = 1,05 \cdot \frac{f_2 - f_1}{n-1}$
kódový poměr	R	–	zvoleno $R=1/2$
délka paketu subkanálu	L_0	bit	zvoleno $L_0=1024$ bit
přenosová rychlost subkanálu	v_0	bit/s	$v_0 = \frac{B_0}{1+MI}$, kde $MI = \frac{f_2 - f_1}{n-1} \cdot \text{ceil}\left(\frac{f_s}{4 \cdot B_0}\right)$
uživatelská přenosová rychlost subkanálu	v_{0u}	bit/s	
doba přenášení paketu	t	s	$t = \frac{L_0}{v_{0u}}$

Tab. 6. Parametry modemu a jejich vztahy.

Kódový poměr je ponechán fixovaný na $R=1/2$. Zvyšováním poměru přenosová rychlost klesá, ale robustnost přenosu se zvětšuje. Hodnota $R=1/2$ byla zvolena jako kompromisní. Vzhledem k tomu, že turbokódování pro efektivní činnost vyžaduje větší délky paketů, je uvažována délka paketu $L_0=1024$ bit. Doba přenášení paketu t udává minimální hodnotu latency. U doby přenosu paketu jsou hranice dané periodou impulsního rušení synchronního s

frekvencí sítě (násobky 10 ms). Při překročení této doby je jisté, že souvislý úsek či úseky paketu jsou s vysokou pravděpodobností zarušeny. Souvislý úsek chyb se díky použití prokladače v turbokodéru rozprostře na shluk izolovaných chyb a opraví. Naopak při kratší době trvání přenosu roste šance, že přenášený paket není výrazně zasažen rušením. Pro tuto realizaci modemu vychází minimální doba přenosu paketu $t=161$ ms, tzn. každý paket lze považovat za zasažený impulsním rušením. Pro dosažení co nejnižší latence je třeba co největší přenosová rychlost subkanálu, tj. co největší šířka pásma subkanálu B_0 . Zároveň musí být šířka pásma subkanálu B_0 dostatečně malá na to, aby se dalo frekvenční charakteristiku přenosového kanálu považovat za plochou. Pro dosažení nižší hodnoty $PAPR$ je žádoucí nižší počet subkanálů n . Na základě vztahů mezi parametry v Tab.6 jsem stanovil možné varianty. Ty jsou uvedeny v Tab. 7. Pro ně jsem provedl simulaci s navrženým modemem. Varianty jsou značené ve tvaru $X - y - n$, kde X je označení topologie sítě, y je frekvenční pásmo, n je počet subkanálů. V kapitole 7.4 budou vybrány vhodné varianty.

Varianta	n	f_1 [kHz]	f_2 [kHz]	B_0 [kHz]	$n \cdot v_0$ [kbit/s]	v_{0u} [kbit/s]	t [ms]
A-a-8	8	9	39	4,071	29,7	3,44	275
A-a-16	16	9	39	1,9	28,5	1,65	574
A-b-8	8	30	60	4,071	26,7	3,44	275
A-b-16	16	30	60	1,9	28,5	1,65	574
A-c-8	8	9	60	6,9	50,8	5,9	161
A-c-16	16	9	60	3,23	47,5	2,75	345
B-a-8	8	9	39	4,071	29,7	3,44	275
B-a-16	16	9	39	1,9	28,5	1,65	574
B-b-8	8	30	60	4,071	26,7	3,44	275
B-b-16	16	30	60	1,9	28,5	1,65	574
B-c-8	8	9	60	6,9	50,8	5,9	161
B-c-16	16	9	60	3,23	47,5	2,75	345
C-a-8	8	9	39	4,071	29,7	3,44	275
C-a-16	16	9	39	1,9	28,5	1,65	574
C-b-8	8	30	60	4,071	26,7	3,44	275
C-b-16	16	30	60	1,9	28,5	1,65	574
C-c-8	8	9	60	6,9	50,8	5,9	161
C-c-16	16	9	60	3,23	47,5	2,75	345

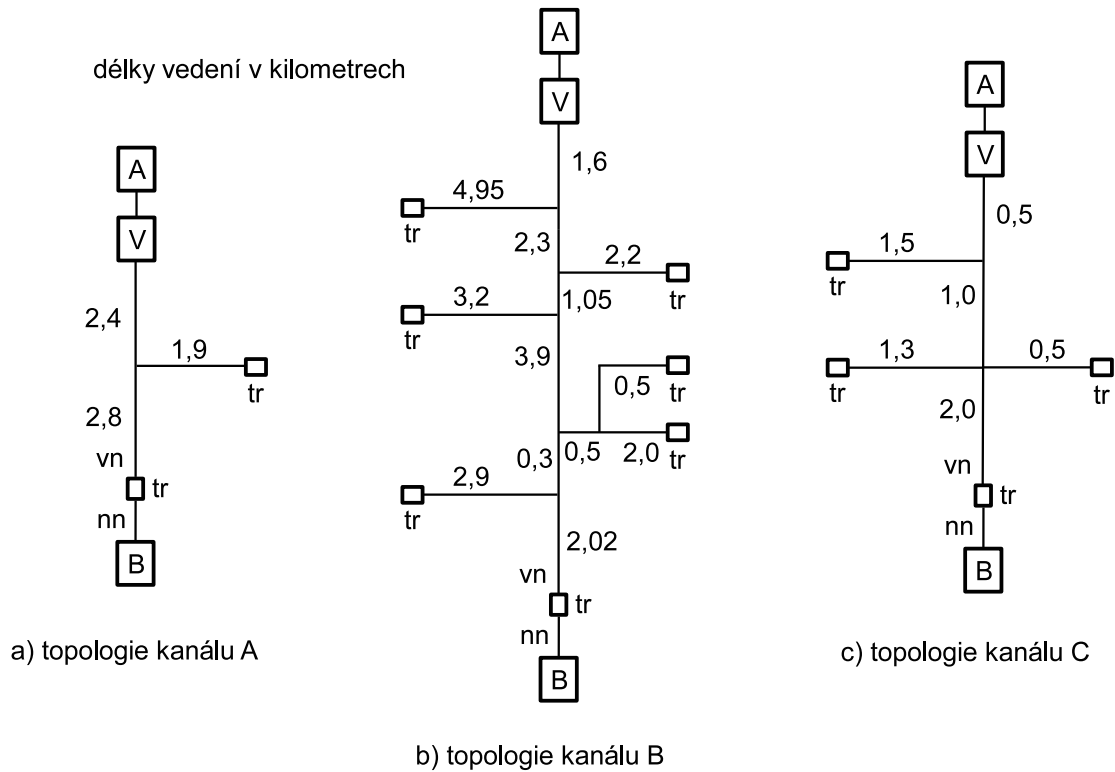
Tab. 7. Parametry variant simulace.

7.2 Analyzovaná topologie sítě PLC

Pro simulaci byla zvolena topologie sítě se snahou o co největší vypovídací schopnost. Topologie a délky vedení byly zjištěny z map. Byly vybrány celkem 3 různé varianty na Obr. 45 (označeny A, B C), reprezentující typické topologie nadzemních vedení vn v ČR. A, B značí modemy, V je vazební člen na vedení vn. U modemu A se předpokládá jeho umístění v roz-

vodné stanici energetiky. Modem B je umístěn za některým z distribučních transformátoru na straně nn. V této simulaci byla vybrána umístění v největší vzdálenosti od rozvodné stanice.

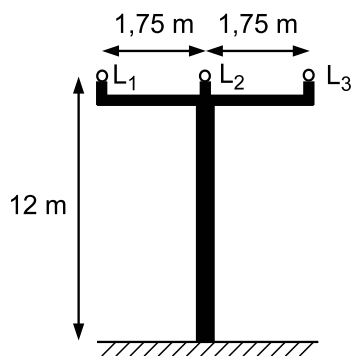
Vazební člen byl uvažován kapacitní dle Obr. 5a s kapacitou $C = 100 \text{ nF}$. U vysílače signálu pro vn se v simulaci uvažuje vnitřní odpor 10Ω .



Obr. 45. Analyzované topologie sítě.

7.3 Přenosové vlastnosti kanálu

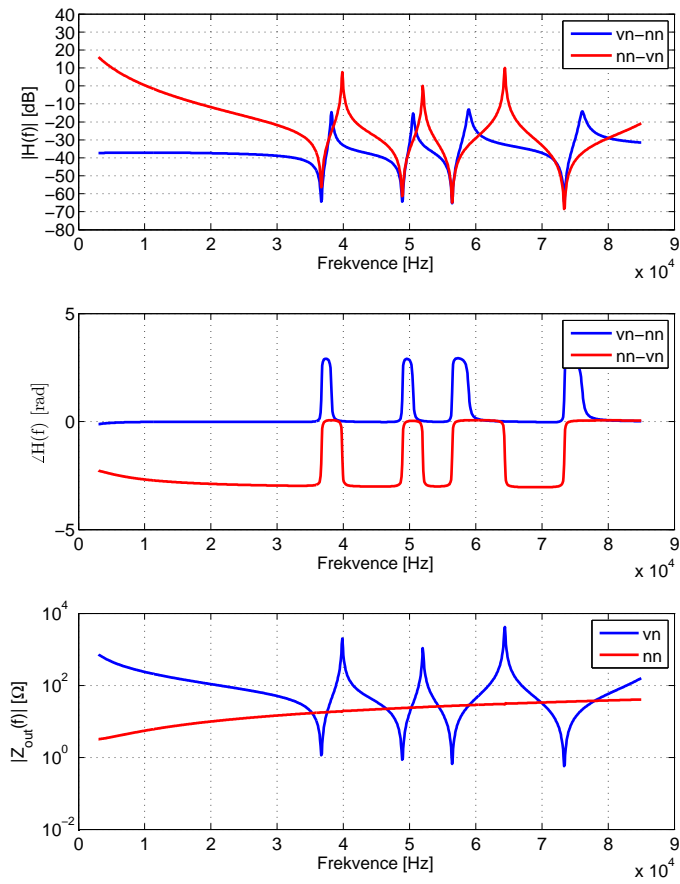
Pro výpočet hodnot přenosové matice vedení z Obr. 46 s průměrem vodiče $r = 5 \text{ mm}$ z hliníku je využito nástroje PowerWorld Transmission Line Parameter Calculator a vztahů v [38].



