

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
Ústav telekomunikací

Ing. Pavel Šilhavý, Ph.D.

**ŠIROKOPÁSMOVÉ PŘENOSOVÉ TECHNOLOGIE
PRO METALICKÁ VEDENÍ**

BROADBAND TRANSMISSION TECHNOLOGIES
FOR METALLIC CABLES

HABILITAČNÍ PRÁCE
V OBORU TELEINFORMATIKA

BRNO 2020

ABSTRAKT

Širokopásmové přenosové technologie využívající vícetónových modulací mají dnes velmi široké uplatnění, a to jak na metalických kabelech, tak při bezdrátovém datovém přenosu a dá se očekávat i jejich široké nasazení na optických kabelech. Práce se věnuje obecně problematice realizace vícetónové modulace s využitím algoritmu FFT (Fast Fourier Transform) pro přenos jak v základním, tak přeloženém pásmu. Jsou analyzovány nedostatky této implementace a uvedeny způsoby k jejich potlačení. Rovněž jsou prezentovány alternativní přístupy k realizaci vícetónové modulace. Podrobněji se pak práce zaměřuje na technologie přenosu po metalických vedeních, a to zejména na DSL (Digital Subscriber Line) a PLC (Power Line Communication) technologie. Rovněž zahrnuje přístupy k modelování vlivů, limitujících datový přenos a přináší porovnání vlastností přenosových médií pro uvedené technologie. V neposlední řadě jsou prezentovány možnosti analýzy reálných systémů a způsoby měření jejich vlastností. Práce má jak vědecký tak pedagogický charakter. Po stránce pedagogické umožňuje seznámení s problematikou širokopásmových systémů využívajících vícetónové modulace, jejich implementací a s vlastnostmi jednotlivých systémů, limitujícími vlivy a metodikou měření. Po stránce vědecké zahrnuje výsledky vlastního autorova výzkumu v oblasti optimalizací modulačního systému, alternativních modulací, analýz limitujících vlivů a dalších.

KLÍČOVÁ SLOVA

Širokopásmové přenosové systémy, vícetónová modulace, DSL, PLC, DMT, OFDM, modelování přenosových vedení.

ABSTRACT

Broadband transmission technologies based on multicarrier modulations have a broad area of application on metallic cables, wireless transmission and a wide application on optical cables can be expected. The work is generally focused on implementations of multicarrier modulations based on the FFT (Fast Fourier Transform) algorithm for baseband and passband transmission. The disadvantages of this implementation are analyzed and the methods of its suppression are mentioned. Also, alternative approaches of multicarrier modulation implementation are presented. The work is particularly focused on transmission technologies for metallic cables, mainly on DSL (Digital Subscriber Line) and PLC (Power Line Communication) technologies. The approaches to modeling of influences, which limit data transmission, are presented. Based on models the transmission properties of transmission mediums used in the mentioned technologies are compared. Last but not least, the possibilities of real system analysis and measurements are presented. The work is written in order to have both scientific and pedagogical contribution. The pedagogical contribution addresses the issue of the introduction to broadband transmission technologies based on multicarrier modulations and its implementation, properties of real systems, limiting influences and measurement methods. The scientific contribution contains author's original results in the domains of modulation system optimization, alternative modulation approaches, analysis of limiting influences, etc.

KEYWORDS

Broadband transmission technologies, multicarrier modulation, DSL, PLC, DMT, OFDM, transmission line modeling.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou habilitační práci na téma „Širokopásmové přenosové technologie pro metalická vedení“ jsem vypracoval samostatně s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené habilitační práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této habilitační práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno

.....

(podpis autora)

OBSAH

ÚVOD	7
1 CÍLE HABILITAČNÍ PRÁCE	8
1.1 PEDAGOGICKÝ PŘÍNOS PRÁCE.....	8
1.2 VĚDECKÝ PŘÍNOS PRÁCE.....	9
1.3 AKTUÁLNOST PROBLEMATIKY.....	9
2 VÍCETÓNOVÉ MODULACE	10
3 MODULACE DMT A OFDM	12
3.1 IMPLEMENTACE DMT A OFDM MODULÁTORU.....	13
3.1.1 Princip vytváření DMT a OFDM symbolů.....	13
3.1.2 Princip potlačení mezi-symbolových přeslechů.....	15
3.1.3 Analýza vlivu cyklické předpony na spektrum DMT/OFDM systémů.....	18
3.1.4 Potlačení vysílání signálu mimo vyhrazené pásmo přenosu.....	21
3.2 BITOVÁ ALOKACE.....	26
3.2.1 Výpočet alokovaných bitů a zajištění požadované chybovosti.....	27
3.2.2 Algoritmus návrhu bitové alokace.....	29
3.2.3 Normování vysílacího výkonu - vektor nastavení zesílení.....	32
4 ŠIROKOPÁSMOVÉ TECHNOLOGIE PRO METALICKÁ VEDENÍ	34
4.1 TECHNOLOGIE DSL A V NICH POUŽITÉ DUPLEXNÍ METODY.....	34
4.1.1 ADSL a ADSL2plus technologie a v nich použitý duplexní přenos.....	36
4.1.2 VDSL a VDSL2 technologie a v nich použitý duplexní přenos.....	41
4.1.3 Technologie G.fast a v ní použitý duplexní přenos.....	47
4.2 TECHNOLOGIE PLC.....	54
4.2.1 Technologie HomePlug.....	56
4.2.2 PLC modemy dle standardu IEEE1901.....	62
4.2.3 PLC modemy dle standardu G.hn.....	64
5 ALTERNATIVNÍ VÍCETÓNOVÉ MODULACE	69
5.1 DWMT MODULACE.....	69
5.2 FMT MODULACE.....	71
5.2.1 Implementace FMT modulace s využitím algoritmu FFT.....	73
5.2.2 Překryvná FMT modulace.....	74
5.2.3 Demodulace FMT signálu.....	77
6 VLIVY LIMITUJÍCÍ DATOVÝ PŘENOS NA METALICKÝCH KABELECH	81
6.1 VLOŽNÝ ÚTLUM VEDENÍ.....	83
6.1.1 Modely primárních a sekundárních parametrů vedení.....	84
6.1.2 Průběh charakteristické impedance na vyšších kmitočtech.....	88
6.1.3 Měrný útlum.....	89
6.1.4 Výpočet primárních parametrů ze sekundárních parametrů.....	90
6.1.5 ABCD model vedení o více úsecích.....	91
6.1.6 Vliv zakončovací impedance na vložný útlum.....	92
6.1.7 Modelování napájecích kabelů pro přenos technologiemi PLC.....	93
6.1.8 Porovnání přenosových vlastností telekomunikačních a napájecích kabelů.....	94
6.1.9 Modelování telekomunikačních kabelů pro technologii G.fast.....	98

6.2	PŘESLECHOVÉ RUŠENÍ	101
6.2.1	<i>Přeslech na blízkém konci NEXT</i>	102
6.2.2	<i>Přeslech na vzdáleném konci FEXT</i>	104
6.2.3	<i>Vektorová DMT modulace - vektoring</i>	107
7	MĚŘENÍ PŘENOSOVÝCH VLASTNOSTÍ ŠIROKOPÁSMOVÝCH TECHNOLOGIÍ.....	111
7.1	MOŽNOSTI ZÍSKÁVÁNÍ PROVOZNÍCH CHARAKTERISTIK Z MODEMŮ.....	111
7.2	MĚŘENÍ PŘENOSOVÝCH VLASTNOSTÍ.....	114
7.2.1	<i>Měření propustnosti</i>	115
7.2.2	<i>Měření zpoždění přenosu</i>	117
8	ZÁVĚR	120
	SEZNAM POUŽITÝCH ZKRATEK.....	122
	POUŽITÉ SYMBOLY V MATEMATICKÝCH ZÁPÍSECH	124
	POUŽITÁ LITERATURA	125

Úvod

Stále se zvyšující požadavky na poskytované rychlosti připojení do sítě Internet, Smart Grids, ale i mobilní sítě nové generace 5G si vyžadují inovace, a tím i investice v přístupové síti. Ve snaze optimalizovat tyto investice je často snahou využít stávající již položené metalické kabely. Tyto snahy vedly k vývoji a následnému dalšímu zdokonalování širokopásmových přenosových technologií, které jsou nasazovány na přenosových médiích, které nebyly původně navrženy a konstruovány pro vysokorychlostní širokopásmový přenos, tj. pro rychlosti desítek až stovek, ale i tisíců Mbit/s. Tyto technologie tak musí být schopny se adaptovat na rozdílné přenosové vlastnosti jednotlivých kabelů v kmitočtových oblastech, pro něž nebyly konstruovány a jejichž přenosové vlastnosti zde nejsou tedy ani garantovány.

Jednou z prvních širokopásmových technologií nasazených v přístupové síti telefonních ústředen byla technologie ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line), jejíž první standardy byly publikovány již koncem 90. let minulého století. Vývoj DSL (Digital Subscriber Line) technologií pak probíhal během dalších dvou dekad a pokračuje dodnes. Jednalo se o ADSL2, ADSL2+, VDSL (Very high-speed Digital Subscriber Line), VDSL2, VDSL2 Vplus a G.fast (Fast access to subscriber terminals), kdy přenosová rychlost postupně vzrůstala od několika Mbit/s až po Gbit/s, kdy již DSL technologie zajišťuje přenos jen na několika desítkách až stovkách metrů na straně uživatele a dále je využita optická infrastruktura. V současné době ITU-T připravuje nový standard G.mgfast (Multi-Gigabit FAST), který by měl dosahovat přenosové rychlosti 5 až 10 Gbit/s.

Všechny výše uvedené technologie využívají digitální modulační techniku s více nosnými, kterých je zde od několika set až po několik tisíců, což umožňuje adaptovat rozložení přenášených dat napříč kmitočtovým spektrem dle konkrétních přenosových vlastností daného přenosového média. Modulace tak vysokého počtu nosných je zde efektivně realizována s využitím algoritmu rychlé Fourierovy transformace.

Širokopásmové technologie však nejsou doménou jen přístupových sítí telefonních ústředen, ale nacházejí stále častěji uplatnění při datovém přenosu po napájecích kabelech v tzv. širokopásmových PLC (PowerLine Communication) technologiích, označovaných BPL (Broadband over Power Lines). Hlavní aplikací PLC technologie je v současné době Smart Metering, Smart Grids a automatizace trafostanic. Uplatnění však nachází i v dalších aplikacích, všude tam, kde využití stávajících rozvodů elektrické energie, a to jak NN (Nízké Napětí), tak VN (Vysoké Napětí), se jeví cenově efektivní oproti budování nové datové infrastruktury nebo jako dočasné řešení do doby vybudování optické infrastruktury. Jedná se tedy nejen o alternativní přístup k realizaci datových rozvodů v rámci budov, ale například i o datové přenosy po napájecích rozvodech zabezpečovací techniky na železnici a v celé řadě dalších aplikacích.

Další oblastí využití digitálních modulací s více nosnými jsou datové přenosy po koaxiálních kabelech společností nabízejících tzv. kabelovou televizi. Poslední verze zde používaného standardu DOCSIS (Data Over Cable Service Interface Specification), která se však zatím neuplatnila, již využívá modulační systém s více nosnými a nabízí přenosovou rychlost až 10 Gbit/s. Širokou oblastí uplatnění digitálních modulací s více nosnými jsou

v neposlední řadě i bezdrátové přenosové systémy, a to od digitální televize DVB-T2 (Digital Video Broadcasting), přes bezdrátové síť WLAN (Wireless Local Area Network) dle IEEE 802.11a, g a n, mobilní síť LTE (Long Term Evolution) a v celé řadě dalších bezdrátových aplikacích. Posledním typem přenosového média, kde se zatím systémy s vysokým počtem nosných realizovaných s využitím FFT (Fast Fourier Transform) příliš neuplatňují, jsou optické kabely, ale dá se předpokládat, že s požadavkem na navyšování přenosové rychlosti dojde i zde k širokému uplatnění. Experimentální systémy zde dosahují přenosové rychlosti přes 100 Tbit/s.

1 Cíle habilitační práce

Jak je z úvodu zřejmé, oblast uplatnění širokopásmových digitálních modulací využívajících rychlé Fourierovy transformace je velmi široká a pokrývá dnes všechna přenosová média. Tato práce bude věnována uplatnění těchto modulací na metalických přenosových médiích, kde se především bude věnovat DSL systémům, využívaným v přístupové síti telefonních ústředěn na krouceném metalickém páru a PLC systémům nasazovaným na napájecích kabelových rozvodech.

Cíle práce lze rozdělit do několika oblastí, které zahrnují analýzu jednotlivých variant implementací modulací s více nosnými realizovanými s využitím algoritmu rychlé Fourierovy transformace, analýzu jejich výhod, nedostatků a možností omezení vlivu těchto nedostatků, analýzu uplatnění těchto modulací v jednotlivých verzích DSL a PLC systémů a jejich odlišnosti, analýzy a porovnání způsobu řešení duplexního režimu v systémech s více nosnými, alternativní modulační principy realizace vícetónové modulace.

Dalším dílčím cílem je analýza limitujících vlivů na přenos po metalických vedeních, způsoby modelování těchto vlivů pro jednotlivé technologie a typy přenosového média a ověření jednotlivých modelů, rovněž tak porovnání vlastností přenosových médií pro DSL a PLC přenosové systémy.

Výše uvedené dílčí cíle zahrnují řadu vlastních odvození, simulací a měření reálných systémů, kterými se podařilo vybavit laboratoř na Ústavu telekomunikací, s jejich využitím budou ověřeny a demonstrovány dílčí problematiky. Jak je z výše uvedeného patrné, snahou je komplexní přístup k dané problematice, reflektující dvacetileté zkušenosti v oblasti výzkumu, testování, ověření reálných instalací, ale i pedagogické činnosti v oblasti modulací s více nosnými.

1.1 Pedagogický přínos práce

Pedagogický přínos práce lze nalézt v kapitolách č. 2 a č. 3 věnovaných vysvětlení principů vícetónových modulací. Rovněž tak v kapitole č. 4 věnované příkladům uplatnění vícetónových modulací v reálných DSL a PLC systémech, které nejen umožní seznámení s jednotlivými technologiemi a jejich parametry, ale rovněž lepší pochopení teoretického základu uvedeného v kapitole č. 3, a to právě díky seznámení s reálnými parametry a implementacemi v reálných systémech. Kapitola č. 6 umožňuje seznámení s limitujícími faktory přenosu na metalických vedeních. Kapitola 7. pak uzavírá tuto problematiku

vysvětlením způsobů ověření přenosových parametrů pomocí měření a rovněž uvádí i možnosti analýzy systémů s více nosnými. Již více jak 10 let jsem garantem povinného předmětu Datová komunikace ve kterém se studenti seznamují s problematikou datových přenosů a právě oblast modulací s více nosnými je jednou se stěžejních problematik, kterým jsou přednášky, ale především laboratorní cvičení věnována. Tato problematika má totiž přímou souvislost s pochopením základních principů datových přenosů, jako je např. kapacita kanálu, neboť se jedná o systémy, které pracují s maximální efektivitou přenosu, tj. snaží se co nejlépe využít poskytnuté přenosové prostředky. V pedagogické práci v této oblasti se rovněž věnuji i přednáškám pro odbornou veřejnost, např. pravidelně připravuji vyžádané přednášky pro Český telekomunikační úřad (ČTÚ).

1.2 Vědecký přínos práce

Vědecký přínos práce zahrnuje kapitola č. 5, věnovaná alternativním modulacím, kterým se ve své vědecké práci věnuji, např. kapitola č. 5.2.2 uvádí vlastní přístup překryvné FMT (Filtered MultiTone modulation) modulace, kterou jsem publikoval. Práce rovněž zahrnuje řadu analýz, které přináší nový pohled na zkoumanou problematiku, např. kapitola 3.1.3 je věnována vlivu cyklické předpony na spektrum vysílaného signálu DMT/OFDM modulací, které je často chybně interpretováno. Dílčím výsledkem je i porovnání přenosových vlastností metalických vedení pro DSL a PLC přenosové technologie, kde v kapitole č. 6.1.8 je odvozen a vysvětlen odlišný průběh přenosových funkcí těchto vedení. Obecně kapitola č. 6 zahrnuje metody simulací vlastností přenosových vedení, kterým se dlouhodobě věnuji a v této oblasti publikuji. V práci jsou rovněž zúročeny zkušenosti s nasazováním těchto přenosových technologií, a to zejména technologií PLC, kdy jsem se účastnil řady pilotních či ověřovacích projektů, realizovaných pro společnosti E.ON a SŽDC. Kapitola č. 7 tak zahrnuje metody měření těchto systémů a odráží mé zkušenosti v této oblasti.

1.3 Aktuálnost problematiky

Širokopásmové technologie využívající vícetónových modulací zažívají v posledních letech velký rozmach. Jejich aplikace na metalických vedení je v celku pochopitelná, neboť zde se již dosahované přenosové rychlosti blíží limitům těchto přenosových médií. Aktuálnost problematiky lze demonstrovat v nově vydaných standardech přenosových technologií. Jak již bylo v úvodu zmíněno, v tomto roce ITU-T má publikovat nový DSL standard G.mgfast, který by měl dosahovat přenosové rychlost 5 až 10 Gbit/s, poslední standard technologie DOCSIS již rovněž využívá vícetónové modulace, u širokopásmových technologií PLC je modulační schéma na bázi vícetónových modulací stále zdokonalováno, např. je aplikován přenos po více vodičích MIMO (multiple-input multiple-output). Ač tyto technologie nabízí dočasné řešení před přechodem na optickou infrastrukturu, vícetónové modulace již začínají nacházet uplatnění i pro přenos po optickém vlákně a řada získaných zkušeností a přístupů z oblasti metalických médií zde může být využita.

2 Vícetónové modulace

MCM (Multi-Carrier Modulation), česky označované jako modulace s více nosnými či vícetónové modulace, představují dnes hojně využívanou alternativu k modulacím s jednou nosnou SCM (Single Carrier Modulation). Tyto modulace dnes nacházejí široké uplatnění jak v metalických, tak bezdrátových přenosových technologiích a stále častěji je diskutováno jejich nasazení v přenosových technologiích pro optická vlákna. Pro vícetónové modulace je charakteristické, že poskytnuté přenosové pásmo pro jeden přenosový systém je rozděleno na několik set až tisíců subpásem, které jsou modulovány nejčastěji QAM (Quadrature Amplitude Modulation) modulací, kdy tato banka paralelně pracujících QAM modulátorů je implementována s využitím transformace z kmitočtové do časové oblasti.

Vysoký počet nosných, které jsou zde často označovány jako tóny, je dosažen díky efektivní QAM modulaci dílčích nosných, která je realizována v kmitočtové oblasti, a poté je tento "obraz spektra" převeden do časové oblasti. Přesněji je dle přenášených dat na dané nosné a dle použité QAM modulace určeno z konstelačního diagramu komplexní číslo reprezentující amplitudu a fázi dané nosné, tj. fázor, a poté je takto získaný vektor fázorů převeden do časové oblasti, a tak je vytvořen jeden symbol.

Symbolová, neboli modulační rychlost systému tak násobně klesá oproti modulačnímu systému s jednou nosnou s počtem použitých nosných. Pro převod z kmitočtové do časové oblasti je využíván algoritmus rychlé Fourierovy transformace FFT, přesněji inverzní FFT transformace. Principu modulace s využitím FFT transformace se podrobněji věnuje 3. kapitola.

Tento způsob implementace QAM modulační banky má však i některé nevýhody, které pramení především z obdélníkové obálky takto generovaných symbolů, které korespondují spektra jednotlivých nosných ve tvaru sinc funkcí. Ve snaze odstranit nedostatky vícetónové modulace realizované přímo algoritmem FFT byla publikována řada alternativních přístupů využívající například rychlé vlnové transformace. Těmto alternativním přístupům je věnována 5. kapitola.

První práce věnované rozdělení datového toku do více paralelních datových toků s úměrně nižší modulační rychlostí byly publikovány již více než před 60 lety [19], myšlenka využít pro realizaci vícetónové modulace algoritmus FFT byla publikována před 50 lety [20], nicméně v té době ji nebylo možno efektivně a cenově dostupně uplatnit. K znovuobjevení systému s více nosnými dochází před 30 lety [21], kdy již přichází hardwarové prostředky pro efektivní realizaci vícetónové modulace a rovněž tak vzrůstá požadavek na zvyšování přenosové rychlosti.

Vícetónové modulace jsou velmi efektivní při nasazení jak v přenosových systémech využívajících metalických kabelů, tak v bezdrátových přenosových systémech. Hlavní výhodou nasazení vícetónových modulací pro přenos po metalických kabelech je jejich schopnost rozložit přenášená data napříč kmitočtovým spektrem tak, aby korespondovala odstupem SNR v daných kmitočtových oblastech. Použité metalické přenosové médium tak může mít různě spektrálně profilovanou přenosovou charakteristiku, s různou úrovní rušení napříč kmitočtovým spektrem, neboť vícetónové modulace rozloží tuto spektrálně

profilovanou charakteristiku na několik set až tisíců subpásem, která již mají relativně plochou přenosovou charakteristiku a konstantní úroveň rušení, a tedy po uvážení úrovně vysílaného signálu v daném subpásmu i hodnotu odstupů SNR (Signal to Noisy Ratio). Dle odstupů SNR v každém subpásmu je pak určen počet bitů, které lze při požadované chybovosti v rámci symbolové periody přenášet na dané nosné v tomto subpásmu a zvoleno odpovídající modulační schéma této nosné. Takto se dokáží vícetónové modulace adaptovat spektrálně profilovanému přenosovému médium.

Druhou neméně významnou výhodou vícetónových modulací je snazší vyrovnávání (ekvalizace) přenosového kanálu, což je dáno s počtem nosných násobně větší časovou délkou symbolu oproti systému s jednou nosnou s obdobnou přenosovou rychlostí. Vyrovnávání přenosového kanálu v systémech s více nosnými lze rozdělit na vyrovnávání v časové oblasti, jehož cílem je eliminace mezisymbolových interferencí a vyrovnání v kmitočtové oblasti, které koriguje amplitudové a fázové zkreslení dané nosné po přenosu kanálem. To již však lze realizovat jednoduchým násobením komplexním číslem reprezentujícím korekci.

Hlavní výhodou nasazení vícetónových modulací pro přenos v bezdrátových systémech spočívá především v násobně větší časové délce symbolu, která umožňuje efektivně potlačovat důsledky vícenásobného šíření signálu a rovněž díky rozložení datového toku na mnoho paralelních datových toků napříč kmitočtovým spektrem dosahuje lepších parametrů na přenosových kanálech s Rayleigho únikem.

Vícetónové modulace se již běžně využívají v systémech pro přenos po metalických vedeních a v bezdrátových přenosových systémech, začínají se však objevovat i přenosové systémy s vícetónovými modulacemi pro přenos po optických vláknech. Například v [11] byl publikován experimentální přenosový systém umožňující dosáhnout přenosové rychlosti až 101,7 Tbit/s s využitím 128QAM-OFDM modulace po optickém vlákně. Dá se tedy předpokládat, že s požadavkem na nárůst přenosové rychlosti pro přenosy po optických vláknech se začnou vícetónové přenosové systémy stále více uplatňovat i na tomto přenosovém médium.

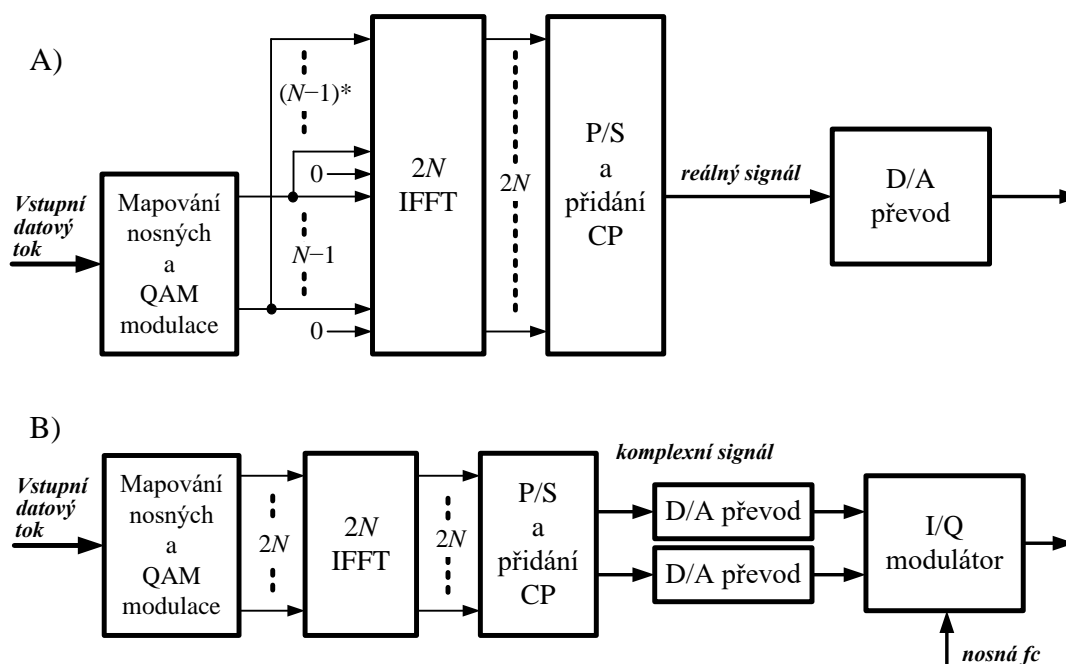
3 Modulace DMT a OFDM

Oba uvedené typy vícetónové modulace, DMT (Discrete MultiTone modulation) i OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), využívají stejného principu rozdělení poskytnutého kmitočtového pásma na několik set či tisíců subpásem, v níž je aplikována kvadraturní amplitudová modulace (QAM). Vícetónové modulace tedy realizují banku QAM paralelních modulátorů. Rozdíl mezi DMT a OFDM spočívá především v tom, že s pomocí modulace DMT je realizován přenos v základním pásmu na vyhrazeném přenosovém médiu, např. technologie ADSL, VDSL a G.fast, a s pomocí OFDM je realizován přenos v přeloženém nebo i v základním pásmu na sdíleném přenosovém médiu, např. technologie DAB, WLAN a PLC.

Z hlediska vlastní realizace pak odlišnost spočívá ve vlastní implementaci (viz obr. 3.1), kdy pro DMT modulaci v základní pásmu je pro vytvoření $N - 1$ nosných zapotřebí IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) řádu $2N$ z důvodu obdržení reálného signálu za modulátorem. Zbývajících $N - 1$ prvků tvoří komplexně sdružené prvky, první prvek stejnosměrnou složku a je zde ještě prvek korespondující zrcadlovému kmitočtu, oba nastaveny na nulovou hodnotu.

V případě realizace OFDM modulace je počet modulovaných nosných totožný s řádem IFFT $2N$. Výsledný komplexní signál je následně vstupním signálem I/Q modulátoru, který zpracuje komplexní signál a v kmitočtovém pásmu jej posune na požadovanou pozici.

Pro úplnost dodejme, že v některých PLC systémech, např. HomePlug či dle IEEE1901 viz kapitola 4.2, je pro realizaci OFDM uplatněna metoda totožná s výše uvedeným popisem DMT modulace, kterou uvádí obr. 3.1 A).



Obr. 3.1. Konceptní schéma implementace modulátorů DMT (A) a OFDM (B) modulace.

3.1 Implementace DMT a OFDM modulátoru

V této kapitole analyzujeme implementaci DMT, respektive OFDM modulátoru. Princip implementace shodný pro oba typy realizací DMT i OFDM uvádí obr. 3.2. Jak již bylo zmíněno, tyto modulace realizují banku QAM modulátorů. Přenosové rychlosti jednotlivých nosných této banky modulátorů mohou být shodné nebo odlišné. Shodné přenosové rychlosti se využívá u systémů realizujících jednosměrný přenos, tj. například v systémech digitálního rádiového DAB (Digital Audio Broadcasting) či televizního DVB (Digital Video Broadcasting) vysílání. V systémech umožňujících obousměrný (duplexní) přenos je přenosová rychlost, odvíjející se od počtů bitů nesených jednotlivými nosnými, určena při inicializaci komunikace na základě měření přenosového kanálu, kdy je přenášena pseudonáhodná, tj. známá datová sekvence. Ta je přenášena zpravidla 4-bodovým (QPSK) konstelačním schématem aplikovaným na každou nosnou. Na základě měření vlastností přenosového kanálu, ustavení vysílacího výkonu a určení odstupů SNR na každé nosné, jsou určeny počty bitů nesené jednotlivými nosnými a je tak stanoveno aplikované konstelační schéma QAM modulace pro každou nosnou.

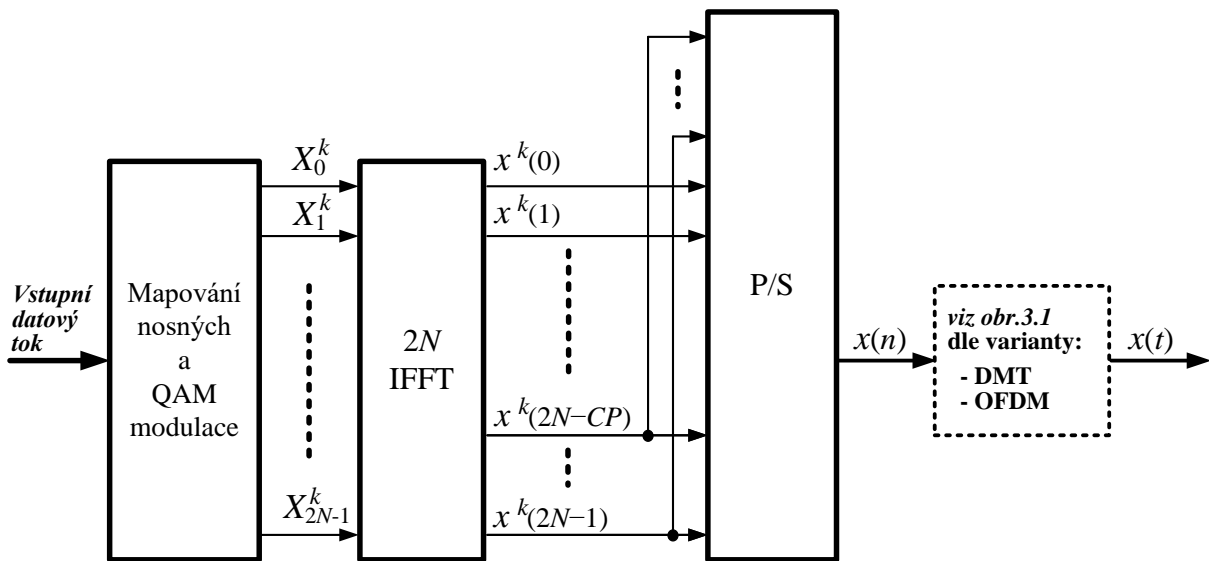
Tento inicializační proces, jehož cílem je dosáhnout co nejvyšší rychlosti či požadované rychlosti při co nejnižším vysílacím výkonu je označován v anglickém jazyce jako "bit loading" [46]. Ve svém článku [2] z roku 2001, který byl zřejmě prvním detailním česky psaným popisem principu DMT modulace a byl svého času hojně citován, např. i ve třech skriptech ČVUT v Praze, jsem použil pro tento proces termín "bitová alokace" a mohu říci, že se ujal. Některé systémy navíc umožňují změnu počtu bitů nesených jednotlivými nosnými i během přenosu, bez přerušení komunikace. Tento proces se v anglickém jazyce označuje jako "bit swapping" [46] a česky jej můžeme označit jako bitovou realokaci.

V modulaci OFDM se zpravidla používají konstelační schémata umožňující přenos 2 (QPSK), 4 (16QAM), 6 bitech (64QAM), 8 bitech (256QAM) nebo větším počtu bitů a bývá pravidlem, že se využívají sudé počty bitů. Moderní systémy již často umožňují i liché počty bitů, ale často jako nepovinná modulační schémata, jako např. systém G.hn viz kapitola 4.2.3. Oproti tomu DMT modulace využívá, již od prvních standardů v DSL technologiích, např. ADSL [46], konstelační schémata umožňující přenos 2, 3, 4, 5 až 15 bitů, což dovoluje optimální využití přenosového, zpravidla metalického, média. Nové DSL standardy, např. G.fast [53], podporují i jednobitová konstelační schémata. Součtem všech bitů přenášených na jednotlivých nosných obdržíme počet bitů nesených jedním DMT či OFDM symbolem a vynásobením modulační rychlostí (symbolovou) obdržíme přenosovou rychlost systému.

3.1.1 Princip vytváření DMT a OFDM symbolů

Nyní uvedeme princip vytváření DMT a OFDM symbolů. Datový tok je nejprve rozdělen na bloky o velikosti korespondující počtu bitů nesených jedním DMT/OFDM symbolem, které jsou za jednu symbolovou periodu odeslány. Každý tento blok je poté rozdělen na bloky bitů, jejichž počet odpovídá počtu využitých nosných. Počet bitů v jednotlivých blocích je dán počtem bitů, které dle bitové alokace daná nosná umožňuje přenášet. Poté následuje číslicově

realizovaná modulace QAM, kdy každému bloku bitů přidruženému dané nosné je určeno dle aplikovaného konstelačního schématu komplexní číslo vyjadřující amplitudu a fázi dané nosné v tomto DMT/OFDM symbolu. Někdy bývá tento proces označován jako mapování nosných. V každé symbolové periodě k je tak pro každou nosnou i dle aplikovaného konstelačního schématu a vstupních dat daného bloku přidruženého k této nosné určeno komplexní číslo X_i^k , reprezentující de facto fázor nosné. Takto je získán v podstatě spektrální obraz DMT/OFDM symbolu, který je nutno převést do časové oblasti. K tomu je využito algoritmu rychlé Fourierovy transformace FFT, přesněji inverzní rychlé Fourierovy transformace (IFFT), viz obr. 3.2.



Obr. 3.2. Principiální schéma modulátoru DMT, resp. OFDM, modulace.

Jak již bylo naznačeno v úvodu 3. kapitoly a uvedeno v obr. 3.1, při modulaci v základním pásmu je modulováno, tzv. QAM mapováno pouze $N - 1$ nosných, a to hodnoty X_i^k s indexy $i = 1$ až $N - 1$, hodnoty s indexem $i = 0$ a N jsou nastaveny na nulovou hodnotu, neboť odpovídají stejnosměrné složce a zrcadlovému kmitočtu a hodnoty s indexy $i = N + 1$ až $2N$ jsou zrcadlově dle N komplexně sdruženy k hodnotám $i = 1$ až $N - 1$.

