elektrorevue
ISSN 1213 - 1539

Rok / Year: 2010 | Svazek / Volume: 12 | Číslo / Number: 6

Modely silnoproudých vedení pro počítačovou simulaci přenosu dat technologií PLC

Models of power lines for computer simulation of data transmission with the PLC technology

Jiří Mišurec , Petr Mrákava

misurec@feec.vutbr.cz

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně

Abstrakt: Příspěvek je zaměřen na problematiku datové ko-munikace po silnoproudých vedeních. Tato technologie je označována jako PLC (Power Line Communication). Širšímu nasazení této technologie do praxe v současnosti brání celá řada nedostatků. Při analýze dílčích problémůse ukazuje, že je vhodné mít k dispozici počítačový model silnoproudého vedení, který by umožňoval vhodněsimulovat datový přenos po silnoproudém vedení. Příspěvek ukazuje možný způsob modelování celého komunikačního řetězce včetněpřipojených silnoproudých zařízení, které se v vyskytují v energetické síti. Řada prací se věnuje právěmožným modelům silnoproudých vedení pro datovou komunikaci. Tento článek je příspěvkem k této problematice.

Abstract: The paper is focused on some problems of data communication over power line. There are many of problems which protect for widely using in practices. The main are disturbance, radiating, small coverage and elements of power grid. The suitable model of power line is necessary for computer analyzing.

elektrorevue ISSN 1213 - 1539

Modely silnoproudých vedení pro počítačovou simulaci přenosu dat technologií PLC

Jiří Mišurec , Petr Mrákava

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně
Email: misurec@feec.vutbr.cz

Abstrakt *– Příspěvek je zaměřen na problematiku datové komunikace po silnoproudých vedeních. Tato technologie je označována jako PLC (Power Line Communication). Širšímu nasazení této technologie do praxe v současnosti brání celá řada nedostatků. Při analýze dílčích problémů se ukazuje, že je vhodné mít k dispozici počítačový model silnoproudého vedení, který by umožňoval vhodně simulovat datový přenos po silnoproudém vedení. Příspěvek ukazuje možný způsob modelování celého komunikačního řetězce včetně připojených silnoproudých zařízení, které se v vyskytují v energetické síti. Řada prací se věnuje právě možným modelům silnoproudých vedení pro datovou komunikaci. Tento článek je příspěvkem k této problematice.*

1 Úvod

Technologie PLC (Power Line Communication) využívá pro datovou komunikaci silnoproudé vedení. Potřeba využití rozvodu elektrické energie i k přenosu řídicích signálů, telefonii apod. vzniká s rozvojem energetických sítí takřka souběžně. V dnešní době ovšem tato technologie získává na důležitosti. Je to dáno především velkou potřebou datových kanálů pro komunikaci s řídicími a měřicími systémy v energetice. Jejich rozvoj se očekává s nástupem systémů AMR (Automated Meter Reading) a AMM (Automated Meter Management), které jsou součástí nového trendu měření a řízení, tzv. systémy Smart Metering.

Na silnoproudé vedení jsou v tomto případě kladeny poměrně rozdílné a spíše protichůdné požadavky. V elektroenergetice se vedení zejména sleduje z hlediska přenosu elektrické energie (maximální přenos výkonu, kvalita, ztráty, cena, atd.) s kmitočtem sítě 50 Hz. V technologii PLC systémů je třeba zajistit přenos vysokofrekvenčního signálu. V případě systémů AMR, AMM se bude zřejmě jednat o vymezené pásmo úzkopásmového PLC, využívající pásmo 3 -148.5 kHz. Proto je snaha nalézt popis silnoproudého vedení jak z hlediska elektroenergetiky (přenosu elektrické energie), tak i z hlediska telekomunikací (přenosu dat). V současné době technologie PLC počítá s využitím vedení na napěťových hladinách nízkého napětí (NN) 230/400 V a vysokého napětí (VN) do 35 kV.

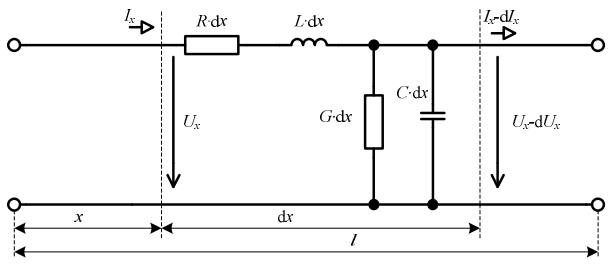
Silnoproudé vedení je jen jeden prvek z mnoha prvků elektrických sítí, obsahující další prky jako transformátory, ochrany, generátory, kompenzátory, tlumivky, rozdílné zátěže a mnoho dalších. Prostřednictvím elektrického vedení dochází k přenosu a rozvodu elektrické energie. Propojuje dva uzly elektrické sítě. Uzel je místo připojení zdroje, spotřebiče, transformátoru, rozvětvení sítě, rozvodny nebo místo změny druhu vedení. Pro potřeby popisu a modelování vedení je příspěvek zaměřen pouze na popis vedení mezi dvěma uzly sítě, propojené jedním druhem vedení a na uvažované napěťové hladině nízkého napětí 230/400 V. Vzhledem k reálnému dosahu signálu technologie PLC a potřebám komunikačních kanalů se právě na hladině NN dá zřejmě očekávat největší rozvoj a využití.

Na napěťové hladině nízkého napětí se vyskytují dva možné způsoby provedení silnoproudého připojení a to jednak pomocí venkovního vedení a jednak kabelovým vedením. Venkovní a kabelová vedení se dále dělí dle způsobu uložení, provedení fázových vodičů atd. Toto však nemá zásadní vliv z hlediska modelování pro technologii PLC. I když je popis venkovních a kabelových vedení v základních paramatrech shodný, je další popis a parametry vedení uvažováno pro kabelové vedení.

Pro základní popis vedení jsou jak v elektroenergetice tak i v komunikacích používány čtyři základní parametry. Tyto parametry určují základní vlastnosti vedení a je jimi tvořen i základní model vedení. Uvažovány jsou tyto základní primární parametry vedení popisující elektrické vlastnosti:

- měrný odpor (resistance) R [Ω/km],
- měrná indukčnost (inductance) L [mH/km],
- měrný svod (conductance) G [μS/km],
- měrná kapacita (capacitance) C [nF/km].

V energetice jsou parametry silnoproudého vedení všeobecně určeny podélnou impedancí Z a příčnou admitancí Y, při kmitočtu f (50 Hz, resp. 60 Hz). Tyto parametry popisují konkrétní vedení o určité délce, rozpětí, výšce nad zemí, použitém materiálu, izolaci, umístění žil v kabelu atd. Základní obvodový model dvouvodičového homogenního vedení, elementární délky l, popsaný primárními parametry je známý ve tvaru ekvivalentního obvodu uvedeném na obr. 1.