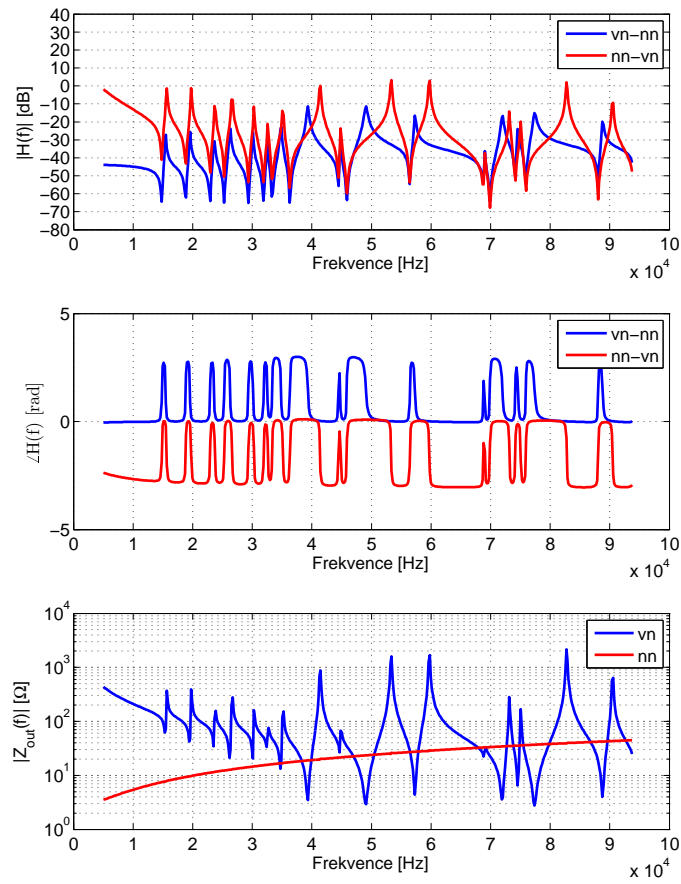
Obr. 46. Sloup vedení vn.

Uvažované vedení má tyto parametry: $R' = 1,5 \cdot 10^{-3} \frac{\Omega}{\text{m}}$, $L' = 1,27 \cdot 10^{-6} \frac{\text{H}}{\text{m}}$, $G' = 0 \frac{\text{S}}{\text{m}}$, $C' = 9,14 \cdot 10^{-12} \frac{\text{F}}{\text{m}}$.

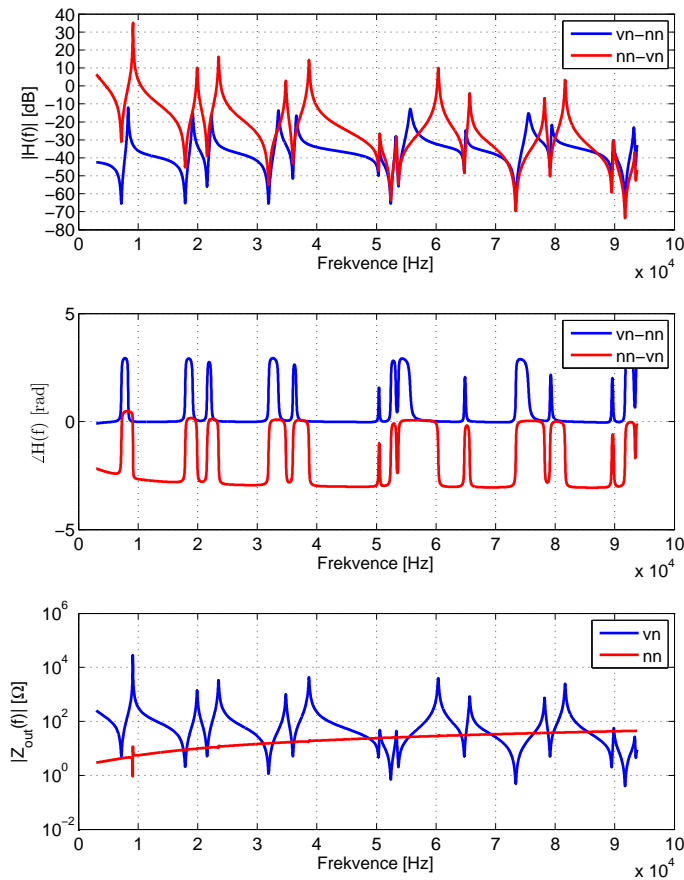
Pro dané parametry a topologie sítě z Obr. 45 byly vypočteny přenosové vlastnosti kanálu. Znázorněny jsou na Obr. 47, Obr. 48, Obr. 49.



Obr. 47. Přenosové vlastnosti kanálu topologie A.



Obr. 48. Přenosové vlastnosti kanálu topologie B.



Obr. 49. Přenosové vlastnosti kanálu topologie C.

7.4 Výsledky a doporučení

Byly vygenerovány signály s danými parametry a přeneseny oběma směry přes kanály ve variantách dle Tab. 7. Časové průběhy a spektra signálu na straně příjmu jsou na Obr. 52, Obr. 53, Obr. 54, Obr. 55, Obr. 56, Obr. 57. Vygenerovaný signál obsahuje 6 paketů v každém subkanálu, celkem tedy $6n = 48$, resp. 96 paketů. V Tab. 8 jsou počty úspěšně přenesených paketů v případě, kdy je zapnuté vysílání všech subkanálů. Všechny subkanály byly vysílány shodným výkonem. Vysílací napětí bylo na straně nn použito maximální dovolené dle norem CENELEC [42]. Schopnost automatického výběru vhodných subkanálů není v této simulaci realizována, řeší se nastavením simulace. Výsledky přenosu jsou uvedeny pro krajní případy: vysílání všech subkanálů a vysílání jediného subkanálů. U realizovaného modemu je tento výběr vhodných subkanálů řešen řídicími algoritmy modemu po navázání obousměrné komunikace.

Pro zvolené topologie kanálů a případ vysílání do všech subkanálů byly výsledky simulací

přenosu tyto.

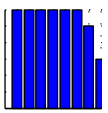
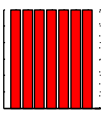
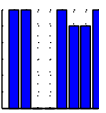
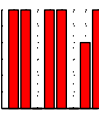
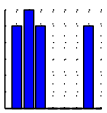
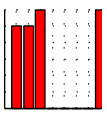
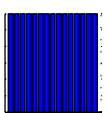
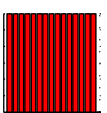
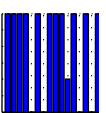
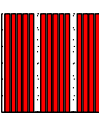
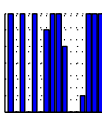
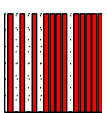
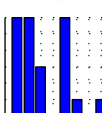
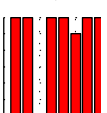
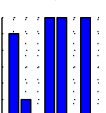
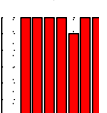
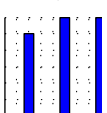
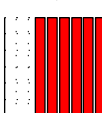
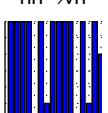
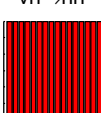
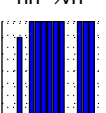
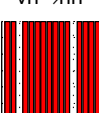
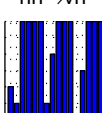
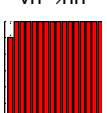
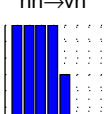
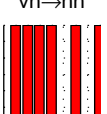
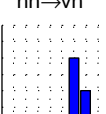
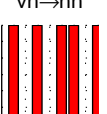
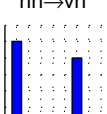
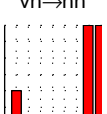
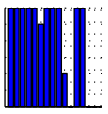
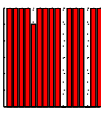
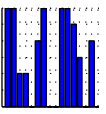
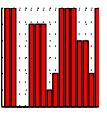
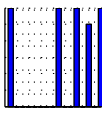
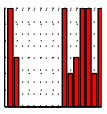
varianta	kanál topologie A	kanál topologie B	kanál topologie C
a-8			
a-16			
b-8			
b-16			
c-8			
c-16			

Tab. 8. Procentuální úspěšnost průchodu paketů (svislá osa, 0 až 100 %) v jednotlivých subkanálech (vodorovná osa) při vysílání všech subkanálů.

Při k vypnutých subkanálech se hustota vysílacího výkonu ostatních subkanálů zvýší o $10 \log \frac{n}{n-k}$ dB. Při uvažovaném počtu 8 resp. 16 subkanálů je to až 9 dB, resp. 12 dB.