Jak je patrné, realizujeme zde uspořádání prvku odpovídající výsledku FFT algoritmu čistě reálného signálu a výsledný vektor DMT symbolu $\mathbf{x}^k = \text{IFFT}\{\mathbf{X}^k\}$ při tomto uspořádání bude čistě reálný signál, imaginární složky budou nulové. Uvedený postup můžeme zapsat matematicky, jak uvádí vztah (3.1).

Výsledný k -tý DMT symbol \mathbf{x}^k po aplikaci algoritmu rychlé inverzní Fourierovy transformace IFFT složený z prvků $\mathbf{x}^k = [x^k(0), x^k(1), \dots, x^k(n), \dots, x^k(2N - 1)]$ lze obdržet pomocí vztahu (3.1), uvádějící výpočet jeho prvků $x^k(n)$.

$$x^k(n) = \frac{1}{\sqrt{2N}} \sum_{i=0}^{2N-1} X_i^k e^{j \frac{2\pi n i}{2N}}, \quad n = 0, \dots, 2N - 1 \quad (3.1)$$

pro DMT modulaci v základním pásmu, a tedy obdržení čistě reálného signálu, musí platit:

$$X_i^k \begin{cases} X_{2N-i}^k = (X_i^k)^* & \text{pro } i = 1, 2, \dots, N-1 \\ 0 & \text{pro } i = 0, N \end{cases} \quad (3.2)$$

zde * označuje komplexně sdružené číslo.

Jak již bylo uvedeno, pro modulaci DMT je $N-1$ počet využitých nosných, $2N$ je počet vzorků jednoho symbolu, n je pořadové číslo prvku v rámci jednoho DMT symbolu v časové oblasti, i je index nosné a X_i^k je komplexní číslo reprezentující fázor QAM modulace i -té nosné a k -tého symbolu.

OFDM modulace v přeloženém pásmu umožňuje modulovat nezávisle všech $2N$ nosných, a tedy se uplatňuje pouze vztah (3.1), bez podmínek uvedených ve vztahu (3.2) pro DMT modulaci. Výsledkem je komplexní signál $x(n)$, který je po převodu do analogové oblasti pomocí D/A převodníku, označený jako $x(t)$ a je vstupním signálem I/Q modulátoru, jak uvádí obr. 3.1, a jehož funkci můžeme popsat vztahem (3.3).

$$s(t) = \Re\{x(t)\} \cdot \cos(2\pi \cdot f_c \cdot t) - \Im\{x(t)\} \cdot \sin(2\pi \cdot f_c \cdot t) \quad (3.3)$$

3.1.2 Princip potlačení mezi-symbolových přeslechů

Jak je zřejmé z předchozího textu, mezi jednotlivými DMT/OFDM symboly dochází ke skokové změně amplitud a fází všech nosných. V důsledku toho na neideálních, spektrálně profilovaných kanálech tak dochází k tzv. mezisymbolovým přeslechům ISI (Inter-Symbol Interference), kdy dle impulsní odezvy konkrétního přenosového kanálu část energie z jednoho DMT/OFDM symbolu ovlivňuje symbol následující. Při terestrickém přenosu obdobně dochází k vzájemnému ovlivňování OFDM symbolů v důsledků vícenásobného šíření signálu.

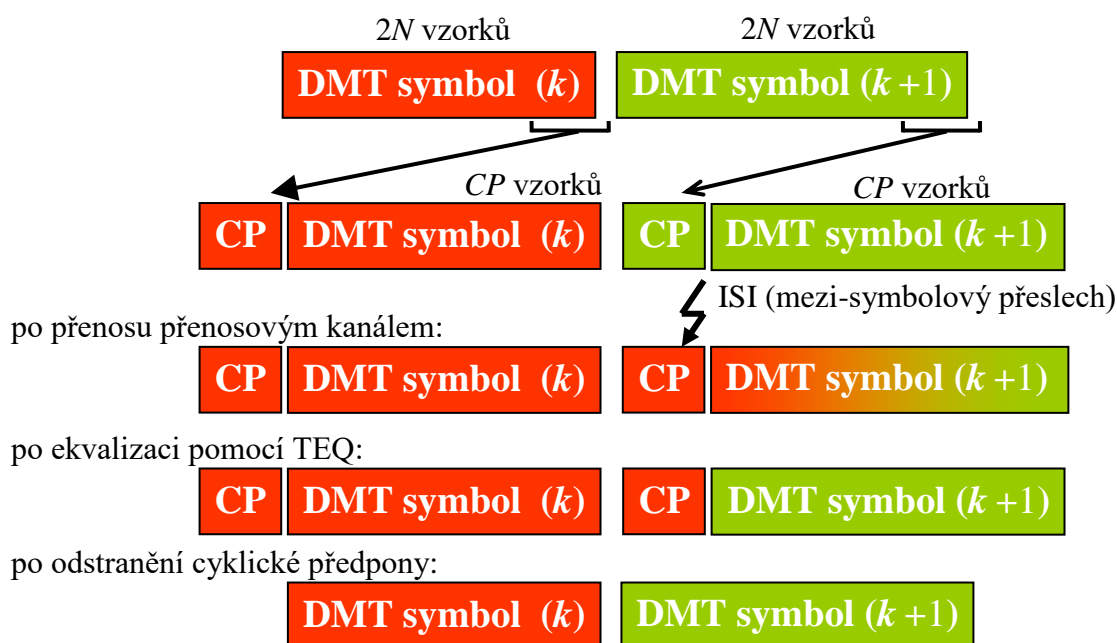
Z těchto důvodů je vkládána mezi jednotlivé symboly tzv. cyklická předpona, jak naznačuje obr. 3.2, která je tvořena zkopírováním několika vzorků z konce symbolu nebo v případě terestrického přenosu se vkládá tzv. ochranný interval, kdy není mezi symboly vysílán signál.

Délka cyklické předpony či ochranného intervalu je navržena dle typu a vlastností přenosového média. U jednotlivých systému využívajících DMT či OFDM modulaci může být délka cyklické předpony či ochranného intervalu stanovena pevně nebo jsou definovány povolené hodnoty a z nich konkrétní využitá je vyjednána v rámci inicializace komunikace. V dalším textu bude délka cyklické předpony ve vzorcích označena jako CP či ochranný interval jako GI .

Například pro ADSL systém je použita pevná délka cyklické předpony 1:8, tedy 32 vzorků pro sestupný směr a počet vzorků DMT symbolu bez cyklické předpony

$2N = 512$. Délka cyklické předpony při vzorkovacím kmitočtu 2,208 MHz je tedy cca 14,9 μ s a délka symbolu s cyklickou předponou 246,4 μ s.

V současné době nejnovějším DSL systémem G.fast, viz kapitola 4.1.3, je již délka cyklické předpony konfigurovatelná v rozsahu 128 - 1056 vzorků při délce symbolu bez cyklické předpony $2N = 4096$ vzorků, a tedy v rozsahu 0,6 - 5 μ s při délce symbolu bez cyklické předpony 19,3 μ s. Pro úplnost uvedme, že modulační rychlost dále redukuje synchronizační symbol, např. v ADSL je to jeden z 69, modulační rychlost je tak 4 kBd. Výpočty parametrů jednotlivých DSL a PLC systémů budou uvedeny v kapitole 4. V přijímači je následně pomocí ekvalizéru v časové oblasti TEQ (Time domain Equalizer), který je tvořen číslicovým filtrem s konečnou impulsní odezvou FIR (Finite Impulse Response), délka impulsní odezvy kanálu zkrácena k délce cyklické předpony, která je poté odstraněna.



Obr. 3.3. Princip ekvalizace přenosového kanálu v DMT/OFDM systémech s pomocí cyklické předpony.

Tento princip demonstruje obr. 3.3. Z hlediska návrhu modulačního systému je nutno splnit nezbytnou podmínku. Délka impulsní odezvy kanálu musí být totiž kratší než délka DMT symbolu. Při nesplnění této podmínky by uvedený princip ekvalizace přenosového kanálu byl nefunkční.

Problematice návrhových algoritmů TEQ ekvalizérů jsem se dlouhodobě věnoval a na své práce jsem zaznamenal ohlasy, z nichž za nejcennější považuji citace v amerických patentech United States Patent 7,212,595 – Reduced complexity time-frequency trained equalizer for discrete multi-tone based DSL systems, jejímž vlastníkem je kanadská firma Conexant Inc., výrobce modemů a United States Patent 8,345,802 – Receiver for digital modulated signal and receiving method for the same, jejímž vlastníkem je firma Toshiba. Jedná se však o specifickou problematiku číslicového zpracování signálu, která přímo

nesouvisí s cíli této práce, a tak zde nebude podrobněji rozebírána. Bližší informace lze nalézt např. v [3] či [4].

Koeficienty TEQ ekvalizéru musí být určeny během inicializace datové komunikace na základě měření přenosové charakteristiky kanálu tak, aby TEQ ekvalizér v kaskádě s přenosovým kanálem měl délku impulsní odezvy stejnou či kratší, jako je délka cyklické předpony.

Vztah (3.1), definující prvky DMT symbolu \mathbf{x}^k , můžeme nyní přeformulovat pro vyjádření principu připojení cyklické předpony, jak uvádí vztah (3.4).

$$x^k(n) = \frac{1}{\sqrt{2N}} \sum_{i=0}^{2N-1} X_i^k e^{j \frac{2\pi(n-CP)i}{2N}}, \quad n = 0, \dots, 2N + CP - 1 \quad (3.4)$$

DMT symboly jsou nezávisle skládány jeden za druhý, a tedy tvarovány obdélníkovým oknem $h(t)$. Vysílaný signál $x(t)$ DMT modulátoru v časové oblasti při realizaci dle obr. 3.1 A) lze popsat, jak uvádí vztah (3.5). Ve vztazích (3.5) až (3.7) je k pořadové číslo

$$x(t) = \Re \left\{ \frac{1}{\sqrt{2N}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^{N-1} X_i^k \cdot h(t - k \cdot T_{\text{sym}}) e^{j \frac{2\pi i t}{T}} \right\} \quad (3.5)$$

$$\text{kde } h(t) \begin{cases} 1 & \text{pro } t \in \langle 0, T_{\text{sym}} \rangle \\ 0 & \text{jinak} \end{cases} \quad (3.6)$$

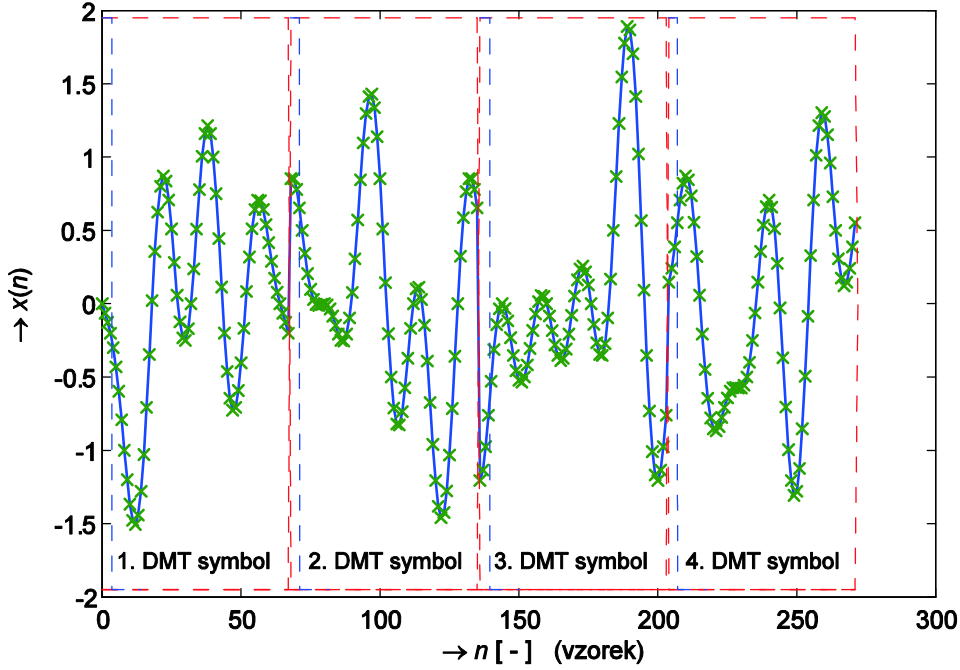
$$T = \frac{2N}{f_s} \quad \text{a} \quad T_{\text{sym}} = \frac{2N + CP}{f_s} \quad (3.7)$$

DMT symbolu, \Re označuje reálnou část, f_s je vzorkovací kmitočet a T_{sym} je doba trvání DMT symbolu prodlouženého o cyklickou předponu o délce CP vzorků. Z důvodu pozdější analýzy vlivu aplikace cyklické předpony zde zavádíme periodu T , definující symbolovou periodu bez aplikace cyklické předpony, tedy de facto periodu první harmonické složky, a symbolovou periodu T_{sym} , která je prodloužena o dobu trvání cyklické předpony.

Každá i -tá individuální nosná QAM banky je centrována na kmitočet f_i , který lze definovat, jak uvádí vztah (3.8):

$$f_i = \frac{i}{T} = \frac{i \cdot f_s}{2N} \quad (3.8)$$

Výsledný signál demonstruje obr. 3.4. Zde je uveden modelový systém o $2N = 64$ a cyklické předponě délky 4 vzorků. Pro větší názornost jsou modulovány pouze první čtyři nosné. Červeně jsou zde naznačeny jednotlivé DMT symboly, modře pak cyklická předpona.


 Obr. 3.4. Ukázka čtyř symbolů DMT signálu pro systém o $2N = 64$ a $CP = 4$.

3.1.3 Analýza vlivu cyklické předpony na spektrum DMT/OFDM systémů

Cílem této kapitoly je uvést na pravou míru často publikované tvrzení [7], [23] a grafické znázornění spekter jednotlivých nosných ve tvaru ortogonálních sinc funkcí, viz obr. 3.5, které se stalo de facto určitým grafickým synonymem vícetónových modulací. Nyní tedy provedeme rozbor spektra DMT/OFDM signálu. Jednotlivé DMT/OFDM symboly jsou vysílány jeden za druhým, a pokud není realizováno dodatečné tvarování v časové oblasti, viz kapitola 3.1.4, jejich obálku tvoří de facto obdélníkový puls, jehož průběh v časové oblasti označíme $h(t)$.

Pokud DMT symbol není rozšířen o cyklickou předponu, která by tvořila cyklické prodloužení symbolu bez změny amplitud a fází jednotlivých nosných v rámci symbolu, doba trvání obdélníkového pulzu je rovna $T_{\text{sym}} = T$, viz (3.7). Spektrum obdélníkového okna $H(f)$ můžeme odvodit, jak uvádí vztah (3.9).

$$\begin{aligned}
 H(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} h(t - kT_{\text{sym}}) e^{-j2\pi f t} dt = \int_{-kT_{\text{sym}}}^{T_{\text{sym}}(1-k)} e^{-j2\pi f t} dt = \\
 &= \frac{1}{-j2\pi f} \left[e^{-j2\pi f t} \right]_{-kT_{\text{sym}}}^{T_{\text{sym}}(1-k)} = \frac{j}{2\pi f} \left(e^{-j2\pi f T_{\text{sym}}(1-k)} - e^{j2\pi f T_{\text{sym}}k} \right) = \\
 &= j \frac{e^{j2\pi f T_{\text{sym}}k}}{2\pi f} \left(e^{-j2\pi f T_{\text{sym}}} - 1 \right) = j \frac{e^{j2\pi f T_{\text{sym}}k}}{2\pi f} \left(-2j e^{-j\pi f T_{\text{sym}}} \cdot \sin(\pi f T_{\text{sym}}) \right) = \\
 &= \frac{\sin(\pi f T_{\text{sym}})}{\pi f T_{\text{sym}}} \cdot T_{\text{sym}} \cdot e^{-j\pi f T_{\text{sym}}(1-2k)} = \text{sinc}(f T_{\text{sym}}) \cdot T_{\text{sym}} \cdot e^{-j\pi f T_{\text{sym}}}
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

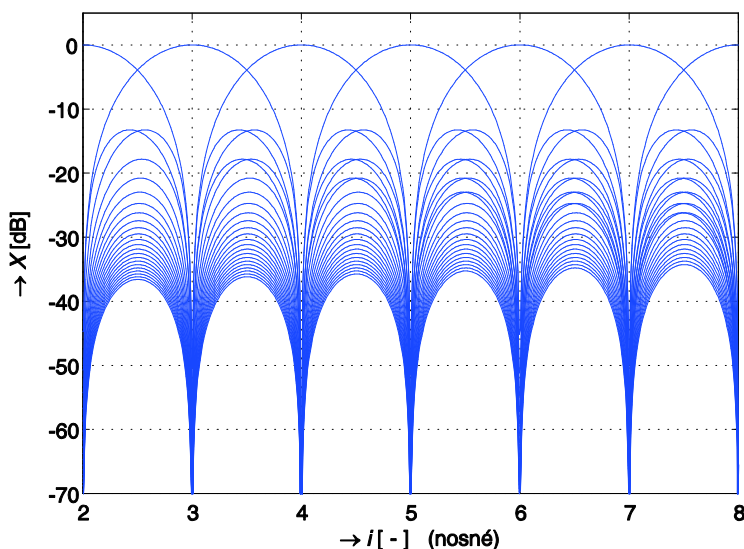
Jak bylo možno očekávat, spektrum jednotlivých nosných bude odpovídat sinc funkcím. Vysílaný signál, uvedený vztahem (3.5), je realizován vynásobením obdélníkového okna $h(t)$ a sumy časových průběhů modulovaných nosných. Spektrum je tedy jejich konvolucí. Příspěvek X_i^k od i -té nosné k -tého symbolu do výsledného spektra můžeme zapsat, jak uvádí vztah (3.10).

$$\begin{aligned}
 X_i^k(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} [X_i^k h(t - kT_{\text{sym}}) e^{j2\pi f_i t}] e^{-j2\pi f t} dt = \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} X_i^k e^{j2\pi f_i t} e^{-j2\pi f t} dt * \int_{-\infty}^{\infty} h(t - kT_{\text{sym}}) e^{-j2\pi f t} dt = \\
 &= X_i^k \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi(f_i - f)t} dt * \int_{-\infty}^{\infty} h(t - kT_{\text{sym}}) e^{-j2\pi f t} dt = \\
 &= X_i^k \cdot \delta(f_i - f) * \text{sinc}(f T_{\text{sym}}) \cdot T_{\text{sym}} \cdot e^{-j\pi f T_{\text{sym}}}
 \end{aligned} \tag{3.10}$$

Celkové spektrum, zahrnující příspěvky všech nosných a symbolů, můžeme zapsat vztahem (3.11).

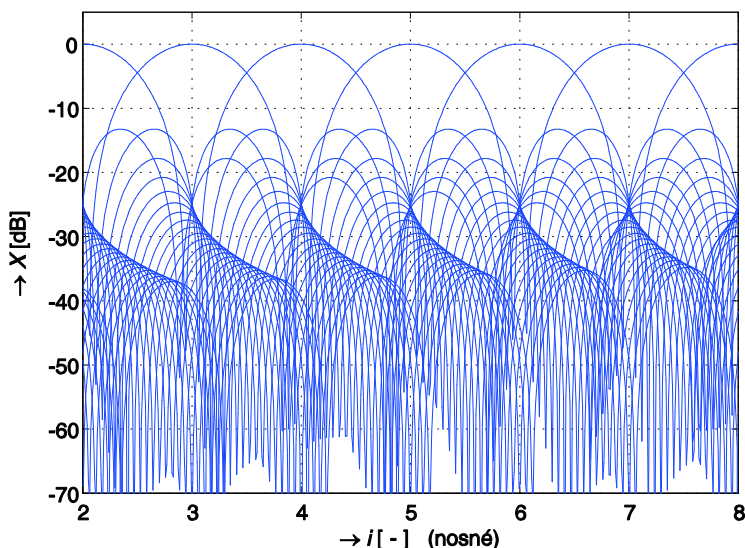
$$X(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^{N-1} X_i^k \cdot \delta(f_i - f) * \text{sinc}(f T_{\text{sym}}) \cdot T_{\text{sym}} \cdot e^{-j\pi f T_{\text{sym}}} \tag{3.11}$$

Jak již bylo uvedeno, spektrum dílčích nosných DMT/OFDM systému je zpravidla prezentováno ve tvaru ortogonálních sinc funkcí, jak uvádí obr. 3.5. To však platí pouze pro případ $T_{\text{sym}} = T$, a tedy bez zahrnutí vlivu cyklické předpony. Vlivem aplikace cyklické



Obr. 3.5. Spektrum DMT modulace bez aplikace cyklické předpony pro systém s $2N = 512$ a $CP = 0$ vzorků.

předpony dojde k rozšíření DMT/OFDM symbolu, tedy $T_{\text{sym}} > T$, a tím budou očekávatelně sinc spektra jednotlivých nosných úměrně tomu užší, jak uvádí obr. 3.6, který byl získán stejně jako obr. 3.5 ze vztahu (3.10), ale pro modifikovanou hodnotu T_{sym} , vypočtenou ze vztahu (3.7) pro danou hodnotu CP .

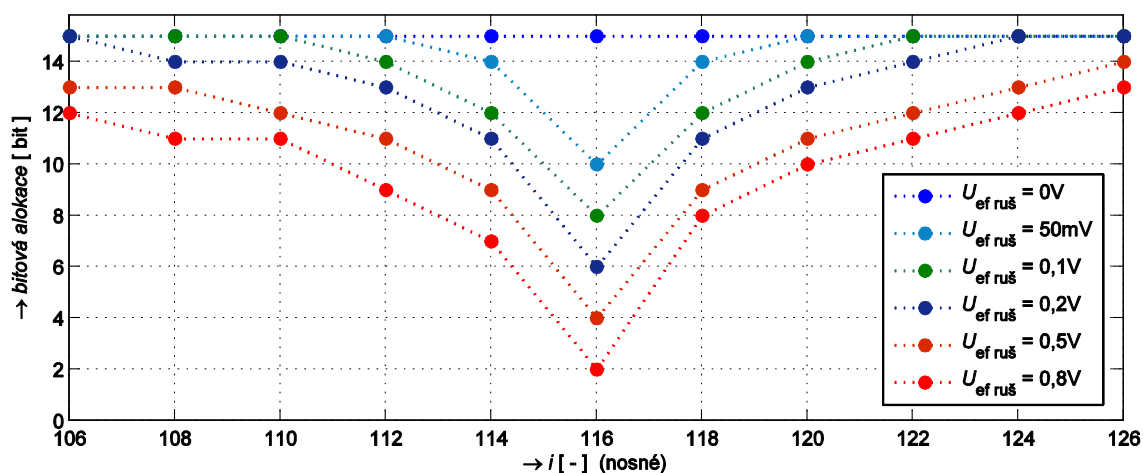


Obr. 3.6. Spektrum DMT modulace s cyklickou předponou pro systém s $2N = 512$ a $CP = 32$ vzorků.

Rovněž, jak je z tohoto obrázku patrné, dojde ke ztrátě ortogonality mezi dílčími nosnými. Zpětná demodulace vyžaduje obnovu ortogonality mezi jednotlivými nosnými a symboly, tedy jak v časové, tak kmitočtové oblasti, která je dosažena díky dříve popsané ekvalizaci v časové oblasti s následným odstraněním cyklické předpony. Ekvalizaci v časové oblasti (TEQ) a následným odstraněním cyklické předpony jsou odstraněny či alespoň významně potlačeny mezisymbolové přeslechy (ISI – Inter Symbol Interference).

Důsledkem tvaru spekter jednotlivých nosných tj. prolínajících se sinc funkcí, působí nehomogenity na vedení, odrazy na nezakončených odbočkách, úzkopásmové rušení a další vlivy snížení odstupů SNR, a tím i počtu nesených bitů na jednotlivých nosných nejen v kmitočtové oblasti s výskytem daného jevu, ale i na řadě okolních nosných.

Tento důsledek demonstruje výsledek měření bitové alokace, uvedený v obr. 3.7, kdy 116. nosná DSL systému byla rušena úzko-pásmovým signálem o šířce pásma menším než polovina vzdálenosti dvou sousedních nosných. Přesto se zvyšující se úrovní rušení došlo ke snížení počtu bitů celé řady sousedních nosných. Obr. 3.7 zachycuje oblast deseti nosných na obě strany v kmitočtovém pásmu od rušené nosné. Rušivý signál byl injektován pomocí symetizačního transformátoru North Hills 1901BA zapojeného v souladu s doporučením ITU-T G.996.1 [52]. Podobný efekt mají i odrazy např. na nezakončených odbočkách vedení. Vliv tohoto jevu lze snížit tvarováním DMT/OFDM symbolů, které bude uvedeno v následující kapitole.



Obr. 3.7. Vliv úzkopásmového rušení na bitovou alokaci.

3.1.4 Potlačení vysílání signálu mimo vyhrazené pásmo přenosu

Tvar spekter jednotlivých nosných ve tvaru sinc funkce, který byl odvozen v kapitole 3.1.3, způsobuje rovněž významné mimo-pásmové vysílání (out of band emission). Právě kvůli tvaru nosných ve tvaru sinc, kdy první postranní lalok má útlum pouze -13 dB, dochází k vysílání i v pásmech, které již leží mimo využitě nosné.

Problematický je zejména duplexní přenos DMT/OFDM systémů metodou kmitočtové děleného duplexu (FDD), kterému bude věnována mimo jiné kapitola 4, a optimální využití kmitočtového pásma více systémy metodou kmitočtové děleného multiplexu (FDM).

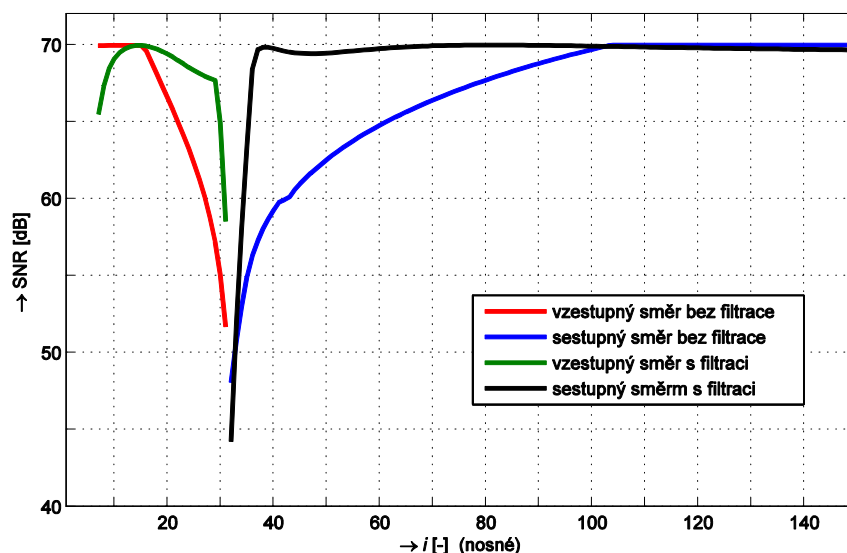
V systémech pracujících na vyšších kmitočtech je rovněž často požadováno některé nosné vyloučit z přenosu tak, aby nebylo ovlivňováno např. radioamatérské vysílání, což se používá v systémech VDSL2, G.fast a PLC. V DMT/OFDM systémech lze snadno tyto nosné nealokovat, tj. při výpočtu IFFT jsou korespondující prvky vektoru dané nosné nastaveny na nulové hodnoty, ale to by bylo zcela neúčinné, neboť díky tvaru spekter sinc klesají postranní laloky sousedních nosných velmi zvolna.

Jak již bylo uvedeno v kapitole 3.1.3, tyto systémy jsou díky tomuto tvaru spekter nosných citlivé na úzkopásmové rušení a odrazy od nezakončených odboček či obecně na nehomogenity vyskytující se na použitém vedení.

K potlačení mimo-pásmového rušení se využívají nejčastěji dvě metody:

- Dodatečná filtrace modulovaného DMT/OFDM signálu číslicovým filtrem zpravidla s nekonečnou impulsní odezvou (IIR).
- Aplikací nejen cyklické předpony (CP), ale i přípony (CS - cyclic suffix) a následnou aplikací vhodného okna na rozšířený symbol.

Metoda dodatečné filtrace DMT signálu se využívá zpravidla k omezení mimo-pásmového rušení, a tedy vzájemného ovlivňování přenosu v sestupném (downstream) a vzestupném (upstream) směru v ADSL systémech. Filtrem typu IIR, který je zařazen mezi P/S a A/D převodníky viz obr. 4.2, je dodatečně spektrálně omezen vysílaný signál.

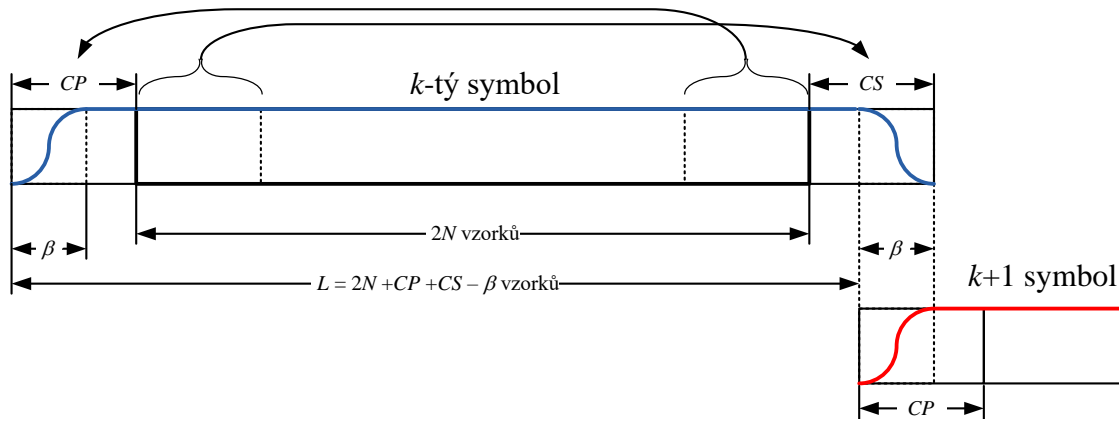


Obr. 3.8. Dosažený odstup SNR pro ADSL přenosový systém bez a s dodatečnou filtrací.

Pro vzestupný směr se jedná o pásmovou propust, pro sestupný směr o horní propust. Ukázkou dosaženého odstupů SNR s aplikací dodatečné filtrace a bez ní uvádí obr. 3.8. Paradoxně aplikace této dodatečné filtrace má dominantní vliv na délku a charakter impulsní odezvy přenosového kanálu. Jelikož vzestupný směr je filtrován pásmovou propustí, ekvalizace přenosového kanálu zahrnující vysílací, přijímací filtry a přenosový kanál je s ohledem na poměrně úzké pásmo nepoměrně náročnější než pro sestupný směr, a tak se zde používá dvojnásobný řád filtru TEQ ekvalizéru (zpravidla 32) a analogový signál v přijímači upstream směru je vzorkován s dvakrát vyšším kmitočtem než by bylo dle vzorkovacího teorému nutné. Přes toto opatření nejsou okraje pásma optimálně využity.

Druhá metoda, která se zpravidla používá v kombinaci s první uvedenou, spočívá v aplikaci nejen cyklické předpony o CP vzorcích, ale i cyklické přípony o CS vzorcích a následné aplikaci okna. Cyklická přípona, podobně jako předpona se vytváří zkopírováním CS vzorků ze začátku DMT/OFDM symbolu, a tak vytváří cyklická předpona CP , DMT/OFDM symbol a cyklická přípona CS kontinuální signál co do amplitud a fází jednotlivých nosných. Na prvních β vzorků cyklické předpony a β posledních vorků cyklické přípony je aplikováno vhodné okno (nejčastěji Raised-cosinovo okno). Jednotlivé, takto rozšířené a upravené DMT/OFDM symboly se vzájemně překrývají o β vzorků. Délka jednoho symbolu je tedy $2N + CP + CS - \beta$ vzorků. Celý princip demonstruje obr. 3.9.

Tato metoda, kdy výsledné modulační schéma je také označováno jako "windowed" DMT/OFDM, byla poprvé publikována v souvislosti s vývojem VDSL technologie a hledáním vhodného duplexního schématu [34] a je standardizována, jak bude podrobněji popsáno v kapitole 4.1, pro VDSL, VDSL2 a G.fast přenosové technologie a jako volitelná pro ADSL2 a ADSL2+ technologie. Rovněž se používá v PLC technologiích viz kapitola 4.2, kdy se však zpravidla nepřidává cyklická přípona, ale použije se delší cyklická předpona a tvarována je jak část cyklické předpony, tak konec symbolu. Aplikace okna má příznivý vliv



Obr. 3.9. Aplikace cyklické předpony (CP), cyklické přípony (CS) a okna.

na omezení mezisymbolových přeslechů. Typ (tvar) okna není, až na výjimky, pro jednotlivé technologie v doporučeních specifikován. Například v ADSL2 technologii jsou přímo vzorky okna vyměněny mezi modemy během inicializace komunikace ve zprávě MSG1 ITU-T 992.5 [48], kap. 8.5.3.2.