Obr. 1: Model úseku homogenního vedení.

Z primárních parametrů je možné určit další parametry vedení

- měrný činitel přenosu (činitel šíření)

$$\gamma = \sqrt{\mathbf{Z}\cdot\mathbf{Y}} = \sqrt{(R+\mathrm{j}\omega L)\cdot(G+\mathrm{j}\omega C)} = \alpha + \mathrm{j}\beta, \quad (1)$$

kde α je mrný útlum v dB/km a β je měrný fázový posuv v rad/km, a

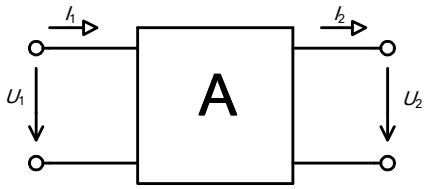
- charakteristická impedance

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mathbf{Z}}{\mathbf{Y}}} = \sqrt{\frac{(R + \mathrm{j}\omega L)}{(G + \mathrm{j}\omega C)}}, \tag{2}$$

které tvoří sekundární parametry vedení, viz např. [2], [8], [9] a jinde.

2 Modely silnoproudých vedení v energetice

Model vedení s rovnoměrně rozloženými parametry se většinou v elektroenergetice nepoužívá. Je to dáno především tím, jaké jevy je třeba z pohledu přenosu energie sledovat. Proto se jako model často používá náhrada silnoproudého vedení pomocí dvojbranů. Tato náhrada je dostatečně přesná pro účely přenosu elektrické energie. Parametry vedení jsou soustředěny pouze do jednoho bodu a napětí a proud jsou v jednom čase stejné ve všech místech vedení. Nejčastější používané dvojbrany jsou Π článek, Γ článek a T článek. Pomocí uvedených dvojbranů lze nahradit jak celé vedení, tak i jenom určitý úsek vedení. Pro modelování dalších vlastností či připojených zařízení je možné články zapojovat kaskádně za sebou a získat tak celý úsek silnoproudého řetězce, např. od transformátoru až po model zátěže, jak je např. uvedeno v lit. [2]. Z tohoto důvodu se pro popis dvojbranů používá kaskádní tvar rovnic, vycházející z obecného dvojbranu, viz obr. 2. Oproti popisu vlastností obecného dvojbranu zaužívanému v teorii obvodů je v případě popisu vedení opačný směr výstupního proudu I_2 . Rovněž při řešení náhradního schématu homogenního vedení (viz obr. 1) je zvolen opačný směr výstupního proudu než je zvykem při popisu obvodů. V případě popisu vedení jsou zvolené orientace napětí a proudů pro popis poměrů na vedení logičtější.



Obr. 2: Dvojbran pro určení kaskádních parametrů vedení.

Kaskádní rovnice dvojbranu potom mají tvar:

$$U_1 = A \cdot U_2 + B \cdot I_2, \tag{3}$$

$$I_1 = C \cdot U_2 + D \cdot I_2, \tag{4}$$

a v maticovém tvaru pak

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix}. \tag{5}$$

V literatuře zabývající se popisem vedení [9] je matice **A** nazývána jako matice *ABCD* přenosových parametrů a jednotlivé prvky matice jsou značeny velkými písmeny *A, B, C, D.* V elektroenergetice jsou tyto prvky označovány jako tzv. Blondelovy konstanty. V teorii obvodů tato matice obsahuje kaskádní parametry označované jako a_{11} až a_{22} . Uvedené vztahy slouží pro určení napětí a proudu na začátku vedení, pokud známe poměry na konci vedení. Pokud známe poměry na začátku vedení a počítáme napětí a proud na konci vedení, pak se patřičně změní kaskádní rovnice. Fyzikální význam kaskádních parametrů je zřejmý a vyjadřuje stavy vedení naprázdno a nakrátko

$$A = a_{11} = \left.\frac{U_1}{U_2}\right|_{I_2=0}, \tag{6}$$

$$B = a_{12} = \left.\frac{U_1}{I_2}\right|_{U_2=0}, \tag{7}$$

$$C = a_{21} = \left.\frac{I_1}{U_2}\right|_{I_2=0}, \tag{8}$$

$$D = a_{22} = \left.\frac{I_1}{I_2}\right|_{U_2=0}. \tag{9}$$

Vzhledem k tomu, že většina simulačních programů pro simulaci elektronických obvodů (např. PSpice, MicroCap, aj.) používá označení kaskádních parametrů $a_{11} \div a_{22}$, bude toto značení používáno v dalším textu.

Parametr a_{11} je přenos napětí, a_{12} je přenosová impedance, a_{21} je přenosová admitance, a_{21} je zpětný přenos proudu. Většina programových obvodových simulátorů pro simulaci elektronických obvodů (např. PSpice, MicroCap, aj.) může používat při simulaci obecných obvodů dvojbrany popsané kaskádními parametry $a_{11} \div a_{22}$. Proto je při počítačovém modelování částí vedení včetně prvků připojených do elektrické sítě vhodné jednotlivé bloky popsat kaskádními parametry a celý řetězec modelovat pomocí kaskádně spojených dvojbranů. To umožňuje modelování vedení jako celku, ale i jednoduše zkoumat vliv jednotlivých dílčích částí.

Určení počtu dílčích článků (Π, Γ a T), které modelují vedení je třeba posoudit na základě následující úvahy. Pro elektricky krátké vedení platí

$$|\gamma \cdot l| < 1. \tag{10}$$

V tomto případě lze pro elektricky krátké vedení uvažovat náhradní model s jedním článkem, který je popsán přímo primárními parametry vedení. Naopak pro elektricky dlouhá vedení, kdy platí

$$|\gamma \cdot l| > 1, \tag{11}$$

je možné model vytvořit vícenásobným kaskádním zapojením elementárních dvojbranů, popsaných maticí **A**.