Navíc se vypínáním subkanálů snižuje hodnota $PAPR$, což umožní dále zvýšit vysílací výkon zbylých vysílaných subkanálů až o 7 resp. 8,5 dB (viz kap. 9.2). Tímto způsobem je v realizovaném modemu dosažena možnost zvýšit výkon signálu v jediného subkanálu maximálně o $9 + 7,5 = 16,5$ dB, resp. $12 + 8,5 = 20,5$ dB. S tímto zvýšením výkonu byla

provedena další simulace, jejíž výsledky jsou v Tab. 9. Jde o krajní případ, kdy je veškerý vysílací výkon zkoncentrován pouze pro vysílání jediného subkanálu, tj. celkovou přenosovou rychlost modemu $1 \cdot v_{0u}$. Pro zvolené topologie kanálů a případ vysílání jediného subkanálu byly výsledky simulací přenosu tyto.

varianta	kanál topologie A	kanál topologie B	kanál topologie C
a-8	 	 	 
a-16	 	 	 
b-8	 	 	 
b-16	 	 	 
c-8	 	 	 
c-16	 	 	 

Tab. 9. Procentuální úspěšnost průchodu paketů (svislá osa, 0 až 100 %) v jednotlivých subkanálech (vodorovná osa) při vysílání jediného subkanálu.

Z výsledků je zřejmé, že navržené řešení umožňuje přenášet data přes distribuční transformátor včetně připojené distribuční sítě i v tomto nepříznivém simulovaném případě.

V úvodu disertační práce jsem stanovil pracovní hypotézu: “vhodným způsobem přenosu

signálu na více nosných (MCM) a s využitím turbokódování dokážeme přenášet data i přes distribuční transformátor, a to při dostatečné přenosové rychlosti a odolnosti vůči rušení (robustnosti)”. Pracovní hypotéza je tímto potvrzena.

Všechny vyslané pakety byly zasaženy impulsním rušením. Jeho vlivu bylo čeleno kanálovým kódováním. Časové průběhy a spektra přijatých signálů jsou v příloze v kap. 9.3.

Ukázalo se, že pro uvažované typy kanálů jsou vhodnější varianty “a-16” a “b-16”, tj. s 16 subkanály a užší šířce pásma. Varianta “c” s nejširším frekvenčním pásmem měla nejhorší výsledky. Pro komunikaci směry nn→vn a vn→nn mohou být vhodná rozdílná frekvenční pásma. Při komunikaci směrem nn→vn má distribuční transformátor lepší přenosové vlastnosti v oblasti nižších frekvencí. Tato výhoda však může být v některých případech eliminována vyšší úrovní rušení. Výběr frekvenčního pásma mezi variantami “a” a “b” tak není jednoznačný.

Při komunikaci vn→nn byl problémem vysoký útlum distribučního transformátoru a vysoká úroveň rušení na vedení nn. Tomu bylo čeleno vyšším vysílacím napětím $100 V_{pk-pk}$, injektovaném do vedení vn.

Při komunikaci nn→vn byla omezením vysoká výstupní impedance distribučního transformátoru, kvůli které bylo dosaženo nižší napětí PLC signálu na vedení vn zvláště v případech rozlehlejší sítě.

Pro efektivní injektování signálu PLC na straně nn je vzhledem k nízkým impedancím sítě nni impedance nn vinutí transformátoru třeba zdroj signálu s dostatečně nízkou vnitřní impedancí ($< 0,1 \Omega$). Pak je možné do vedení dodat maximální výkon užitečného signálu při splnění norem. Pro injektování signálu do vedení vn se ukázal jako dostatečný vazební člen kapacitou 100 nF a zdrojem signálu s vnitřní impedancí 10Ω .

Při vysílání všech subkanálů najednou docházelo k zejména v kanálu B s C (rozlehlejší síť) k úspěšnému příjmu pouze některých subkanálů. Vysílací výkon tak byl plýtván na vysílání subkanálů, které komunikačním kanálem neprošly. Přenosová rychlost se zde pohybovala mezi $3 \cdot v_{0u}$ až $15 \cdot v_{0u}$.

U realizovaného modemu je implementován algoritmus pro výběr vhodných subkanálů, který pracuje po navázání komunikace. Vypnutím vysílání vybraných subkanálů lze dosáhnout zvýšení vysílacího výkonu dostupného pro ostatní subkanály až o 16,5 dB (při MCM 8), resp. 20,5 dB (při MCM 16). Simulován byl krajní případ, kdy byl vysílán najednou pouze jediný subkanál. Z výsledků v Tab. 9 je zřejmé, že v těchto případech projde signál simulovanou sítí s větší rezervou výkonu s využitím některého ze subkanálů. Daní za tuto robustnost je nízká přenosová rychlost modemu $1 \cdot v_{0u}$. V praxi se přenosová rychlost bude pohybovat mezi těmito krajními hodnotami.

8 Závěr

V disertační práci jsem potvrdil svoji pracovní hypotézu: “vhodným způsobem přenosu signálu na více nosných (MCM) a s využitím turbokódování dokážeme přenášet data i přes distribuční transformátor, a to při dostatečné přenosové rychlosti a odolnosti vůči rušení (robustnosti)”.

Navržené řešení (MCM PLC modem) umožňuje přímou komunikaci mezi sítí nn a vn přes stávající distribuční transformátor. Řešení je unikátní ve vyšší robustnosti oproti stávajícím systémům o srovnatelných parametrech. Do oblasti PLC jsem přišel s řešením pro komunikaci skrze distribuční transformátor, založeném na modulaci MCM a turbokódech. Navržený způsob použití modulace MCM dovoluje kombinovat výhody modulací multi-carrier (OFDM) a single-carrier. Takovéto řešení není zatím zavedeno v dosavadních systémech. V případech příznivých komunikačních podmínek nabízí rychlost srovnatelnou se systémy, založenými na OFDM (např. G3). Umožňuje však komunikaci i ve velmi nepříznivých podmínkách, při kterých současné systémy s OFDM selhávají. Toho je využito pro překonání stávajících distribučních transformátorů bez nutnosti jejich úprav.

S ohledem na to, že neexistovaly vhodné modely celého komunikačního systému, navrhnul jsem v této práci knihovnu pro simulační nástroj MATLAB, která umožňuje vypočítat charakteristiky komunikačního kanálu o libovolné topologii. Klíčovou částí knihovny je model distribučního transformátoru. Předpokládám publikaci dalších prací, založených na tomto modelu, v impaktovaných časopisech.

Výsledky v kap. 7.4 ukazují, že přenosová charakteristika kanálu vykazuje rezonance, zářezy (Gapy) a relativně ploché části. Rušení na straně nn a na straně vn má různý charakter, dominantní složkou je impulsní rušení. Kvůli této charakteristice kanálu se ukázala jako vhodná modulace s více nosnými a ochranným kódováním s využitím turbokódů. Navržené řešení předpokládá neznámou, avšak v čase neměnnou charakteristiku kanálu. Pro přenos signálu přes distribuční transformátor je možné využít částečné rezonance prvků transformátoru a vedení. Navržený modem umožňuje při modulaci QPSK komunikaci rychlostí až 50 kbit/s, resp. až 100 kbit/s při vypnutí ochranného kódování. Při zavedení modulace 256QAM nabízí přenosovou rychlost až 200 kbit/s, resp. až 400 kbit/s. Přenosová rychlost může klesat až k 1,65 kbit/s při špatných přenosových podmínkách při robustním přenosu. Vhodná šířka jednoho subkanálu se ukázala být okolo 2 kHz při počtu 16 subkanálů. Při této šířce subkanálu je ho možné považovat za dostatečně plochý a není nutné provádět ekvalizaci. Zvolená šířka pásma umožňuje praktické použití při rozložení přenášeného datového toku na nezávislé datové toky zvláště pro každý subkanál. Zároveň umožňuje vypínat vysílání subkanálů, které kanálem neprojdou, a alokovat vysílací výkon pro zbylé subkanály. Při komunikaci v uvažovaném komunikačním kanálu se předpokládá, že kanálem úspěšně projdou jen některé subkanály. V extrémním případě dojde k vysílání pouze jediného subkanálu na frekvenci s nejlepšími přenosovými vlastnostmi. Touto vlastností přináší výrazné zlepšení robustnosti přenosu oproti systémům jako G3, založených na OFDM.

Signál PLC je na straně vysokého napětí injektován mezi fáze L1-L2. Na straně nízkého napětí je injektován mezi fázi L1 a nulový vodič N. Při komunikaci směrem nn→vn má komunikační kanál menší útlum v oblasti nižších frekvencí. Tato výhoda však může být v

některých případech eliminována vyšší úrovní rušení. Při komunikaci vn→nn byl problémem vysoký útlum distribučního transformátoru a úroveň rušení na vedení nn. Volba frekvenčního pásma se tak ukázala jako nejednoznačná. Pro komunikaci směry nn→nn a vn→nn mohou být vhodná odlišná frekvenční pásma.

8.1 Splnění vytčených cílů

Splnění cílů práce je zhodnoceno v těchto bodech:

1. Vytvořit vhodný model sítě PLC pro ověření komunikace skrze distribuční transformátor.
Model je popsán v kapitole 5.
2. Na základě modelu sítě navrhnout vhodný modem, který umožní komunikaci mezi sítěmi vn a nn přes stávající distribuční transformátory, s důrazem na maximalizaci robustnosti spojení při zachování dostatečné přenosové rychlosti.
Modem je popsán v kapitole 6, jeho výsledky jsou v kapitole 7.
3. Porovnání teoretických výsledků s měřeními na reálném distribučním transformátoru.
Navržený model distribučního transformátoru je popsán v kapitole 5.6. Porovnání s naměřenými hodnotami je v kapitole 5.6.8.

8.2 Další výzkum

V dalším výzkumu bude zavedeno více modulačních a kódových schemat v závislosti na přenosových podmínkách. Tato schemata mohou být nastavována adaptivně pro každý subkanál zvlášť. Namísto vypínání vysílání jednotlivých subkanálů by bylo vhodnější použít adaptivní regulaci jejich vysílacího výkonu.