Vhodnou volbou může být např. Raised-cosinovo okno. Vztah (3.12) definuje tvar tohoto okna, které je aplikováno na prvních a posledních β vzorcích rozšířeného symbolu o cyklickou předponu CP a příponu CS na L prvků, jak uvádí vztah (3.13) a obr. 3.9.

$$u(n) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left(1 - \cos \left(\pi \left[\frac{n+0,5}{\beta} \right] \right) \right), & n = 0, 1, \dots, \beta - 1 \\ 1, & n = \beta, \beta + 1, \dots, L - 1 \\ \frac{1}{2} \left(1 + \cos \left(\pi \left[\frac{n+0,5-L}{\beta} \right] \right) \right), & n = L, \dots, L + \beta - 1 \end{cases} \quad (3.12)$$

$$L = 2N + CP + CS - \beta \quad (3.13)$$

Pro potřeby následného odvození efektu z aplikace okna přepíšeme definici funkce okna $u(n)$ jako konvoluci nově definovaného okna $\mathbf{w} = [u(0), \dots, u(L+\beta-1)]$ a obdélníkového pulsu $\mathbf{h} = [h(0), \dots, h(L-1)]$ o délce L vzorků, jak uvádí vztah (3.14):

$$u(n) = \mathbf{w} * \mathbf{h} = \sum_{m=0}^{\beta-1} w(m) \cdot h(n-m) \quad \text{pro } n = 0, 1, \dots, L + \beta - 1 \quad (3.14)$$

Zde prvky vektoru \mathbf{w} jsou:

$$w(k) = \frac{1 - \cos \frac{\pi}{\beta}}{\sin \frac{\pi}{\beta}} \cdot \sin \left(\pi \left[\frac{k}{\beta} \right] \right), \quad \text{pro } k = 0, 1, \dots, \beta - 1 \quad (3.15)$$

a prvky vektoru \mathbf{h} jsou:

$$h(m) = 1, \quad \text{pro } m = 0, 1, \dots, L - 1 \quad (3.16)$$

V časové oblasti, při uvážení vzorkovacího kmitočtu f_s , můžeme přepsat funkci definující okno $w(t)$, jak uvádí vztah (3.17). V obou vztazích definující okno jsou před funkcí sinus uvedeny vztahy výpočtu konstant normující výsledné okno. Ty lze s výhodou vypočítat, podobně jako náročnější integrály, s pomocí Symbolic toolboxu programu MATLAB nebo s pomocí programu MAPLE, který jsem pro potřebu tohoto odvození využil.

$$w(t) = \frac{\pi}{2T_\beta} \sin \left(\pi \left[\frac{t}{T_\beta} \right] \right), \quad \text{kde } T_\beta = \frac{\beta}{f_s} \quad (3.17)$$

Spektrum okna $w(t)$ uvádí vztah (3.18).

$$\begin{aligned} W(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} w(t) e^{-j2\pi f t} dt = \int_0^{T_\beta} \left[\frac{\pi}{2T_\beta} \sin \left(\pi \left[\frac{t}{T_\beta} \right] \right) \right] e^{-j2\pi f t} dt = \\ &= \int_0^{T_\beta} \left[\frac{\pi}{2T_\beta} \frac{e^{j\pi \frac{t}{T_\beta}} - e^{-j\pi \frac{t}{T_\beta}}}{2j} \right] e^{-j2\pi f t} dt = \frac{\pi}{2T_\beta} \cdot \frac{-T_\beta \cdot (e^{j2\pi f T_\beta} + 1) \cdot e^{-j2\pi f T_\beta}}{\pi \cdot (4f^2 T_\beta^2 - 1)} = \\ &= \frac{e^{j\pi f T_\beta} + e^{-j\pi f T_\beta}}{2} \cdot e^{-j\pi f T_\beta} = \frac{\cos(\pi f T_\beta)}{1 - 4f^2 T_\beta^2} e^{-j\pi f T_\beta} \end{aligned} \quad (3.18)$$

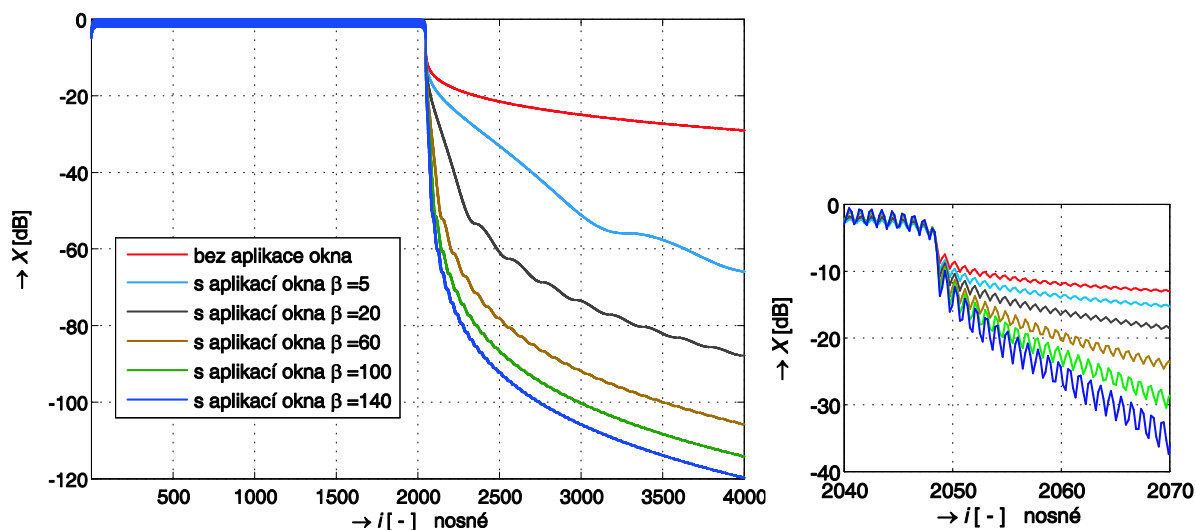
Konvoluci v časové oblasti, definované vztahem (3.14), odpovídá násobení v kmitočtové oblasti. Tedy spektrum DMT/OFDM systému po aplikaci okna lze získat modifikací vztahu (3.11), kde jednotlivé sinc funkce jsou vynásobeny spektrální funkcí okna $W(f)$, jak uvádí vztah (3.19).

$$\begin{aligned}
 X(f) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^{N-1} X_i^k \cdot \delta(f_i - f) * W(f) \cdot \text{sinc}(f T_L) \cdot T_{\text{sym}} \cdot e^{-j\pi f T_L} = \\
 &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^{N-1} X_i^k \cdot \delta(f_i - f) * \frac{\cos(\pi f T_{\beta})}{1 - 4f^2 T_{\beta}^2} \cdot \text{sinc}(f T_L) \cdot T_{\text{sym}} \cdot e^{-j\pi f (T_L + T_{\beta})}
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

$$\text{kde } T_L = \frac{L}{f_{\text{vz}}}$$

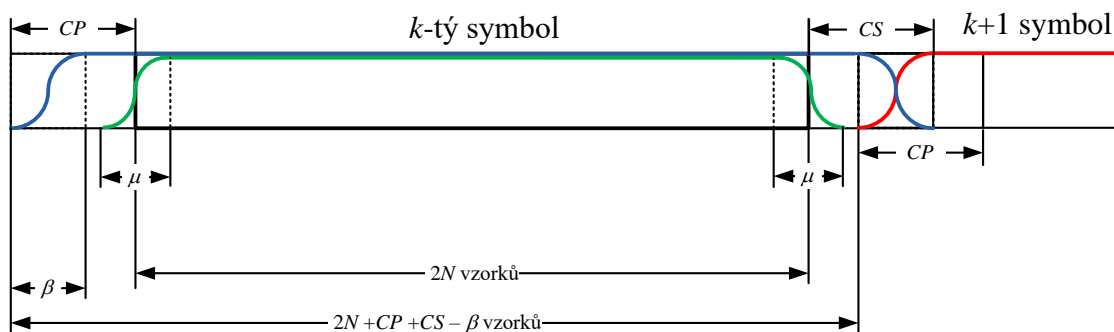
Porovnání spekter systémů s aplikací okna s různou délkou překryvu β a bez aplikace okna uvádí obr. 3.10. Zde se jedná o systém s 2048 nosnými, cyklickou předponou 140 vzorků a příponou 180 vzorků. Z obrázku obr. 3.10 je patrné, že aplikace okna umožňuje významně snížit mimo-pásmové vysílání. Nicméně potlačení, jak může být z detailu zřejmé, je dosaženo až po několika desítkách nosných.

Pouhá aplikace okna tedy neumožňuje vyloučení z přenosu úzkou oblast nosných. Pokud je v některých systémech požadována funkcionalita vyloučení z přenosu některých nosných, např. v systémech VDSL2, G.fast a PLC pro omezení ovlivnění radioamatérských pásem, používá se k tomu číslicová filtrace, kdy jsou dle konfigurace vyloučených nosných navrženy číslicové filtry (tzv. notch filtry) pro potlačení mimo-pásmového rušení v oblasti vyloučených nosných.



Obr. 3.10. Porovnání spekter DMT/OFDM systémů s aplikací okna a bez aplikace okna.

Přestože vliv úzkopásmového rušení či nehomogenit vedení není zcela potlačen, jedná se o značné kvalitativní zlepšení, a tak se tato metoda standardně používá, počínaje systémy VDSL, přes G.fast až po všechny širokopásmové PLC technologie, viz kapitola 4.



Obr. 3.11. Aplikace okna při demodulaci DMT/OFDM signálu.

Rovněž v přijímači je využívána aplikace okna k omezení mimo-pásmového příjmu každé nosné, a také ke snížení vlivu úzkopásmového rušení. Další výhodou je snížení citlivosti systému na přesnost rámcové synchronizace. Princip demodulace prezentuje obr. 3.11, kde přijímací okno je naznačeno zelenou barvou. Šířka překryvu je zde μ vzorků. Takto získaných $(2N + \mu)$ vzorků je následně přepočteno na $2N$ vzorků tak, že oblasti překryvu jsou sečteny, neboť korespondují stejnému vysílanému signálu, viz vytváření předpon CP a CS obr. 3.9.

V rámci kapitoly 3.1 byly popsány principy implementace DMT a OFDM modulací. Byla prezentována dvojice přístupů umožňující realizace modulace v základním a přeloženém pásmu. Rovněž byly analyzovány některé zásadní vlivy limitující datový přenos s využitím těchto modulací a prezentovány metody k jejich omezení. Jednalo se zejména o mezisymbolové přeslechy, přeslechy mezi nosnými a mimopásmové vysílání. Byla provedena analýza vlivu cyklické předpony na spektrum jednotlivých nosných a prezentováno reálné spektrum nosných při aplikaci cyklické přepony s cílem ukázat chybu řady publikací, kde je spektrum prezentováno bez započtení tohoto vlivu. Byly prezentovány výsledky měření vlivu úzkopásmového rušení, uvedeny metody k omezení mimopásmového vysílání a snížení vlivu průběhu spekter jednotlivých nosných ve tvaru sinc funkcí.

3.2 Bitová alokace

Jednou s hlavních výhod systémů s více nosnými oproti systémům s jednou nosnou je schopnost optimálně využít spektrálně profilovaný přenosový kanál s proměnným poměrem odstupů SNR. Jak již bylo uvedeno v úvodu kapitoly 3.1, systémy realizující duplexní přenos umožňují na základě měření přenosového kanálu a výměny informací o jeho vlastnostech mezi oběma modemy ustavit tzv. bitovou alokaci, tj. stanovit vhodný počet bitů nesených každou nosnou dle šumových a útlumových vlastností na dané nosné.

Dá se říci, že můžeme definovat rozložení množství informace přenášené napříč kmitočtovým spektrem. Často se uvádí, že počet bitů je ustaven dle odstupů SNR na dané nosné, což však není přesné, neboť úroveň vysílaného signálu je rovněž určena během inicializace tak, aby s co nejnižším výkonem bylo dosaženo co největší či požadované přenosové rychlosti.

Inicializace modemu má několik fází a jedná se o poměrně složitou a obsažnou problematiku. Proto si ji zde jen velmi stručně přiblížíme. U DSL modemů zpravidla rozlišujeme 4 fáze [46], a to: Aktivace a potvrzení (Handshake), trénování (Training), analýza přenosového kanálu (Channel analysis) a výměna informací (Exchange).

Během fáze aktivace jsou vyměněny mezi modemy informace o podporovaných módech a schopnostech, přenos je realizován na několika nosných s předem definovaným počtem bitů.

Ve fázi trénovací již jsou přenášeny širokopásmové signály a je změřen přijímací výkon, pomocí něž je nastaven zisk analogových obvodů pro optimální využití A/D převodníků, přenosová charakteristika kanálu, která je následně využita k výpočtu koeficientů jednotlivých ekvalizérů TEQ a FEQ, je-li aplikován obvodově dělený duplex s využitím potlačení ozvěnového signálu EC, jsou určeny koeficienty filtru potlačení ozvěnového signálu. Charakteristické pro tuto fázi přenosu je, že je realizován bez aplikace cyklické předpony CP a přípony CS.

Ve třetí fázi s označením analýza kanálu jsou nejprve vyměněny informace o vysílacím výkonu, využitím kódování a řada dalších, poté jsou ustaveny koeficienty jednotlivých ekvalizérů, spočtené na základě informací získaných v druhé fázi a následně je již realizován přenos s využitím cyklické předpony CP a přípony CS. V rámci třetí fáze jsou již určeny šumové a útlumové poměry na každé nosné, na základě nichž je určena bitová alokace. Tu ovlivňuje i nastavení jednotlivých ekvalizérů a parametrů, které byly určeny během druhé fáze trénování, a proto nyní s ustavenými ekvalizéry je nutno realizovat nové měření šumových poměrů na jednotlivých nosných a nelze využít výsledky z druhé fáze inicializace.

Ve čtvrté fázi s označením výměna informací, dochází k výměně informací o vypočtených bitových alokacích, nastavení zesílení, parametrech protichybového zabezpečení a celé řadě dalších.

3.2.1 Výpočet alokovaných bitů a zajištění požadované chybovosti

Počet bitů b_i , který může být při chybovosti BER přenášen na i -té nosné, lze určit ze vztahu (3.20), odvozeného z Shannonova vztahu pro kapacitu kanálu (6.2), doplněného o aproximaci ztráty v odstupu SNR pro dosažení požadované chybovosti BER , platné pro čtvercová konstelační schémata QAM modulace s počtem bitů $b_i \geq 5$, kdy chyba je menší než 0,2 dB [22]. Požadovaná hodnota chybovosti BER je zpravidla volena 10^{-7} .

$$b_i = \log_2 \left(1 + \frac{3}{\left(Q^{-1} \left(\frac{BER}{4} \right) \right)^2} \cdot SNR_i \right) \text{ [bit]}, \quad (3.20)$$

$$\text{kde } Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot \int_x^{\infty} e^{-\frac{y^2}{2}} dy$$

Hodnota inverzní Q-funkce pro $10^{-7}/4$ je 5,45, a tedy při tomto požadavku na snížení chybovosti je nutno kalkulovat se ztrátou η , viz definice (3.21), v poměru SNR $\eta = 9,91$, odpovídající snížení SNR o 9,96 dB. Pro $b_i = 1$ a 3 je vhodné navýšit hodnotu η $1,5\times$ SNR o 9,96 dB. Pro $b_i = 1$ a 3 je vhodné navýšit hodnotu η $1,5\times$ respektive $1,29\times$ [22].

$$b_i = \log_2 \left(1 + \frac{SNR_i}{\eta} \right) \quad [\text{bit}] \quad (3.21)$$

Jak již bylo uvedeno, jedná se však o aproximaci. Například v [5] je uvedena jiná aproximace, kdy ve vztahu (3.20) je vstupem inverzní Q-funkce hodnota $BER/2$. Výsledný rozdíl je však minimální, neboť pak $\eta = 9,46$ a odpovídající snížení SNR je o 9,76 dB. V dalším textu budeme pracovat s hodnotou 9,8 dB. Podrobný rozbor této problematiky lze nalézt v [22], [24].

Kromě snížení SNR o potřebnou rezervu pro dosažení požadované chybovosti je SNR snížen o tzv. šumovou rezervu NM (noise margin). Ta je zpravidla volena 6 dB a má zajistit snížení citlivosti na dynamické změny v odstupu SNR, jakými jsou např. impulsní rušení, inicializace dalších modemů v rámci kabelového svazku a další. Jak již bylo zmíněno v úvodu kapitoly 3.1, systémy s více nosnými umožňují realizovat plynulou adaptaci na změny v odstupu SNR pomocí bitové realokace (bit swapping), která ale nedokáže dostatečně rychle reagovat na dynamické změny, a proto je zde zapotřebí této šumové rezervy.

Krom výše uvedených ztrát v odstupu SNR jsou kalkulovány i zisky, a to především zisk protichybovým kódováním CG (coding gain), který zpravidla dosahuje 4 dB [22], u systému G.fast je uváděno 5 dB. Konkrétní hodnota závisí na protichybovém zabezpečení implementovaném v daném přenosovém systému. Například trellis kódování je zpravidla nepovinnou funkcionalitou a musí být podporováno oběma modemy.

Jednotlivé ztráty a zisky, jak je z předešlého textu patrné, jsou kalkulovány v decibelech a vztah (3.20) tak můžeme přeformulovat, jak uvádí vztah (3.22).

$$b_i = \log_2 \left(1 + SNR_i \cdot 10^{\frac{-9,8 - NM + CG}{10}} \right) \quad [\text{bit}] \quad (3.22)$$

Jelikož odstup SNR bývá rovněž uváděn v decibelech, můžeme vztah (3.22) přepsat jako vztah (3.23), kde všechny parametry, včetně SNR_i jsou uvedeny v decibelech.

$$b_i = \log_2 \left(1 + 10^{\frac{SNR_i - 9,8 - NM + CG}{10}} \right) \quad [\text{bit}] \quad (3.23)$$

Na jednotlivých nosných však mohou být alokovány jen celistvé počty bitů, výsledek vztahu (3.23) je tak nutno zaokrouhlit na nejbližší nižší celé číslo. Tuto operaci formálně zapíšeme jako funkci ceil. Popřípadě může být hodnota zaokrouhlena,

$$b_i = \text{ceil} \left\{ \log_2 \left(1 + 10^{\frac{SNR_i - 9,8 - NM + CG}{10}} \right) \right\} = \text{ceil} \left\{ \log_2 \left(1 + 10^{\frac{SNR_i - \Gamma}{10}} \right) \right\} \quad [\text{bit}] \quad (3.24)$$

ale pak je nutno realizovat kompenzaci zisku (gain scaling), která bude popsána později. Pokud by nebyla tato kompenzace realizována, nebyla by s ohledem na zaokrouhlování dodržena požadovaná rezerva v odstupě SNR a tím i požadovaná chybovost. Přenosovou rychlost systému v pak můžeme zapsat jako sumu bitů na jednotlivých nosných, vynásobenou modulační rychlostí M , jak uvádí vztah (3.25). Do celkové ztráty či rezervy v SNR, ve vztahu (3.24) označené Γ , bývá kalkulována i ztráta z aplikace cyklické předpony CP a přípony CS. V tomto textu, zejména v kapitole 4, ji však budeme započítávat do modulační rychlosti M .

$$v = M \cdot \sum_{i=1}^N \text{ceil} \left\{ \log_2 \left(1 + 10^{\frac{SNR_i - 9,8 - NM + CG}{10}} \right) \right\} \quad [\text{bit/s}] \quad (3.25)$$

3.2.2 Algoritmus návrhu bitové alokace

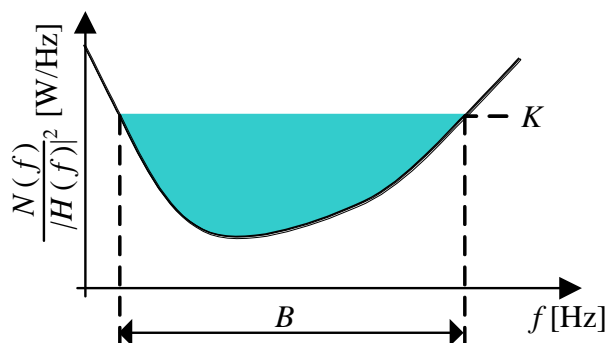
Ze vztahu (3.24) lze určit počet bitů b_i , který může i -tá nosná přenášet na základě znalosti odstupě SNR_i na této nosné. Při inicializaci a výpočtu bitové alokace však odstup SNR není znám, neboť i vysílací výkon je určen během inicializace tak, aby bylo dosaženo maximální či požadované přenosové rychlosti s minimálním vysílacím výkonem. Vychází se při tom z tzv. Water-pouring (Water-filling) teorému, jehož odvození je možno nalézt v [1], [6]. Teorém specifikuje jak rozložit vysílací výkon $PSD_{TX}(f)$ tak, aby byla využita maximálně kapacita kanálu, potažmo dosaženo co nejvyšší přenosové rychlosti.

Dle tohoto teorému platí, že má-li přenosový kanál přenosovou funkci $H(f)$ a šum na straně přijímače rozložení $N(f)$, maximální kapacity na tomto kanálu bude dosaženo, pokud hodnota součtu $PSD_{TX}(f) + N(f)/|H(f)|^2 = K$ je konstantní, jak uvádí vztah (3.26).

$$PSD_{TX}(f) = \begin{cases} K - \frac{N(f)}{|H(f)|^2} & \text{pro } f \in B \\ 0 & \text{pro } f \notin B \end{cases} \quad [\text{bit/s}] \quad (3.26)$$

Tento výsledek odvození lze interpretovat i graficky, jak uvádí obr. 3.12, z čehož byl odvozen i název tohoto teorému. Přepočteme-li rozložení šumu na straně přijímače $N(f)$ s pomocí

přenosové funkce kanálu $H(f)$ na stranu vysílače, vytvoří nám pomyslnou stěnu nádoby, jako funkci $N(f)/|H(f)|^2$. Pokud chceme optimálně alokovat vysílací výkon napříč kmitočtovým spektrem, bude jeho rozložení, tj. $PSD_{TX}(f)$ odpovídat výšce hladiny v jednotlivých částech pomyslné nádoby a hodnota výkonu množství vody nalévané do pomyslné nádoby. Na základě tohoto teorému můžeme založit algoritmy výpočtu bitové alokace.



Obr. 3.12. Princip Water-pouring (Water-filling) teorému.

Při inicializaci je určena přenosová funkce kanálu a rozložení šumu na straně přijímače. Na základě nich určíme, jaký výkon je potřebný pro přenos minimálního počtu bitů na každé nosné. V prvních DSL systémech se jednalo o 2 bity, nejnovější přenosové systémy již podporují i jednobitová konstelační schémata. Poté najdeme nosnou, u které je potřebný nejnižší výkon, zde provedeme alokaci bitu a rovněž vypočteme, jaký výkon je potřebný na této nosné pro zvýšení o další bit. Následně opět hledáme nosnou s nejmenší hodnotu potřebného výkonu. To realizujeme, dokud není dosaženo požadované přenosové rychlosti či maximální povolený vysílací výkon. Rovněž je potřeba kontrolovat, zdali nedojde k překročení spektrální masky, definované v patřičném doporučení dané technologie. Pokud by mělo alokaci dané nosné dojít k překročení spektrální masky, není alokace na této nosné provedena a tato nosná je z dalšího hledání nejnižších výkonů vyloučena. Přenosová rychlost systému navíc nemůže nabývat libovolných hodnot, ale může být zvyšována jen po určitých krocích, např. po 32 kbit/s což souvisí se strukturou multirámce. Výše uvedený algoritmus představuje základní přístup návrhu bitové alokace vycházející přímo z Water-pouring teorému. V průběhu let vznikla celá řada algoritmů, které se snaží především zrychlit výpočet algoritmu či sledovat i jiné cíle.

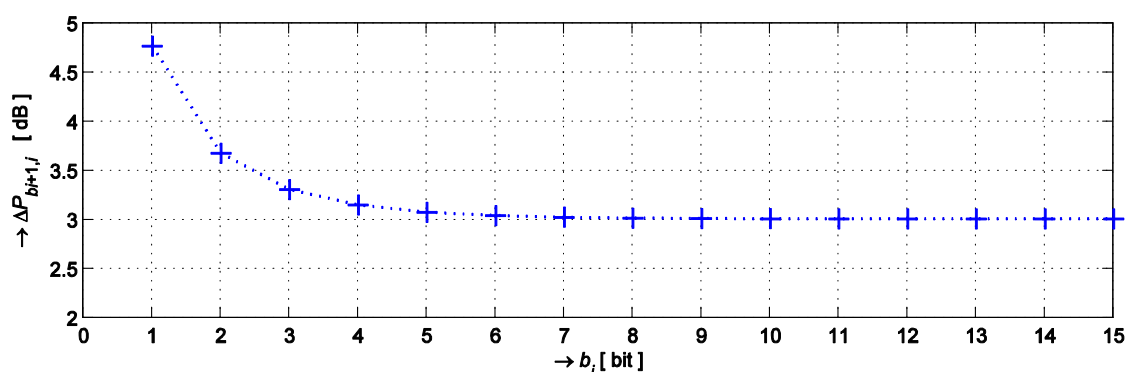
Ze vztahu (3.23) lze odvodit vztah pro potřebný výkon pro alokaci daného počtu bitů. Potřebný výkon $P_{\min,i}$ pro alokaci minimálního počtu bitů, tj. $b_{\min} = 1$ nebo 2 dle konkrétního systému na i -té nosné uvádí vztah (3.27), kde N_i je výkon šumu a H_i hodnota přenosové funkce na i -té nosné.

$$P_{b_{\min},i} = \frac{N_i \cdot 10^{10} \cdot (2^{b_{\min}} - 1)}{|H_i|^2} \quad [\text{W}] \quad (3.27)$$

Potřebný vysílací výkon $P_{b_{i+1},i}$ pro navýšení bitové alokace o 1 bit na i -té nosné uvádí vztah (3.28).

$$P_{b_{i+1},i} = \frac{N_i \cdot 10^{\frac{\Gamma}{10}} (2^{b_{i+1}} - 1)}{|H_i|^2} = \Delta P_{b_{i+1},i} \cdot \frac{N_i \cdot 10^{\frac{\Gamma}{10}} (2^{b_i} - 1)}{|H_i|^2} = \Delta P_{b_{i+1},i} \cdot P_{b_i,i} \quad [\text{W}] \quad (3.28)$$

$$\text{kde } \Delta P_{b_{i+1},i} = \frac{2^{b_{i+1}} - 1}{2^{b_i} - 1} \quad [-]$$



Obr. 3.13. Závislost násobku $\Delta P_{b_{i+1},i}$ potřebného navýšení výkonu pro alokaci dalšího bitu.

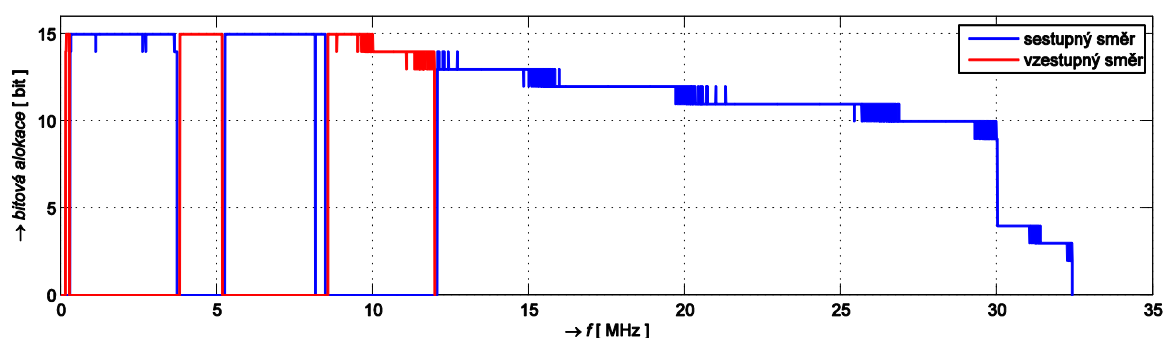
S každým bitem roste potřebný výkon $\Delta P_{b_{i+1},i}$ krát. Jak je z obr. 3.13 patrné, pro hodnoty b_i větší než 5 můžeme výraz zjednodušit, jak uvádí vztah (3.29), a tedy s každým dalším alokovaným bitem na dané nosné roste potřebný výkon 2×, tedy o 3 dB.

$$\Delta P_{b_{i+1},i} = \frac{2^{b_{i+1}} - 1}{2^{b_i} - 1}, \quad \text{pro } b_i > 5 \quad \Delta P_{b_{i+1},i} \approx \frac{2^{b_{i+1}}}{2^{b_i}} = 2 \quad [-] \quad (3.29)$$

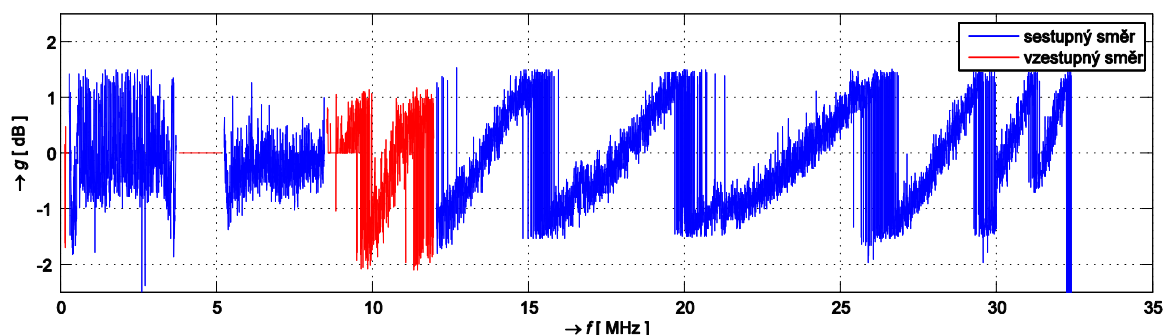
Toto zjednodušení vztahu (3.28) umožňuje významně snížit výpočtovou náročnost během výpočtu bitové alokace, neboť při navýšení o jeden bit na dané nosné stačí původní výkon na nosné v tabulce výkonů pouze zdvojnásobit a znovu hledat nejnižší hodnotu výkonu, jak již bylo popsáno dříve. Bohužel ne všechna konstelační schémata přidružená jednotlivým počtům alokovaných bitů b_i jsou stejně efektivní, a tedy při vyšších požadavcích na přesnost je nutná kompenzace některých hodnot, např. pro liché počty bitů, nebo vytvořit tabulku hodnot navýšení výkonu $\Delta P_{b_{i+1},i}$ obsahující hodnotu pro každý počet bitů a pomocí ní realizovat vždy přepočtení výkonu při alokování dalšího bitu. Příklady bitových alokací různých DSL systémů jsou uvedeny v kapitole 4.1, na obr. 4.5, obr. 4.7, obr. 4.12, obr. 4.13, obr. 4.14 a obr. 4.19.

3.2.3 Normování vysílacího výkonu - vektor nastavení zesílení

S ohledem na celistvé počty bitů přidělovaných na jednotlivé nosné má bitová alokace při narůstajícím útlumu kabelu schodkovitý průběh, viz obr. 3.14, jehož důsledkem je pilovitý průběh rozložení vysílacího výkonu $PSD_{TX}(f)$ s rozdílem minim a maxim 3 dB, což koresponduje cca dvojnásobnému navýšení výkonu při alokaci každého bitu. Úroveň PSD navíc nemůže být často libovolná a dle jednotlivých doporučení může nabývat konkrétních diskrétních hodnot. Proto je na jednotlivých nosných výkon normován či kompenzován a vedle bitové alokace je navržen i vektor zesílení $g(f)$ (gain scaling), který může v ADSL a VDSL systémech nabývat hodnot 0,1888 až 1,33, tj. $-14,5$ až $+2,5$ dB [48], [50] a u G.fast systémů -30 až 0 dB [54]. Příklad kompenzačního vektoru zesílení $g(f)$ uvádí obr. 3.15, který přísluší bitové alokaci uvedené v obr. 3.14, a proto jsou uvedeny pod sebou.



Obr. 3.14. Bitová alokace VDSL2 technologie s kmitočtovým profilem 998ADE35 při vzdálenosti 200 m.



Obr. 3.15. Průběh vektoru zesílení $g(f)$ - gain scaling VDSL2 technologie s kmitočtovým profilem 998ADE35 při vzdálenosti 200 m.

Po návrhu bitové alokace modem předává protějšímu modemu nejen vektor bitové alokace, ale i vektor nastavení zesílení $g(f)$. Je-li realizována realokace (bit swap), jsou pomocí řídicích kanálů přenášeny vždy informace o čísle nosné i , kde má být realokace provedena, nový počet přenášených bitů b_i a nová hodnota zesílení g_i .

Kapitola 3.2 byla věnována problematice bitové alokace. Možnost rozložit přenášená data, potažmo informaci, napříč kmitočtovým pásmem tak, aby rozložení korespondovalo odstupům SNR, je základní výhodou systémů s více nosnými a umožňuje efektivně využít kanály s proměnným útlumem napříč kmitočtovým spektrem. V této kapitole byly uvedeny vztahy pro výpočet počtu přenášených bitů dle odstupů SNR na dané nosné. Rovněž byly

uvedeny jednotlivé rezervy v odstupu SNR, které umožňují spolehlivou činnost s nízkou chybovostí. Bylo zdůrazněno, že potřebná rezerva v odstupu SNR pro dosažení požadované chybovosti je závislá na počtu alokovaných bitů a publikované vztahy jsou aproximací, která má omezenou platnost, která často není uváděna. Druhou, neméně důležitou rezervou v odstupu SNR, je šumová rezerva, noise margin, která zajišťuje stabilitu systému a jeho odolnost vůči dynamickým změnám v přenosovém kanálu. Její aplikace, která je ustálená napříč různými přenosovými systémy s více nosnými, tvoří základní předpoklad pro zajištění činnosti více systémů v rámci kabelového svazku a odolnosti vůči impulsnímu rušení. Rovněž byl prezentován tzv. Water-pouring teorém, který tvoří základ k optimálnímu návrhu bitové alokace, neboť definuje jak rozložit výkon, popsany závislostí výkonové spektrální hustoty, napříč kmitočtovým spektrem tak, aby bylo dosaženo maximální přenosové rychlosti při minimálním vysílaném výkonu. Ač často nemůže být tento teorém zcela splněn, např. z důvodu limitace maxima výkonové spektrální hustoty v daném doporučení, jedná se o základní princip pro činnost algoritmů návrhu bitové alokace. Rovněž byla prezentována problematika normování vysílaného výkonu a zdůrazněno, že bitová alokace a vektor nastavení zesílení na jednotlivých nosných spolu úzce souvisí a tvoří pár hodnot, které musí být mezi modemy vyměněny k realizaci datového přenosu na dané nosné.

V kapitole 3 byly uvedeny základní principy implementace systému s více nosnými založeném na bance QAM modulátorů realizované s využitím IFFT transformace. Uvedená problematika je však velmi široká, a tak byly uvedeny principy implementace, jejich varianty, analyzovány a prezentovány nedostatky uvedeného principu a uvedeny principy zmírnění důsledku těchto nedostatků.

Klíčový je zde zejména tvar spekter jednotlivých nosných ve tvaru sinc funkcí, který má řadu důsledků uvedených v kapitole 3.1. Tyto nedostatky vedly k hledání jiných přístupů implementace banky QAM modulátorů, které budou uvedeny v kapitole 5.

Některé neméně důležité problematiky byly prezentovány jen okrajově, např. implementace ekvalizérů v časové a kmitočtové oblasti, které jsou velmi důležité při realizaci přijímače DMT/OFDM modulace. Jak již bylo uvedeno, ač jsem se této problematice po nějaký čas věnoval a zaznamenal na své publikace řadu ohlasů, jedná se o značně rozsáhlou problematiku číslicového zpracování, která je nad rámec této práce.

Mezi další samostatné problematiky, které zde nebyly rozebrány, avšak jsou neméně důležité, patří například problematika synchronizace, a to jak rámcové tak vzorkovací, problém PAR (Peak-to-Average Power Ratio), kdy při nevhodné kombinaci hodnot jednotlivých fázorů nosných může mít signál v časové oblasti příliš vysokou hodnotu, nad možnosti použitých D/A převodníků a analogové části modemu, a tak dojde k oříznutí signálu, popřípadě může již zasaturovat aritmetika, je-li použita implementace s pevnou řádovou čárkou, dále pak např. problematika návrhu notch filtrů, používaných k omezení vysílání na některých nosných a řada dalších.