Je zřejmé, že čím je počet elementárních dvojbranů větší, tím bude model vedení přesnější. Avšak neúměrné zvyšování počtu elementárních článků značně komplikuje výpočty případně, pokud je umělé vedení realizováno, ztěžuje jeho konstrukci. Je proto nezbytné stanovit kritérium pro empirické určení počtu článků. Při stanovení minimálního počtu dojbranů se jako dostatečné ukazuje uvažovat zpoždění vedení a maximální kmitočtový rozsah, pro který bude model používán. Jednoduchým kriteriem zpravidla je, aby poměr periody nej-

vyššího přenášeného kmitočtu f_s a zpoždění jednoho článku t_d byl minimálně dvojnásobný než počet použitých elementárních článků n_e. Tato podmínka se ukazuje být ve většině případů dostatečná. Celkové zpoždění T_D měrného úseku vedení lze pro dostatečně vysoké kmitočty určit z měrné indukčnosti a měrné kapacity podle známého vztahu

$$T_D = \sqrt{LC}. \tag{12}$$

Je-li model vedení složen z n_e elementárních úseků, potom zpoždění jednoho úseku bude

$$t_d = \frac{T_d}{n_e}. \tag{13}$$

Počet elementárních dvojbranů lze pak pro nejvyšší přenášený kmitočet stanovit ze vztahu

$$n_e > 2\pi f_s \sqrt{LC}. \tag{14}$$

Řešení modelů vedení pomocí kaskádně zapojených elementárních dvojbranů vykazuje některé výhody při využití počítačových simulačních programů. Především tyto programu umožňují pracovat s elemetárními články, dvojbrany, které je možné popsat kaskádními parametry. Kaskádní řešení poskytuje možnost volit určitou míru složitosti a přesnosti modelovaného vedení. Je rovněž možné, definovat jednotlivé bloky jako makromodely, popisující datový kanál. Příkladem je např. řešení uvedené v lit [2],[3], které je uvedeno obr. 3.

Jak je zřejmé, každá část vedení s připojenými prvky, v tomto případě se jedná o dva vazební členy PLC modemů, přívodní kabel k motoru a vlastní motor, je popsána samostatnou kaskádní maticí $\mathbf{A}_1$ až $\mathbf{A}_6$. Vnitřní seriovou impedanci Z_s zdroje signálu U_s a paralelní impedanci zátěže Z_L lze rovněž popsat kaskádními parametry a zahrnout je do výsledné přenosové funkce. Výslednou kaskádní matici modelovaného vedení jednoduše získáme jako součin dílčích kaskádních matic, tedy

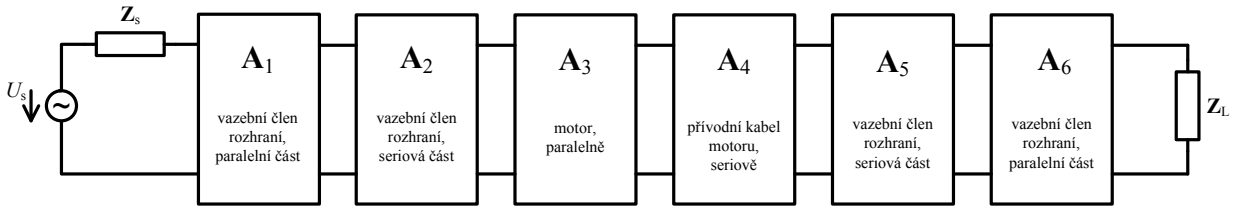
$$\mathbf{A} = \prod_{i=1}^{n} \mathbf{A}_i, \tag{15}$$

kde n je počet dílčích částí popsaných kaskadní maticí.

3 Přenosové funkce kaskádního modelu silnoproudého vedení

Kaskádní model silnoproudého vedení je naznačen v předchozí části. Odtud vyplývá, že vedení je rozděleno na dílčí části, které jsou popsány kmitočtově závislými kaskádními parametry $a_{11} \div a_{22}$. Výsledná přenosová kaskádní matice je dána vztahem (15) a umožňuje získat přenosové funkce modelu vedení na základě znalosti parametrů $a_{11} \div a_{22}$ dílčích částí. V tab. 1 jsou uvedeny vztahy pro přenos napětí v závislosti na kaskádních parametrech dílčích částí pro různý počet n uvažovaných elementárních dvojbranů. V tabulce ${}^{n}a_{11} \div {}^{n}a_{22}$ označuje kaskádní parametry n-tého elementárního dvojbranu.

Pro vyšší počet elementárních dvojbranů vychází přenosové funkce poněkud rozsáhlé. Při počítačové simulaci však toto do určité míry rozsahu nevadí, jedná se o běžné maticové operace a výpočty příslušných algebraických doplňků.



Obr. 3: Kaskádní model vedení s připojeným motorem.

Tabulka 1: Výpočtové vztahy pro přenos napětí

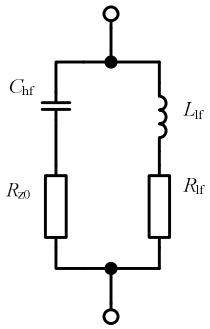
n	K_V přenos napětí
1	$\frac{1}{{}^{1}a_{11}}$
2	$\frac{1}{{}^{1}a_{11} \cdot {}^{2}a_{11} + {}^{1}a_{12} \cdot {}^{2}a_{21}}$
3	$\frac{1}{{}^{1}a_{11} \cdot {}^{2}a_{11} \cdot {}^{3}a_{11} + {}^{1}a_{11} \cdot {}^{2}a_{12} \cdot {}^{3}a_{21} + {}^{1}a_{12} \cdot {}^{2}a_{22} \cdot {}^{3}a_{21} + {}^{1}a_{12} \cdot {}^{2}a_{21} \cdot {}^{3}a_{11}}$