Pro snížení vlivu impulsního rušení je možné použít algoritmy pro jeho částečnou eliminaci. Impulsní rušení synchronní s frekvencí sítě lze potlačit použitím Bayesovských algoritmů s učením. Použitý model kanálu využívá stacionárních parametrů, které by mohly být nahrazeny cyklostacionárními. Podmínkou je však znalost jejich konkrétních hodnot v různých případech. Zavedením ekvalizace v každém jednotlivém subkanálu by bylo možné umožnit zvětšení šířky pásma subkanálu a tím snížit jejich potřebný počet. Zároveň by mohla mít příznivý efekt volba libovolných frekvencí a šířek pásma jednotlivých subkanálů. Zavedení takové funkcionality však vyžaduje velmi vysoké nároky jak na řízení každého jednotlivého modemu v síti, tak na řízení funkce sítě těchto modemů.

9 Appendix

9.1 Vector Fitting

Pro získání hodnot parametrů frekvenční odezvy je použita metoda Vector fitting [27, 28, 29].

Změřenou frekvenční charakteristiku $f(s)$ na terminálech dvojbranu lze vyjádřit aproximací pomocí racionální funkce ve tvarech

$$f(s) \approx \frac{a_0 + a_1s + \dots + a_ms^m}{b_0 + b_1s + \dots + b_ns^n} \quad (56)$$

$$f(s) \approx \frac{(s - z_0) \cdot (s - z_1) \cdot \dots \cdot (s - z_m)}{(s - p_0) \cdot (s - p_1) \cdot \dots \cdot (s - p_n)} \quad (57)$$

$$f(s) \approx \sum_{i=1}^N \frac{c_i}{s - a_i} + d \quad (58)$$

U funkce (56) značí a_i a b_i koeficienty. U funkce (57) značí z_i rezidua a p_i póly aproximované funkce.

U funkce (58) značí c_i rezidua a a_i póly aproximované funkce, obojí buď v reálných nebo sdružených komplexních hodnotách. Hodnota d je reálná. Cílem metody Vector fitting je získat koeficienty funkce (58). Kvůli koeficientům a_i ve jmenovateli jde o nelineární problém, jehož řešení je rozloženo dvě fáze. Problém je linearizován pomocí znalosti odhadu hodnot pólů aproximované funkce, které se zpřesňují iterativním výpočtem.

Zavedením váhovací funkce $\delta(s)$ lze funkci (58) linearizovat pro iterativní výpočet jmenovatele. Pro první iteraci jsou stanoveny výchozí póly $\{\alpha_i\}$. V t -té iteraci bude:

$$(\delta f)^{(t)}(s) \approx d^{(t)}(s)f(s) \quad (59)$$

$$\sum_{i=1}^N \frac{c_i^{(t)}}{s - a_i^{(t)}} + d^{(t)} \approx \left(\sum_{i=1}^N \frac{\gamma_i}{s - \alpha_i} + 1 \right) \cdot f(s) \quad (60)$$

dopn

Při znalosti N_S změřených bodů o frekvencích s_i a hodnotami $f(s_i)$, kde $i = 1, 2, \dots, N_S$ lze řešit jako soustavu lineárních rovnic

$$A_i x = b_i \quad (61)$$

kde:

$$A_i = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 & -f(s_i) & \dots & -f(s_i) \\ s + \alpha_1^{(t)} & \dots & s + \alpha_N^{(t)} & s + \alpha_1^{(t)} & \dots & s + \alpha_N^{(t)} \end{bmatrix} \quad (62)$$

$$x = \begin{bmatrix} c_1^{(t)} & \dots & c_N^{(t)} & d^{(t)} & \gamma_1^{(t)} & \dots & \gamma_N^{(t)} \end{bmatrix} \quad (63)$$

$$b_i = f(s_i) \quad (64)$$

Dále definujeme:

$$A = [A_1^T \cdots A_{N_S}^T] \quad (65)$$

$$b = [b_1 \cdots b_{N_S}] \quad (66)$$

Pak je řešení první fáze možno zapsat ve formě

$$Ax = b \quad (67)$$

Řešení této soustavy je možné získat pomocí metody nejmenších čtverců

$$\min |Ax - b| \quad (68)$$

$$x = (A^T A)^{-1} \cdot A^T b \quad (69)$$

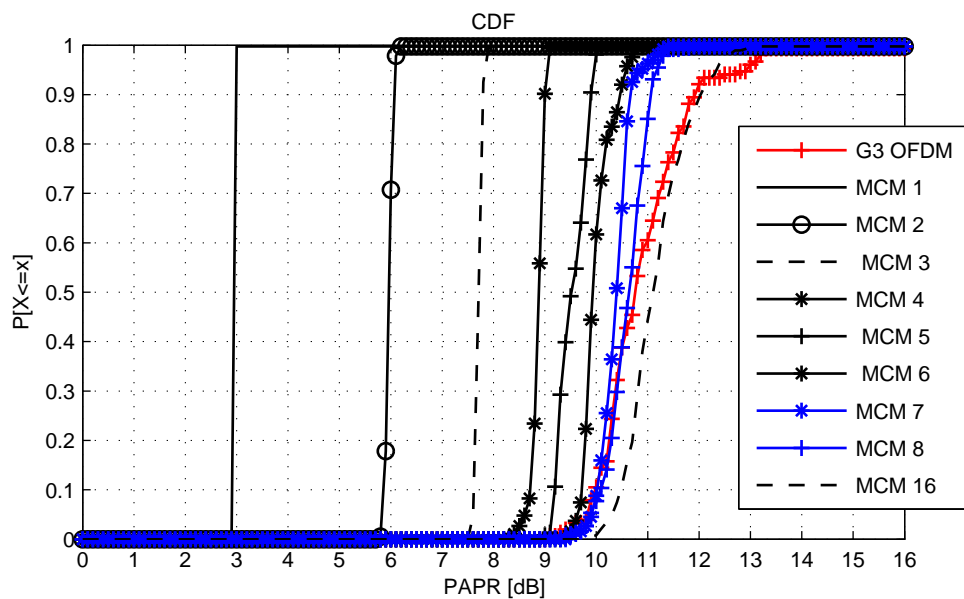
V druhé fázi probíhá výpočet nul frekvenční charakteristiky. Další informace lze nalézt v [26, 27, 28].

9.2 PAPR

Hodnota *PAPR* signálu s efektivní hodnotou napětí x_{ef} a maximální hodnotou x_{max} je vyčtena dle vztahu

$$PAPR = 10 \log \frac{|x_{max}|^2}{x_{ef}^2} \quad (70)$$

Kumulovaná pravděpodobnost splnění limitu vysílačeho výkonu pro danou hodnotu *PAPR* a uvažované modulace je na Obr. 50. U OFDM jde o systém G3. U MCM PLC jde o hodnoty pro různé počty vysílaných subkanálů.

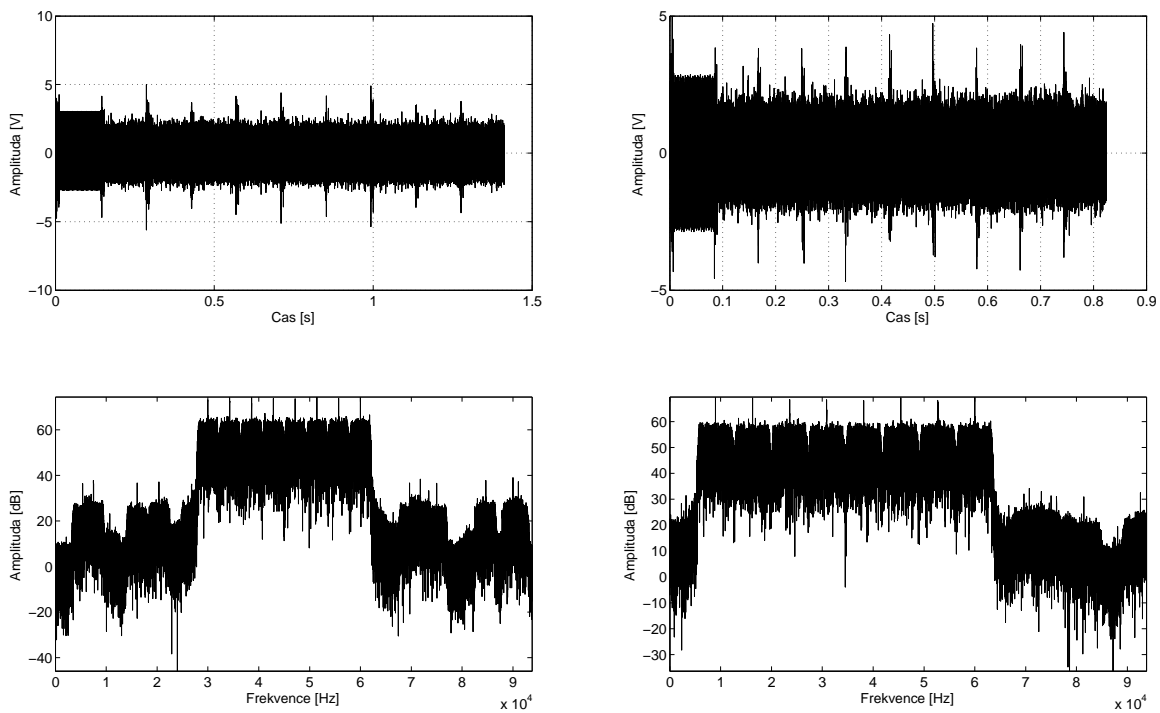


Obr. 50. Hodnoty PAPR různých modulací.