4 Širokopásmové technologie pro metalická vedení

Zatímco kapitola 3 byla věnována modulacím s více nosnými DMT a OFDM v obecné rovině, v této kapitole již se zaměříme na konkrétní přenosové technologie, které vícetónové modulace využívají. Bude se jednat o technologie realizující datový přenos po metalických vedeních, a to po telekomunikačním kabelu, tvořeným metalickými kroucenými páry, kde se uplatňují DSL (Digital Subscriber Line) technologie a o datový přenos po napájecích kabelech, kde se uplatňují PLC (Power Line Communication) technologie.

U DSL technologií se zaměříme zejména na metody řešení duplexního, tj. obousměrného přenosu v jednotlivých generacích DSL systémů, neboť právě u těchto technologií byly postupně využity snad všechny možnosti jeho realizace. Kapitola zahrnuje řadu vlastních simulací a měření s využitím vybavení Laboratoře datových přenosů na Ústavu telekomunikací VUT v Brně, kterou se mi podařilo za téměř dvě dekády vybavit jak vlastními technologiemi, včetně nejnovější technologie G.fast, tak i prostředky pro jejich testování, zahrnující mimo jiné přesné simulátory metalických vedení. Studenti se tak v rámci laboratorních cvičení mají možnost setkat s nejmodernějšími technologiemi a metodami jejich měření.

Kapitola 4.2 pak je věnována PLC technologiím, kde se zaměříme pouze na širokopásmové PLC technologie, označované jako BPL (Broadband over power lines), a jejich vlastnosti. Rovněž zde vznikla celá řada systémů, které oproti DSL technologiím nebyly původně standardizovány, což je dáno oblastí využití těchto technologií.

Pro úplnost uveďme, že vícetónové modulace se již uplatnily i v posledních verzích 3.1 a 4.0 standardu DOCSIS (Data Over Cable Service Interface Specification), což je technologie umožňující přenos v sítích tvořených koaxiálními kabely, kde je provozována kabelová televize. S ohledem na podstatně lepší přenosové vlastnosti koaxiálních kabelů, především větší šířce dostupného kmitočtového pásma, se zatím tato verze standard neuplatňuje, neboť verze 3.0 realizující datový přenos pouze na několika nosných, např. 16 či 24, dosahuje zatím dostatečné přenosové vlastnosti a rychlosti v řádu Gbit/s.

4.1 Technologie DSL a v nich použité duplexní metody

V DSL technologiích je směr přenosu od poskytovatele, kde je instalován DSLAM (Digital Subscriber Line Access Multiplexer) k uživateli, kde je instalován účastnický modem CPE (Customer Premises Equipment) označován v anglickém jazyce jako downstream. V českém jazyce se používá označení sestupný směr. V dalším textu, tabulkách či obrázcích může být použita zkratka DW, popřípadě DS, je-li to zavedeno v dané technologii. Opačný směr od uživatele k poskytovateli je označován v anglickém jazyce jako upstream. V českém jazyce se používá označení vzestupný směr. V dalším textu může být rovněž použito zkratky UP nebo US, dle toho, jak je v dané technologii obvyklé.

S ohledem na odlišné požadavky na přenosové rychlosti v jednotlivých směrech přenosu, tj. větší množství dat přenášených v sestupném směru, byl duplexní přenos v DSL technologiích koncipován tak, aby umožnil realizaci nesymetrického duplexního přenosu,

zpravidla v poměru cca 1:8 ve prospěch sestupného směru. Z hlediska metody realizace obousměrného přenosu se v jednotlivých DSL standardech uplatnily metody kmitočtové děleného duplexu FDD, časově děleného duplexu TDD a obvody děleného duplexu s využitím echo kompenzace EC.

Tab. 4-1 Přehled některých parametrů DSL technologií.

xDSL	ITU-T	rok	rychlost DW/UP či obousměrná [Mbit/s]	f_{\max} [MHz]	Δf [kHz]	metoda duplexu
ADSL	G.992.1	1999	6 / 0,6 (8 / 1)	1,1	4,315	FDD (EC)
ADSL2	G.992.3	2002	8+ / 1	1,1	4,315	FDD (EC)
ADSL2plus	G.992.5	2003	24 / 1	2,2	4,315	FDD (EC)
VDSL	G.993.1	2004	52 / 12	12	4,315	FDD
VDSL2	G.993.2	2005	150	až 17,6	4,315	FDD
			250 (30a Annex P)	30	8,625	
			400 (35b Annex Q - Vplus)	35	4,315	
G.fast	G.9700, G.9701	2014	1 000	106	51,75	TDD
			2 000	212		
G.mgfast	G.9710, G.9711	2020, v přípravě	5 000 - 10 000	424	51,75	TDD/EC
			(bude upřesněno)	848		

Velmi stručný přehled jednotlivých standardů DSL technologií uvádí Tab. 4-1. Zde je uvedeno označení DSL technologie, číslo doporučení ITU-T, rok prvního vydání, přenosové rychlosti, zaokrouhlená hodnota maximálního využívaného kmitočtu, rozstup mezi nosnými a využívaná metoda pro realizaci obousměrného přenosu. Uváděný rok je rokem prvního vydání, následně však docházelo ke změnám a navyšování přenosových rychlostí.

Například první ITU-T standard specifikující technologii ADSL uváděl nejvyšší rychlost v sestupném směru 6,144 Mbit/s a ve vzestupném 644 kbit/s. Za zmínku stojí i to, že první standard ADSL technologie nevydala ITU-T, ale americká standardizační organizace ANSI s označením T1.413, a to již v roce 1995. Ten však je se standardem ITU-T nekompatibilní pro řadu odlišností, např. už díky odlišně navrženému způsobu synchronizace. Synchronizaci je v DSL systémech možno rozdělit na synchronizaci vzorkování a synchronizaci DMT symbolů, tj. symbolovou synchronizaci. Synchronizace vzorkování využívá tzv. pilotních nosných. Jedná se o jednu či dvě nosné viz dále, které nejsou využity k přenosu dat a využívají se k synchronizaci vzorkování signálu. Zatímco u T1.413 jsou definovány dvě pilotní nosné, 64. pro sestupný směr a 16. pro vzestupný směr, tak u ITU-T G.992.1 je používána pouze 64. nosná (resp. 96 viz dále) přenášená v sestupném směru a opačný vzestupný směr je synchronizován rovněž dle ní jako tzv. slave.

První standardy (např. pro ADSL) uváděly maximální přenosové rychlosti v jednotlivých směrech, posléze u VDSL standardů začala být uváděna obousměrná či součtová rychlost obou směrů přenosu (bidirectional data rate), protože VDSL už umožňuje dle volby profilů měnit poměr pásem vyhrazených pro jednotlivé směry. Stejně tak tomu je u technologie G.fast, kde lze volit poměr rychlostí v daných směrech s relativně malým krokem.

Tab. 4-1 rovněž uvádí zaokrouhlený maximální použitý kmitočet a rozestup mezi nosnými Δf . Technologie ADSL využívá pásmo do kmitočtu 1,104 MHz, kde 255 nosných má rozestup 4,3125 kHz. V ADSL2plus se počet nosných zvyšuje na 511 a maximální kmitočet na 2,208 MHz. VDSL a VDSL2 technologie využívají propracované kmitočtové plány, kdy např. pro kmitočtový plán 998 jsou maximální kmitočty dle jednotlivých profilů 8,5, 12, 17,7, 30 a 35,3 MHz. Odstup mezi nosnými Δf je 4,3125 kHz nebo 8,625 kHz a počtem nosných až 8191. Technologie G.fast využívá kmitočtu až 105,9 MHz nebo 211,9 MHz s odstupem mezi nosnými 51,75 kHz a počtem nosných až 4095. Kmitočet nejvyšší nosné je možno vypočítat, jak je z předchozího textu patrné, jak uvádí vztah (4.1). Zde $N-1$ je počet nosných systému, rozměr FFT je $2N$, jak již bylo uvedeno v 3.1.

$$f_{\max} = (N - 1) \cdot \Delta f \quad [\text{Hz}] \quad (4.1)$$

Obdobně lze určit i kmitočet dané nosné. Odstup nosných Δf je stanoven s ohledem na zvolenou modulační rychlost, nejčastěji 4 kBd, při započtení ochranného intervalu CP, jehož význam byl vysvětlen rovněž v kapitole 3.1 a synchronizačního rámce (jeden z 69).

$$M = f_{\text{Sym}} = 68 / 69 \cdot \frac{2N}{2N + CP} \cdot \Delta f = 68 / 69 \cdot \frac{512}{512 + 32} \cdot 4312,5 = 4 \text{ kBd} \quad (4.2)$$

V následujících podkapitolách budou uvedeny širokopásmové technologie umožňující přenos po metalických vedeních a rovněž řešení duplexního přenosů v nich.

4.1.1 ADSL a ADSL2plus technologie a v nich použitý duplexní přenos

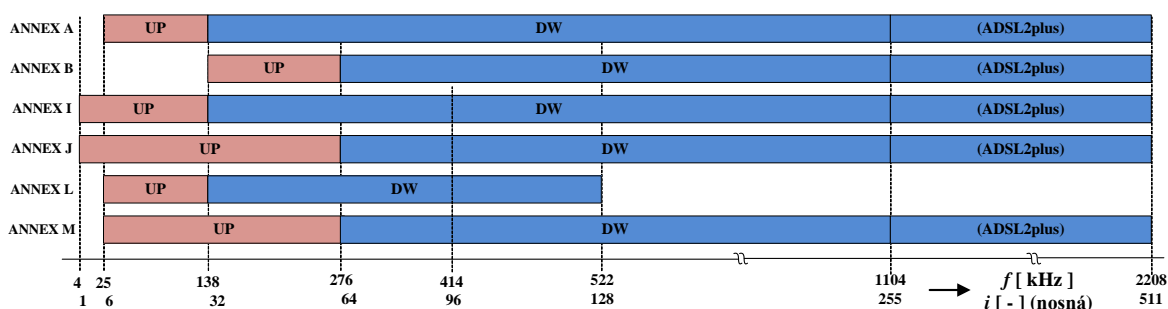
V technologiích ADSL, ADSL2 a ADSL2plus se uplatnily dva způsoby řešení duplexního přenosu. Jednalo se o kmitočtově dělený duplex FDD a sdílení části pásma pro oba směry s potlačením ozvěnového signálu, tzv. echa. Tato metoda, která nemusí být dle doporučení ITU-T v modemech povinně implementována, je označována zkratkou EC (Echo Cancellation).

Tyto technologie, jak už název napovídá, ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line), byly koncipovány s nesymetricky zvolenými rychlostmi v jednotlivých směrech přenosu s cca osmkrát vyšší přenosovou rychlostí v sestupném směru oproti vzestupnému směru. Právě proto při použití kmitočtově děleného duplexu FDD je první cca 1/8 využívaného pásma vyhrazena pro vzestupný směr a vyšší kmitočty pro sestupný směr.

Počátek pásma pro vzestupný směr je určen pro souběžný provoz buď s běžnou telefonní službou (POTS) nebo technologií ISDN, popřípadě může být rovněž využit k datovému přenosu. Z výše uvedeného je zřejmé, že jsou definovány různé profily, tj. rozložení směrů vzestupného a sestupného směru na jednotlivé nosné. Ty jsou specifikovány v přílohách doporučení ITU-T, tzv. ANNEXech. Například ANNEX A specifikuje souběžný provoz

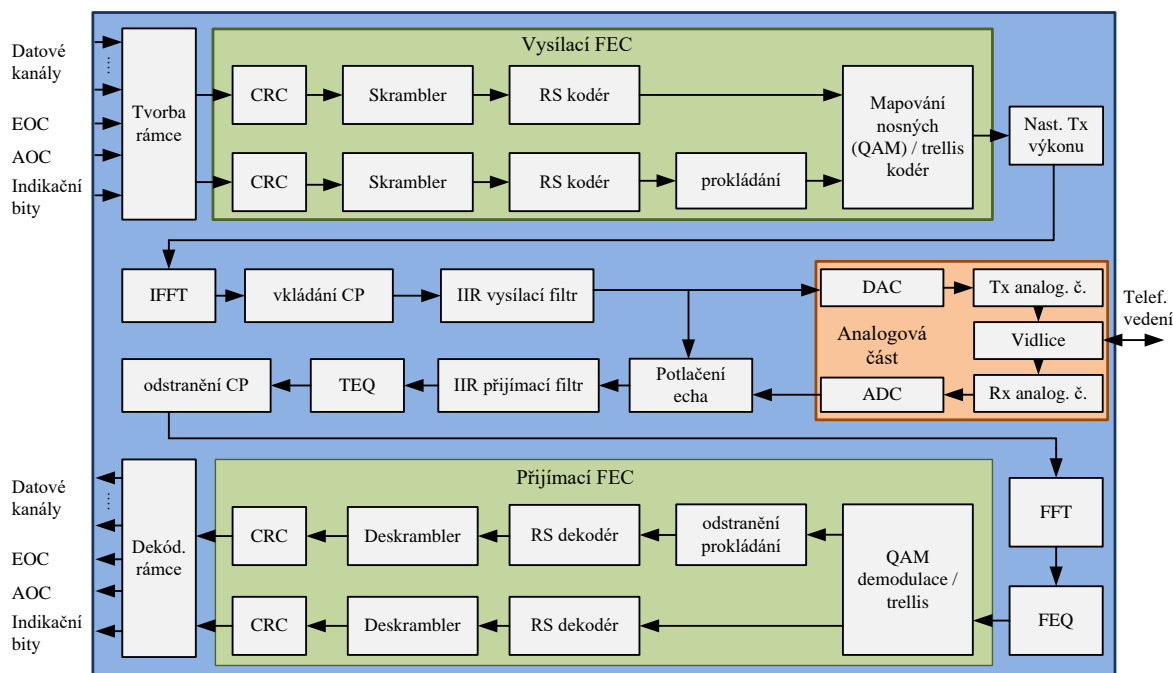
s běžnou telefonní službou (POTS), ANNEX B provoz s ISDN, ANNEXy I a J definují využití datového přenosu v celém pásmu, bez vyhrazení pásma pro POTS či ISDN, tzv. All Digital Mode ADSL, ANNEX M s dvojnásobným pásmem pro vzestupný směr atd.

Přehled kmitočtových plánů uvedených v jednotlivých přílohách (ANNEX) ITU-T ADSL norem řady G.992.X uvádí obr. 4.1. Kmitočtové plány využívající vzestupný směr do kmitočtu 138 kHz, tj. až do 31. nosné, používají pilotní (synchronizační) nosnou číslo 64, kmitočtové plány využívající vzestupný směr do kmitočtu do 276 kHz, tj. 63. nosné, pak jako pilotní 96. nosnou. V ČR se používá od roku 2003 ANNEX B, patrně z důvodu unifikace a možnosti nasazení ISDN přípojek, což bohužel zbytečně limituje dosažitelnou rychlost.



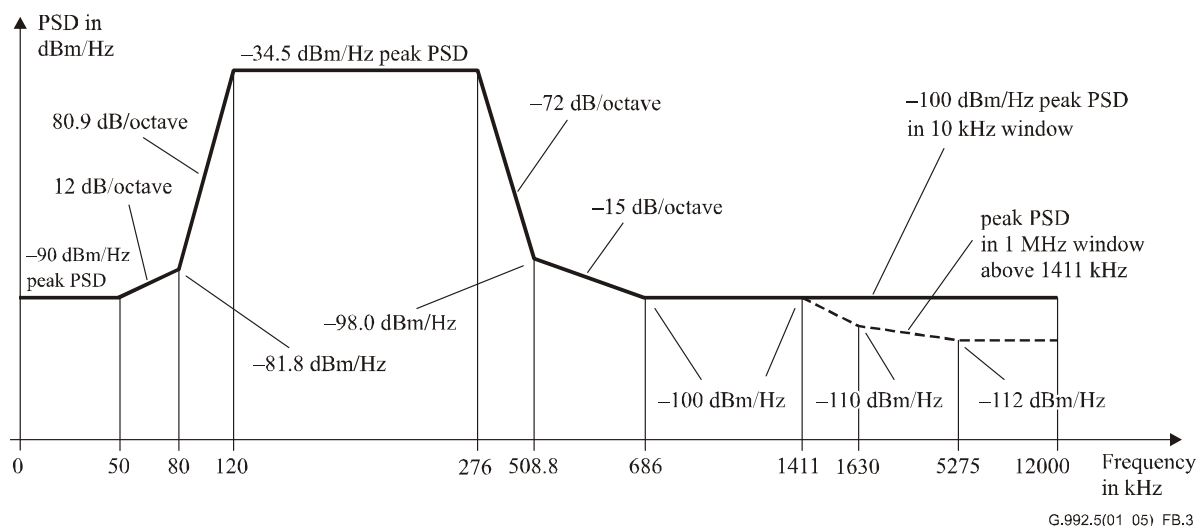
Obr. 4.1. Kmitočtové plány ADSL, ADSL2 a ADSL2plus.

Již v kapitole 3.1.4 byla analyzována problematika mimo-pásmového rušení, kdy s ohledem na tvar spekter jednotlivých nosných typu sinc funkce dochází k vysílání i mimo vyhrazené pásmo. Aby bylo vzájemné ovlivňování v přechodových kmitočtových oblastech, tedy tam, kde končí pásmo vzestupného směru a začíná pásmo pro sestupný směr,



Obr. 4.2. Blokové schéma ADSL modemu.

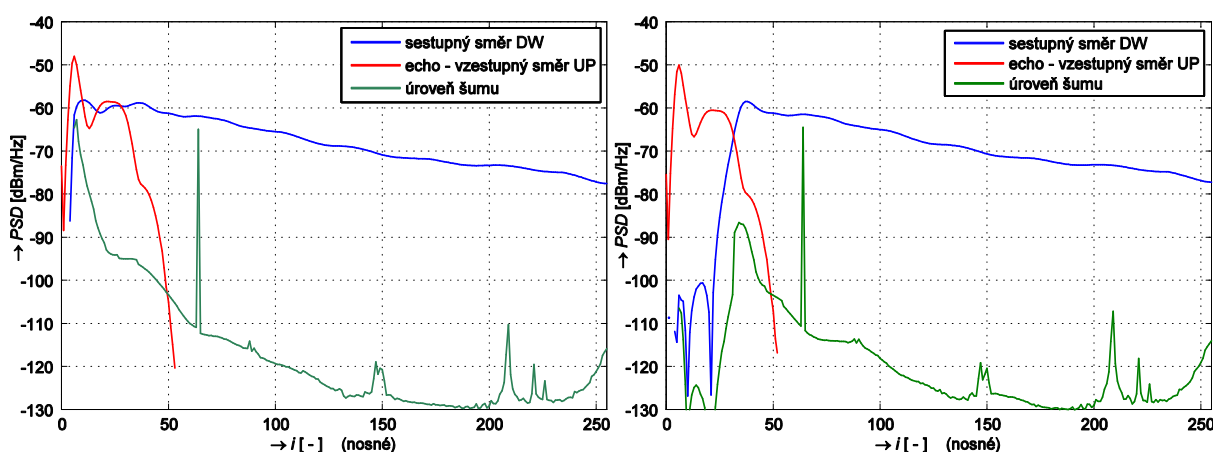
co nejvíce potlačeno, používají ADSL modemy číslicovou filtraci vysílaného a přijímaného signálu. Tyto filtry typu IIR, tedy číslicové filtry s nekonečnou impulsní odezvou, jsou umístěny na konci řetězce číslicového zpracování před realizací číslicově-analogového převodu a rovněž v přijímací číslicové části modemu po aplikaci potlačení ozvěnového signálu, pokud je implementována, jak je patrné z obr. 4.2. Přenosová charakteristika číslicového filtru musí být navržena tak, aby vysílaný signál respektoval tzv. spektrální masku, viz obr. 4.3, která je definována v příloze (ANNEX) ITU-T patřící ADSL normy řady G.992.X, dle typu ADSL systému. Dle mých zkušeností s návrhovými algoritmy TEQ ekvalizérů, viz 3.1, mají zásadní vliv na náročnost potlačování mezisymbolových přeslechů, neboť na nich mají zásadní podíl. Nicméně bez implementace těchto filtrů by byl přenos v poměrně široké kmitočtové oblasti značně limitován vzájemným rušením signálů sestupného a vzestupného směru, což bylo demonstrováno na obr. 3.8 v kapitole 3.1.4.



Obr. 4.3. Spektrální maska vysílaného signálu ve vzestupném směru dle ITU-T G.992.5 ANNEX B [48].

Druhou metodou standardizovanou pro realizaci duplexního přenosu je obvodově dělený duplex s potlačením ozvěnového signálu tzv. echo cancelling (EC). Při této metodě je kmitočtové pásmo vyhrazené pro vzestupný směr využíváno rovněž i pro sestupný směr přenosu. Oddělení vysílaného a přijímaného signálu je realizováno nejprve, stejně jako u FDD, s využitím telefonní vidlice (anglicky hybrid) viz obr. 4.2. Ta dokáže realizovat potlačení vysílaného signálu tak, aby se nedostával zpět do přijímače (tzv. echo) cca o 20 až 40 dB. Další potlačení ozvěnového signálu je realizováno v části číslicového zpracování signálu, kdy je během inicializace určena přenosová charakteristika přeslechové cesty přes vidlici a dle ní jsou určeny koeficienty číslicového filtru, kterým je pak během přenosu filtrován vysílaný signál a odečítán od přijímaného, čímž je dosaženo potlačení ozvěnového signálu. Implementace této metody je však v doporučeních uváděna jako nepovinná. Z vlastní zkušenosti mohu říci, že málokterý účastnický modem, ale i DSLAM jej umožňuje. Pro účely srovnání obou metod budou nyní uvedena vlastní měření na vývojovém KITu modemu, kde jsou jednotlivé charakteristiky dostupné.

První srovnání obou metod duplexního přenosu, tj. FDD a EC, bylo realizováno na vedení délky cca 3 km, které lze označit pro ADSL technologii jako střední. Modemy zde dosahovaly téměř maximální rychlosti standardu ADSL, k čemuž přispěl i kmitočtový plán dle přílohy ANNEX A. Obr. 4.4 uvádí výkonové spektrální hustoty PSD přijímaného signálu v sestupném směru, ozvěnového vysílaného signálu ve vzestupném směru a šumu, vlevo pro metodu EC, vpravo pro metodu FDD. Ač byla úroveň PSD vysílaného signálu -40 dBm/Hz, a to jak v sestupném, tak vzestupném směru, s ohledem na útlum kanálu je PSD ozvěnového signálu od vysílaného signálu ve vzestupném směru potlačena telefonní vidlicí srovnatelná s PSD přijímaného signálu v sestupném směru.



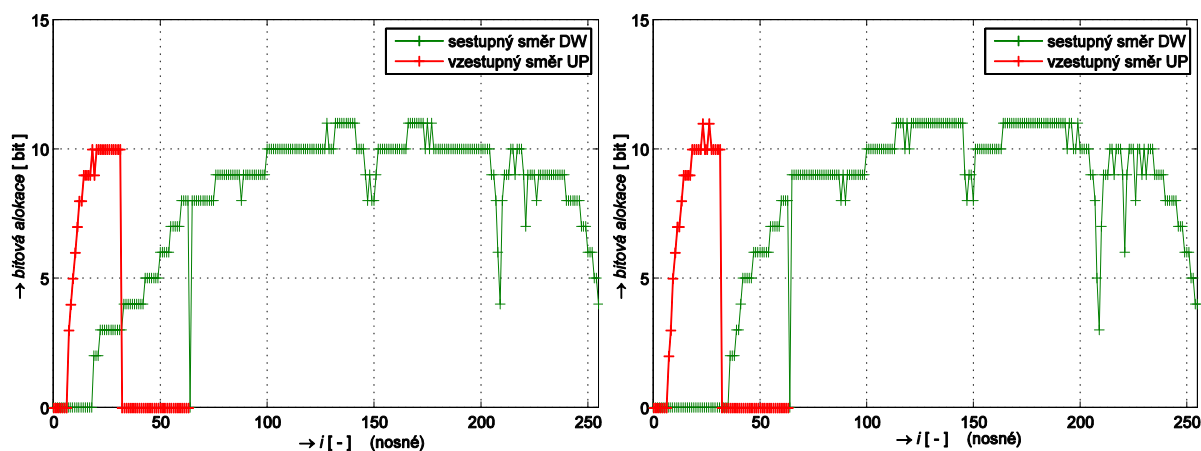
Obr. 4.4. Porovnání PSD přijímaného signálu v sestupném směru, echo signálu od vzestupného směru a šumu pro metody EC (vlevo) a FDD (vpravo) na kabelu délky 3 km.

Z obr. 4.4 vpravo (FDD) je patrné, že i přes filtraci dochází k ovlivňování přijímaného signálu v sestupném směru ozvěnovým signálem, a to v přechodové oblasti spektra. Jako důsledek je šum v oblasti 30. až 40. nosné výrazně zvýšen. Na průběhu PSD šumu si dále můžeme všimnout několika špiček "píků". Na 64. nosné je pilotní synchronizační nosná, a tak zde šum není měřen, proto je zde nesmyslná hodnota vytvářející tuto špičku. Další špičky jsou způsobené ovlivňováním rádiovým vysíláním na středních vlnách vysílači pracujícími na kmitočtech 639 kHz, 900 kHz, 954 kHz a 975 kHz.

Obr. 4.4 vlevo uvádí PSD spektra pro systém s potlačením ozvěny (EC). Je patrné, že ozvěnový signál i po potlačení telefonní vidlicí má srovnatelnou úroveň PSD jako přijímaný signál, který je tlumen přenosovým vedením. Z úrovně PSD šumu lze dovodit, že metoda odečítání ozvěnového signálu (echo cancelling) zde úspěšně potlačila ozvěnový signál o cca 35 dB.

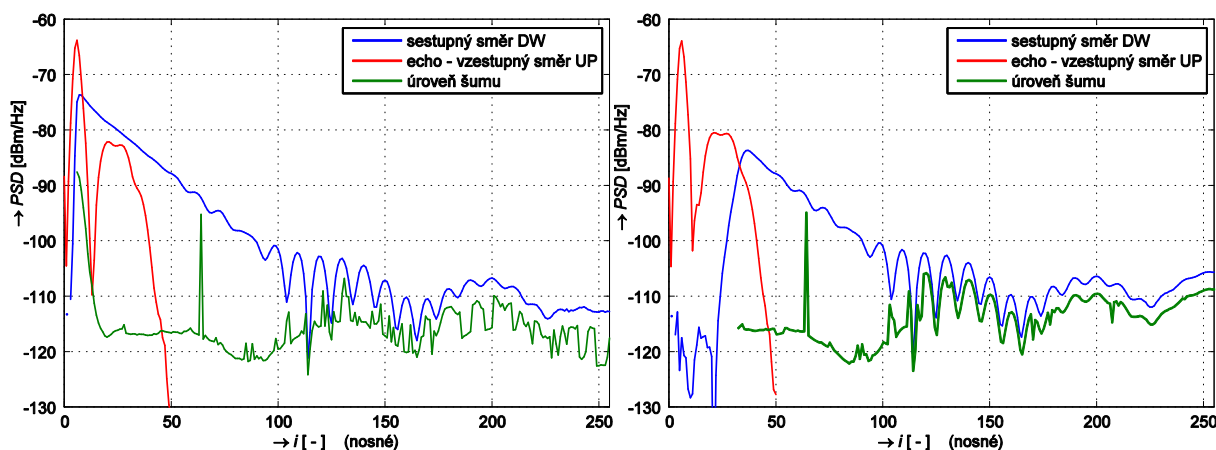
Obr. 4.5 uvádí bitové alokace sestupného a vzestupného směru pro obě techniky duplexního přenosu FDD a EC. Z levého obrázku (EC) je patrné, že sestupný směr oblast spektra sdíleného se vzestupným směrem příliš nevyužívá, neboť má dostatečné rezervy ve vyhrazené části spektra. Na bitových alokacích je dobře vidět rušení rádiovými vysílači, kdy úzkopásmové rušení ovlivní větší počet i sousedních nosných, což je dáno průběhem spekter jednotlivých nosných ve tvaru sinc funkcí, kdy postraními laloky doslova "nasávají"

rušení, které je přítomno na sousedních nosných. Například vysílač na kmitočtu 900 kHz, který odpovídá 209. nosné ovlivňuje 9 nosných, tedy pásmo cca 39 kHz.



Obr. 4.5. Porovnání bitových alokací nosných pro metody EC (vlevo) a FDD (vpravo) na kabelu délky 3 km.

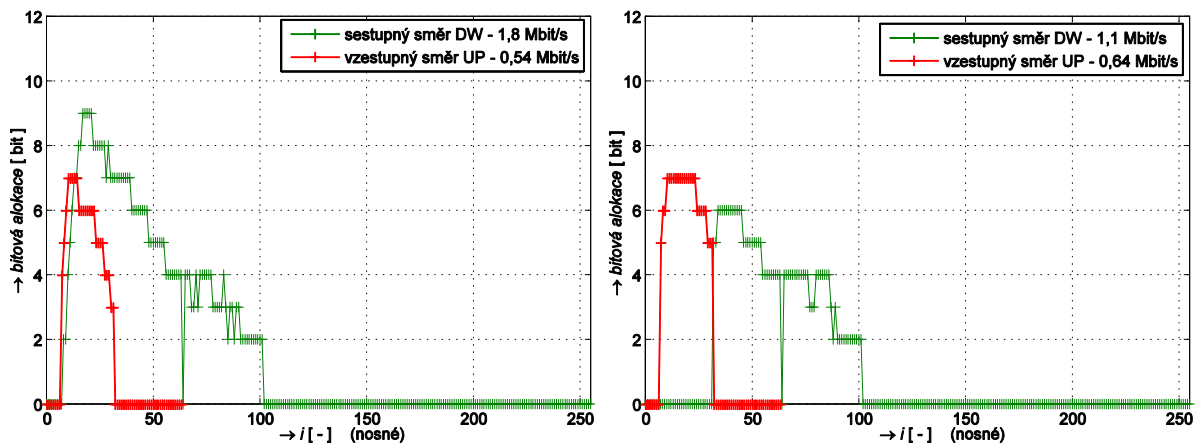
Druhé srovnání obou metod duplexního přenosu, tj. FDD a EC, bylo realizováno na vedení délky cca 5 km, kterou lze označit jako téměř hraniční pro ADSL technologii. Modemy zde dosahovaly díky kmitočtovému plánu dle přílohy ANNEX A ještě akceptovatelných přenosových rychlostí, kterých by kmitočtový plán dle přílohy ANNEX B již nemohl dosáhnout, což je na první pohled zřejmé ze spekter PSD signálu v obr. 4.6, neboť by sestupný směr začínal až 64. nosné.



Obr. 4.6. Porovnání PSD přijímaného signálu v sestupném směru, echo signálu od vzestupného směru a šumu pro metody EC (vlevo) a FDD (vpravo) na kabelu délky 5 km.

Jak je z obr. 4.6 vpravo patrné, systém FDD má zde k dispozici cca jen 70 nosných, neboť od 100. nosné již je příliš vysoký útlum, zatímco metoda EC, obr. 4.6 vlevo, využívá přes 90 nosných. Metoda potlačení ozvěnového signálu zde dokázala potlačit ozvěnový signál o cca 35 dB oproti úrovni ozvěnového signálu přicházejícího z telefonní vidlice. Ještě více markantní je přínos duplexní metody EC v porovnání bitových alokací v obr. 4.7. Sdílené kmitočtové pásmo nabízí, s ohledem na nižší útlum, podstatně větší odstup SNR, a tak zde

mohou nosné nést až dvojnásobné počty bitů oproti pásnu nad 64. nosnou. Systém využívající duplexní metodu EC tak dosáhl o 64% vyšší přenosové rychlosti v sestupném směru, přičemž rychlost ve vzestupném směru klesla jen o 19%. Přesné hodnoty jsou uvedeny v obr. 4.7.



Obr. 4.7. Porovnání bitových alokací nosných pro metody EC (vlevo) a FDD (vpravo) na kabelu délky 3 km.

Závěrem lze tedy konstatovat, že duplexní metoda se sdílením spektra a potlačení ozvěnového signálu EC může na dlouhých vedeních výrazně zvýšit přenosovou rychlost v sestupném směru oproti kmitočtovému duplexu FDD. Bohužel, jak již bylo uvedeno, její implementace je volitelná a tak jen minimálně implementována výrobcí modemů a DSLAMů.

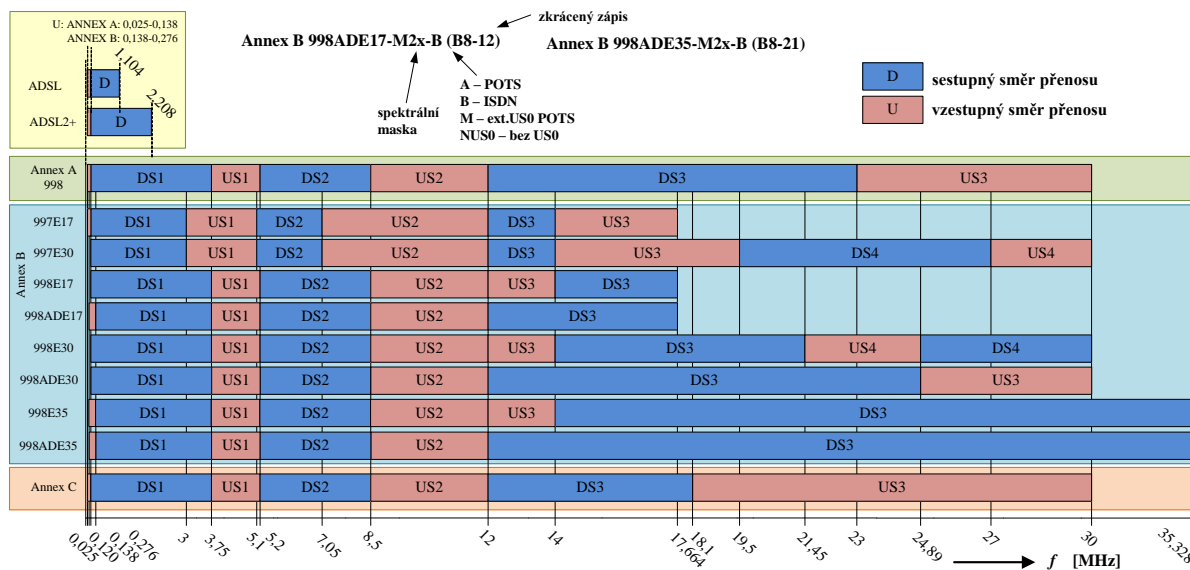
Dosah ADSL technologie a dosažitelná rychlost je u nás rovněž limitována zvoleným kmitočtovým plánem ANNEX B, zvoleným s ohledem na možnost využití ISDN, které však u nás nedosáhlo masivního nasazení. Bohužel jak modemy, tak DSLAMy jsou vyráběny vždy pro ANNEX A nebo B s případně dále podporovanými kmitočtovými plány se stejným kmitočtem přechodu mezi sestupným a vzestupným směrem, např. s ANNEXy J a M v DSLAMu dle ANNEX B, a tak možnost jednoduchého přechodu není možná a znamená výměnu zařízení na obou stranách přenosu. Ač technologii ADSL můžeme z dnešního pohledu pokládat za technologii na ústupu, stále jsou místa, kde není jiné pevné připojení do sítě internet dostupné.