4	$\frac{1}{{}^{1}a_{11}\cdot{}^{2}a_{11}\cdot{}^{3}a_{11}\cdot{}^{4}a_{11}+{}^{1}a_{11}\cdot{}^{2}a_{11}\cdot{}^{3}a_{12}\cdot{}^{4}a_{21}+{}^{1}a_{11}\cdot{}^{2}a_{12}\cdot{}^{3}a_{22}\cdot{}^{4}a_{21}+{}^{1}a_{11}\cdot{}^{2}a_{12}\cdot{}^{3}a_{21}\cdot{}^{4}a_{11}+\cdots}\cdots$ $\cdots\frac{1}{+{}^{1}a_{12}\cdot{}^{2}a_{22}\cdot{}^{3}a_{22}\cdot{}^{4}a_{21}+{}^{1}a_{12}\cdot{}^{2}a_{22}\cdot{}^{3}a_{21}\cdot{}^{4}a_{11}+{}^{1}a_{12}\cdot{}^{2}a_{21}\cdot{}^{3}a_{11}\cdot{}^{4}a_{11}+{}^{1}a_{12}\cdot{}^{2}a_{21}\cdot{}^{3}a_{12}\cdot{}^{4}a_{21}}$
5	$\frac{1}{{}^{1}a_{11}\cdot{}^{2}a_{11}\cdot{}^{3}a_{11}\cdot{}^{4}a_{11}\cdot{}^{5}a_{11}+{}^{1}a_{11}\cdot{}^{2}a_{11}\cdot{}^{3}a_{12}\cdot{}^{4}a_{22}\cdot{}^{5}a_{21}+{}^{1}a_{11}\cdot{}^{2}a_{11}\cdot{}^{3}a_{12}\cdot{}^{4}a_{22}\cdot{}^{5}a_{21}+{}^{1}a_{11}\cdot{}^{2}a_{11}\cdot{}^{3}a_{12}\cdot{}^{4}a_{21}\cdot{}^{5}a_{11}+\cdots}\cdots$ $\cdots\frac{1}{+{}^{1}a_{11}\cdot{}^{2}a_{12}\cdot{}^{3}a_{22}\cdot{}^{4}a_{22}\cdot{}^{5}a_{21}+{}^{1}a_{11}\cdot{}^{2}a_{12}\cdot{}^{3}a_{22}\cdot{}^{4}a_{21}\cdot{}^{5}a_{11}+{}^{1}a_{11}\cdot{}^{2}a_{12}\cdot{}^{3}a_{21}\cdot{}^{4}a_{11}\cdot{}^{5}a_{11}+{}^{1}a_{11}\cdot{}^{2}a_{12}\cdot{}^{3}a_{21}\cdot{}^{4}a_{12}\cdot{}^{5}a_{21}+\cdots}\cdots$ $\cdots\frac{1}{+{}^{1}a_{12}\cdot{}^{2}a_{22}\cdot{}^{3}a_{22}\cdot{}^{4}a_{22}\cdot{}^{5}a_{21}+{}^{1}a_{12}\cdot{}^{2}a_{22}\cdot{}^{3}a_{22}\cdot{}^{4}a_{21}\cdot{}^{5}a_{11}+{}^{1}a_{12}\cdot{}^{2}a_{22}\cdot{}^{3}a_{21}\cdot{}^{4}a_{11}\cdot{}^{5}a_{11}+{}^{1}a_{12}\cdot{}^{2}a_{22}\cdot{}^{3}a_{21}\cdot{}^{4}a_{12}\cdot{}^{5}a_{21}+\cdots}\cdots$ $\cdots\frac{1}{+{}^{1}a_{12}\cdot{}^{2}a_{21}\cdot{}^{3}a_{11}\cdot{}^{4}a_{11}\cdot{}^{5}a_{11}+{}^{1}a_{12}\cdot{}^{2}a_{21}\cdot{}^{3}a_{11}\cdot{}^{4}a_{12}\cdot{}^{5}a_{21}+{}^{1}a_{12}\cdot{}^{2}a_{21}\cdot{}^{3}a_{12}\cdot{}^{4}a_{22}\cdot{}^{5}a_{21}+{}^{1}a_{12}\cdot{}^{2}a_{21}\cdot{}^{3}a_{12}\cdot{}^{4}a_{21}\cdot{}^{5}a_{11}}$
6	$\frac{1}{{}^{1}a_{11}\cdot{}^{2}a_{11}\cdot{}^{3}a_{11}\cdot{}^{4}a_{11}\cdot{}^{5}a_{11}\cdot{}^{6}a_{11}+{}^{1}a_{11}\cdot{}^{2}a_{11}\cdot{}^{3}a_{11}\cdot{}^{4}a_{11}\cdot{}^{5}a_{12}\cdot{}^{6}a_{21}+{}^{1}a_{11}\cdot{}^{2}a_{11}\cdot{}^{3}a_{11}\cdot{}^{4}a_{12}\cdot{}^{5}a_{22}\cdot{}^{6}a_{21}+\cdots}\cdots$ $\cdots\frac{1}{+{}^{1}a_{11}\cdot{}^{2}a_{11}\cdot{}^{3}a_{11}\cdot{}^{4}a_{12}\cdot{}^{5}a_{21}\cdot{}^{6}a_{11}+{}^{1}a_{11}\cdot{}^{2}a_{11}\cdot{}^{3}a_{12}\cdot{}^{4}a_{22}\cdot{}^{5}a_{22}\cdot{}^{6}a_{21}+{}^{1}a_{11}\cdot{}^{2}a_{11}\cdot{}^{3}a_{12}\cdot{}^{4}a_{22}\cdot{}^{5}a_{21}\cdot{}^{6}a_{11}+\cdots}\cdots$ $\cdots\frac{1}{+{}^{1}a_{11}\cdot{}^{2}a_{11}\cdot{}^{3}a_{12}\cdot{}^{4}a_{21}\cdot{}^{5}a_{11}\cdot{}^{6}a_{11}+{}^{1}a_{11}\cdot{}^{2}a_{11}\cdot{}^{3}a_{12}\cdot{}^{4}a_{21}\cdot{}^{5}a_{12}\cdot{}^{6}a_{21}+{}^{1}a_{11}\cdot{}^{2}a_{12}\cdot{}^{3}a_{22}\cdot{}^{4}a_{22}\cdot{}^{5}a_{22}\cdot{}^{6}a_{21}+\cdots}\cdots$ $\cdots\frac{1}{+{}^{1}a_{11}\cdot{}^{2}a_{12}\cdot{}^{3}a_{22}\cdot{}^{4}a_{22}\cdot{}^{5}a_{21}\cdot{}^{6}a_{11}+{}^{1}a_{11}\cdot{}^{2}a_{12}\cdot{}^{3}a_{22}\cdot{}^{4}a_{21}\cdot{}^{5}a_{11}\cdot{}^{6}a_{11}+{}^{1}a_{11}\cdot{}^{2}a_{12}\cdot{}^{3}a_{22}\cdot{}^{4}a_{21}\cdot{}^{5}a_{12}\cdot{}^{6}a_{21}+\cdots}\cdots$ $\cdots\frac{1}{+{}^{1}a_{11}\cdot{}^{2}a_{12}\cdot{}^{3}a_{21}\cdot{}^{4}a_{11}\cdot{}^{5}a_{11}\cdot{}^{6}a_{11}+{}^{1}a_{11}\cdot{}^{2}a_{12}\cdot{}^{3}a_{21}\cdot{}^{4}a_{11}\cdot{}^{5}a_{12}\cdot{}^{6}a_{21}+{}^{1}a_{11}\cdot{}^{2}a_{12}\cdot{}^{3}a_{21}\cdot{}^{4}a_{12}\cdot{}^{5}a_{22}\cdot{}^{6}a_{21}+\cdots}\cdots$ $\cdots\frac{1}{+{}^{1}a_{11}\cdot{}^{2}a_{12}\cdot{}^{3}a_{21}\cdot{}^{4}a_{12}\cdot{}^{5}a_{21}\cdot{}^{6}a_{11}+{}^{1}a_{12}\cdot{}^{2}a_{22}\cdot{}^{3}a_{22}\cdot{}^{4}a_{22}\cdot{}^{5}a_{22}\cdot{}^{6}a_{21}+{}^{1}a_{12}\cdot{}^{2}a_{22}\cdot{}^{3}a_{22}\cdot{}^{4}a_{22}\cdot{}^{5}a_{21}\cdot{}^{6}a_{11}+\cdots}\cdots$ $\cdots\frac{1}{+{}^{1}a_{12}\cdot{}^{2}a_{22}\cdot{}^{3}a_{22}\cdot{}^{4}a_{21}\cdot{}^{5}a_{11}\cdot{}^{6}a_{11}+{}^{1}a_{12}\cdot{}^{2}a_{22}\cdot{}^{3}a_{22}\cdot{}^{4}a_{21}\cdot{}^{5}a_{12}\cdot{}^{6}a_{21}+{}^{1}a_{12}\cdot{}^{2}a_{22}\cdot{}^{3}a_{21}\cdot{}^{4}a_{11}\cdot{}^{5}a_{11}\cdot{}^{6}a_{11}+\cdots}\cdots$ $\cdots\frac{1}{+{}^{1}a_{12}\cdot{}^{2}a_{22}\cdot{}^{3}a_{21}\cdot{}^{4}a_{11}\cdot{}^{5}a_{12}\cdot{}^{6}a_{21}+{}^{1}a_{12}\cdot{}^{2}a_{22}\cdot{}^{3}a_{21}\cdot{}^{4}a_{12}\cdot{}^{5}a_{22}\cdot{}^{6}a_{21}+{}^{1}a_{12}\cdot{}^{2}a_{22}\cdot{}^{3}a_{21}\cdot{}^{4}a_{12}\cdot{}^{5}a_{21}\cdot{}^{6}a_{11}+\cdots}\cdots$ $\cdots\frac{1}{+{}^{1}a_{12}\cdot{}^{2}a_{21}\cdot{}^{3}a_{11}\cdot{}^{4}a_{11}\cdot{}^{5}a_{11}\cdot{}^{6}a_{11}+{}^{1}a_{12}\cdot{}^{2}a_{21}\cdot{}^{3}a_{11}\cdot{}^{4}a_{11}\cdot{}^{5}a_{12}\cdot{}^{6}a_{21}+{}^{1}a_{12}\cdot{}^{2}a_{21}\cdot{}^{3}a_{11}\cdot{}^{4}a_{12}\cdot{}^{5}a_{22}\cdot{}^{6}a_{21}+\cdots}\cdots$ $\cdots\frac{1}{+{}^{1}a_{12}\cdot{}^{2}a_{21}\cdot{}^{3}a_{11}\cdot{}^{4}a_{12}\cdot{}^{5}a_{21}\cdot{}^{6}a_{11}+{}^{1}a_{12}\cdot{}^{2}a_{21}\cdot{}^{3}a_{12}\cdot{}^{4}a_{22}\cdot{}^{5}a_{22}\cdot{}^{6}a_{21}+{}^{1}a_{12}\cdot{}^{2}a_{21}\cdot{}^{3}a_{12}\cdot{}^{4}a_{22}\cdot{}^{5}a_{21}\cdot{}^{6}a_{11}+\cdots}\cdots$ $\cdots\frac{1}{+{}^{1}a_{12}\cdot{}^{2}a_{21}\cdot{}^{3}a_{12}\cdot{}^{4}a_{21}\cdot{}^{5}a_{11}\cdot{}^{6}a_{11}+{}^{1}a_{12}\cdot{}^{2}a_{21}\cdot{}^{3}a_{12}\cdot{}^{4}a_{21}\cdot{}^{5}a_{12}\cdot{}^{6}a_{21}}$