Červeně je znázorněna modulace OFDM, používaná u systému G3. Z grafu jsou patrné rozdíly hodnot $PAPR$ mezi systémy G3 a MCM PLC. U systému MCM PLC je viditelné výrazné snižování hodnoty $PAPR$ oproti OFDM při vysílání méně než 6 subkanálů.

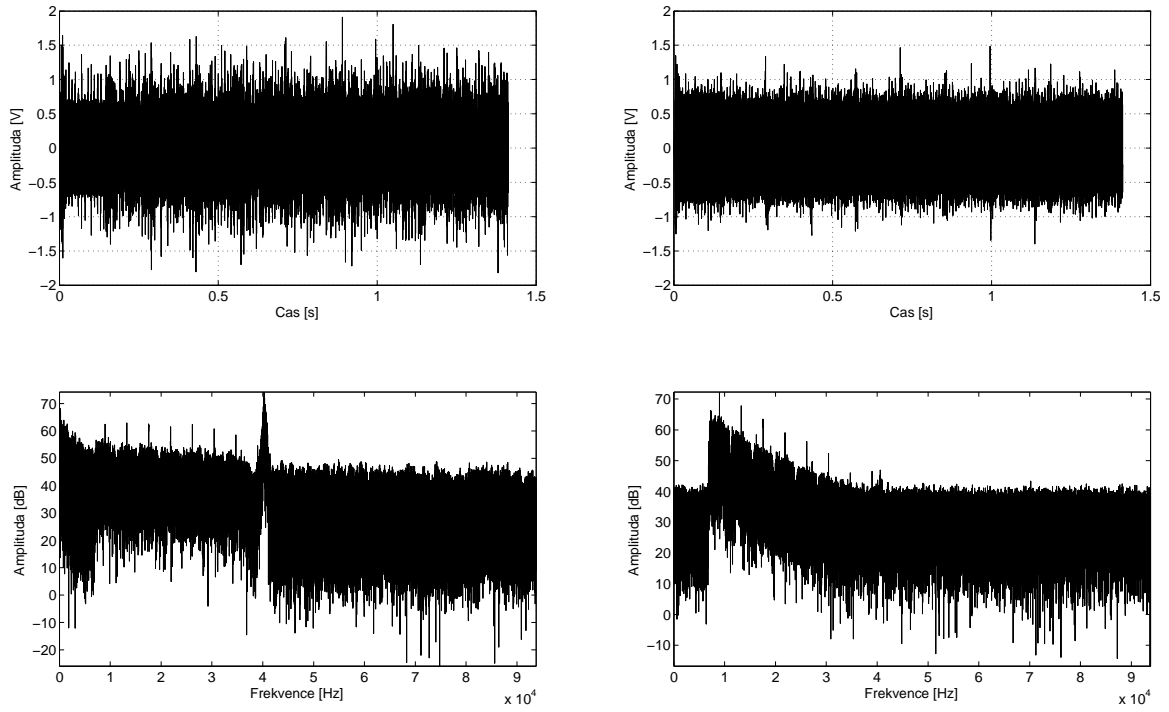
9.3 Časové průběhy a spektra signálů

Ukázka vyslaného signálu je na Obr. 51.

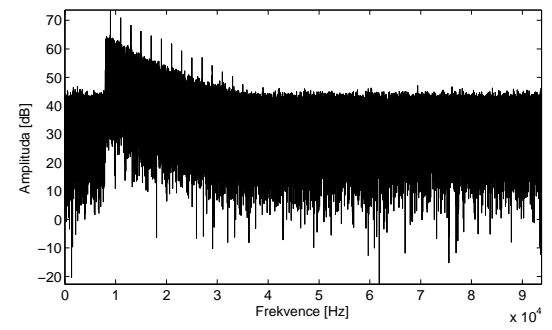
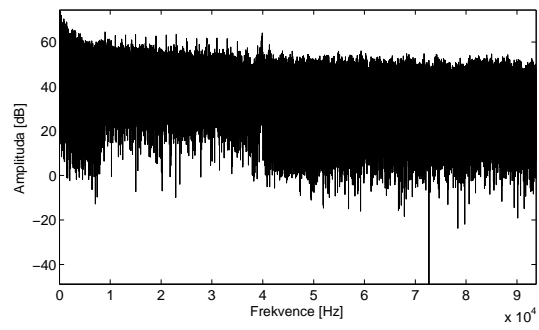
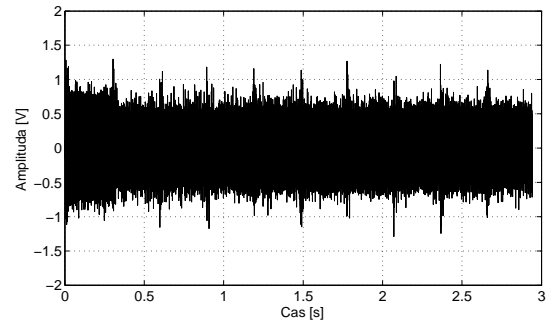
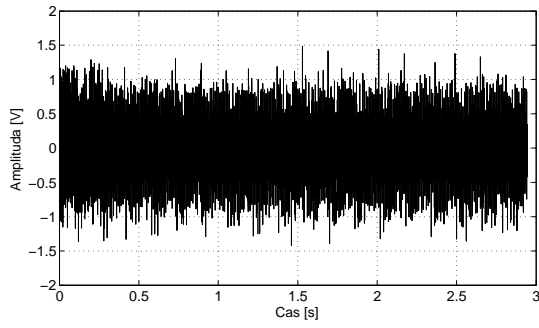


Obr. 51. Vyslané signály ve variantách b-8, c-8, směr nn-vn.

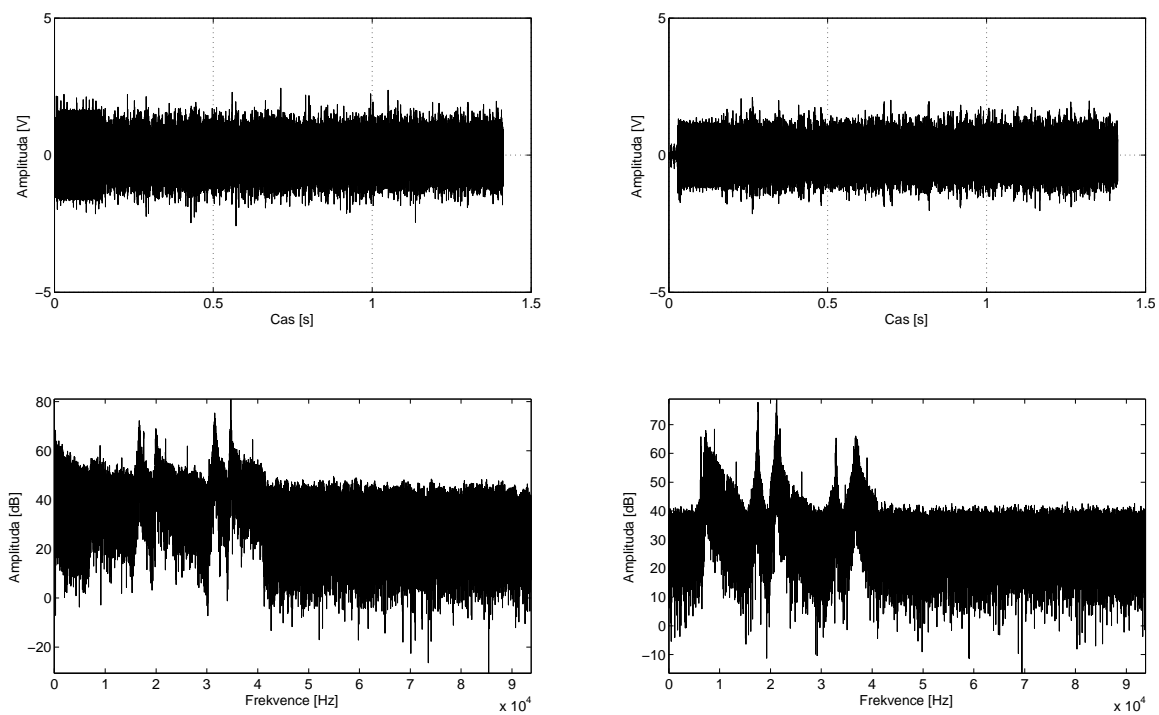
Přijaté signály a jejich spektra jsou na Obr. 52, Obr. 53, Obr. 54, Obr. 55, Obr. 56, Obr. 57.