4.1.2 VDSL a VDSL2 technologie a v nich použitý duplexní přenos

V technologiích VDSL a VDSL2 se uplatnila pouze jedna metoda řešení duplexního přenosu, a to kmitočtově dělený duplex FDD. Tyto technologie jsou koncipovány tak, že umožňují jak asymetrický, podobně jako ADSL, tak symetrický datový přenos. Použité kmitočtové pásmo je rozděleno na více subpásem vyhrazených pro sestupný směr (označené DS1, DS2, DS3 a DS4) a vzestupný směr (označené US0, US1, US2, US3, US4). Důvodem je zajištění funkčnosti a poměru rychlostí v jednotlivých směrech v relativně velkém rozsahu délek vedení od několika metrů až po kilometry, protože pokud by bylo pásmo rozděleno pouze do dvou subpásem pro jednotlivé směry, jako tomu je u ADSL, s rostoucí vzdáleností

by se postupně snižovala rychlost ve směru využívající vyšší kmitočtové pásmo až by přenos nebyl zcela možný.

Jednotlivé pásma vyhrazené pro vzestupný směr se tedy střídají s pásmy pro sestupný směr, a to: US0, DS1, US1, DS2, US2, atd. Kmitočty, na kterých dochází ke změně mezi směry vzestupným a sestupným, definují tzv. kmitočtové plány číslo 997 a 998. Kmitočtový plán 997 je vhodný pro symetrický provoz, k čemuž jsou dostatečně dimenzovány šířky pásem pro vzestupný směr, zejména US1, US2, jak uvádí obr. 4.8. Naopak kmitočtový plán 998 je vhodný pro asymetrický provoz s užšími pásmy pro vzestupný směr.



Obr. 4.8. Kmitočtové plány ADSL, ADSL2+, VDSL a VDSL2 technologií.

Doporučení ITU-T G.993.1 [49], specifikující VDSL a G.993.2 [50], specifikující VDSL2 obsahují přílohy ANNEX A, B, C a další. ANNEX A specifikuje využití v Severní Americe a je založen pouze na kmitočtovém plánu 998. ANNEX B specifikuje využití v Evropě a využívá jak kmitočtový plán 997, tak plán 998. ANNEX C specifikuje využití v Japonsku a vychází z kmitočtového plánu 998. ANNEX N specifikuje využití v Číně.

Standard VDSL specifikuje využití kmitočtu pouze do 12 MHz, tedy využití pásem US0-US2 a DS1-DS2. Standard VDSL2 specifikoval využití pásem do 17,66 MHz, kdy byla přidána pásma US3 a DS3. Jsou zde specifikovány profily 8a, 8b, 8c, 8d, 12a, 12b a 17a, kde číslo uvádí maximální kmitočet, písmeno definuje další modifikace, např. ve vysílaném výkonu.

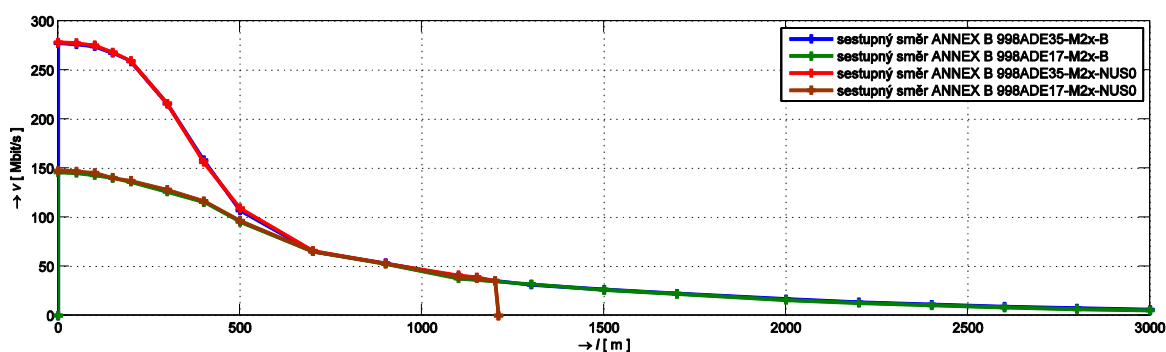
Navíc příloha ANNEX P rozšiřuje využití až do 30 MHz pásmy US4 a DS4 profilem 30a, nicméně využívá dvojnásobnou vzdálenost mezi nosnými, tj. 8,625 kHz, která je však nevhodná v případě vektoringu viz kapitola 6.2.3. Proto byla posléze doplněna příloha ANNEX Q definující profil 35b, využívající kmitočtového pásma do 35,328 MHz a standardní vzdálenost mezi nosnými 4,3125 kHz, která je také označována jako VDSL2 Vplus.

Tyto kmitočtové plány mají však další modifikace, jak je patrné z obr. 4.8. Protože původní kmitočtové plány 997 a 998 definovaly využití jen do 12 MHz, používá se

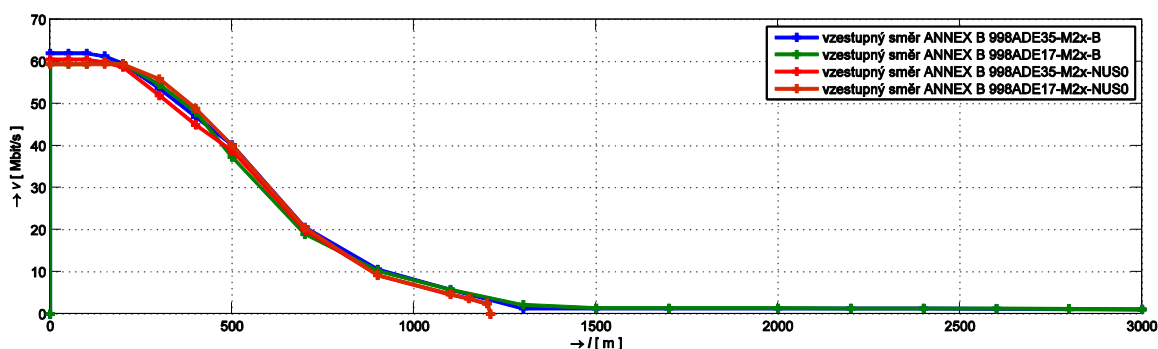
pro označení kmitočtových plánů pracujících nad tento kmitočet písmena E (extended) a čísla maximálního kmitočtu, např. 998E17. Kmitočtové plány, které rozšiřují pásmo pro sestupný směr na úkor vzestupného a umožňují tak větší asymetrii, obsahují písmena AD, např. 998ADE17.

Rovněž je definována dvojice spektrálních masek M1x a M2x, kdy M2x nabízí vyšší výkon pro dosažení vyšší přenosové rychlosti. Využití kmitočtů pod pásmem DS1 je variabilní. Podobně jako u technologie ADSL písmeno A, viz obr. 4.8, specifikuje koexistenci s běžnou telefonní službou POTS, písmeno B koexistenci s ISDN, M rozšíření pásma US0 a NUS0 je variantu bez použití pásma US0.

Využití pásma US0 je však velmi důležité pro dosah VDSL technologie. Pokud není pásmo US0 využíváno, dosah technologie je cca do 1,2 km, s US0 se však rozšíří až přes 2,5 km, jak je patrné z měření v obr. 4.9 a obr. 4.10. Na velkých vzdálenostech nejsou již pásma nad DS1 pro vysoký útlum kabelu k dispozici, a tak provoz bez US0 není možný.



Obr. 4.9. Dosažená přenosová rychlosti v závislosti na délce kabelu při použití pásma US0 a bez něj pro sestupný směr.



Obr. 4.10. Dosažená přenosová rychlosti v závislosti na délce kabelu při použití pásma US0 a bez něj pro vzestupný směr.

Z předešlého textu je zřejmé, že VDSL technologie nabízí pestrou škálu variant využití kmitočtového pásma a jejich volba má zásadní vliv jak na dosažené maximální rychlosti, tak na poměr rychlostí v sestupném a vzestupném směru, ale i na maximální délku kabelu, na které je možné přenos realizovat, a to nebyly ještě uvedeny všechny možnosti, které varianty VDSL nabízí. Například pro zajištění koexistence s ADSL přípojkami mohou být vyloučeny z přenosu nosné s kmitočty pod 1,1 MHz či pod 2,2 MHz, což pak vede

ke snížení přenosové rychlosti a díky absenci pásma US0, znemožní přenos na větších vzdálenostech, podobně jak bylo demonstrováno v měření na obr. 4.9 a obr. 4.10.

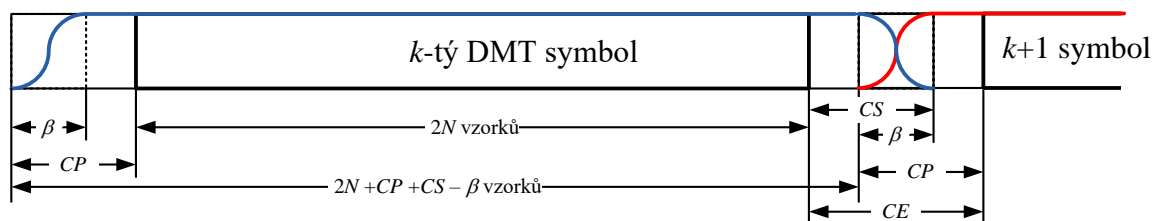
Jednotlivé komplexní profily zahrnující kmitočtový plán, vysílací masku a využití na nižších kmitočtech jsou označovány ve zkrácené podobě, např. profil 998ADE17-M2x-B je zkráceně označen B8-12. Poskytovatelé v daném státě pak specifikují set dovolených profilů. U nás Česká telekomunikační infrastruktura, a.s. (zkráceně CETIN) stanovila pro VDSL2 přípojky profily 998ADE17-M2x-B (zkráceně B8-12) a 998ADE35-M2x-B (zkráceně B8-21).

V porovnání s ADSL technologií, duplexní přenos ve VDSL a VDSL2 technologiích není realizován s využitím číslicové filtrace k omezení vlivu mimo-pásmového rušení, ale je využito krom cyklické předpony (CP) i cyklické přípony (CS) a aplikace vhodného okna na rozšířený symbol, tak jak již bylo popsáno a analyzováno v kapitole 3.1.4. V doporučení pro VDSL2 technologii [50] je uvedeno, že délka cyklického rozšíření (CE) by měla odpovídat vztahu (4.3).

$$CE = CP + CS - \beta = m \cdot N / 32, \quad (4.3)$$

kde $m \in \langle 2, 16 \rangle$, $\beta < CP$, $\beta < CS$ a $2N$ je počet vzorků DMT symbolu

Aplikace cyklické předpony (CP), cyklické přípony (CS) a překryvu β je nejlépe zřejmá z obr. 4.11. Hodnoty počtu vzorků CP , CS a β jsou dle [50] závislé na výrobci modemu a jejich hodnoty jsou vyjednány během inicializace komunikace, přičemž podpora $m = 5$ je povinná.



Obr. 4.11. Aplikace cyklické předpony CP, přípony CS a okna ve VDSL2 přenosové technologii.

Pro modulační rychlost pak platí vztah (4.4), z něž je zřejmé, že modulační rychlost závisí na volbě parametru m . V případě $m = 5$ a $\Delta f = 4,3125$ Hz je modulační rychlost rovna 4 kBd, jak uvádí vztah (4.5).

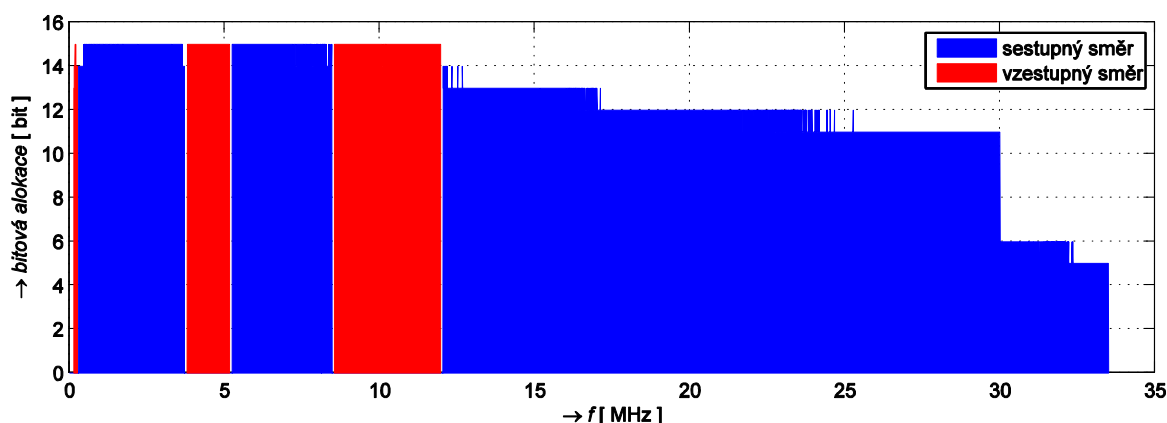
$$M' = \frac{1}{T_{\text{Sym}}} = \frac{2N \cdot \Delta f}{2N + CP + CS - \beta} = \frac{2N \cdot \Delta f}{2N + m \cdot N / 32} = \frac{\Delta f}{1 + m / 64} \quad [\text{Bd}] \quad (4.4)$$

$$M' = \frac{\Delta f}{1 + m / 64} = \frac{4312,5}{1 + 5 / 64} = 4 \text{ kBd} \quad (4.5)$$

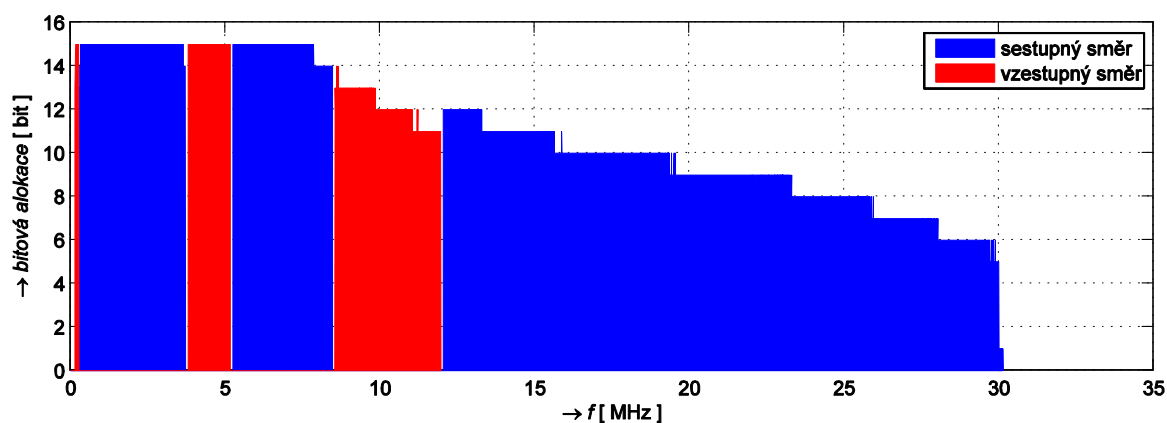
Modulační rychlost ve vztazích (4.4) a (4.5) byla uváděna s čárkou M' , neboť v ní nebyla započtena ztráta z použití synchronizačního symbolu. Podobně, jako je v ADSL systémech multirámec tvořen 69 symboly, z nichž je jeden vyhrazen pro synchronizaci a není využit k přenosu dat, tak ve VDSL technologiích tvoří multirámec 257 DMT symbolů a opět jeden DMT symbol je vyhrazen pro synchronizaci. Modulační rychlost systému tak bude o tento symbol snížena, jak uvádí (4.6).

$$M = f_{\text{Sym}} = \frac{256}{257} \cdot \frac{2N \cdot \Delta f}{2N + CP + CS - \beta} = \frac{256}{257} \cdot \frac{\Delta f}{1 + m/64} \quad [\text{Bd}] \quad (4.6)$$

Během inicializace komunikace jsou vyměněny informace o počáteční a poslední nosné v každém subpásmu US0, DS1, US1, ..., DS4. S ohledem na minimalizaci vzájemného ovlivňování subpásem v jednotlivých směrech, bývá několik nosných v přechodové oblasti nealokována a nepoužito, jak je patrné z příkladu bitové alokace v obr. 4.12.



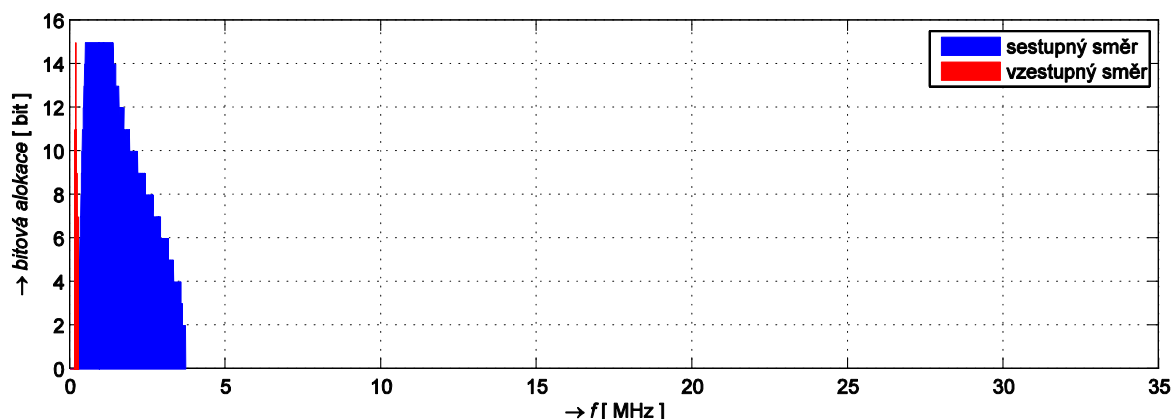
Obr. 4.12. Bitová alokace VDSL2 technologie s kmitočtovým profilem 998ADE35 při vzdálenosti 10 m.



Obr. 4.13. Bitová alokace VDSL2 technologie s kmitočtovým profilem 998ADE35 při vzdálenosti 300 m.

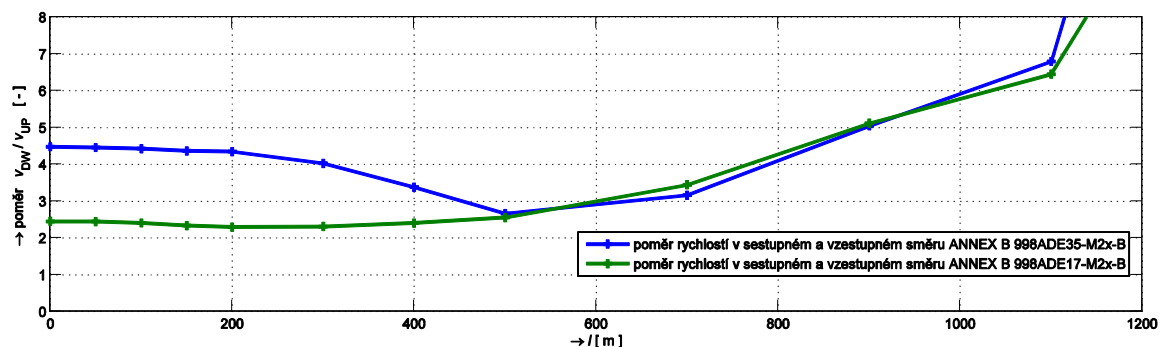
S rostoucí délkou vedení vzrůstá útlum, zejména na vyšších kmitočtech, a tím klesá odstup SNR, a tak jsou postupně snižovány počty bitů přenášené na jednotlivých nosných postupně od vyšších kmitočtů, jak je patrné z obr. 4.13. Problematice vložného útlumu bude

věnována kapitola 6.1. Na vzdálenostech nad cca 1200 m už je možný přenos pouze pokud je k dispozici pásmo US0, jak je patrné z obr. 4.14, neboť pásma US1 a US2 již nejsou pro vysoký útlum na těchto kmitočtech k dispozici.



Obr. 4.14. Bitová alokace VDSL2 technologie s kmitočtovým profilem 998ADE35 při vzdálenosti 1400 m.

Přes velké množství různorodých kmitočtových plánů a profilů, viz obr. 4.8, které umožňují jak symetrický tak asymetrický přenos, nedostatkem ač tak již propracovaného kmitočtového duplexního režimu FDD v systémech VDSL je proměnnost poměru rychlostí v sestupném a vzestupném směru. Jak je z obr. 4.15 patrné, u profilu 998ADE17-M2x-B je poměr rychlostí sestupného ku vzestupnému směru v celku stabilní a v rozsahu délek 0 až 600 metrů je cca 5:2, pro vyšší vzdálenosti již pak výrazně narůstá neboť pro vzestupný směr již není k dispozici dostatečné kmitočtové pásmo.



Obr. 4.15. Poměr rychlostí v sestupném a vzestupném směru v závislosti na délce pro profily 998ADE35-M2x-B a 998ADE17-M2x-B.

Oproti tomu u profilu 998ADE35-M2x-B již v oblasti 0 až 600 metrů mění v závislosti na vzdálenosti od poměru 9:2, ve prospěch sestupného směru, až po poměr 5:2. Přestože se již jedná o nejvíce asymetrické kmitočtové plány 998ADE35 a 998ADE17 s rozšířeným pásmem pro sestupný směr na úkor vzestupného směru, uvolněním pásem US3 a US4 (viz obr. 4.8), je poměr rychlostí v určité oblasti téměř pouze 2:1. Výraznější asymetrie by umožnila dosažení vyšších rychlostí v sestupném směru. Jak může být z obr. 4.10 patrné, vzestupný směr dosahuje více jak 40 Mbit/s v oblasti 0 až 500 m. Pokud bychom snížili tuto rychlost na cca 20 Mbit/s, bylo by možno využít uvolněné pásmo (např. US2) pro přenos v sestupném

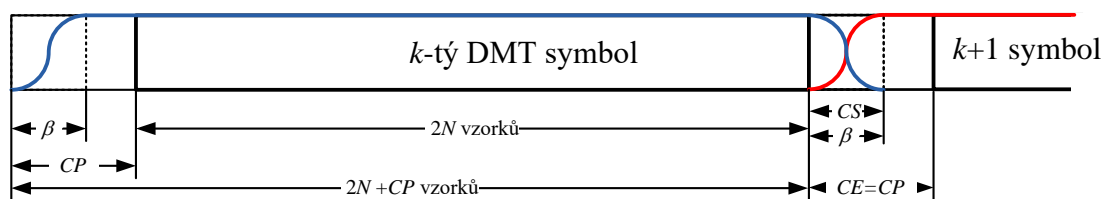
směru, a tak navýšit rychlost v sestupném směru v této oblasti vzdáleností o cca 20 až 40 Mbit/s. Tedy i přes velkou variabilitu kmitočtových plánů, není možno dosáhnout výraznější asymetrie. Tyto, ale i další důvody vedly k volbě časového duplexu TDD v nově standardizované technologii G.fast.

4.1.3 Technologie G.fast a v ní použitý duplexní přenos

G.fast technologii využívá časový duplex TDD. Struktura multirámce je zde třístupňová, neboť zatímco u ADSL a VDSL technologií byl multirámec tvořen přímo DMT symboly, kdy první z nich byl synchronizační, v technologii G.fast je multirámec tvořen TDD rámci, jejichž počet je konfigurovatelný, a každý TDD rámec je tvořen konfigurovatelným počtem DMT symbolů pro sestupný (DS) a vzestupný směr (US), tvořící souvislé bloky DMT symbolů pro sestupný směr a vzestupný směr, oddělené ochrannými intervaly, které v součtu trvají dobu jednoho DMT symbolu a jsou zde právě s ohledem na dobu šíření v jednotlivých směrech přenosu, což je nezbytné pro realizaci časového duplexu TDD.

Multirámec může být složen z 23 nebo 36 TDM rámců, v doporučení [54] je tato hodnota označena M_F . Podobně jako ve VDSL technologii je i v technologii G.fast k omezení vlivu mimo-pásmového rušení použito cyklické předpony (CP) i cyklické přípony (CS) a aplikace vhodného okna na rozšířený symbol. Zatímco u VDSL technologie je vyžadováno tvarování DMT symbolů z důvodu realizace kmitočtového duplexu, kdy se vzájemně střídají pásma sestupného a vzestupného směru tak, aby nedocházelo k vzájemnému ovlivňování těchto pásem, důvody aplikace tvarování DMT symbolů u technologie G.fast jsou jiné, neboť zde není využito kmitočtového duplexu. Především použité kmitočtové pásmo zasahuje amatérská, ale i komerční rádiová pásma, a tak dle požadavku regulačního úřadu v dané zemi lze některé nosné či skupiny nosných vypnout, aby tato pásma nebyla ovlivňována, což by však nebylo efektivní, kdyby DMT symboly nebyly tvarovány a postraní laloky sousedních nosných klesaly velmi zvolna. Podrobně tomu byla již věnována kapitola 3.1.4.

Cyklická přípona (CS) je však u technologie G.fast tvořena pouze počtem vzorků o hodnotě β . V porovnání s VDSL technologií je rozšířený DMT symbol o $CS-\beta$ vzorků kratší, jak může být patrné z porovnání obr. 4.16 a obr. 4.11, protože $CS = \beta$, zatímco u VDSL technologie je požadováno $CS > \beta$. Délka cyklického rozšíření (CE) je tedy rovna délce cyklické předpony (CP) a dle doporučení [54] by měla odpovídat vztahu (4.7), kde jsou rovněž uvedeny platné hodnoty m .



Obr. 4.16. Aplikace cyklické předpony CP, přípony CS a okna v G.fast přenosové technologii.

$$CE = CP = m \cdot N / 64, \quad \text{kde } m \in (4, 8, 10, 12, 14, 16, 20, 24, 30, 33), \quad (4.7)$$

$$CP > \beta, \quad \beta = CS \text{ a } 2N \text{ je počet vzorků DMT symbolu}$$

Minimálně by měly být podporovány hodnoty $m = 10$ a 16 pro $M_F = 23$ a hodnoty $m = 10$ a 33 pro $M_F = 36$.

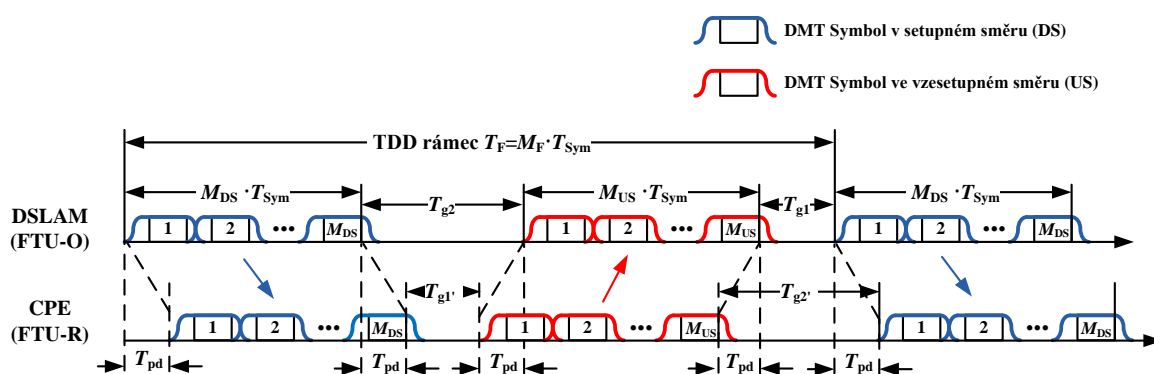
Vzdálenost mezi nosnými je u technologie G.fast $12\times$ větší než u ADSL a VDSL technologií a je rovna $\Delta f = 12 \cdot 4312,5 = 51,75$ kHz. Pro modulační rychlost pak platí vztah (4.8), z něž je zřejmé, že podobně jako u VDSL, modulační rychlost závisí na volbě parametru m .

$$M' = \frac{1}{T_{\text{Sym}}} = \frac{2N \cdot \Delta f}{2N + CP} = \frac{2N \cdot \Delta f}{2N + m \cdot N / 64} = \frac{\Delta f}{1 + m / 128} \quad [\text{Bd}] \quad (4.8)$$

V případě $m = 10$, což je jedna z povinných hodnot, je modulační rychlost rovna 48 kBd, jak uvádí vztah (4.9).

$$M' = \frac{\Delta f}{1 + m / 128} = \frac{51750}{1 + 10 / 128} = 48 \text{ kBd} \quad (4.9)$$

Tato hodnota modulační rychlosti je uváděna jako standardní. Modulační rychlost ve vztazích (4.8) a (4.9) je uváděna s čárkou M' , neboť v ní není započteno její snížení z důvodu použití synchronizačního symbolu a ochranného intervalu.



Obr. 4.17. Struktura TDD rámce v přenosové technologii G.fast.

Strukturu TDD rámce uvádí obr. 4.17. TDD rámec obsahuje blok DMT symbolů přenášených v sestupném směru (DS), jejichž počet je konfigurovatelný a označen dle doporučení [54] M_{DS} a blok rámců ve vzestupném směru (US), jejichž počet je označen M_{US} . Mezi těmito bloky jsou ochranné intervaly (gap times) T_g . Na straně DSLAMu

(FTU-O) jsou to intervaly T_{g1} a T_{g2} , na straně účastnického modemu $T_{g1'}$ a $T_{g2'}$. Doba trvání obou intervalů je rovna době trvání DMT symbolu T_{Sym} , jak uvádí vztah (4.10).

$$T_{g1} + T_{g2} = T_{g1'} + T_{g2'} = T_{Sym} \quad (4.10)$$

Délka intervalu $T_{g1'}$ je určena během inicializace modemů a může být 6,5 až 11,2 μ s, což umožňuje eliminovat vliv zpoždění během přenosu (propagation delay) T_{pd} až 2,25 μ s [54]. Hodnoty jsou navrženy na základě předpokladu, že T_{pd} je rovno 0,5 μ s na 100 m délky kabelu, a tak je umožněna eliminace vlivu zpoždění a ustavení vektorové DMT modulace, viz kapitola 6.2.3., až do vzdálenosti 450 m. Doba trvání DMT symbolu T_{Sym} je, jak je ze vztahu (4.8) patrné, závislá na parametru m . V rozsahu hodnot $m = 4$ až 33, viz vztah (4.7), je $T_{Sym} = 19,9$ až 24,3 μ s.

Jak již bylo uvedeno, počet DMT symbolů pro vzestupný a sestupný směr v jednom TDD rámci je konfigurovatelný, přičemž platí, že jejich součet plus jeden (ochranný interval) je roven M_F , jak uvádí vztah (4.11). Počet DMT symbolů v jednom TDM rámci pak může nabývat hodnot v rozsahu uvedeném ve vztahu (4.11) dle hodnoty M_F .

$$M_F = M_{DS} + M_{US} + 1, \quad (4.11)$$

kde $M_{DS} \in \langle 10, 32 \rangle$ pro $M_F = 36$ nebo $M_{DS} \in \langle 6, 19 \rangle$ pro $M_F = 23$

Počet TDD rámců v jednom multirámcu specifikuje parametr M_{SF} a v normě [54] je uvedeno, že $M_{SF} = 8$ pro $M_F = 36$ nebo $M_{SF} = 12$ pro $M_F = 23$. Stejně jako v ADSL a VDSL technologiích je první TDD rámec v multirámcu vyhrazen pro synchronizaci. Výpočet doby trvání multirámcu uvádí vztah (4.12) a je závislá na parametrech M_{SF} , M_F a m .

$$T_{SF} = M_{SF} \cdot T_F = M_{SF} \cdot M_F \cdot T_{Sym} = M_{SF} \cdot M_F \cdot \frac{1 + m/128}{\Delta f} \quad (4.12)$$

Vztah (4.12) můžeme dosazením dvou variant M_F upravit, jak uvádí vztah (3.14).

$$T_{SF_{23}} = M_{SF} \cdot M_F \cdot \frac{1 + m/128}{\Delta f} = 12 \cdot 23 \cdot \frac{1 + m/128}{\Delta f} = 276 \cdot \frac{1 + m/128}{\Delta f} \quad (4.13)$$

$$T_{SF_{36}} = M_{SF} \cdot M_F \cdot \frac{1 + m/128}{\Delta f} = 8 \cdot 36 \cdot \frac{1 + m/128}{\Delta f} = 288 \cdot \frac{1 + m/128}{\Delta f}$$

V případě $m = 10$, což je jedna z povinných hodnot, je doba trvání TDD rámcu 0,479 ms, resp. 0,75 ms a doba trvání multirámcu 5,7 ms, respektive 6 ms. Další podporované hodnoty

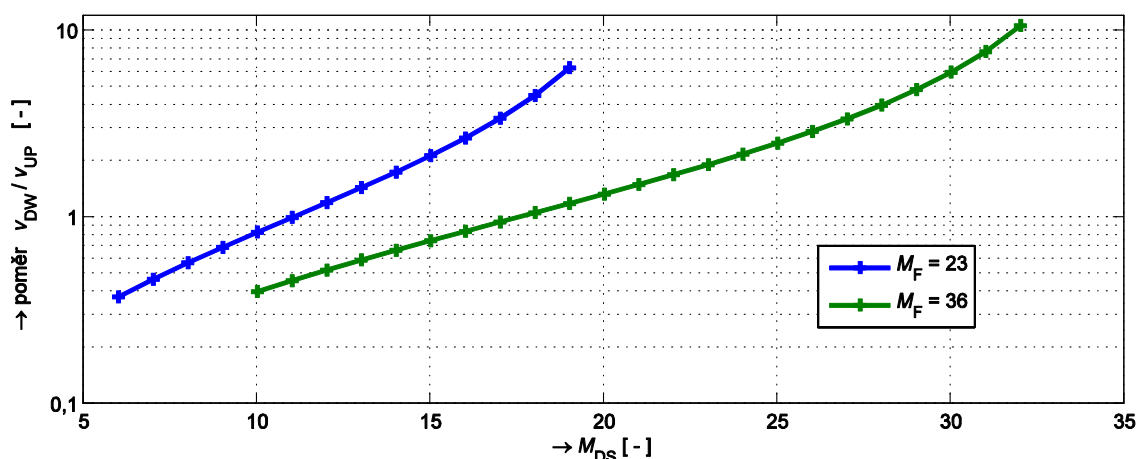
m byly uvedeny ve vztahu (4.7), ale jak již bylo uvedeno, ne všechny musí modemy povinně umožňovat.