4 Model elektromotoru

Jak vyplývá z obr. 6 je model vedení rozdělen na určitý počet částí, kdy jednotlivé části jsou popsány kaskádními maticemi. Připojená zařízení do silnoproudé sítě zásadně ovlivňují přenos dat systémů PLC. Je proto důležité poměrně dobře stanovit parametry dílčích částí. V uvedeném modelu je jako zátěž uvažován elektromotor, který představuje impedanci připojenou na vedení. Impedance elektromotoru je závislá na řadě parametrů, především na indukční magnetizaci a na rozptylové indukčnosti vinutí statoru, odporu vinutí statoru, rozptylové indukčnosti a odporu vinutí rotoru a mechanické zátěži elektromotoru. Na vyšších kmitočtech rozptylová kapacita a další rozptylové indukčnosti mají vliv na celkovou impedanci elektromotoru. Navíc vlivem skin efektu všechny odpory elektrického motoru vzrůstají a jsou závislé na kmitočtu.

Modely elektromotorů jsou v literatuře uváděny různé. V tomto případě uvažujme model uvedený např. v [2], [4], který je uveden na obr. 4.



Obr. 4: Impedanční model elektromotoru [2],[4].

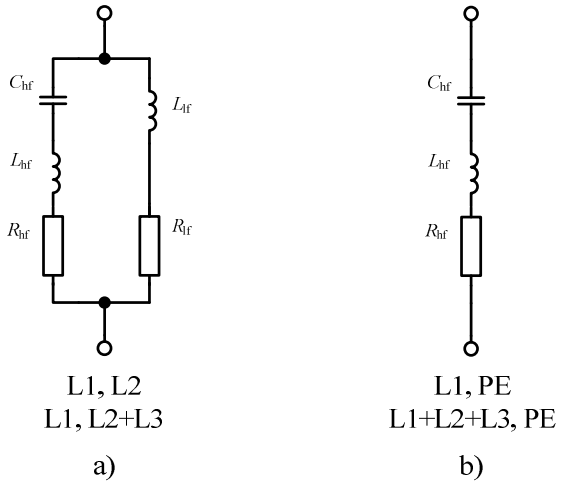
Úplný model elektromotoru je kombinace vícenásobného fázově pásmových modelů do podoby kompletní fáze otáčení pro každou fázi. Uvedený model je tedy značně zjednodušený a modeluje základní parametry, kde C_{hf} je kapacita na vysokých kmitočtech, R_{z0} je charakteristický odpor, L_{lf} je indukčnost na nízkých kmitočtech a R_{lf} je odpor na nízkých kmitočtech daný odporem vinutí statoru. Experimentální výsledky uvedené v [4], [5] ukazují, že pro impedanci elektromotoru v pásmu kmitočtů 1 kHz - 100 kHz je charakteristické, že:

- impedance má induktivní charakter v okolí kmitočtu silnouproudé sítě (50/60 Hz) a s kmitočtem lineárně roste,
- nejvyšší hodnota impedance je v oblasti kmitočtů 10 kHz – 100 kHz a dosahuje hodnoty cca 1 – 10 kΩ, v tomto případě se motor chová jako paralelní rezonanční obvod,
- za rezonančním kmitočtem má impedance kapacitní charakter a hodnota klesá na cca desítky Ω.