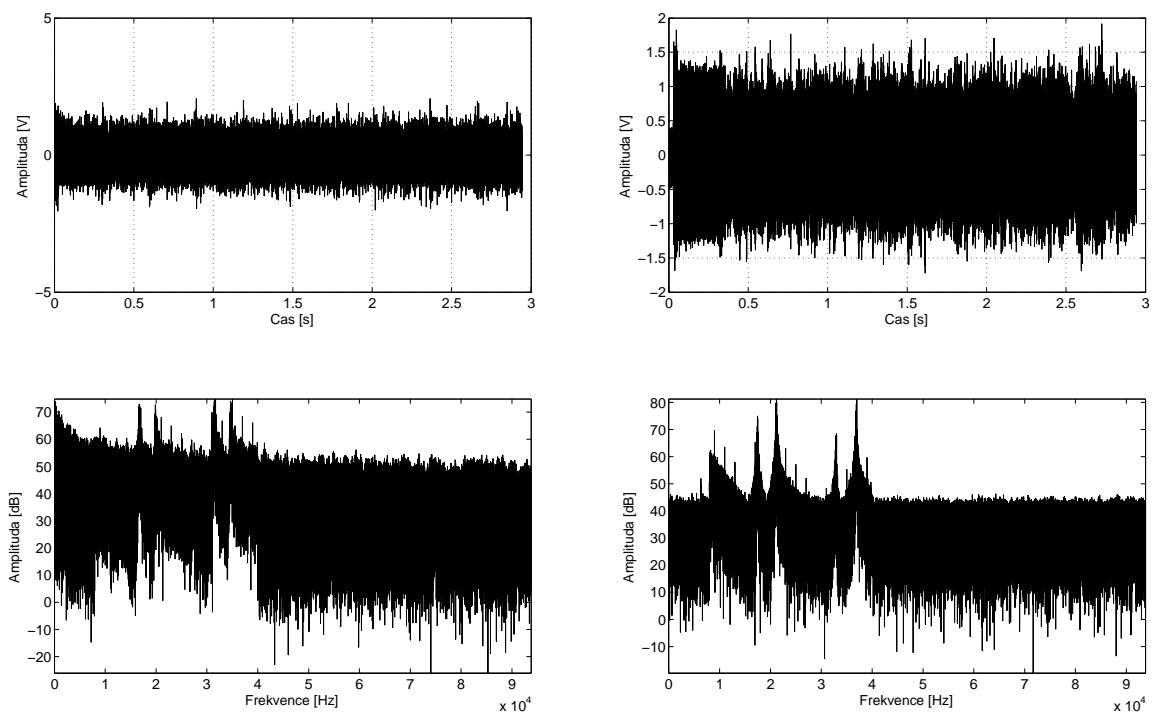
Obr. 52. Přijatý signál ve variantě A-a-8, směr vn-nn a nn-vn.



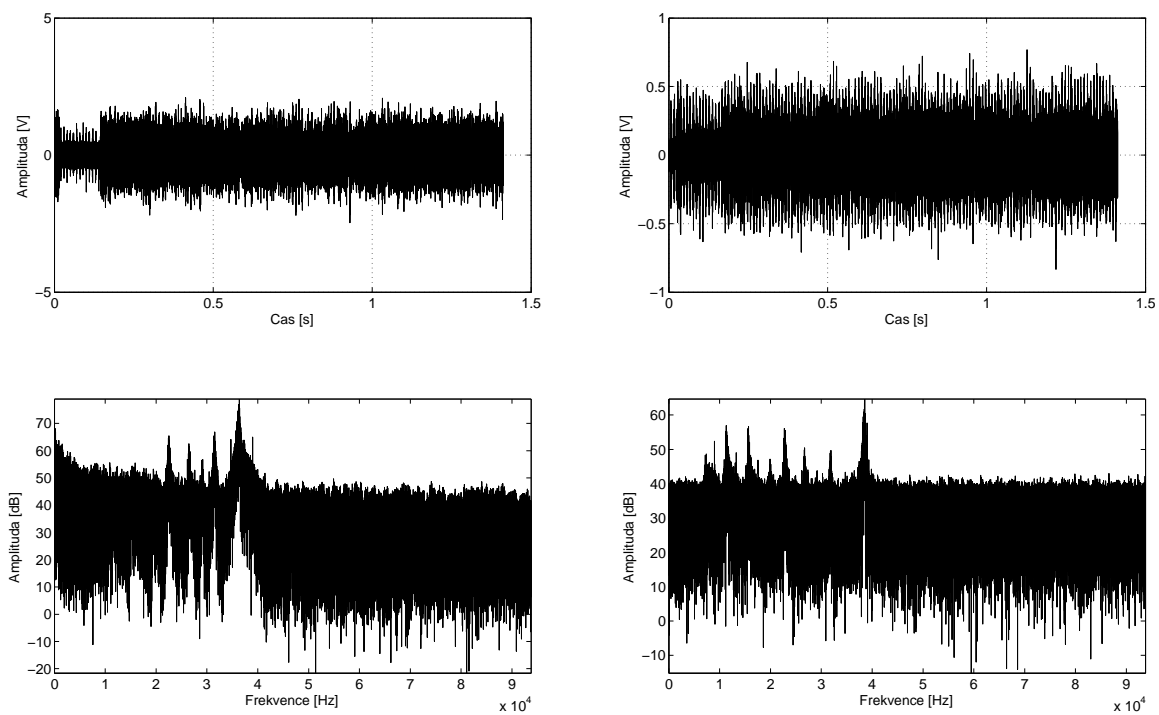
Obr. 53. Přijatý signál ve variantě A-a-16, směr vn-nn a nn-vn.



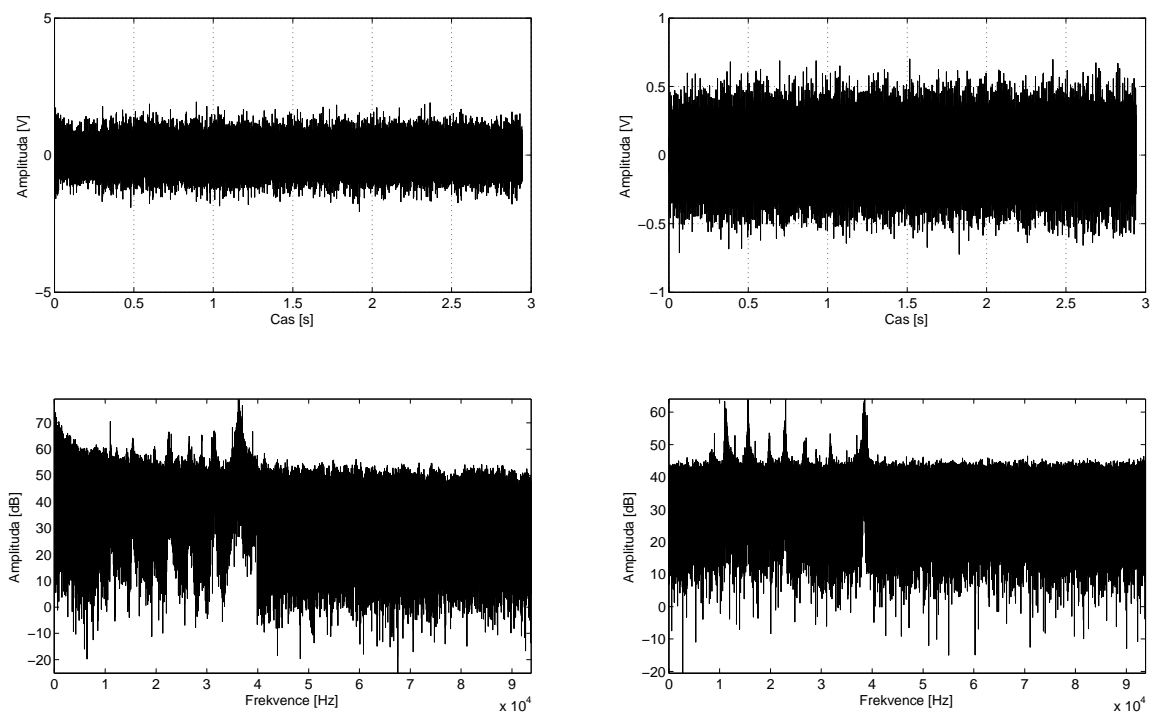
Obr. 54. Přijatý signál ve variantě B-a-8, směr vn-nn a nn-vn.



Obr. 55. Přijatý signál ve variantě B-a-16, směr vn-nn a nn-vn.



Obr. 56. Přijatý signál ve variantě C-a-8, směr vn-nn a nn-vn.



Obr. 57. Přijatý signál ve variantě C-a-16, směr vn-nn a nn-vn.

Reference

- [1] SVOBODA, J., *Využívání silnoproudých vedení a sítí pro přenos zpráv*. Česká technika - nakladatelství ČVUT, 2012, ISBN: 9788001051689.
- [2] CATALIOTTI, A., DAIDONE, A., TINÈ, G., Power Line Communication in Medium Voltage Systems: Characterization of MV Cables. *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, issue. 4, March 2008, p. 1896-1902, DOI: 10.1109/TPWRD.2008.919048.
- [3] CATALIOTTI, A., DI CARA, D., TINÈ, G., Oil-Filled MV/LV Power-Transformer Behaviour in Narrow-Band Power-Line Communication Systems. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 61, no. 10, October 2012, p. 2642-2652.
- [4] LIU, W., *Emulation of Narrowband Powerline Data Transmission Channels and Evaluation of PLC Systems*, Scientific Publishing, 2013, ISBN 978-3-7315-0071-1.
- [5] AHOLA, J., *Applicability of Power-Line Communications to Data Transfer of On-line Condition Monitoring of Electrical Drives*. Dissertation, Lappeenranta University of Technology, 2003, ISBN 951-764-783-2.
- [6] NASSAR, M., LIN, J., MORTAZAVI, Y., DABAK, A., KIM, H. I., EVANS, B. L., Local Utility Powerline Communications in the 3-500 kHz Band: Channel Impairments, Noise, and Standards. *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 29, ISSN 1053-5888, p.~116-127, 2012.
- [7] JANSE VAN RENSBURG, P., A., Effective Coupling for Power-Line Communications, dissertation, University of Johannesburg, 2008.
- [8] LEE, S., SHIN, D., KIM, Y., LEE, J., EOM, K., Measurements and Modeling of Noise on 22.9-kV Medium-Voltage Underground Power Line for Broadband Power Line Communication. In~*First International Conference, SUComS 2010*, Daejeon (Korea), Sep 2010, p.~316-325, DOI:10.1007/978-3-642-16444-6_41.
- [9] Mattrone.co, Inductive Coupler for PLC, Mattrone.com, (2015). [online] Dostupné na: <http://www.mattrone.com/> [6. srpna 2015].
- [10] CARCELLE, X., *Power Line Communications in Practice*, Artech House Telecommunications Library, 2009, ISBN: 978-1596933354.
- [11] FOUCHÉ, G., NEXANS Power Accessories, PLC G3 an IP based communication architecture for an active management of distribution network, *Journée de Mons 2013*, Université de Mons, Francie, Apr 2013, firemní prezentace.