Poměr rychlostí v sestupném ku vzestupnému směru lze, jak již bylo uvedeno, konfigurovat volbou parametrů M_{DS} a M_{US} , přičemž musí platit vztah (4.11). Tento poměr jako funkci parametrů M_{DS} a M_F uvádí vztah (4.14).

$$\frac{v_{DW}}{v_{UP}} = \frac{M_{DS}}{M_F - M_{DS} - 1}, \quad \text{kde } M_{DS} \in \langle 10, 32 \rangle \text{ pro } M_F = 36 \quad (4.14)$$

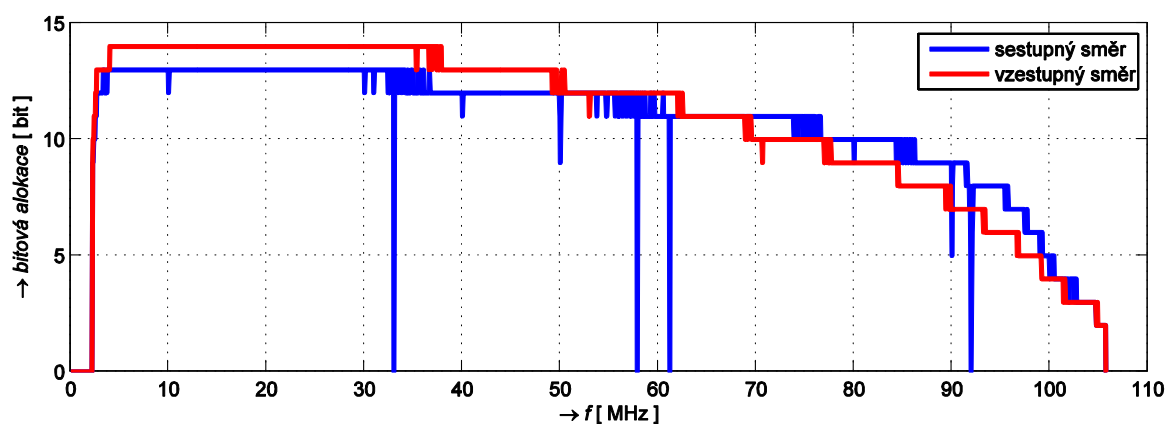
$$\text{nebo } M_{DS} \in \langle 6, 19 \rangle \text{ pro } M_F = 23$$

Závislost poměru rychlostí v sestupném a vzestupném směru v_{DW}/v_{UP} v závislosti na parametru M_{DS} uvádí obr. 4.18. Symetrický přenos lze dosáhnout volbou $M_{DS} = 11$ pro $M_F = 23$, respektive $M_{DS} = 17$ či 18 pro $M_F = 36$. Pro nižší hodnoty M_{DS} je poměr asymetrický ve prospěch vzestupnému směru a lze dosáhnout až $2,66\times$ vyšší rychlost ve vzestupném směru oproti sestupnému směru. S vyššími hodnotami M_{DS} lze dosáhnout asymetrie ve prospěch sestupnému směru, a to až $10,6\times$ vyšší rychlosti v sestupném směru oproti vzestupnému.



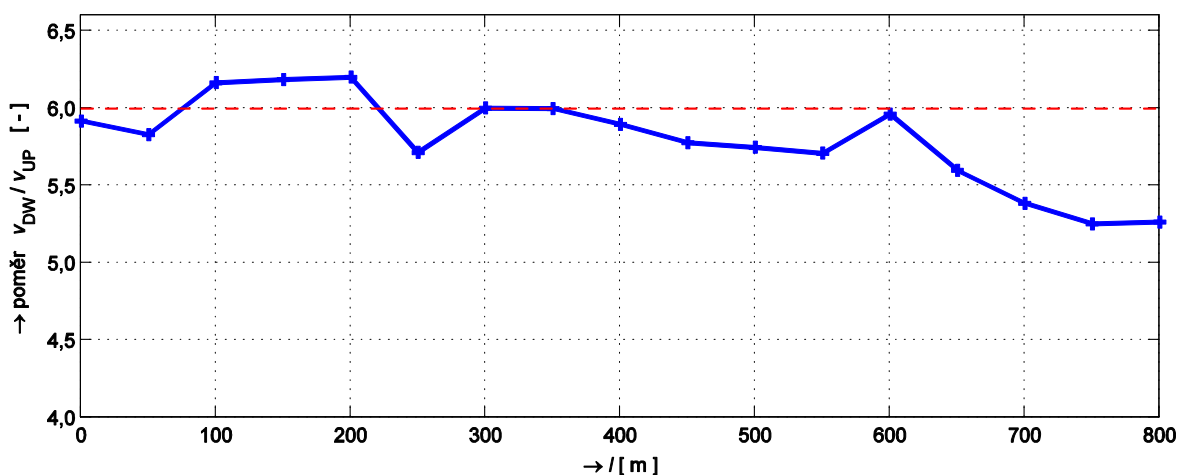
Obr. 4.18. Poměr rychlostí v sestupném a vzestupném směru v závislosti na volbě M_{DS} pro $M_F = 23$ a $M_F = 36$.

S ohledem na převažující požadavek na vyšší rychlost v sestupném směru na úkor vzestupného směru, je zde cca dvojnásobný počet hodnot M_{DS} umožňující konfigurovat asymetrii ve prospěch sestupného směru. Mohlo by se předpokládat, že díky časovému duplexnímu schématu při konkrétně nastavených hodnotách M_{DS} a M_F v dané konfiguraci bude velikost poměru rychlostí v sestupném a vzestupném směru v_{DW}/v_U nezávislá na délce vedení a dosažené rychlosti. Není však tomu tak, protože bitové alokace v jednotlivých směrech přenosu jsou odlišné neboť jsou závislé na rozložení SNR na straně přijímače při konkrétních podmínkách. Ukázku bitových alokací G.fast systému pro sestupný a vzestupný směr při vzdálenosti 50 m uvádí obr. 4.19.



Obr. 4.19. Bitová alokace G.fast technologie s kmitočtovým profilem 106a při vzdálenosti 50 m.

Zatímco technologie VDSL2 umožňuje alokovat 2 až 15 bitů na nosnou [50], technologie G.fast 1 až 14, přičemž podpora více jak 12 bitů je nepovinná [54]. Důsledkem odlišných bitových alokací v jednotlivých směrech přenosu jsou pochopitelně i odlišné objemy dat přenesené jedním DMT symbolem, a tím pádem i proměnná hodnota poměru rychlostí v sestupném a vzestupném směru s přenosovou vzdáleností. Tyto rozdíly ale už nejsou tak zásadní, jako tomu je u VDSL2 technologie. Zatímco u VDSL2 technologie se poměr mění, jak bylo prezentováno v předchozí kapitole, viz obr. 4.15, od 9:2 až po 5:2, tedy téměř dvojnásobně, u G.fast technologie jen o několik procent. Výsledek měření závislosti poměru rychlostí v sestupném a vzestupném směru v_{DW}/v_{UP} v závislosti na délce vedení uvádí obr. 4.20. Zde byly nastaveny hodnoty $M_{DS} = 30$ a $M_F = 36$, a tedy poměr rychlostí je dle vztahu (4.11) roven 6. Z obr. 4.20 je patrné, že změna v poměru rychlostí je ve sledované oblasti 0 až 500 m menší než 5%. Můžeme tedy konstatovat, že ač poměr rychlostí není se vzdáleností konstantní, mění se s vzdáleností oproti VDSL2 minimálně.

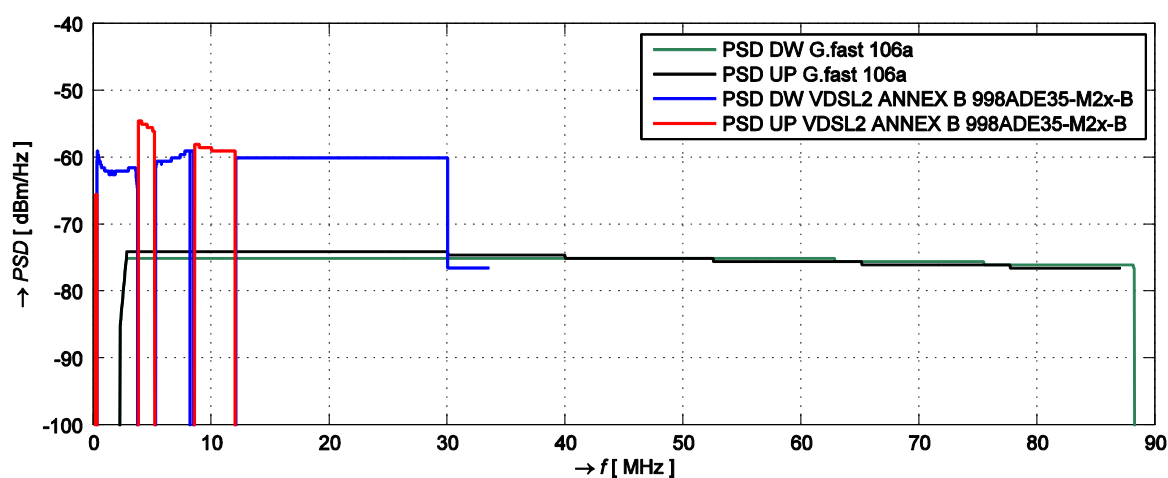


Obr. 4.20. Závislost poměru rychlostí v_{DW}/v_{UP} v závislosti na délce vedení pro $M_{DS} = 30$ a $M_F = 36$.

Technologie G.fast dozajista představuje kvalitativní krok kupředu ve srovnání s VDSL2 technologií, a to nejen v podstatném navýšení přenosové rychlosti a efektivnějším duplexním schématem, které, jak bylo výše prezentováno, nabízí nejen snadno konfigurovatelnou variabilitu v poměru rychlostí v sestupném a vzestupném směru, ale i stálost tohoto poměru

v závislosti na délce vedení. Rovněž nabízí díky implementované rychlé reinicializaci, s využitím implementovaných RMC (Robust Management Channel) rámců, daleko větší robustnost a odolnost vůči impulsnímu rušení. Dalo by se tedy hovořit o plnohodnotném nástupci technologie VDSL2. Jsou zde však i určité nevýhody, které umožňují VDSL2 technologii dosáhnout za určitých podmínek lepších přenosových vlastností, a to zejména při větších délkách vedení, neboť technologie G.fast pracuje až od kmitočtu 2,2 MHz.

Technologie G.fast byla navržena pro vzdálenost do cca 450 m. Pro tuto limitní vzdálenost jsou navrženy ochranné intervaly časového duplexu. Do jaké vzdálenosti je však efektivnější než VDSL2 technologie, je otázkou. K dalším nevýhodám patří zejména nižší povolený celkový vysílací výkon u technologie G.fast. Porovnání PSD vysílaných signálů technologií VDSL2 998ADE35-M2x-B a G.fast 106a při délce vedení 100 m uvádí obr. 4.21.



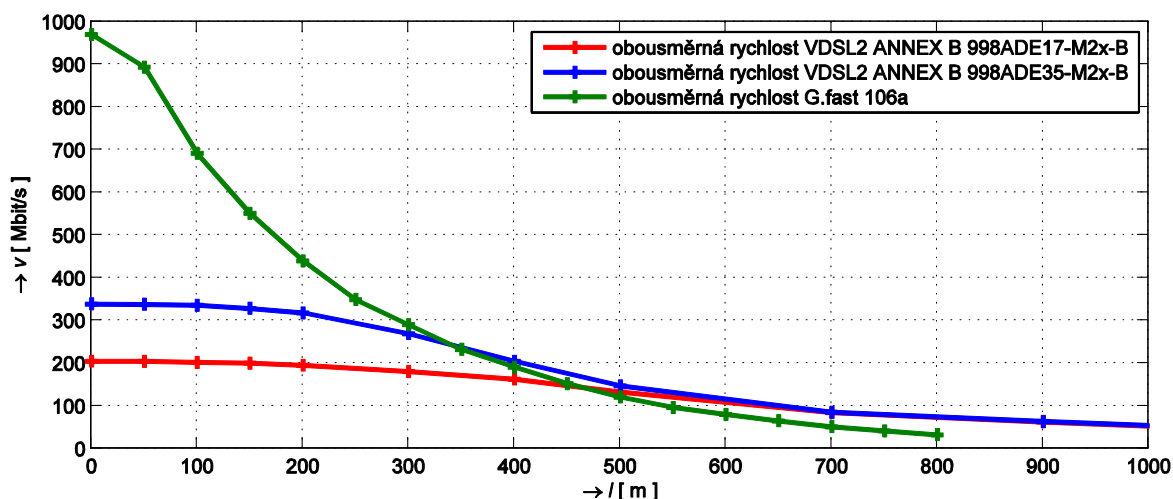
Obr. 4.21. Porovnání výkonové spektrální hustoty (PSD) vysílaného signálu technologií VDSL2 998ADE35-M2x-B a G.fast 106a při délce vedení 100m.

Dle normy [53] je technologie G.fast profil 106a limitován výkonem 4 dBm, G.fast profil 106b 8 dBm, G.fast profil 212a pak 4 dBm, u VDSL2 profil 35b je dle normy [50] limitován výkonem 17 dBm, přičemž dnes běžně používaný profil VDSL2 17a je limitován výkonem 14,5 dBm. Pro úplnost dodejme, že doporučení G.fast technologie specifikuje i možnost přenosu po koaxiálním kabelu, kde je vysílací výkon limitován 2 dBm.

Výkonová spektrální maska technologie G.fast je limitována -65 dBm/Hz v oblasti do 30 MHz a dále již cca -75 dBm/Hz, zatímco VDSL2 profil 35b cca -56 dBm/Hz (pásma pod 1 MHz dokonce $-36,5$ dBm/Hz) v oblasti do 30 MHz a dále již $-73,4$ dBm/Hz. Zatímco G.fast pásmo začíná kmitočtem 2,2 MHz, VDSL2 využívá i nižší kmitočty viz obr. 4.8, např. pro ANNEX B od 138 kHz, které jsou s ohledem na vysoký poměr SNR při větších vzdálenostech efektivní.

Porovnejme tedy nyní dosažitelnou přenosovou rychlost technologie VDSL2 a G.fast v závislosti na délce vedení. Porovnány budou jak již běžně používaný profil VDSL2 998ADE17, tak nově nasazovaný profil 998ADE35 a G.fast profil 106a. Jelikož u technologie G.fast lze poměr rychlostí v jednotlivých směrech nastavit, budeme vyhodnocovat tzv. obousměrnou rychlost, tj. součet dosažených rychlostí ve směru sestupném i vzestupném,

tak jak to bývá stanoveno v normách [50] a [54]. Výsledek měření na simulátoru vedení o průměru vodiče 0,4 mm uvádí obr. 4.22. V grafu je uveden průběh součtu dosažených přenosových rychlostí, někdy však bývá udávána hrubá či dosažitelná (attained) přenosová, kdy není uvažováno s tzv. šumovou rezervou (noise margin), která v případě tohoto měření byla nastavena na 6 dB, což je obvyklá hodnota. Např. hodnota dosažené přenosové rychlosti pro technologii G.fast při vzdálenosti 3 m byla 971 Mbit/s, dosažitelná rychlost však byla 1011 Mbit/s. Podobně u technologie VDSL2 998ADE35 byla dosažena obousměrná rychlost 344 Mbit/s, dosažitelná však 353 Mbit/s.



Obr. 4.22. Porovnání obousměrné rychlosti v závislosti na délce vedení technologií VDSL2 998ADE35-M2x-B, 998ADE17-M2x-B a technologie G.fast 106a.

Srovnáme-li průběhy dosažených přenosových rychlostí v obr. 4.22, je zřejmé, že technologie G. fast 106a dosahuje vyšších přenosových rychlostí než VDSL2 technologie pro vzdálenosti nižší než 300 m. Smysluplné nasazení však předpokládá vzdálenosti pod cca 200 m, jak je z obr. 4.22 patrné. Porovnáme-li dosažené obousměrné přenosové rychlosti VDSL2 profilů 998ADE35-M2x-B a 998ADE17-M2x-B, je z obr. 4.22 rovněž patrné, že vyšší rychlosti dosahuje profil 998ADE35-M2x-B na vzdálenostech menších než 500 m. Jelikož se křivky závislosti VDSL2 profilů 998ADE35-M2x-B a 998ADE17-M2x-B rozevírají velmi zvolna, lze hovořit o smysluplném nahrazení dnes běžně používaného profilu 998ADE17-M2x-B profilem 998ADE35-M2x-B pro délky vedení pod 300 m.

Kapitola 4.1 byla věnována analýze způsobu implementace DMT modulace v DSL systémech se zřetelem na metody realizace duplexního přenosu. Jak je z textu patrné, v průběhu dvou dekad vývoje DSL technologií se postupně uplatnily metody řešení duplexního přenosu od jednoduchého FDD s dvěma kmitočtovými pásmy, přes propracovaný FDD, kde již je možno volbou profilu měnit poměr asymetrie v jednotlivých směrech až po TDD, který umožňuje změnu asymetrie s velmi jemným krokem. V rámci realizované analýzy, zahrnující popis individuálních řešení v jednotlivých DSL technologiích, byla prezentována realizovaná měření, která umožňují posoudit chování dílčích řešení v závislosti na délce vedení či zvoleném profilu. Byly provedeny analýzy vlivu délky vedení na dosažený poměr asymetrie a u perspektivních technologií i vzájemně porovnány

dosažitelné přenosové rychlosti v závislosti na délce vedení. Výsledky srovnání méně perspektivních technologií nebyly s ohledem na rozsah práce zařazeny. Ač zatím technologie VDSL2 s profilem 998ADE35-M2x-B, označována též jako Vplus nebo také u nás komerčně VDSL3, jen zvolna nahrazuje stávající technologii VDSL2 s profilem 998ADE17-M2x-B, neboť její efektivní využití vyžaduje podstatně menší délky vedení, a tedy budování tzv. předsunutých DSLAMů, ITU-T již pracuje na nástupci technologie G.fast.

Tato nově připravovaná technologie s názvem Multi-Gigabit FAST, ve zkratce G.mgfast, by měla využívat kmitočtová pásma do 424 MHz a do 848 MHz, měla by dosahovat obousměrné rychlosti 5 až 10 Gbit/s a umožňovat přenos po kroucených metalických párech i koaxiálních kabelech. V této technologii bude duplexní přenos řešen metodou obvodově děleného duplexu s využitím echo kompenzace EC, a tedy souběžně bude využívat dané kmitočtové pásmo pro oba směry přenosu. V únoru 2020 byla zveřejněna specifikace spektrální masky v ITU-T G.9710 [65].

4.2 Technologie PLC

Základní odlišností PLC technologií, podobně jako i DOCSIS technologií je, že zde není vyhrazené médium pro každou dvojici modemů, jako je tomu u DSL technologií, prezentovaných v kapitolách 4.1.1 až 4.1.3. Společně s duplexním přenosem je tedy řešen i vícenásobný přístup k médiu. Hlavní aplikací PLC technologie je v současné době tzv. Smart Metering, zahrnující AMR (Automated Meter Reading) a AMM (Automated Meter Management), a to především v oblasti distribuce elektrické energie. Uplatnění však nachází i v domácích sítích např. s využitím technologie HomePlug AV2.

Pomineme-li úzkopásmové PLC technologie, pracující v pásmu do několika set kHz, v širokopásmových PLC systémech, pracujících v kmitočtovém pásmu až do sta MHz, v současné době dominují dva standardy, a to IEEE1901 [58] a ITU-T G.hn [59]. Tyto standardy jsou vzájemně nekompatibilní, svými parametry a výkonností však velmi podobné. Oba zahrnují krom SISO (single-input single-output), kdy je využit pouze jeden pár vodičů, i možnost MIMO (multiple-input multiple-output), kdy je k přenosu využito více vodičů, např. tři či čtyři. Oba standardy také nabízí rychlost až Gbit/s na fyzické vrstvě při využití MIMO. V současné době je více rozšířena technologie IEEE1901 a pro domácí použití technologie HomePlug AV2.

Vedle těchto dnes standardizovaných technologií se stále můžeme ještě setkat s širokopásmovými PLC modemy, které využívají starší technologii DS2. Jedná se o nestandardizovanou technologii firmy Design of Systems on Silicon (DS2), která postupně vyvinula DS2 1. generace umožňující rychlost až 45 Mbit/s (obvody DSS4200/5100/4300), DS2 2. generace s rychlostí až 200 Mbit/s (obvody DSS900X) a DS2 3. generace (DSS996X). Třetí generace čipů navíc podporuje v duál-módu i standard ITU-T G.hn. Firma DS2 již ukončila další vývoj, nicméně stále její obvody můžeme nalézt v produktech některých firem, např. Corinex.

Vraťme se však k dnes standardizovaným PLC technologiím. Standard IEEE1901 [58] vychází z technologie HomePlug AV2 [57] a je s ním zpětně kompatibilní. Technologie

HomePlug nebyla původně standardizována, ale jednalo se o specifikaci sdružení výrobců s názvem HomePlug Powerline Alliance. Tato technologie, ač původně nestandardizovaná, dosáhla značného rozšíření zejména v oblasti domácího využití, neboť v průmyslových aplikacích převládal spíše standard DS2, a zaznamenala vývoj od verze HomePlug 1.0 (14 Mbit/s), přes HomePlug AV (200 Mbit/s) až po HomePlug AV2 (až 2 Gbit/s).

V roce 2010 byla standardizována dle IEEE1901 a dnes nachází uplatnění i v průmyslovém využití pro Smart Metering. Tato technologie využívá kmitočtové pásmo 1,8 až 50 MHz, kde je využito 1974 nosných s rozestupem 24,414 kHz. Celkový počet nosných je 2047, ale prvních 73 nosných v kmitočtové oblasti do 1,8 MHz není využito. Jednotlivé nosné mohou být alokovány jedním bitem (BPSK), dvěma (QPSK), třemi (8-QPSK), čtyřmi (16-QAM), pěti (64-QAM), osmi (256-QAM), deseti (1024-QAM) nebo dvanácti (4096-QAM) bity, ale poslední modulační schéma je již nepovinné. Standard specifikuje i alternativní modulační schéma s využitím vlnkové transformace DWMT s odlišným protichybovým zabezpečením.

Standard G.hn je skupina standardů zahrnující standard fyzické vrstvy ITU-T G.9960 [59], spojové (linkové) vrstvy ITU-T G.9961, managementu ITU-T G.9962 (G.hn-mgm), rozšíření o MIMO ITU-T G.9963 (G.mimo), správy a nastavení PSD ITU-T G.9964 (G.hn-psd), koexistence s jinými PLC systémy, např. dle IEEE1901, ITU-T G.9972 (G.cx), vzdálené správy ITU-T G.9980 (G.cwmp) a další.

Základní kmitočtové pásmo je stanoveno od 2 MHz do 50 MHz nebo až do 100 MHz, případně jen do 25 MHz v zjednodušené implementaci (LCP profil). Standard G.hn je pojat velmi komplexně a specifikuje i přenos po telekomunikačních a koaxiálních kabelech v pásmu až do 200 MHz. Pro koaxiální kabely je specifikován i přenos v přeloženém pásmu (Pass-band) a jsou zde tak stanovena i vysokofrekvenční pásma, kdy přenos o šířce pásma 50, 100 nebo 200 MHz může být posunut do oblasti 350 až 2450 MHz. K datovému přenosu je použita OFDM modulace s počtem nosných 256, 512, 1024, 2048 nebo 4096 s rozestupem nosných 24,414 kHz pro PLC technologii a větší rozestupy nosných pro přenos po telefonních či koaxiálních kabelech. Jednotlivé nosné jsou modulovány až dvanácti bity (4096-QAM) a oproti technologii IEEE1901 jsou podporovány i všechny kombinace lichých počtu bitů přenášených na jednotlivých nosných. Ovšem tato možnost je pro počty bitů větší než 5 již nepovinná.

V tomto směru je vhodné upozornit, že řada parametrů ovlivňující výkonnost těchto technologií je v doporučení nepovinná, a tak pouhá informace o podporovaném standardu neumožňuje posouzení výkonnosti daného modemu. Výrobci často tyto informace navíc neuvádí.

Jak již bylo uvedeno technologie G.hn a IEEE1901 jsou vzájemně nekompatibilní, mimo jiné využívají jinou metodu protichybového zabezpečení, kdy IEEE1901 využívá Turbo-kódů a G.hn LDPC-kódů. Z přístupových metod G.hn nabízí pouze CSMA/CA, zatím co IEEE1901 i metodu TDMA/TDD. Doporučení, např. ITU-T G.9972, řeší pouze koexistenci těchto technologií nikoli kompatibilitu. Porovnání parametrů modulací uvedených standardů, ale i vývojových verzí uvádí Tab. 4-2. V následujících kapitolách budou jednotlivé standardy představeny. Zaměříme se však především na implementaci použitých modulací v těchto

systemech, výpočty a odvození jednotlivých parametrů, a to zejména jednotlivých kmitočtů ze vzorkovacího kmitočtu systému.

Tab. 4-2 Přehled modulačních parametrů technologií HomePlug, IEEE1901 a G.hn.

PLC	rok	rychlost na fyz. vrstvě [Mbit/s]	celkový počet nosných	využité nosné	f_{\min} [MHz]	f_{\max} [MHz]	Δf [kHz]	max. počet bitů na nosnou
HomePlug 1.0	2001	14	127	76	4,49	20,7	195,3125	2
HomePlug 1.0 Turbo	-	85	127	76	4,49	20,7	195,3125	8
HomePlug AV1.1	2007	200	1535	917	1,8	30	24,414	10
HomePlug AV2.1	2014	1500*	4095	až 3455	1,8	86,1	24,414	12
IEEE1901	2010	200 500	2047	až 1974	1,8	30 50	24,414	10 (12)
G.hn	2009	250 500 1000**	1024 2048 4096	až 949 až 1973 až 4021	1,8	25 50 100	24,414	12

Poznámka: Přenosové rychlosti jsou nejvyšší možné hodnoty fyzické vrstvy. * Rychlost u standardu HomePlug AV2.1 zahrnuje technologii MIMO, ta je však dostupná např. i v rozšíření standardu G.hn dle ITU-T G.9963 (G.mimo), a tak by zde rychlost byla cca dvojnásobná oproti uvedené **.

4.2.1 Technologie HomePlug

HomePlug 1.0 využívá 76 nosných ze $N - 1 = 127$ nosných, jež použitý rozměr FFT $2N = 256$ umožňuje. Vzorkovací kmitočet je $f_s = 50$ MS/s, a tedy vzdálenost mezi sousedními nosnými je $\Delta f = f_s / 2N = 50 \cdot 10^6 / 256 = 25 \cdot 10^6 / 128 = 195,3125$ kHz. První využitá nosná je 23. s kmitočtem $i \cdot \Delta f = 23 \cdot 25 \cdot 10^6 / 128 = 4,49$ MHz, poslední využitá nosná je 106. s kmitočtem $i \cdot \Delta f = 106 \cdot 25 \cdot 10^6 / 128 = 20,7$ MHz a v tomto pásmu je dalších 8 nosných trvale nevyužíváno s ohledem na omezení rušení amatérských radiových pásem [55].

Jednotlivé nosné jsou modulovány diferenčními klíčovacími metodami DBPSK, DQPSK nebo ROBO, a tedy maximálně může každá využitá nosná nést 2 bity. ROBO je klíčovací technika shodná s DBPSK, s tím, že každý bit je $4 \times$ zopakován. Klíčování každé nosné je realizováno s využitím algoritmu IFFT, kdy každé nosné je přidruženo komplexní číslo odpovídající amplitudě a fázi, dle přenášených bitů a použité klíčovací techniky, tak jak již bylo popsáno v kapitole 3.1. HomePlug technologie využívají princip uvedený v obr. 3.1 A), kdy je využito $N-1$ nosných, na první pozici je doplněna hodnota stejnosměrné složky (0) a k těmto hodnotám je doplněno N hodnot komplexně sdružených čísel, tak jak uvádí vztah (3.2). Následně je na tento vektor $2N$ komplexních čísel aplikován algoritmus IFFT, jehož výsledkem je $2N$ reálných hodnot.

Podobně jako v DSL technologiích, viz obr. 4.16, je zde k omezení mimo-pásmového rušení využito cyklické předpony a to o $CP = 127$ vzorcích a na takto rozšířený symbol aplikováno Raise-cosine okno s roll-off faktorem 0,03125. Jednotlivé DMT symboly se tak

překrývají o $\beta = 8$ vzorků [55]. Díky tomu lze některé nosné s ohledem k omezení ovlivňování radiových pásem vypnout. PSD na vypnutých nosných je stanovena na -80 dBm/Hz, na používaných nosných -50 dBm/Hz, a tak požadované potlačení je o 30 dB. Hrubou modulační rychlost můžeme určit, jak uvádí vztah (4.15).

$$M' = \frac{1}{T_{\text{Sym}}} = \frac{2N \cdot \Delta f}{2N + CP - \beta} = \frac{256 \cdot 195312,5}{256 + 172 - 8} = 119,05 \text{ kBd} \quad (4.15)$$

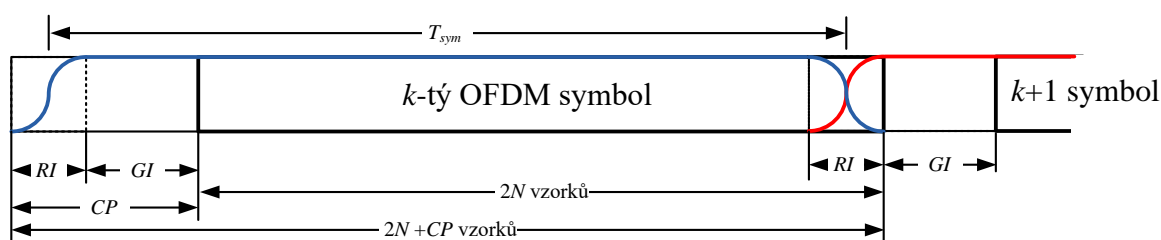
Nejvyšší rychlost necelých 14 Mbit/s na fyzické vrstvě dosáhneme za předpokladu DQPSK klíčování na všech použitých nosných a s protichybovým zabezpečením s kódovým poměrem 3/4. Nejvyšší dosažitelná rychlost na linkové (MAC) vrstvě je s ohledem na použití přístupové metody ke sdílenému médiu, v tomto případě CSMA/CA, pouze cca 8,2 Mbit/s.

Obdobně i u dalších verzí PLC technologií je maximální dosažitelná rychlost na linkové vrstvě výrazně nižší než udávaná rychlost technologie, zatímco u DSL systémů je udávaná rychlost přímo rychlostí linkové vrstvy, tj. MAC vrstvy, pomineme-li ADSL technologii, kde vzniká režie zapouzdřením do ATM. Poté vzniká ještě varianta HomePlug 1.0 Turbo nabízející 85 Mbit/s na fyzické vrstvě, která umožňuje modulovat nosné i s pomocí 16-QAM, 64-QAM a 256-QAM, tedy až 8 bitů na nosnou.

HomePlug AV 1.1 využívá 917 nosných z 1155 nosných, jež použitý rozměr FFT $2N = 3072$ umožňuje. Vzorkovací kmitočet je $f_s = 75$ MS/s, a tedy vzdálenost mezi nosnými je $\Delta f = f_s / 2N = 75 \cdot 10^6 / 3072 = 25 \cdot 10^6 / 1024 = 24,414$ kHz. První využitá nosná je 74. s kmitočtem $i \cdot \Delta f = 74 \cdot 25 \cdot 10^6 / 1024 = 1,81$ MHz, poslední využitá nosná je 1228. s kmitočtem $i \cdot \Delta f = 1228 \cdot 25 \cdot 10^6 / 1024 = 30,0$ MHz a v tomto pásmu je dalších 311 nosných trvale nevyužíváno s ohledem na omezení rušení amatérských radiových pásem [56].

Jednotlivé nosné jsou modulovány klíčovacemi metodami BPSK, QPSK, 8-QAM, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM, 1024-QAM nebo ROBO-AV, a tedy maximálně může každá využitá nosná nést 10 bitů. Zajištěna je i podpora HomePlug 1.0, kdy je využíváno FFT $2N = 384$ a vzdálenost mezi nosnými je tak rovna $\Delta f = f_s / 2N = 75 \cdot 10^6 / 384 = 25 \cdot 10^6 / 128 = 195,3125$ kHz.

Podobně jako v DSL a HomePlug 1.0 je zde využito cyklické předpony a na takto rozšířený symbol aplikováno Raise-cosine okno. Ve specifikaci [56] je cyklická předpona rozdělena na dvě části, a to překryvný interval RI (Rolloff Interval) o 372 vzorcích a ochranný interval GI (Guard Interval), který může mít 417, 567 nebo 3534 vzorků.



Obr. 4.23. Aplikace cyklické předpony CP v technologii Homeplug AV.

Hrubou modulační rychlost pak můžeme určit, např. pro hodnotu $GI = 417$ jak uvádí vztah (4.16).

$$M' = \frac{1}{T_{\text{Sym}}} = \frac{2N \cdot \Delta f}{2N + GI} = \frac{3072 \cdot 24414}{3072 + 417} = 21,5 \text{ kBd} \quad (4.16)$$

Nejvyšší rychlost na fyzické vrstvě, necelých 200 Mbit/s, je dosažena, pokud všech 917 nosných je alokováno 10 bity ($10 \cdot 917 \cdot 21\,500 = 197 \text{ Mbit/s}$). Nejvyšší dosažitelná rychlost na linkové (MAC) vrstvě je s ohledem na použití přístupové metody ke sdílenému médiu uváděna cca 100 Mbit/s.