Provedená měření na vytipované skupině třífázových elektromotorů s výkonem 15 – 250 kW publikované v [2] ukazují, že například při signálové vazdě L1,PE a jmenovitém napětí 400 V jsou vypočtené parametry v rozsahu L_{hf} = 140÷240 nH (indukčnost na vysokých kmitočtech), C_{hf} = 0,8÷12,2 nF a R_{hf} = 1÷6 Ω (odpor na vysokých kmitočtech) při seriové rezonanci v pásmu kmitočtů 100 kHz – 30 MHz. Se změnou signálové vazby se výrazně mění pouze odpor na vysokých kmitočtech, a to až do hodnoty cca 12 Ω.

Pro zkoumání jevů v silnouproudých sítích nízkého napětí je třeba uvedený impedanční model dopřesnit. Model naznačený na obr. 7 je vhodný pro použití v kmitočtovém pásmu do cca 1 MHz. Pro potřeby modelování systémů PLC je zapotřebí, aby uvažovaná zátěž (elektromotor) a její impedance byla modelována v kmitočtovém pásmu 3÷30 MHz, které systémy PLC využívají. V tomto pásmu se u uvedené zátěže, elektromotoru, objevují paralelní a seriové rezonance.

Pro potřeby modelování se systémy PLC jsou proto vhodnější modely popsané v [2], [6], které jsou uvedeny na obr. 5. Použití jednotlivých modelů je závislé na způsobu signálové vazby na silnoproudé fázové vodiče. Model na obr. 5a je vhodný při použití signálové vazby na fázové vodiče L1, L2 a L1, L2+L3 a model na obr. 5b je vhodný pro signálovou vazbu na vodiče L1, PE a L1+L2+L3, PE.



Obr. 5: Modifikovaný impedanční model elektromotoru, a) model A (L1, L2 a L1, L2+L3) b) model B (L1, PE a L1+L2+L3, PE) [2].

Jednotlivé parametry v modelu (obr. 5) mají následující význam:

L_{lf} – indukčnost vinutí statoru na nízkých kmitočtech,

R_{lf} – odpor vinutí statoru na nízkých kmitočtech,

C_{hf} – kapacita při protékajícím proudu na vysokých kmitočtech,

L_{hf} – indukčnost při protékajícím proudu na vysokých kmitočtech,

R_{hf} – odpor při protékajícím proudu na vysokých kmičtech.

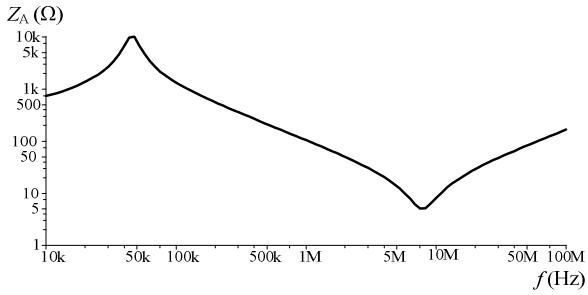
Impedance Z_A modelu (A) podle obr.58a je dána vztahem

$$Z_A = \frac{R_{lf} + s\left(C_{hf}R_{lf}R_{hf} + L_{lf}\right) + s^2\left(C_{hf}L_{lf}R_{hf} + C_{hf}L_{hf}R_{lf}\right) + s^2 C_{hf}L_{hf}L_{lf}}{1 + s\left(C_{hf}R_{lf} + C_{hf}R_{hf}\right) + s^2\left(C_{hf}L_{hf} + C_{hf}L_{lf}\right)} \tag{16}$$

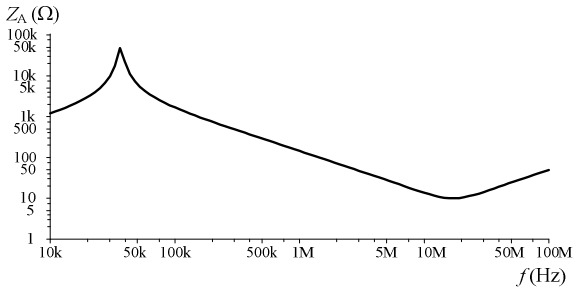
a impedance Z_B pro model (B) podle obr. 5b je určena vztahem

$$Z_B = \frac{1 + sC_{hf}R_{hf} + s^2 C_{hf}L_{hf}}{sC_{hf}}. \tag{17}$$

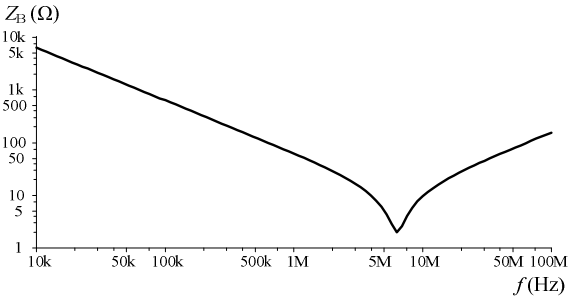
Kmitočtové závislosti impedancí uvedených modelů elektromotorů v pásmu kmitočtů 10 kHz až 30 MHz jsou uvedeny na obr. 6, pro různé signálové vazby na fázové vodiče.



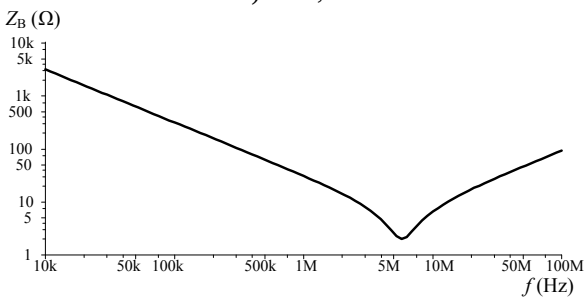
a) L1,L2



b) L1,L2+L3



c) L1, PE



d) L1+L2+L3, PE

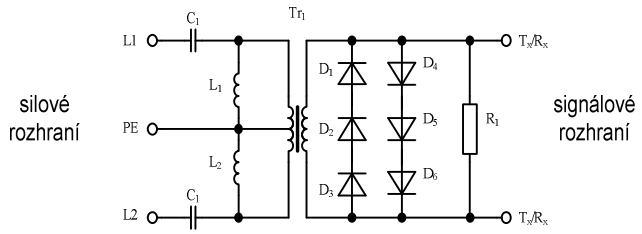
Obr. 6: Kmitočtová závislost impedance modelů elektromotoru s různou signálovou vazbou signálu,
a) L1, L2, C_{hf} = 1.5 nF, R_{hf} = 5 Ω, R_{lf} = 500 Ω, L_{hf} = 270 nH, L_{lf} = 8 mH,
b) L1, L2+L3, C_{hf} = 1.1 nF, R_{hf} = 10 Ω, R_{lf} = 300 Ω, L_{hf} = 80 nH, L_{lf} = 17 mH,
c) L1, PE, C_{hf} = 2.5 nF, R_{hf} = 2 Ω, L_{hf} = 250 nH,
d) L1+L2+L3, PE, C_{hf} = 5 nF, R_{hf} = 2 Ω, L_{hf} = 150 nH.