- [12] IEEE, Carrier-wave telephony over power lines: Early history [History of Communications], *IEEE Communications Magazine*, vol. 47, issue 1, p. 14-18, Jan 2009, DOI: 10.1109/MCOM.2009.4752669.
- [13] ČAJKA, J., KVASIL, J., *Teorie lineárních obvodů*, Praha, SNTL, 1979.
- [14] ZIMA, V., BRAUN, J., ŽILKA, Z., *Lineární obvody s aktivními prvky*, Praha, SNTL, 1976.
- [15] RIEGER, F., *Lineární obvody*, Praha, SNTL, 1967.
- [16] BJERKAN, E., Høidalen, H. K., High Frequency FEM-based Power Transformer Modeling: Investigation of Internal Stresses due to Network-Initiated Overvoltages, *International Conference on Power Delivery (IPST'05)*, June 19-23, 2005, DOI: 10.1016/j.epr.2006.08.031.
- [17] BJERKAN, E., High Frequency Modelling of Power Transformers. Dissertation, Trondheim (Norway), May 2005, ISBN: 82-471-6923-1.
- [18] FILIPOVIĆ-GRCIĆ, D., FILIPOVIĆ-GRCIĆ, B., UGLEŠIĆ, I., High-Frequency Model of the Power Transformer Based on Frequency-Response Measurements, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 30, no. 1, p. 34-42, Feb. 2015, DOI: 10.1109/TPWRD.2014.2327061.
- [19] BLANKEN, P. G., A lumped winding model for use in transformer models for circuit simulation, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 16, no. 3, p. 445-460, May 2001, DOI: 10.1109/63.923778.
- [20] WADHWA, C., L., *Electrical Power Systems*. New Academic Science. 2009, ISBN: 978-1906574031.
- [21] HEINDL, M., TENBOHLEN, S., WIMMER, R., Transformer Modelling Based on Standard Frequency Response Measurements. *XVII International Symposium on High Voltage Engineering*, vol. 61, no. 10, Hannover (Germany), August 22-26, 2011.
- [22] LEON, F., SEMLYEN, A., Complete Transformer Model for Electromagnetic Transients, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 9, no. 1, p. 1052-1061, Jan 1994.
- [23] WIMMER, R., TENBOHLEN, S., FESER, K., KRAETGE, A., KRÜGER, M., CHRISTIAN, J., The influence of connection and grounding technique on the repeatability of FRA-results. *XV International Symposium on High Voltage Engineering*, Slovenia, 2007.
- [24] ANDRIEU, C., DAUPHANT, E., BOSS, D., A Frequency Dependant Model For a MV/LV Transformer. *International Conference on Power System Transients*, vol. 61, no. 10, Budapest (Hungary), June 20-24, 1999, p. 468-473.

- [25] REID, G., KIKKERT, J., Modelling Power Transformers to Determine the Effect of PVC Inverter Spurious on the Distribution Network. *Solar09, 47th ANZSES Annual Conference*, Townsville (Australia), 29 September-2 October, 2009.
- [26] GUSTAVSEN, B., Wide Band Modelling of Power Transformers. *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 19, no. 1, January, 2004, p. 414-422.
- [27] GUSTAVSEN, B., SEMLYEN, A., Rational approximation of frequency domain responses by Vector Fitting, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 14, no. 3, July 1999, p. 1052-1061.
- [28] GUSTAVSEN, B., Improving the pole relocating properties of vector fitting, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 21, no. 3, July 2006, pp. 1587-1592.
- [29] DESCHRIJVER, D., MROZOWSKI, M., DHAENE, T., ZUTTER, D., Macro-modeling of Multiport Systems Using a Fast Implementation of the Vector Fitting Method, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 6, June 2008, p. 383-385.
- [30] CARSON, J. R., Wave propagation in overhead wires with ground return. *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 5, p.~539-554, 1926.
- [31] ZIMMERMANN, M., DOSTERT, K., A Multipath Model for the Power Line Channel. *IEEE Transactions on Communication*, vol. 50, no. 4, p.~553-559, 2002.
- [32] ZIMMERMANN, M., DOSTERT, K., An Analysis of the Broadband Noise Scenario in Power-Line Networks. *International Symposium on Power-Line Communications and Its Applications*, Limerick (Ireland), April 2000, p.~131-138.
- [33] HOCH, M., Comparison of PLC G3 and PRIME. *IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, 2011.
- [34] ALI, S. S., BHATTACHARYA, A., PODDAR, D. R., Design of Bidirectional Coupling Circuit for Broadband Power-Line Communications. *Journal of Electromagnetic Analysis and Applications*, vol. 4, p.~162-166, 2012.
- [35] GUO, Y., XIE, Z., WANG, Y., A Model for 10kV Overhead Power Line Communication Channel. *Proceedings of the Second Symposium International Computer Science and Computational Technology(ISCST '09)*, ISBN 978-952-5726-07-7, p.~289-292, 2009.
- [36] CAÑETE, F. J., CORTÉS, J. A., DÍEZ, L., ENTRAMBASAGUAS, J. T., A Channel Model Proposal for Indoor Power Line Communications, *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, issue 12, p.~166-174, Dec 2011.

- [37] J. A. CORTÉS, J. A., DÍEZ, L., CAÑETE, F. J., SÁNCHEZ-MARTÍNEZ, J. J., Analysis of the Indoor Broadband Power-Line Noise Scenario, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 52, no. 4, p. 849-858, Nov. 2010.
- [38] MARCEAU, R. J., MCGILLIS, D. T., SANA, A., *Asymmetric Operation of Ac Power Transmission System*, Presses internationales Polytechnique, 2006, ISBN 978-2553014031
- [39] LIN, J., Robust Transceivers to Combat Impulsive Noise in Powerline Communications. Dissertation, Texas (USA), May 2014.
- [40] LU, X., KIM, H. I., VEDANTHAM, R., Implementing PRIME for Robust and Reliable Power Line Communication (PLC), Texas Instruments White Paper.
- [41] PRIME Alliance – Technical Working Group, “PRIME Specification”, version 1.3.6, Nov 2011, available: <http://www.prime-alliance.org> (May 2012).
- [42] EN 50065-1:2011, “Signaling in low-voltage electrical installations in the frequency range 3 kHz – 148.5 kHz – Part 1: General requirements, frequency bands and electromagnetic disturbances”, CENELEC, April 2011.
- [43] Directive 2004/108/EC, “EMC harmonised standards for telecommunication networks”, CEN, 2014.
- [44] CIGRE Working Group A2/C4.39, *Electrical transient interaction between transformers and the power systems*, 2013.
- [45] NASSAR, M., LIN, J., MORTAZAVI, Y., DABAK, A., KIM, H. I., EVANS, B. L., Cyclostationary noise modeling in narrowband powerline communication for Smart Grid applications. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP'12)*, vol. 29, March 2012, ISBN 978-1-4673-0044-5, p.~3089-3092., DOI: 10.1109/ICASSP.2012.6288568
- [46] CHUGG, K., ANASTASOPOULOS, A., CHEN, X. *Iterative detection : Adaptivity, Complexity reduction and Applications*. ISBN 0-729-37277-8, Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [47] VUCETIC, B., JUAN, J. *Space-Time coding*. ISBN 0-470-84757-3, Kluwer Academic Publishers, 2003.
- [48] VUCETIC, B., JUAN, J. *Turbo codes : Principles and Applications*. ISBN 0-792-37868-7, Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [49] BERROU, C., GLAVIEUX, A., THITMAJSHIMA, P., Near shannon limit errorcorrecting coding and decoding: Turbo-codes. In *Proceedings of the International Conference on Communications*. Geneva (Švýcarsko), p.~1064-1070, 1993.

- [50] BAHL, L. R., COCKE, J., JELINEK, F., RAVIV, J., Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate. *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. IT-20, p.~284-287, 1974.
- [51] HAGENAUER, J., HOEHER, P., A Viterbi algorithm with soft-decision outputs and its applications. In~*Proceedings of IEEE Global Telecommunications Conference 1989*, Dallas (USA), p.~1680-1686, 1989.
- [52] FORNEY, J. D., The Viterbi Algorithm. *Proceedings of the IEEE*, vol. 61, no. 3, p.~268-278, 1973.
- [53] GUNTHER, J. H., KELLER, D., MOON, T. K., A generalized BCJR algorithm and its use in turbo synchronization. In~*Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2005. Proceedings. (ICASSP '05)*, p.~837-840, 2005.
- [54] VALLES, E. L., WESEL, R. D, VILLASENOR, J. D., JONES, C. R., Carrier and Timing Synchronization of BPSK via LDPC Code Feedback. In~*Signals, Systems and Computers (ACSSC '06)*, p.~2177-2181, 2006.
- [55] GINI, F., GIANNAKIS, G. B., Frequency offset and symbol timing recovery in flat-fading channels: a cyclostationary approach. In~*IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, vol. 3, p.~400-411, 2002.
- [56] CASADEI, M., CIONI, S., CORAZZA, G. E., Advanced Iterative Symbol Timing Recovery for Mobile DVB-RCS. In~*65th IEEE Vehicular Technology Conference*, Dublin (Ireland), p.~1425-1429, 2007.
- [57] HERZET, C., RAMON, V., VANDENDORPE, L., MOENECLAHEY, M., EM algorithm-based timing synchronization in turbo receivers. In~*Proceedings of IEEE conference on Acoustic, Speech, and Signal Processing (ICASSP '03)*, vol. 4, p.~612-615, 2003.
- [58] GUENACH, M., WYMEERSCH, H., MOENECLAY, M., Joint estimation of path delay and complex gain for coded systems using the EM algorithm. In~*Seminar on Communications*, Zurich (Switzerland), p.~216-219, 2004.
- [59] RAMON, V., HERZET, C., VANDENDORPE, L., MOENECLAHEY, M., EM algorithm-based multiuser synchronization in turbo receivers. In~*Proceedings of IEEE conference on Acoustic, Speech, and Signal Processing (ICASSP '04)*, vol. 4, p.~849-852, 2004.
- [60] SYKORA, J., BURR, A. G., Iterative decoding networks with iteratively data eliminating SDD and EM based channel state estimator. In~*15th IEEE Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC '04)*, vol. 2, p.~785-790, 2004.