HomePlug AV2 využívá až 3455 nosných z 4095 nosných, jež použitý rozměr FFT $2N = 8192$ umožňuje. Vzorkovací kmitočet je $f_s = 200 \text{ MS/s}$, a tedy vzdálenost mezi nosnými je $\Delta f = f_s / 2N = 200 \cdot 10^6 / 8192 = 25 \cdot 10^6 / 1024 = 24,414 \text{ kHz}$. První využitá nosná je 74. s kmitočtem $i \cdot \Delta f = 74 \cdot 24\,414 = 1,81 \text{ MHz}$, pozice poslední využitá nosná je závislá na využitém profilu a může být 1228. s kmitočtem $i \cdot \Delta f = 1228 \cdot 24\,414 = 30 \text{ MHz}$, 2662. s kmitočtem $i \cdot \Delta f = 2662 \cdot 24\,414 = 65 \text{ MHz}$ nebo dokonce až 3528. nosná s kmitočtem $i \cdot \Delta f = 3528 \cdot 24\,414 = 86,13 \text{ MHz}$ a v tomto pásmu může být s ohledem na omezení rušení amatérských radiových pásem použito minimálně 200 až maximálně 3455 nosných [57]. Oproti Homeplug AV1.1 mohou být nosné navíc modulovány i 4096-QAM, a tedy maximálně může každá využitá nosná nést 12 bitů. Rovněž je zde i podpora HomePlug 1.0, kdy je využíváno rozměru FFT $2N = 1024$ a vzdálenost mezi nosnými je tak rovna $\Delta f = f_s / 2N = 200 \cdot 10^6 / 1024 = 25 \cdot 10^6 / 128 = 195,3125 \text{ kHz}$.

Ve specifikaci [57] je cyklická předpona, stejně jako v Homeplug AV 1.1, rozdělena na dvě části, a to překryvný interval RI o 992 vzorcích a ochranný interval GI, který může mít 1112, 1512 nebo 9424 vzorků. Dále jsou definovány povinně implementované zkrácené intervaly 512 a 784 vzorků a další 4 nepovinné hodnoty zkrácených ochranných intervalů, včetně 0 vzorků a 4 nepovinné hodnoty prodloužených intervalů. Hrubou modulační rychlost můžeme určit, např. pro nejmenší povinnou hodnotu $GI = 512$ vzorků, odpovídající 2,56 μs , jak uvádí vztah (4.17).

$$M' = \frac{1}{T_{\text{Sym}}} = \frac{2N \cdot \Delta f}{2N + GI} = \frac{8192 \cdot 24414}{8192 + 512} = 22,98 \text{ kBd} \quad (4.17)$$

Ve specifikaci HomePlug AV2 [57] je uvedeno 5 profilů, viz Tab. 4-3, dva SISO a tři pro MIMO, kdy je využíváno pro přenos více vodičů. Uvedené rychlosti, převzaté ze specifikace [57], lze určit jak je uvádí vztah (4.18).

$$v = k \cdot (n_1 \cdot b_1 + n_2 \cdot b_2) \cdot M' \cdot R = k \cdot (n_1 \cdot b_1 + n_2 \cdot b_2) \cdot \frac{2N \cdot \Delta f}{2N + GI} \cdot R \text{ [Mbit/s]} \quad (4.18)$$

Ve vztahu (4.18) je $k = 1$ pro SISO systém a $k = 2$ pro MIMO, n_x je počet nosných alokovaný počtem bitů b_x a R je kódový poměr protichybového zabezpečení.

Tab. 4-3 Přehled profilů HomePlug AV2.

HomePlug AV2 profil	SISO500	SISO750	MIMO500	MIMO1000	MIMO1500
f_{\max} [MHz]	65	86,13	30	65	86,13
nejvyšší použitá nosná	2662	3528	1218	2662	3528
rychlost na fyzické vrstvě [Mbit/s]	581	758	576	1162	1516
teoretická max. rychlost na fyz. vrstvě [Mbit/s]	758	1012	676	1517	2024

Přenosová rychlost na fyzické vrstvě, ve specifikaci [57] označená Power line PHY rate, je vypočtena pro kódový poměr $R = 16/18$, ochranný interval $GI = 512$, 917 nosných je alokována 12 bity a zbývající nosné, včetně prvních 73, je alokováno 10 bity. Příklad výpočtu pro profil MIMO1500 uvádí (4.19).

$$\begin{aligned}
 v &= k \cdot (n_1 \cdot b_1 + n_2 \cdot b_2) \cdot \frac{2N \cdot \Delta f}{2N + GI} \cdot R = \\
 &= 2 \cdot (917 \cdot 12 + (3528 - 917) \cdot 10) \cdot \frac{8192 \cdot 24414}{8192 + 512} \cdot 16/18 = 1516 \text{ Mbit/s}
 \end{aligned}
 \tag{4.19}$$

Teoretická maximální rychlost na fyzické vrstvě, ve specifikaci [57] označená MAX PHY Rate, je vypočtena včetně zabezpečovacích bitů, tedy $R = 1$, ochranný interval $GI = 0$ a všechny nosné jsou alokovány 12 bity. Příklad výpočtu pro profil MIMO1500 uvádí (4.20).

$$\begin{aligned}
 v &= k \cdot (n_1 \cdot b_1 + n_2 \cdot b_2) \cdot \frac{2N \cdot \Delta f}{2N + GI} \cdot R = \\
 &= 2 \cdot ((3528 - 73) \cdot 12) \cdot \frac{8192 \cdot 24414}{8192 + 0} \cdot 1 = 2024 \text{ Mbit/s}
 \end{aligned}
 \tag{4.20}$$

Výše uvedené přenosové rychlosti u jednotlivých verzí technologie HomePlug, které jsou běžně uváděny, jako specifikace daného modemu, zahrnují pouze vlastní modulátor a protichybové zabezpečení, do jejich výpočtu není zahrnuta režie použité přístupové metody ke sdílenému přenosovému médiu, a tak pomocí nich nelze tyto PLC technologie srovnávat s jinými přenosovými technologiemi, neboť rychlost dostupná pro linkovou vrstvu je výrazně nižší.

Pro porovnání budou nyní uvedeny výsledky měření jednotlivých verzí technologie HomePlug. Bude se jednat o modem Homeplug 1.0 Turbo (Level One PLI-2020), modem Homeplug AV (TP-LINK TL-PA201) a modem Homeplug AV2 (Zyxel PLA-5206V2). Měření bylo realizováno s testery EXFO NetBlazer s nastavenou velikostí paketů 1500 byte.

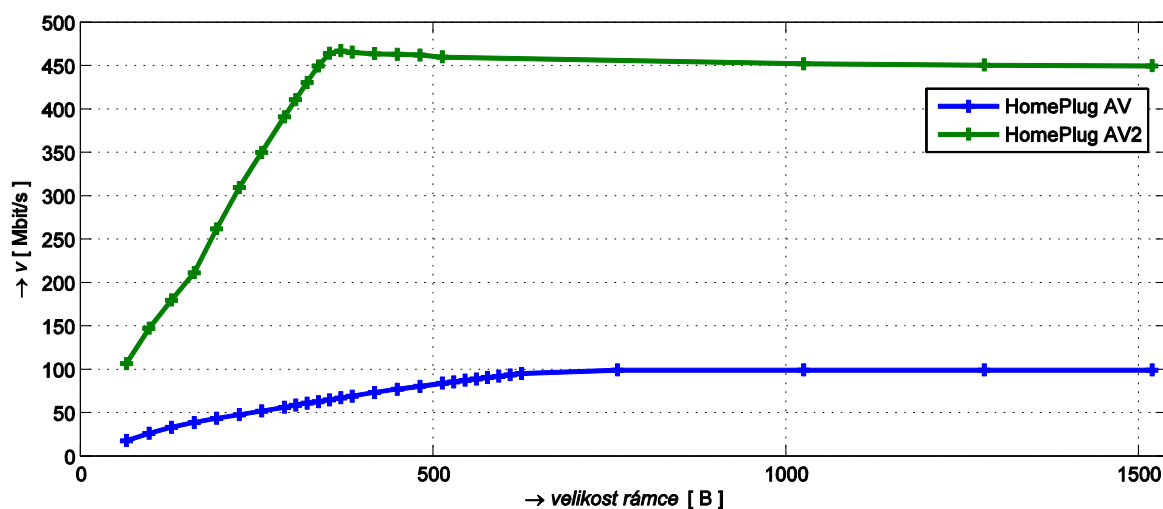
Při testování je nutno nastavit hardwarové řízení toku na rozhraní ethernet, jinak by docházelo při testování k zahlcení modemů a změřené rychlosti by byly významně nižší.

Tab. 4-4 Propustnost HomePlug modemů různých verzí.

HomePlug modem, verze - max. rychlost [Mbit/s]	rychlost na fyz. vrstvě [Mbit/s]	RFC2544 [Mbit/s]	TCP thr. [Mbit/s]	RFC6349 [Mbit/s]
PLI-2020, 1.0 Turbo - 85	85	38,1	31,5	24,1
TL-PA201, AV - 200	197	98,7	71,0	42,4
PLA-5206V2, AV2 - 1000	945	445	409	221

V Tab. 4-4 byla rychlost na fyzické vrstvě zjištěna z diagnostického software modemu, RFC2544 specifikuje testování s využitím UDP, uvedená rychlost je rychlost linkové vrstvy zahrnující její režii a je takto uváděna pro přímé srovnání rychlosti na fyzické vrstvě uvedené výrobcem. V případě modemu HomePlug AV byla limitována rychlostí rozhraní ethernet 100 Mbit/s. Testy TCP throughput a RFC6349 jsou realizovány s TCP protokolem na transportní vrstvě. Odlišností mezi nimi je algoritmus určení TCP okna. Zatímco test TCP throughput adaptuje velikost TCP okna během celého testu, metoda testování dle RFC 6349 určí velikost okna na začátku dle RTT a dále již jej nemění, z toho plyne i podstatně nižší naměřená hodnota dle RFC 6349. Této problematice bude věnována kapitola 7.2.1.

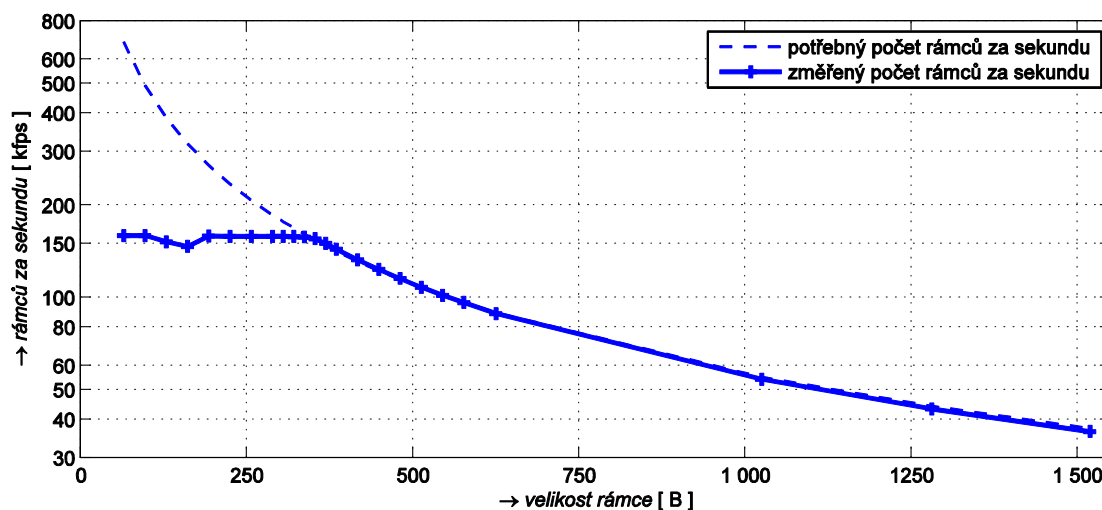
Z Tab. 4-4 je patrné, že rychlost na linkové vrstvě je cca 40-50% rychlosti na fyzické vrstvě udávané diagnostickým softwarem výrobce. Dosažitelná rychlost TCP je dále snížena nejen s ohledem na režii protokolu, ale zejména s ohledem na přístupovou metodu ke sdílenému médiu, zvláště pak je patrný rozdíl při odlišných metodách určení TCP okna. Při testu TCP throughput došlo postupně k adaptaci TCP okna na jeho maximální hodnotu 64 kB, kdy byla dosažena maximální rychlost. Metodikám měření bude podrobněji věnována kapitola 7.2.



Obr. 4.24. Závislost přenosové rychlosti technologií HomePlug AV a AV2 na velikosti rámců.

Další charakteristickou vlastností nejen pro technologii HomePlug, ale i pro další širokopásmové PLC technologie, je závislost dosažené rychlosti na velikosti přenášených rámců. Změřenou závislost přenosové rychlosti na linkové vrstvě v závislosti na velikosti rámců pro technologie HomePlug AV a Homeplug AV2 uvádí obr. 4.24. Z grafů je zřejmé, že rychlost je snížena u technologie HomePlug AV při použití modemu TL-PA201 pro rámce menší než cca 750 B, ale toto měření bylo limitováno rychlostí rozhraní modemu 100 Mbit/s. U technologie Homeplug AV2 při použití modemu PLA-5206V2 dochází k limitaci pro rámce s velikostí pod cca 330 B. Například pro rámce velikosti 64 B je u technologie Homeplug AV2 k dispozici pouze 24% z dosažené rychlosti pro rámce o velikosti větší než 330 B. Technologie HomePlug je navržena tak, aby efektivně přenášela rámce různých velikostí. Datový blok technologie HomePlug se může skládat z jednoho nebo více bloků o velikosti 520 B nebo 136 B [57]. Jsou zde podporovány tzv. stream bloky, kdy datové bloky jsou efektivně vyplňovány přenášenými MAC rámci.

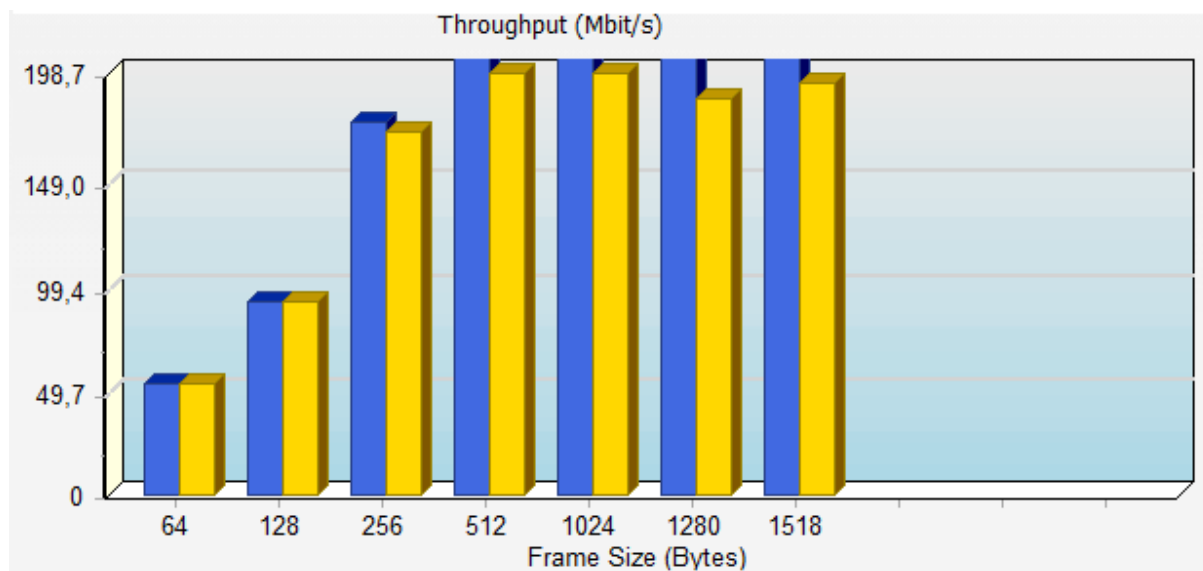
Důvod limitace rychlosti je zřejmý z obr. 4.25, který zobrazuje závislost změřeného počtu rámců přenášených za sekundu v závislosti na velikosti přenášeného rámce a čárkovanou čarou potřebný počet přenášených za sekundu pro dosažení rychlosti dostupné při velkých rámcích. Jak je zřejmé z obr. 4.25 modem PLA-5206V2 dokáže zpracovat maximálně 159 tisíc rámců za sekundu. Pokud by nemělo docházet k limitaci rychlosti pro malé rámce, musel by dokázat zpracovat 670 tisíc rámců za sekundu. Jedná se tedy o výkonnostní limit konkrétního modemu.



Obr. 4.25. Závislost počtu přenesených rámců za sekundu na velikosti přenášených rámců.

Duplexní režim u technologie HomePlug přímo souvisí s implementovaným algoritmem přístupové metody k sdílenému přenosovému médiumu. Homeplug AV2 využívá metodu CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance), tj. metoda široce využívaná i v bezdrátových sítích dle IEEE 802.11, která byla využívána již ve verzi HomePlug 1.0. Počínaje verzí HomePlug AV je podporována i metoda Beacon-based TDMA. Při komunikaci dvojice modemů tak můžeme na tento systém nahlížet jako na adaptivní časově dělený duplex TDD, kdy dosažitelná rychlost je dělena mezi směry přenosu dle jejich

potřeb. V případě limitace je rychlost dělena rovnoměrně, jak je patrné z obr. 4.26. Zde modré sloupce odpovídají jednomu směru přenosu a žluté opačnému směru přenosu. Technologie HomePlug rovněž standardně podporuje prioritizaci provozu dle IEEE 802.1p, kdy tzv. tagované rámce dle IEEE 802.1Q obsahují 3 bity definující prioritu provozu. Pokud tedy je nutno prioritizovat provoz či např. jeden směr u technologie HomePlug, je zapotřebí vytvořit VLANy. Prioritizovaný provoz pak má k dispozici část či až celou navázanou přenosovou rychlost na úkor provozu s nižší prioritou.



Obr. 4.26. Dosažené přenosové rychlosti technologie HomePlug AV2 na linkové vrstvě při obousměrném datovém přenosu v závislosti na velikosti přenášených rámců.

4.2.2 PLC modemy dle standardu IEEE1901

IEEE1901 [58] vychází z technologie HomePlug AV a využívá maximálně 1974 nosných z 2047 nosných, jež použitý rozměr FFT je $2N = 4096$ umožňuje, tedy poloviční oproti HomePlug AV2. Vzorkovací kmitočet je $f_s = 100 \text{ MS/s}$, a tedy vzdálenost mezi nosnými je $\Delta f = f_s / 2N = 100 \cdot 10^6 / 4096 = 25 \cdot 10^6 / 1024 = 24,414 \text{ kHz}$. Použité kmitočtové pásmo je 1,8 až 50 MHz, ale pásmo nad kmitočet 30 MHz je již nepovinné. První využitá nosná je 74. s kmitočtem $i \cdot \Delta f = 74 \cdot 24\,414 = 1,81 \text{ MHz}$, pozice poslední využité nosné je minimálně 1228. s kmitočtem $i \cdot \Delta f = 1228 \cdot 24\,414 = 30 \text{ MHz}$, maximálně však 2047. nosná s kmitočtem $i \cdot \Delta f = 2047 \cdot 24\,414 = 50 \text{ MHz}$ a v tomto pásmu může být s ohledem na omezení rušení amatérských radiových pásem použito minimálně 200 až maximálně 1974 nosných.

Stejně jako v technologii Homeplug AV2 mohou být nosné modulovány až 4096-QAM, tj. 12 bity, ale toto modulační schéma již je nepovinné, a tak dle standardu [58] minimálně musí modem podporovat 1024-QAM, tj. 10 bitů na nosnou. Stejně jako v obou verzích Homeplug AV a AV2 [56], [57] je cyklická předpona rozdělena na dvě části viz obr. 4.23, a to překryvný interval RI o 496 vzorcích a ochranný interval GI, který může mít 1832 (Frame Control), 556, 756 nebo 4712 vzorků, tedy hodnoty poloviční oproti HomePlug AV2 s ohledem na poloviční rozměr FFT. Dále jsou definovány 4 povinně implementované

prodloužené intervaly a 4 nepovinné zkrácené intervaly. Hrubou modulační rychlost můžeme určit, pro nejmenší povinnou hodnotu $GI = 556$ vzorků, odpovídající $5,56 \mu\text{s}$, jak uvádí vztah (4.21).

$$M' = \frac{1}{T_{\text{Sym}}} = \frac{2N \cdot \Delta f}{2N + GI} = \frac{4096 \cdot 24414}{4096 + 556} = 21,50 \text{ kBd} \quad (4.21)$$

Přenosovou rychlost můžeme určit dle dříve uvedeného vztahu (4.19). Pokud budeme předpokládat jen povinné parametry dle IEEE1901 [58], tj. použité pásmo do 30 MHz, 10 bitů na nosnou a nejmenší z povinně implementovaných ochranných intervalů $GI = 556$ vzorků, maximální rychlost fyzické vrstvy bude rovna, jak uvádí vztah (4.22), 175 Mbit/s, při použití 12 bitů 210 Mbit/s.

$$v = n \cdot b \cdot \frac{2N \cdot \Delta f}{2N + GI} \cdot R = 917 \cdot 10 \cdot \frac{4096 \cdot 24414}{4096 + 556} \cdot 16 / 18 = 175 \text{ Mbit/s} \quad (4.22)$$

Pokud však uvážíme všechny nepovinné parametry, tj. pásmo až do 50 MHz, 12 bitů na nosnou a nejmenší nepovinně implementovaný ochranných intervalů $GI = 160$ vzorků, maximální rychlost fyzické vrstvy bude rovna, jak uvádí vztah (4.23), necelých 500 Mbit/s.

$$v = n \cdot b \cdot \frac{2N \cdot \Delta f}{2N + GI} \cdot R = 1974 \cdot 12 \cdot \frac{4096 \cdot 24414}{4096 + 160} \cdot 16 / 18 = 495 \text{ Mbit/s} \quad (4.23)$$

Výše popsané modulační schéma kompatibilní se specifikacemi Homeplug AV, AV2 je v doporučení IEEE1901 [58] označováno jako 1901 FFT mód a krom něj můžou PLC modemy pracovat v tzv. hybridním módu, kdy je podporována i specifikace TIA-1113, což je v podstatě standardizace HomePlug 1.0, kdy je použito FFT o rozměru $2N = 512$, $\Delta f = f_s / 2N = 100 \cdot 10^6 / 512 = 25 / 128 \cdot 10^6 = 195,3125 \text{ kHz}$ a vlastnosti modulace odpovídají již dříve popsaným v sekci HomePlug 1.0.

Navíc standard IEEE1901 [58] uvádí i možnost modulace s využitím vlnkové transformace DWMT [29], kdy namísto IFFT je použito IDWT (Inverse Discrete Wavelet Transform), viz kap. 5.1, kdy 512 nosných je rozloženo v pásmu do 32,25 MHz, použité pásmo je od 1,8 MHz do 28 MHz nebo může být nepovinně použito 1024 či 2048 nosných a použité pásmo je rozšířeno do kmitočtu 50 MHz. Jednotlivé nosné jsou modulovány (tzv. mapovány) PAM (Pulse Amplitude Modulation) modulací, a to 2PAM, 4PAM, 8PAM, 16PAM a 32PAM, tedy až 5 bity na nosnou, poslední modulační schéma je již však nepovinné. Rychlost fyzické vrstvy při použití povinných parametrů je 220 Mbit/s, při nepovinných až 420 Mbit/s [58].

4.2.3 PLC modemy dle standardu G.hn

Standard G.hn tvoří skupina standardů, jejichž výčet již byl uveden na začátku kapitoly 4.2. Z hlediska použitého modulačního schématu jsou důležité především standardy fyzické vrstvy ITU-T G.9960 [59] a správy a nastavení PSD ITU-T G.9964 [60]. Standard G.hn je pojat velmi komplexně a zahrnuje specifikace přenosu po napájecích rozvodech, telekomunikačních kabelech či obecně kabelech tvořených kroucenými páry a koaxiálních kabelech. Pro každé z těchto přenosových médií jsou stanoveny kmitočtové plány, odlišné vzdálenosti a počty nosných atd. Základní přehled lze získat z tabulky profilů Tab. 4-5, vycházející z doporučení [59] a [60].

Tab. 4-5 Přehled profilů a kmitočtových plánů standardu G.hn.

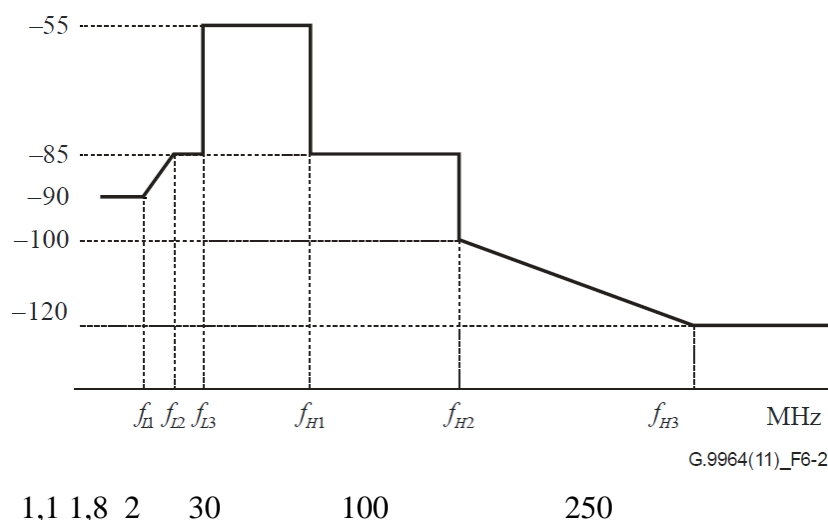
profil	kmitočtové plány	celkový počet nosných rozměr FFT $2N$	Δf [kHz]	f_s [MS/s]	$f_c = f_{US} + f_{UC}$ [MHz]	
					f_{US} [MHz]	f_{UC} [MHz]
PLC - zjednodušený	25 MHz - PB	1024	24,414 (25/1,024)	25	12,5	0
PLC - standardní	50 MHz - PB	2048		50	25	0
	100 MHz - PB	4096	100	50	0	
pro telefonní linky	50 MHz - TB	1024	48,828 (25/0,512)	50	25	0
	100 MHz - TB	2048		100	50	0
	200 MHz - TB	4096		200	100	0
pro koaxiální kabely v základním pásmu	50 MHz - CB	256	195,3125 (50/0,256)	50	25	0
	100 MHz - CB	512		100	50	0
	200 MHz - CB	1024		200	100	0
pro koaxiální kabely vysokofrekvenční pásmo	50 MHz - CRF	256	(50/0,256)	50	25	$l \cdot 25$
	100 MHz - CRF	512		100	50	
	(200 MHz - CRF)					

kde l je celé číslo mezi 12 a 100 – ($2 \cdot f_{US} / 25 \cdot 10^6$), tedy f_{UC} je 300 až 2450 MHz.

Specifikace [59] je však ještě obecnější a krom v tabulce uvedených vzdáleností mezi nosnými Δf , které jsou zde odlišně stanoveny dle typu přenosového média, uvádí navíc obecně $\Delta f = k \cdot 24,4140625$, kde $k = 1, 2, 4, 16, 32$ a 64 , tedy až 1,56 MHz. Počet nosných, který je zároveň rozměrem FFT může být 256, 512, 1024, 2048 a 4096. Zatímco u technologií HomePlug a IEEE1902 je modulováno maximálně $N - 1$ nosných, kde rozměr FFT je $2N$, neboť druhá polovina hodnot tvoří komplexně sdružené hodnoty, tak aby výsledek IFFT byl čistě reálný, v technologii G.hn může být obecně modulováno všech $2N$ nosných. Jak je toho dosaženo, bude popsáno v dalším textu. Poznamenejme, že v doporučení [59] je počet nosných označen N , v tomto textu však s ohledem na srozumitelnost a možnost porovnání s dříve uvedenými technologiemi budeme používat $2N$.

Jednotlivé nosné mohou přenášet 1 až 12 bitů. Oproti standardu IEEE1901 a technologiím HomePlug jsou podporovány i liché počty bitů v uvedeném rozsahu s tím, že liché počty bitů větší nebo rovny 5 jsou nepovinné.

Po výpočtu IFFT z $2N$ vzorků, komplexních čísel reprezentující amplitudy a fáze jednotlivých nosných dle aplikovaného konstelačního schématu korespondujícímu přenášenému počtu bitů na dané nosné, je přidána cyklická předpona CP, aplikováno okno, tento signál je s ohledem na modulaci všech nosných komplexní. Funkce aplikovaného okna ve standardu [59] není uvedena a je dle něj plně v kompetenci výrobce, což je další rozdíl oproti technologiím HomePlug a standardu IEEE1901. Následně je realizováno kmitočtové posunutí o $f_c = f_{US} + f_{UC}$. Tento princip již byl popsán v kapitole 3.1. a odpovídá obr. 3.1 B). Kmitočtový posuv je v [59] rozdělen na dvě části, a to na posuv o f_{US} (Up-shift frequency), který je realizován vždy, a to v číslicové oblasti a o f_{UC} (Up-convert frequency), který je realizován pouze pro přenos na vysokých kmitočtech po koaxiálních kabelech v CRF pásmech a bude zpravidla realizován analogově. Je-li přenos realizován v základním pásmu, tj. je využit některý z profilů dle Tab. 4-5 krom vysokofrekvenčních pro koaxiální kabely (CRF), nejsou dle [60] nosné 0 - 74 využity k přenosu. Spektrální masku profilů 25 MHz-PB, 50 MHz-PB a 100 MHz-PB, využívanou PLC modemy dle [60] uvádí obr. 4.27.



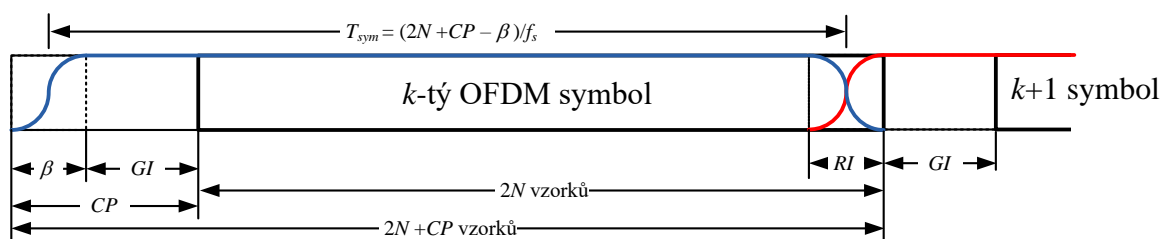
Obr. 4.27. Spektrální maska přenosu PLC dle profilů 25 MHz-PB, 50 MHz-PB a 100 MHz-PB dle [60].

Přenos po koaxiálních kabelech a telefonních linkách, či obecně kabelech tvořených kroucenými páry (UTP), má v [60] specifikovány odlišné, individuální spektrální masky a rovněž odlišné hodnoty vysílaného výkonu. V případě požadavku na omezení ovlivňování jiných přenosových systémů, může být v požadované kmitočtové oblasti uvedena spektrální maska dle obr. 4.27 dále modifikována [60]. Jednotlivé nosné jsou v technologii G.hn dle [59] číslovány, jak uvádí vztah (4.24).

$$f_i = f_{UC} + f_{US} - (2N/2 - i) \cdot \Delta f \quad \text{pro } i = 0 \text{ až } 2N - 1 \quad (4.24)$$

První použitá nosná, tj. 75., má tedy kmitočet 1,83 MHz. 2 MHz odpovídá 83. nosná a 30 MHz pak 1229. nosná. Jak je patrné z obr. 4.27, povolená hodnota PSD je pro nosné v kmitočtových pásmech 1,8 - 2 MHz a 30 - 100 (50) MHz snížena na hodnotu -85 dBm/Hz.

Plnou úroveň PSD, tj. -55 dBm/Hz mohou mít jen 83. až 1229. nosná, tj. 1147 nosných. V rámci těchto nosných můžou být některé nevyužity s ohledem na ovlivňování amatérských rádiových pásem. Použitá OFDM modulace zahrnuje, jak již bylo uvedeno vkládání cyklické předpony a rovněž je použito okno, tak jako v dříve uvedených technologiích.



Obr. 4.28. Aplikace cyklické předpony CP v technologii G.hn.

Jak je z obr. 4.28 patrné, cyklická předpona se skládá z ochranného intervalu GI , který může mít $k \cdot 2N/32$ vzorků, kde $k = 1$ až 8, a překryvné části $\beta = 2N/8$ vzorků. Pokud uvažíme profil 100 MHz - PB s 4096 nosnými a minimální velikost ochranného intervalu $GI = k \cdot 2N/32 = 1 \cdot 4096/32 = 128$, můžeme maximální modulační rychlost systému určit, jak uvádí vztah (4.25). V případě 50 MHz či 25 MHz profilu bude modulační rychlost totožná, neboť velikost ochranného GI lineárně klesá s počtem nosných a uvedený poměr dle (4.25) bude totožný.

$$M' = \frac{1}{T_{\text{Sym}}} = \frac{2N \cdot \Delta f}{2N + GI} = \frac{4096 \cdot 24414}{4096 + 128} = 23,67 \text{ kBd} \quad (4.25)$$

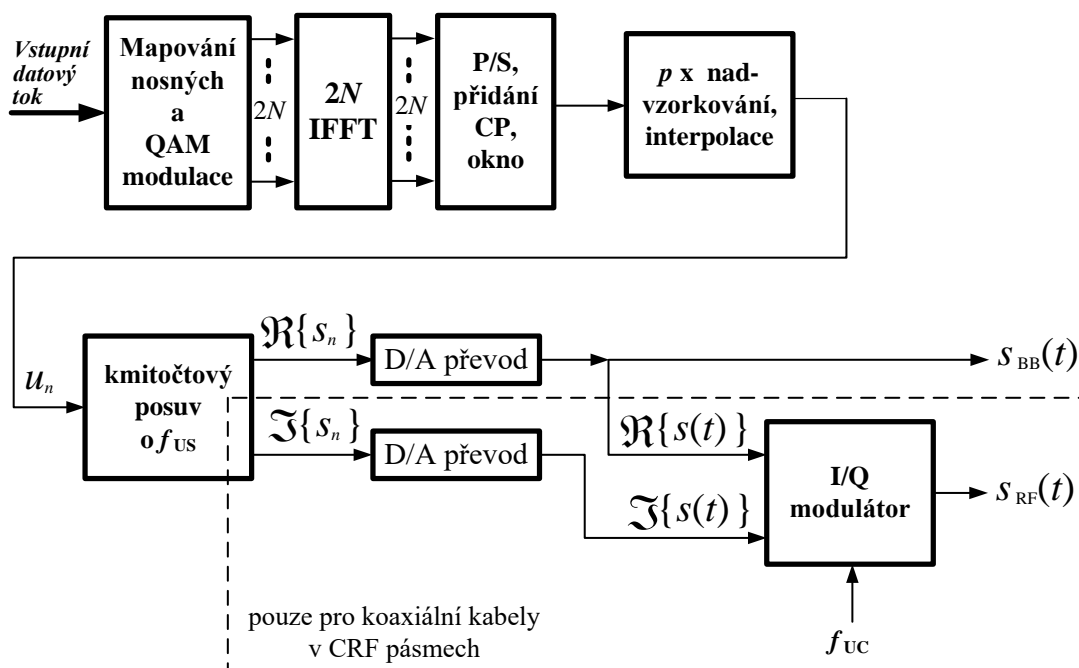
Po aplikaci cyklické předpony a okna je realizován kmitočtový posun, jehož princip uvádí obr. 4.29. Je-li přenos realizován v základním pásmu, je realizován posuv pouze o kmitočet f_{US} , který je poloviční oproti vzorkovacímu kmitočtu f_s . Nejprve však musí být signál nadvzorkován, neboť jinak by po posuvu byl maximální kmitočet roven vzorkovacímu a došlo by k aliasingu. V doporučení [59] je uvedeno, že minimální hodnota faktoru nadvzorkování p musí být rovna 2, což je logické, neboť pro tuto a vyšší hodnoty bude splněn vzorkovací teorém. Jakým způsobem bude realizováno nadvzorkování a interpolace vzorků je na daném výrobci, [59] způsob neuvádí.