Uvažujeme-li kaskádní model vedení a připojených zátěží dle obr. 3, pak kaskádní parametry modelů A, B uvedeného elektromotoru jsou

$$
\begin{aligned}
&{}^{A}a_{11} = 1,\\
&{}^{A}a_{12} = 0,\\
&{}^{A}a_{21} = \frac{1 + s\left(C_{hf}R_{hf} + C_{hf}R_{lf}\right) + s^2\left(L_{lf}C_{hf} + L_{hf}C_{hf}\right)}{R_{lf} + s\left(C_{hf}R_{lf}R_{hf} + L_{lf}\right) + s^2\left(C_{hf}L_{lf}R_{hf} + C_{hf}R_{lf}L_{hf}\right) + s^3 L_{hf}C_{hf}L_{lf}},\\
&{}^{A}a_{22} = 1,\\
&{}^{B}a_{11} = 1,\\
&{}^{B}a_{12} = 0,\\
&{}^{B}a_{21} = \frac{sC_{hf}}{1 + sC_{hf}R_{hf} + s^2 L_{hf}C_{hf}},\\
&{}^{B}a_{22} = 1.
\end{aligned}
\tag{18}
$$

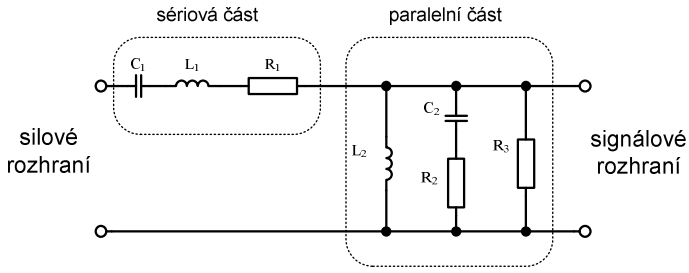
5 Model vazebního členu

Možné zapojení vazebního členu, zajišťující vazbu modemu PLC na silnoproudé vedení je uvedeno na obr. 7 [3]. Jedná se o kapacitní vazební člen s oddělovacím transformátorem. Praktické řešení a experimentální měření je pak uvedeno v [2].



Obr. 7: Obvodové schéma vazebního členu.

Vazební člen je z hlediska přenosu důležitou částí PLC kanálu. Na rozdíl od jiných prvků silnoproudé sítě, je možné vlastnosti vazebního členu upravit vhodným obvodovým řešením. Vložený vazební člen způsobuje další útlum a přispívá k celkovému útlumu, který se jeví být zásadním při datových přenosech technologií PLC. V [2] je dále uveden model vazebního členu a na základě měření jsou stanoveny parametry jednotlivých prvků model. Model je uveden na obr. 8 a jeho použití je směrováno do pásma kmitočtů 100 kHz ÷ 30 MHz.



Obr. 8: Model vazebního členu.

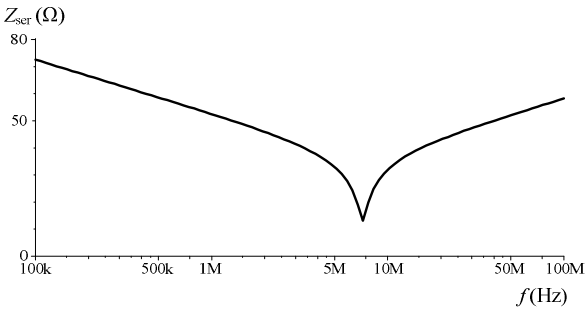
Hodnoty prvků v modelu jsou C_1 = 374 pF (kapacita vazebního kapacitoru), L_1 = 1.3 μH (rozptylová indukčnost transformátoru), R_1 = 4.5 Ω (odpor vinutí), L_2 = 1.5 μH (magnetizační indukčnost transformátoru a paralelní indukčnosti),

C_2 = 56 pF (rozptylová kapacita vinutí transformátoru a diod), R_2 = 15 Ω (sériový odpor rozptylové kapacity), R_3 = 10 kΩ (odpor zátěže).

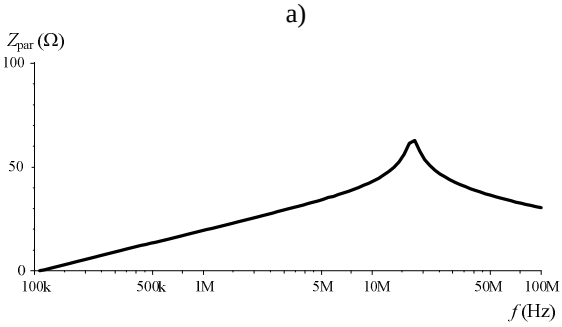
Impedance sériové části je dána vztahem

$$Z_{\text{ser}} = \frac{1 + sC_1R_1 + s^2C_1L_1}{sC_1} \tag{19}$$

a kmitočtová závislost modulu sériové části je uvedena na obr. 9a), což je v souladu s průběhem uvedeným v [3].



a)



b)

Obr. 9: Kmitočtová závislost modulu impedance
a) sériové části vazebního členu,
b) paralelní části vazebního členu.