- [61] SYKORA, J., VCELAK, J., Iterative EM Based IMD Synchronization for Fast Time-Variant Channel with Subspace Order Recursive LS Iterator. In *Asia-Pacific Conference on Communications*, p.~921-925, 2005.
- [62] ANASTASOPOULOS, A., CHUGG, K. M., Adaptive soft-input soft-output algorithms for iterative detection with parametric uncertainty. In *IEEE Transaction on Communications*, vol. 48, vol. 10, p.~1638-1649, 2000.
- [63] NOELS, N., HERZET, C., DEJONGHE, A., LOTTICI, V., STEENDAM, H., MOENECLAAY, M., LUISE, M., VANDERDORPE, L., Turbo synchronization: an EM algorithm interpretation. In *IEEE International Conference on Communications*, vol. 4, p.~2933-2937, 2003.
- [64] HERZET, C., WYMEERSCH, H., MOENECLAY, M., VANDERDORPE, L., On Maximum-Likelihood Timing Synchronization. In *IEEE Transactions on Communications*, vol. 55, vol. 6, p.~1116-1119, 2007.
- [65] HERZET, C., NOELS, N., LOTTICI, V., WYMEERSCH, H., LUISE, M., MOENECLAY, M., VANDERDORPE, L., Code-Aided Turbo Synchronization. In *IEEE Proceedings*, vol. 95, p.~1255-1271, 2007.
- [66] PUSUNG, F. F., *Smart Grid*. Pedia Press, 2010.
- [67] KRATGE, A., KRUGER, M., VELASQUEZ, J., L., VILJOEN, H., DIERKS, A., Aspects of the Practical Application of Sweep Frequency Response Analysis (SFRA) on Power Transformers, *6'th Southern Africa Regional Conference (CIGRE'09)*, 2009.

Vybrané publikace autora

- Zavrťálek, J., Kekrt, D., Hrad, J., New Concept of PLC Modems: Multi-Carrier System for Frequency Selective Slow-Fading Channels Based on Layered SCCC Turbocodes, *Radioengineering*, vol. 24, no. 3, Sep 2015. Podíl: 60-20-20 %.
- Kekrt, D. - Zavrťálek, J. - Klíma, M. - Podgorný, R.: Implementation of Different Variants of Table-Based Frequency Synthesizers with Quadrature Output in VHDL. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*. 2012, vol. 10, no. 2, p. 81-88. ISSN 1336-1376.
Podíl: 20 %.
- Zavrťálek, J.: Elektrochemické akumulátorové články při nízkých teplotách. *Slaboproudý obzor*. 2010, roč. 65, č. 4, s. 17-22. ISSN 0037-668X.
Podíl: 100 %.
- Zavrťálek, J. - Neruda, M.: Napájecí zdroj pro extrémní podmínky. *Access server*. 2009, roč. 7, č. 12, s. 1-5. ISSN 1214-9675.
Podíl: 80 %.
- Zavrťálek, J. - Neruda, M.: Víceúčelové zařízení pro zajišťování spolehlivé funkce systému pro komunikaci a sběr dat na české polární stanici. *Access server*. 2009, roč. 7., č. 200902, s. 0002. ISSN 1214-9675.
Podíl: 50 %.
- Kekrt, D. - Podgorný, R. - Zavrťálek, J. - Boháč, L.: Jednotka softwarového rádia RF frontend. [Funkční vzorek]. 2011.
Podíl: 30 %.
- Kekrt, D. - Podgorný, R. - Zavrťálek, J. - Boháč, L.: Vysílací část rádiového front-endu. [Funkční vzorek]. 2010.
Podíl: 20 %.
- Kocur, Z. - Neruda, M. - Zavrťálek, J.: Dohledová a napájecí jednotka pro českou polární základnu. [Funkční vzorek]. 2010.
Podíl: 33 %.
- Pravda, M. - Vodrážka, J. - Zavrťálek, J.: Měřič kvality hovoru (VTQ tester). [Funkční vzorek]. 2010.
Podíl: 33 %
- Zavrťálek, J.: Měřič vybíjecích charakteristik 3V baterií. [Funkční vzorek]. 2010. Zavrťálek, J.: Napájecí zdroj pro extrémní podmínky. [Funkční vzorek]. 2009.
Podíl: 100 %.

- Zavrtálek, J.: Víceúčelové zařízení pro zajištění spolehlivé funkce systému pro komunikaci a sběr dat. [Funkční vzorek]. 2008.
Podíl: 100 %.
- Zavrtálek, J.: Vysílač, přijímač a záznamník signálu přenášeného po silnoproudém vedení. [Funkční vzorek]. 2013.
Podíl: 100 %.
- Zavrtálek, J. - Hrad, J. - Kekrt, D. - Petrovský, P. - Macejko, P.: MCM PLC modem. [Funkční vzorek]. 2014.
Podíl: 20 %.
- Kocur, Z. - Neruda, M. - Kozák, M. - Zavrtálek, J.: Řešení komunikace s českou polární základnou. [Poloprovoz]. Vlastník: ČVUT FEL, 2010
Podíl: 25 %.
- Neruda, M. - Kocur, Z. - Zavrtálek, J. - Šafránek, M.: Komunikační systém Bender pro extrémní klimatické podmínky. [Poloprovoz]. Vlastník: ČVUT FEL Katedra telekomunikační tech., 2009.
Podíl: 15 %.
- Kekrt, D. - Klíma, M. - Podgorný, R. - Zavrtálek, J. - Boháč, L.: Direct Quadrature Frequency Synthesizer Implementation in VHDL. In Knowledge in Telecommunication Technologies and Optics - KTTO 2010. Ostrava: VŠB - TUO, FEI, Katedra elektroniky a telekomunikační techniky, 2010, p. 69-74. ISBN 978-80-248-2330-0.
Podíl: 20 %.
- Pravda, M. - Zavrtálek, J. - Nemčík, M.: Voice Transmission Quality Testing and the Design of Measuring Unit. In TSP 2010 - 33rd International Conference on Telecommunications and Signal Processing. Budapest: Asszisztencia Szervező Kft., 2010, p. 397-401. ISBN 978-963-88981-0-4.
Podíl: 33 %.
- Verteletskaya, E. - Zavrtálek, J.: Laboratorní pracoviště pro inovaci předmětu Implementace algoritmů digitálního zpracování signálů v telekomunikacích. In *wRTT 2010 Proceedings*. Ostrava: VŠB - TUO, FEI, Katedra elektroniky a telekomunikační techniky, 2010, ISBN 978-80-248-2262-4.
Podíl: 50 %.

Publikace se vztahem k tématu této práce

Impaktované publikace

- Zavrtálek, J., Kekrt, D., Hrad, J., New Concept of PLC Modems: Multi-Carrier System for Frequency Selective Slow-Fading Channels Based on Layered SCCC Turbocodes, *Radioengineering*, vol. 24, no. 3, Sep 2015. Podíl: 60-20-20 %.

Recenzované publikace

- Kekrt, D. - Zavrtálek, J. - Klíma, M. - Podgorný, R.: Implementation of Different Variants of Table-Based Frequency Synthesizers with Quadrature Output in VHDL. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*. 2012, vol. 10, no. 2, p. 81-88. ISSN 1336-1376.
Podíl: 60-20-10-10 %.
- Kekrt, D. - Klíma, M. - Podgorný, R. - Zavrtálek, J. - Boháč, L.: Direct Quadrature Frequency Synthesizer Implementation in VHDL. In *Knowledge in Telecommunication Technologies and Optics - KTTO 2010*. Ostrava, p. 69-74. ISBN 978-80-248-2330-0.
Podíl: 20-20-20-20-20 %

Ostatní

- Kekrt, D. - Podgorný, R. - Zavrtálek, J. - Boháč, L.: Jednotka softwarového rádia RF frontend. [Funkční vzorek]. 2011.
Podíl: 30-30-30-10 %.
- Kekrt, D. - Podgorný, R. - Zavrtálek, J. - Boháč, L.: Vysílací část rádiového front-endu. [Funkční vzorek]. 2010.
Podíl: 30-30-20-20 %.
- Zavrtálek, J.: Vysílač, přijímač a záznamník signálu přenášeného po silnoproudém vedení. [Funkční vzorek]. 2013.
Podíl: 100 %.
- Zavrtálek, J. - Hrad, J. - Kekrt, D. - Petrovský, P. - Macejko, P.: MCM PLC modem. [Funkční vzorek]. 2014.
Podíl: 20-20-20-20-20 %.