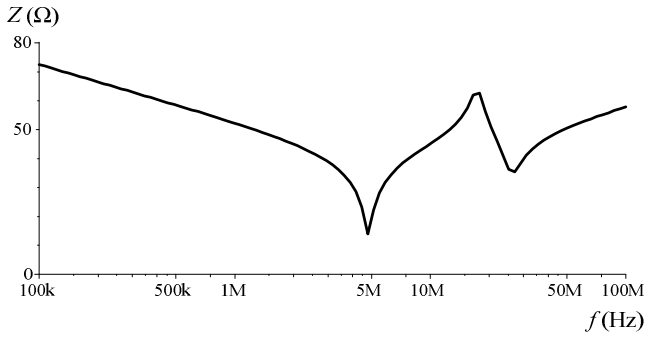
Impedance paralelní části je dána vztahem

$$Z_{\text{par}} = \frac{sL_2R_3 + s^2C_2R_2L_2R_3}{R_3 + s\left(L_2 + C_2R_2R_3\right) + s^2\left(C_2L_2R_3 + C_2R_2L_2\right)}, \tag{20}$$

a kmitočtová závislost modulu paralelní části vazebního členu je uvedena na obr. 9b). Výsledná impedance vazebního členu je pak dána vztahem

$$\begin{aligned} Z = & \frac{R_3 + s\left(L_2 + C_2R_2R_3 + C_1R_1R_3\right) + \ldots}{sC_1R_3 + \ldots} \\ & \ldots\frac{+s^2\left(C_2R_2C_1R_1R_3 + C_2R_2L_2 + L_2C_1R_1 + C_1L_1R_3 + C_2L_2R_3 + L_2C_1R_3\right) + \ldots}{+s^2\left(L_2C_1 + C_2R_2C_1R_3\right) + \ldots} \\ & \ldots\frac{+s^3\left(C_2L_2C_1R_1R_3 + C_2R_2L_2C_1R_1 + C_2R_2C_1L_1R_3 + L_2C_1L_1 + C_2R_2L_2C_1R_3\right) + \ldots}{+s^3\left(C_2L_2C_1R_3 + C_2R_2L_2C_1\right) + \ldots} \\ & \ldots\frac{+s^4\left(C_2L_2C_1L_1R_3 + C_2R_2L_2C_1L_1\right)}{}, \end{aligned} \tag{21}$$

a kmitočtová závislost modulu impedance modelu vazebního členu je uvedena na obr. 10. V tomto případě jsou tedy části $\mathbf{A}_5$ a $\mathbf{A}_6$ z obr. 3 uvažovány již vcelku.



Obr. 10: Kmitočtová závislost modulu impedance modelu vazebního členu.

Vzhledem k uvažovanému kaskádnímu modelu vedení a připojených zařízení dle obr. 3, pak potřebné vypočítané kaskádní parametry modelu celého vazebního členu jsou

$$\begin{aligned} a_{11} = & \frac{R_3 + s\left(L_2 + C_2R_2R_3 + C_1R_1R_3\right) + \ldots}{s^2L_2C_1R_3 + s^3C_2R_2L_2C_1R_3} \\ & \ldots\frac{+s^2\left(C_2R_2C_1R_1R_3 + C_2R_2L_2 + L_2C_1R_1 + C_1L_1R_3 + C_2L_2R_3 + L_2C_1R_3\right) + \ldots}{+s^3\left(C_2L_2C_1R_1R_3 + C_2R_2L_2C_1R_1 + C_2R_2C_1L_1R_3 + L_2C_1L_1 + C_2R_2L_2C_1R_3\right) + \ldots} \\ & \ldots\frac{+s^4\left(C_2L_2C_1L_1R_3 + C_2R_2L_2C_1L_1\right)}{}, \\ a_{12} = & \frac{1 + s\left(C_1R_1 + C_2R_2\right) + s^2\left(C_1L_1 + C_2R_2C_1R_1\right) + s^3C_2R_2C_1L_1}{sC_1 + s^2C_2R_2C_1}, \\ a_{21} = & \frac{R_3 + s\left(L_2 + C_2R_2R_3\right) + s^2\left(C_2L_2R_3 + C_2R_2L_2\right)}{sL_2R_3 + s^2C_2R_2L_2R_3}, \\ a_{22} = & 1. \end{aligned} \tag{22}$$

6 Závěr

V příspěvku je naznačen možný způsob modelování datové komunikace po silnoproudých vedeních. Vychází se z popisu dílčích prvků pomocí kaskádních matic. Jednotlivé elementy jsou pak rozebrány a modelovány. Uvedené modely vychází z publikovaných modelů v literatuře a v příspěvku je naznačena výpočtová metoda kaskádního řazení dílčích modelů a vypočítány prvky dílčích kaskádních matic elementárních prvků celkového modelu. Některé uvedené simulace potvrzují závěry uváděné v literatuře a ukazují na dobrou reprodukovatelnost výsledků. Příspěvek na tyto závěry navazuje a poskytuje následný výpočetní aparát pro stavbu modelů a modelování silnoproudých vedení pro simulaci datových přenosů technologií PLC. Tento způsob modelování pak umožňuje relativně jednoduše do modelu vkládat bloky, které umožní modelovat především problémové oblasti této technologie jako je malý dosah užitečného signálu, rušení užitečného signálu na vedení,

či vliv jednotlivých prvků energetické sítě, které ovlivňují přenos. Tento článek je příspěvkem k této problematice.

Literatura

[1] Dostert, K. *Powerline Communications*. Prentice-Hall PTR, 2001, ISBN 0-13-029342-3.

[2] Ahola, J. *Applicability of power-line communicatins to data transfer of on-line condition monitoring of electrical drives*. Thesis for the degree of Doctor of Science (Technology). Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta 2003, ISBN 951-764-783-2, ISSN 1456-4491.

[3] Kosonen, A. *Power line communication in motor cables of variable-speed electric drives − analysis and implementation*. Thesis for the degree of Doctor of Science (Technology). Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta 2008, ISBN 978-952-214-641-0, ISBN 978-952-214-642-7 (PDF), ISSN 1456-4491

[4] Schlegel, D., Wrate, G., Kerkman, R., Skibinski, G. Resonant Tank Motor Model For Voltage Reflection Simulations With PWM Drives. In *Proceedings of the IEEE International Electrical Machines and Drives Conference*. Seattle, USA, 9-12 May 1999, pp- 463-465.

[5] Zhong, E., Lipo, T. Improvements in EMC Performance of Inverter-Fed Motor Drives. In *Proceedings IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 21, No. 6, November/December 1995.

[6] Ahola, J., Lindh, T., Partanen, J. Simulation Model for Input Impedance of Low Voltage Electric Motor at Frequency Band 10 kHz – 30 MHz, In *Proceedings IEEE IEMDC'03*. Madison, Wisconsin, USA, 1-4 June 2003.

[7] Hrasnica, H., Haidine, A., Lehnert, R. *Broadband Powerline Communications Networks.* England: Wiley, 2004. 275 pp. ISBN 0-470-85741-2.

[8] El Havary M. E. *Electrical power systems. Design and Analysis*. IEEE Press, New York, 1995. ISBN 0-7803-1140-X.

[9] RauschAUSCHMAYER, D. J. ADSL/VDSL Principles: A Practical and Precise Study of Asymmetric Digital Subscriber Lines and Very High Speed Digital Subscriber Lines. Indianopolis, USA: Macmillan Technical Publishing, 1999. ISBN 1-57870-015-9.