Poté p -krát nadvzorkovaný komplexní signál, označení v obr. 4.29 u_n je přiveden do bloku kmitočtového posuvu o f_{US} , který je v případě přenosu v základní pásmu tvořen jen číslicově implementovaným I/Q modulátorem a můžeme jej popsat vztahem (4.26).

$$\Re\{s_n\} = \Re\{u_n\} \cdot \cos\left(\frac{2\pi \cdot m \cdot n}{2N \cdot p}\right) - \Im\{u_n\} \cdot \sin\left(\frac{2\pi \cdot m \cdot n}{2N \cdot p}\right) \quad \text{kde } m = \frac{f_{US}}{\Delta f} \quad (4.26)$$

Následně je pak převeden na analogový signál $S_{BB}(t)$. Pokud je však realizován přenos po koaxiálních kabelech na vysokých kmitočtech, tj. CRF pásma dle Tab. 4-5, je určena

i imaginární složka dle vztahu (4.27), tvořící ortogonální signál vůči (4.26) a rovněž je převedena na analogový signál.



Obr. 4.29. OFDM modulace ve standardu G.hn.

$$\Im\{s_n\} = \Re\{u_n\} \cdot \sin\left(\frac{2\pi \cdot m \cdot n}{2N \cdot p}\right) + \Im\{u_n\} \cdot \cos\left(\frac{2\pi \cdot m \cdot n}{2N \cdot p}\right) \quad \text{kde } m = \frac{f_{US}}{\Delta f} \quad (4.27)$$

Kmitočtový posuv o kmitočet f_{US} do vysokofrekvenčního pásma 300 - 2450 MHz je realizován v analogovém I/Q modulátoru, který je popsán vztahem (4.28).

$$S_{RF}(t) = \Re\{s(t)\} \cdot \cos(2\pi \cdot f_{UC} \cdot t) - \Im\{s(t)\} \cdot \sin(2\pi \cdot f_{UC} \cdot t) \quad (4.28)$$

Uvedený přístup umožňuje efektivně realizovat modulaci jak v základním, tak přeloženém pásmu. Jak již bylo zřejmé z předešlého popisu moderních přenosových technologií pro metalická média, je snahou, aby nové technologie nabízely nejen podporu jednoho přenosového média, ale i dalších. Například technologie G.fast krom přenosu po metalických kroucených párech umožňuje i přenos po koaxiálním kabelu a u technologie G.hn šli tvůrci ještě dále a nabízí přenos jak po napájecích rozvodech, tak po metalických telefonních kabelech, ale obecně po jakýchkoliv kabelech tvořených kroucenými metalickými páry a koaxiálních kabelech.

Maximální rychlost fyzické vrstvy můžeme vypočítat za předpokladů využití všech nosných, krom prvních 75, alokovaných 12 bity a při nejpříznivějším kódovém poměru $R = 20/21$ pro pásmo 100 MHz dle (4.29).

$$v = n \cdot b \cdot \frac{2N \cdot \Delta f}{2N + GI} \cdot R = (4096 - 75) \cdot 12 \cdot \frac{4096 \cdot 24414}{4096 + 128} = 1088 \text{ Mbit/s} \quad (4.29)$$

V pásmu do 50 MHz takto získáme rychlost 534 Mbit/s a v pásmu 25 MHz jen 257 Mbit/s. Výpočet je však velmi optimistický s ohledem na hodnotu PSD -85 dBm/Hz pro kmitočty vyšší než 30 MHz. Ke standardu G.hn [59] bylo přidáno rozšíření dle ITU-T G.9963 (G.mimo), které umožňuje implementaci MIMO, kdy přenosová rychlost bude v ideálním případě až dvakrát vyšší.

Kapitola 4.2 byla věnována širokopásmovým technologiím PLC. Podrobně byly popsány a analyzovány implementace OFDM modulace v technologiích HomePlug, IEEE1901 a G.hn. Pro každou technologii byl uveden způsob realizace modulace, počty použitých nosných, způsob aplikace cyklické přepony a okna pro omezení mimo-pásmového rušení, vztahy pro výpočet modulační rychlosti, přenosové rychlosti a příklady výpočtu.

V technologii G.hn je zejména zajímavý zcela odlišný způsob modulace. Zatímco způsob implementace OFDM v základním pásmu v technologiích HomePlug a IEEE1901 odpovídá spíše implementaci DMT, technologie G.hn je navržena s perspektivou nabídnout přenos jak v základním, tak v přeloženém pásmu. Standard IEEE1901 mimo jiné nabízí zajímavou alternativní modulaci s využitím vlnkové transformace. Alternativní přístupy k modulacím DMT a OFDM budou uvedeny v kapitole 5.

V rámci analýz implementací modulací v PLC technologiích bylo uvedeno i několik výsledků měření, které poukazují na specifické vlastnosti PLC technologií. Jednalo se například o měření dosažitelné přenosové rychlosti na vyšších vrstvách pro různé standardy a její srovnání s maximální rychlostí na fyzické vrstvě či závislost přenosové rychlosti na velikosti přenášených rámců. Jak bylo prezentováno, technologie G.hn je navržena velmi komplexně a svými parametry při implementaci všech nepovinných parametrů může nabídnout velmi zajímavých výsledků, bohužel však v současné době převládá uplatnění standardů HomePlug AV2 a IEEE1901.

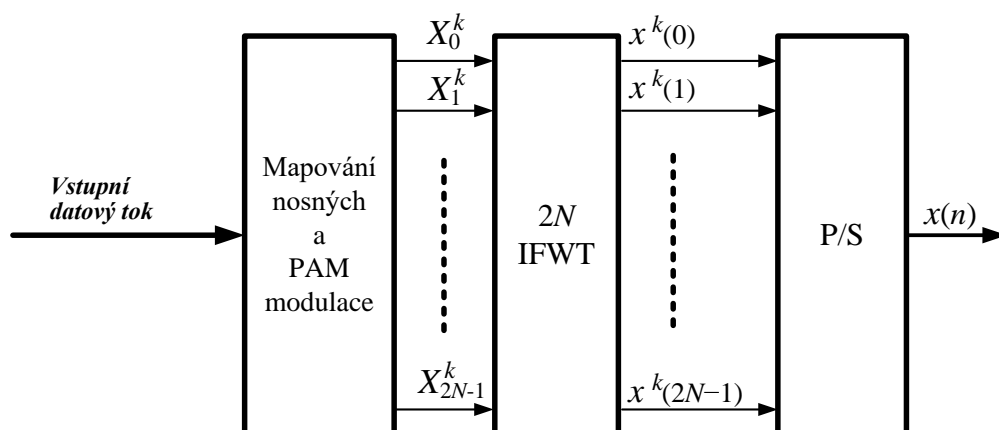
5 Alternativní vícetónové modulace

V kapitole 3 byly uvedeny některé nedostatky vícetónových modulací DMT a OFDM, které jsou ve své podstatě přímými důsledky relativně snadné implementace těchto modulací s využitím algoritmu FFT. Jednotlivé fázory nosných, jejichž amplituda a fáze korespondují přenášeným bitům dle QAM mapování na těchto nosných, jsou převedeny do časové oblasti algoritmem inverzní FFT a jsou vysílány za sebou, čímž je vytvořena obdélníková obálka těchto DMT/OFDM symbolů, již odpovídá sinc funkce jednotlivých nosných v kmitočtové oblasti. Důsledky jsou pak, jak již bylo uvedeno v kapitolách 3.1.3 a 3.1.4, vliv úzkopásmového rušení či nehomogenit na vedení v určité kmitočtové oblasti na řadu sousedních nosných DMT/OFDM systému, které již jsou mimo tuto ovlivňovanou kmitočtovou oblast a naopak mimopásmové rušení DMT/OFDM systémem, tj. ovlivňování kmitočtového pásma mimo využívanou oblast. Rovněž byly v kapitole 3.1.4 uvedeny metody potlačení těchto vlivů s využitím dodatečné filtrace a aplikace vhodného okna na rozšířený symbol pomocí cyklické předpony a přípony, tzv. windowed DMT/OFDM [34]. Tyto metody se široce využívají, jak je zřejmé z popisu a analýzy reálných systémů, uvedených v kapitole 4. Přesto uvedené nedostatky vedou k neoptimálnímu využití poskytnutého kmitočtového pásma, a tím ke ztrátě v dosažitelné přenosové rychlosti, což je hlavní motivací hledání alternativních přístupů vícetónových modulací.

Za základní dva alternativní přístupy k implementaci vícetónové modulace (MCM) můžeme označit realizace s pomocí banky filtrů FMT (Filtered MultiTone modulation) [35], [38] a realizaci s využitím vlnkové transformace DWMT (Discrete Wavelet MultiTone) [29]. Tyto přístupy však nejsou zdaleka jediné, krom realizace s využitím vlnkové transformace byl publikován i přístup realizace OFDM s využitím diskretní kosinové transformace DCT-OFDM [30] a celá řada variant modulací s pomocí banky filtrů FMT, jako například CB-FMT (Cyclic Block FMT) [31]. V dalším textu se zaměříme na realizaci DWMT, která již našla uplatnění, jako alternativní modulační schéma v PLC standardu IEEE1901 [58], viz kap. 4.2.2. a FMT realizace.

5.1 DWMT modulace

DWMT modulace (Discrete Wavelet MultiTone) [29] realizuje banku modulátorů s využitím algoritmu IFWT (Inverse Fast Wavelet Transform), namísto algoritmu IFFT, který je využit v modulacích DMT/OFDM a windowed DMT/OFDM. Principiální schéma DWMT modulátoru uvádí obr. 5.1. Zatímco u DMT/OFDM systémů je na každé nosné modulována dvojice ortogonálních nosičů (sinus a kosinus), a tedy vstupní signál IFFT je komplexní odpovídající QAM modulaci na každé nosné, vstupní signál IFWT je reálný a jedná se tedy o banku PAM modulátorů. Například ve standardu IEEE1901 [58], kde je DWMT modulace jako variantní možnost implementace uváděna, je specifikována až 32PAM, která umožňuje přenášet až 5 bitů na jedné nosné v jednom symbolu. Standardní schéma uváděné s OFDM modulací specifikované v IEEE1901 umožňuje až 4096QAM,



Obr. 5.1. Principiální schéma modulátoru DWMT modulace.

tedy přenášet až 10 bitů. U DWMT implementace je však použit dvojnásobný počet nosných, které jsou jinak rozloženy napříč kmitočtovým spektrem než u DMT/OFDM modulací. Porovnání rozložení nosných pro DWMT a DMT/OFDM modulace uvádí vztah (5.1) [29]:

$$\begin{aligned} \text{DWMT: } f_k &= \left(k - \frac{1}{2}\right) \frac{1}{2N} \cdot f_s \\ \text{DMT: } f_k &= \left(\frac{k}{2}\right) \frac{1}{N} f_s \end{aligned} \quad (5.1)$$

kde f_k je kmitočet nosné a f_s je vzorkovací kmitočet

Důležitými parametry realizace DWMT modulace, které určují vlastnosti systému, jsou volba tzv. mateřské vlnky a faktoru překrytí γ . V závislosti na volbě mateřské vlnky a faktoru překrytí γ jednotlivých symbolů, minimalizuje tato realizace úroveň postraních laloků, a tím i možnost vzájemného prosakování mezi jednotlivými nosnými. Totiž zatímco u DMT/OFDM modulací se z jednoho vektoru fázorů X^k QAM modulací vytváří $2N$ hodnot v časové oblasti, tvořící DMT/OFDM symbol, u DWMT je to $2\gamma N$ hodnot a symboly se vzájemně překrývají. Například při volbě $\gamma = 8$ je první postraní lalok potlačen o cca 45 dB [29], při volbě $\gamma = 4$ o cca 35 dB [58], při volbě $\gamma = 2$ o cca 22 dB [29], přičemž u systémů DMT/OFDM, čemuž odpovídá $\gamma = 1$, je potlačen jen o 13 dB, viz obr. 3.5. Důsledkem je pak vyšší odolnost vůči úzko-pásmovému rušení.

Výpočetní náročnost DWMT modulace je závislá na hodnotě faktoru překrytí γ . Počet operací připadající na jednu vzorkovací periodu pro DWMT modulaci a demodulaci lze vyjádřit jako funkci faktoru překrytí γ a je přibližně $4 \cdot (1 + \gamma + \log_2(2N))$, přičemž pro DMT/OFDM modulaci přibližně $5 \cdot \log_2(2N)$ [29]. Pokud například budeme srovnávat dvojici systémů DMT/OFDM a DWMT pracující v základním pásmu se stejným rozměrem transformace IFFT/IFFT $2N$, systémy budou mít stejnou modulační rychlost, ale odstup nosných bude pro DWMT systém dvakrát menší a jejich počet dvakrát větší. Dvojnásobný počet nosných, tj. užší subkanály, umožňují přesnější bitovou alokaci na spektrálně profilovaném kanále a může být tak dosažena vyšší přenosová rychlost. Pokud však budeme

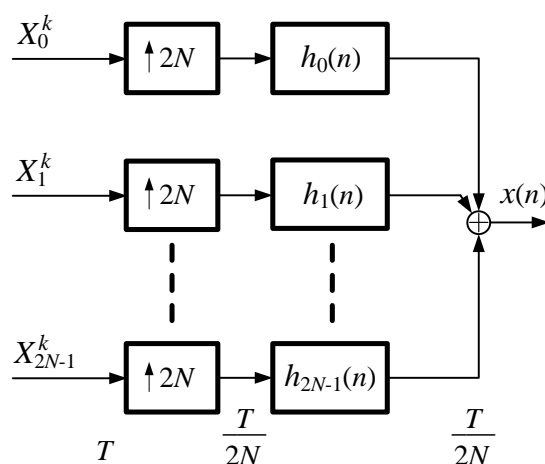
chtít realizovat DWMT systém se stejným počtem nosných, rozměr IFWT bude poloviční, rovněž tak i modulační rychlost. Vzroste však i zpoždění přenosu, které je s ohledem k překryvu symbolu u DWMT vyšší. Zatímco u DMT/OFDM systémů je zpoždění dva DMT/OFDM symboly, u DWMT je $(\gamma + 1)$ symbolů, a tedy lineárně narůstá s faktorem překrytí γ . Například v IEEE1901 [58] je faktor překrytí stanoven $\gamma = 4$ pro všechny volitelné rozměry IFWT, které mohou být 512, 1024 nebo 2048.

DWMT systém nevyžaduje aplikaci cyklické předpony či přípony, díky čemuž může nabídnout větší efektivitu přenosu, a tedy vyšší přenosovou rychlost než DMT/OFDM systémy při stejných podmínkách. To je zejména přínosné u PLC systémů, kde délky cyklické předpony a přípony jsou výrazně větší, jak bylo prezentováno v kap. 4.2. Efektivita přenosu je dále zvýšena s ohledem na menší citlivosti na úzkopásmové rušení či nehomogenity na vedení, díky většímu potlačení postraních laloků, jak již bylo uvedeno.

Z předešlého textu je zřejmé, že DWMT modulace je zajímavou alternativou k běžně užívaným DMT/OFDM modulacím. Ač byl její princip publikován ještě před uvedením prvního standardu pro DSL technologie, tj. více jak třiceti lety, příliš se v širokopásmových systémech přenosu po metalických kabelech neuplatnila. Jak již bylo uvedeno, nalezneme ji jen jako variantní implementaci ve standardu IEEE1901 [58].

5.2 FMT modulace

FMT (Filtered Multitone Modulation) modulace byla autory původně navržena pro využití ve VDSL technologii [38]. Blokové schéma FMT modulátoru realizovaného kriticky vzorkovanou bankou filtrů, kdy je faktor převzorkování roven rozměru banky filtrů $2N$, uvádí obr. 5.2. Tato přímá realizace FMT modulace však vyžaduje $2N$ filtrů s konečnou impulsní odezvou (FIR) řádu $2\gamma N$, kde γ je faktor překrytí symbolů v časové oblasti.



Obr. 5.2. Základní princip FMT modulace.

Pokud je faktor převzorkování větší než rozměr banky filtru $2N$, je banka nekriticky vzorkována. Stejně jako v případě DMT/OFDM modulací jsou vstupem modulátoru komplexní symboly, získané pomocí QAM modulace. FMT modulaci tedy můžeme označit,

stejně jako DMT/OFDM modulace, jako banku QAM modulátorů. Nadvzorkováním vstupních signálů dojde k periodizaci jejich spektra a následnou filtrací příslušným filtrem k výběru části, která bude přenášena na dané nosné frekvenci. Filtry v jednotlivých větvích jsou frekvenčně posunuté verze filtru v první větvi, tzv. prototypového filtru, který má charakter dolní propusti. Kriticky vzorkovanou banku filtrů, však lze efektivně implementovat s využitím algoritmu rychlé Fourierovy transformace (FFT) [37].

Výstupní signál $x(n)$ FMT vysílače, uvedeného na obr. 5.2, můžeme popsat jak uvádí vztah (5.2) [38].

$$x(n) = \frac{1}{\sqrt{2N}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{2N-1} X_i^k h_i(n - 2kN)$$

kde

$$X_i^k = \begin{cases} X_{2N-i}^k = (X_i^k)^* & \text{pro } i = 1, \dots, N-1 \\ 0 & \text{pro } i = 0, N \end{cases}$$

(5.2)

kde* označuje komplexně sdružené číslo.

Stejně jako u DMT/OFDM systémů pracujících v základním pásmu je k přenosu použito $N - 1$ nosných. Tzv. Polyfázové komponentní FIR filtry s impulsní odezvou $h_i(n)$ jsou, jak již bylo uvedeno, frekvenčně posunutými verzemi dolnopropustního FIR filtru s konečnou impulsní odezvou $h(n)$ řádu $2\gamma N$, nazývaného prototypový filtr a jejich koeficienty lze určit ze vztahu (5.3).

$$h_i(n) = \frac{1}{\sqrt{2N}} h(n) e^{j \frac{2\pi n i}{2N}}$$

(5.3)

Pro dosažení tzv. perfektní demodulace po přenosu přes ideální přenosový kanál musí být prototypový filtr navržen tak, aby pro polyfázové komponentní filtry platila podmínka, uvedená vztahem (5.4).

$$\sum_n h_i(n) h_{i'}^*(n - 2Nk) = \delta_{i-i'} \delta_l$$

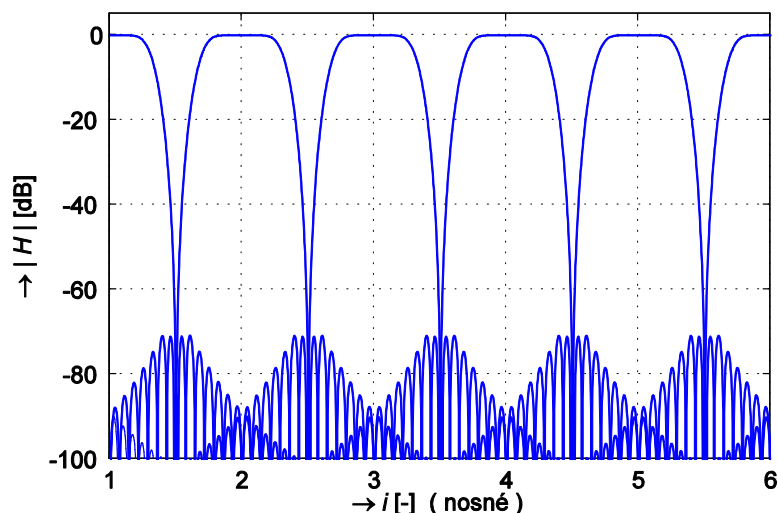
(5.4)

pro $0 \leq i, i' \leq 2N-1$ a $k = \dots, -1, 0, 1, \dots$

Ve vztahu (5.4) označuje δ_l Kroneckrovu delta funkci a $h_{i'}^*(n)$ impulsní odezvou FIR filtru v FMT přijímači. Vztah, jež definuje podmínku orthogonality mezi polyfázovými komponentními filtry a je obecnějším vyjádření Nyquistova kritéria [38]. Vztah (5.4) rovněž splňují DMT/OFDM modulace, uvedené vztahem (3.2) v kapitole 3.1.1, protože *sinc* spektra jednotlivých nosných mají nulové hodnoty na kmitočtech odpovídajících konkurenčním nosným. Ideální kmitočtovou charakteristiku prototypového filtru nepřekryvné realizace FMT modulačního schématu uvádí vztah (5.5).

$$|H(e^{j\pi f T})| = \begin{cases} 1 & \text{pro } -\frac{1}{2T} \leq f \leq \frac{1}{2T} \\ 0 & \text{jinde} \end{cases} \quad (5.5)$$

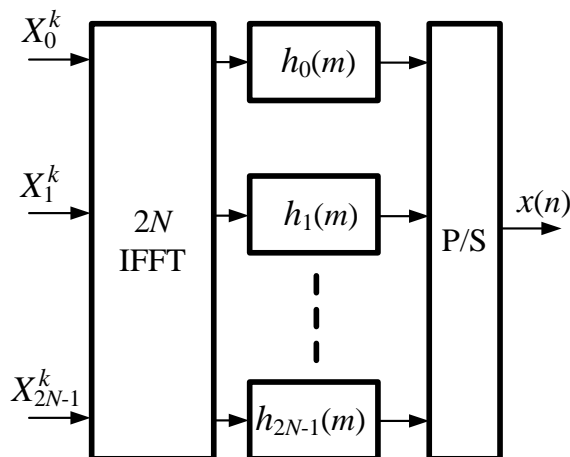
Prototypový filtr je možno navrhnout mnoha způsoby, např. vzorkováním kmitočtové charakteristiky (5.5) a aplikací vhodného okna. Vhodné typy oken umožňující návrh ortogonální banky filtrů jsou Blackmanovo, Blackmanharrisovo, Hammingovo, Hannovo, Nuttallovo a další. Spektra nosných FMT modulace s faktorem překrytí $\gamma = 14$ navržené tímto postupem při použití Blackmenova okna uvádí obr. 5.3.



Obr. 5.3. Spektrum nosných FMT modulace pro $\gamma = 14$ a Blackmenovo okno.

5.2.1 Implementace FMT modulace s využitím algoritmu FFT

Přímá realizace FMT modulace dle obr. 5.2, kdy v případě přenosu v základním pásmu, podobně jako u DMT/OFDM systémů, může být modulováno $N-1$ nosných, vyžaduje $2N$ FIR filtrů s reálnými koeficienty řádu $2\gamma N$. Lze odvodit, že kriticky vzorkovanou banku filtrů je možno efektivně implementovat s využitím algoritmu rychlé Fourierovy transformace [37]. Tuto implementaci FMT s využitím algoritmu FFT, přesněji IFFT, uvádí obr. 5.4.



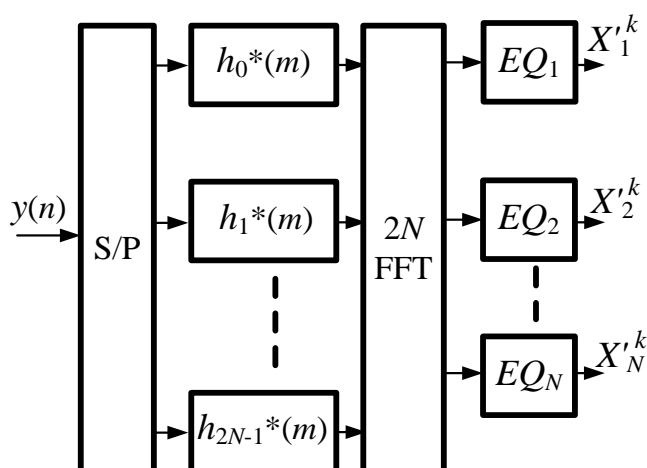
Obr. 5.4. Realizace FMT vysílače s využitím algoritmu FFT.

Při porovnání s DMT/OFDM modulátorem, uvedeným na obr. 3.2 v kapitole 3.1.1, je zde navíc každý výstup IFFT filtrován FIR filtrem $h_i(m)$ řádu γ , ale podobně jako u DWMT modulace není použito vkládání cyklické předpony či přípony.

Koeficienty jednotlivých FIR filtrů $h_i(m)$, kde $m = 0$ až $\gamma - 1$ a $i = 0$ až $2N - 1$, lze určit z prototypového filtru $h(n)$ řádu $2\gamma N$, jak uvádí vztah (5.6). Způsob návrhu prototypového filtru je shodný, jako v přímé realizaci.

$$h_i(m) = h(2mN + i) \quad (5.6)$$

Demodulaci FMT signálu s využitím algoritmu FFT uvádí obr. 5.5. Protože jsou spektra jednotlivých nosných zcela oddělena, jak je patrné z obr. 5.3, nedochází k ovlivňování mezi jednotlivými nosnými, tedy k ICI interferencím. Ekvalizace, jejíž účelem je pak pouze minimalizace mezisymbolových interferencí ISI tedy může být provedena v kmitočtové oblasti, jak uvádí obr. 5.5. Duplexní provoz může být řešen jak kmitočtovým dělením, tak sdílením kmitočtového pásma bez nutnosti další filtrace, jak je tomu u DMT/OFDM modulací. Při duplexním provozu se sdílením kmitočtového pásma oběma směry lze potlačení ozvěny (EC) realizovat efektivně v kmitočtové oblasti.



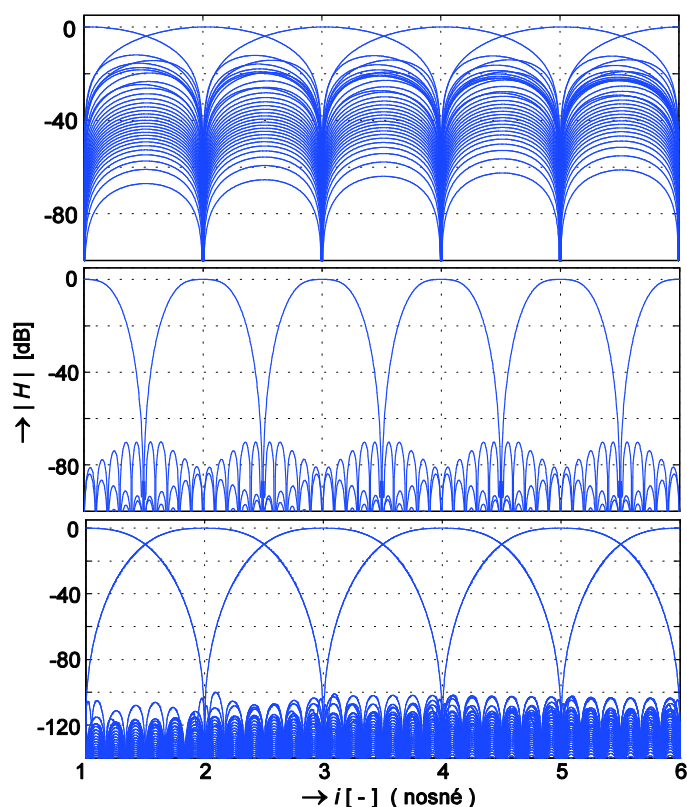
Obr. 5.5. FMT přijímač s využitím algoritmu FFT.

5.2.2 Překryvná FMT modulace

FMT modulaci, tak jak byla prezentována v předchozím textu můžeme označit jako nepřekryvnou. Jednotlivé nosné, jak může být vidět v obr. 5.3, respektive hlavní laloky, jsou zcela odděleny a nepřekrývají se, jako tomu je v DMT/OFDM modulacích. Realizace MCM modulace pomocí banky filtrů FMT nabízí řadu výhod. Užité kmitočtové pásmo je zejména lépe využito v okrajových částech spektra určeného jednotlivým směrům přenosu, kde dochází u DMT modulace ke ztrátám v přenosové rychlosti. Lépe lze tak realizovat kmitočtové dělení směrů FDD. Velmi významně je omezeno mimopásmové rušení. Snazší potlačení ozvěnového signálu u duplexního přenosu s využitím EC umožňuje aplikovat sdílení větší části kmitočtového pásma. Nevýhodou FMT modulace je značný nárůst přenosového zpoždění, které roste s řádem filtru γ . Přenosové zpoždění je u FMT cca γ krát

vyšší než u stejného DMT systému, a proto je nutno řád filtrů γ volit kompromisně. Mezi další nevýhody patří neoptimální využití poskytnutého kmitočtového pásma u nepřekryvné FMT modulace v oblasti mezi jednotlivými nosnými. Jednotlivé nosné jsou sice zcela odděleny, avšak právě proto část pásma mezi nimi není optimálně využita, jak je vidět na obr. 5.7. Potřeba ostře tvarovaných filtrů z důvodu minimalizace této nevyužité části vede právě k nutnosti vysokého řádu polyfázových filtrů.

Uvedené výhody a nevýhody modulací prezentovaných v předchozí kapitole byly motivací k návrhu překryvné FMT modulace s překryvem poloviny pásma subkanálu, kterou jsem publikoval v [39] pod názvem Half-overlap subchannel FMT. Porovnání spekter DMT modulace, nepřekryvné FMT modulace s řádem filtru $\gamma = 10$ navržené s použitím Blackmenova okna a překryvné FMT modulace s řádem filtru $\gamma = 6$ navržené s použitím Nuttallova okna uvádí obr. 5.6. U navržené překryvné modulace se jednotlivé nosné vždy z poloviny překrývají, a tak každá nosná ovlivňuje pouze dvě sousední nosné. Následující nosné již nejsou ovlivněny, protože zde je potlačení větší cca 100 dB, což je až zbytečně vysoká hodnota, neboť nezbytný odstup SNR pro QAM s 15 bity na symbol je cca. 55 dB.



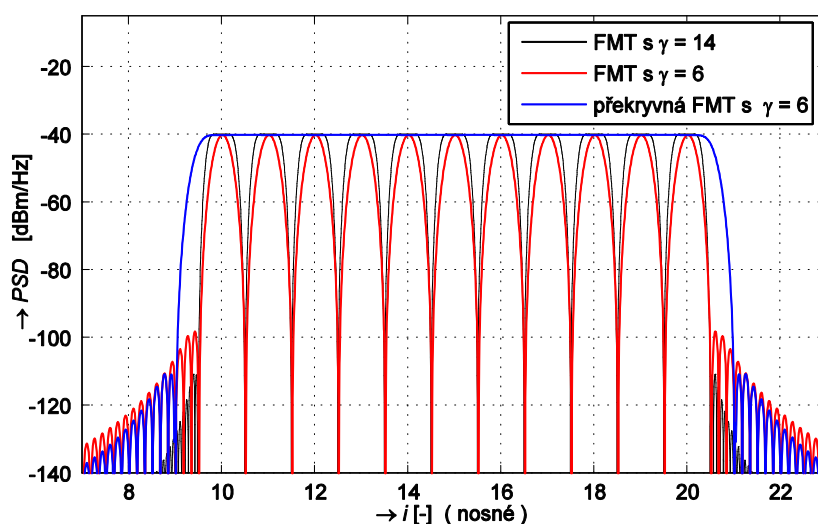
Obr. 5.6. Porovnání spektr nosných DMT, FMT modulace s $\gamma = 10$ a překryvné FMT modulace s $\gamma = 6$.

Navržené filtry překryvné FMT modulace musí opět splňovat podmínku ortogonalitu, uvedenou vztahem (5.4). Rovněž překryvná FMT modulace může být efektivně realizována s využitím algoritmu FFT, tak jak bylo popsáno v kapitole 5.2.1. Rozdíl mezi nepřekryvnou a překryvnou modulací spočívá pouze v odlišném návrhu koeficientů prototypového filtru. Polyfázové filtry mohou mít podstatně nižší řád komponentních filtrů γ než u nepřekryvné

FMT modulace. Pro dosažení optimálního využití přiděleného kmitočtového spektra by tvar jednotlivých filtrů měl být navržen tak, aby výkonová spektrální hustota ve využití části spektra měla plochý tvar, což překryvná FMT modulace, stejně jako DMT/OFDM modulace, umožňuje a nepřekryvná nikoli. Porovnání výkonové spektrální hustoty PSD systémů s nepřekryvnou a překryvnou FMT modulací uvádí obr. 5.7. Rovněž z něj může být patrné, že překryvná modulace vyžaduje cca poloviční řád filtrů γ než nepřekryvná FMT modulace.

Ideální frekvenční charakteristiku prototypového filtru pro realizaci překryvné FMT modulace můžeme definovat pomocí dvou podmínek, které uvádí vztah (5.7).

$$\begin{aligned} |H(e^{j\pi f T})| &= 0 \quad \text{pro } |f| \leq \frac{1}{2T} \\ |H(e^{j\pi f T})|^2 \cdot |H(e^{j\pi(f T + 1/2)})|^2 &= 1 \quad \text{pro } |f| > \frac{1}{2T} \end{aligned} \quad (5.7)$$



Obr. 5.7. Porovnání PSD překryvné a nepřekryvné FMT modulace.

Při návrhu polyfázových filtrů s velmi nízkým řádem, je nutno volit kompromis mezi oběma podmínkami dle vztahu (5.7), tedy mezi zvlněním v propustném pásmu a útlumem mimo propustné pásmo. Princip návrhu filtrů prostřednictvím prototypového filtru byl popsán v kapitole 5.2. Tab. 5-1 uvádí vlastnosti překryvných FMT systémů pro řady polyfázových filtrů $\gamma = 2$ až 6 a různá okna, použitá při jejich návrhu.

V tabulce Tab. 5-1 je uveden řád polyfázových filtrů γ , zvlnění ve využití části spektra A , útlum prvního postranního laloku B a použité okno při návrhu prototypového filtru. Překryvnou FMT modulaci s extrémně nízkým řádem polyfázových filtrů, kdy se díky němu úměrně snižuje i zpoždění přenosu, lze využít pro přenos v systémech pracujících v prostředí s vyšší úrovní rušení nebo obecně, kde nejsou tak vysoké nároky na potlačení mimo vysílanou oblast či při použití v kombinaci s dodatečnou filtrací, např. PLC systémech.

Tab. 5-1 Porovnání vlastností překryvných FMT systémů pro různé řady polyfázových filtrů.

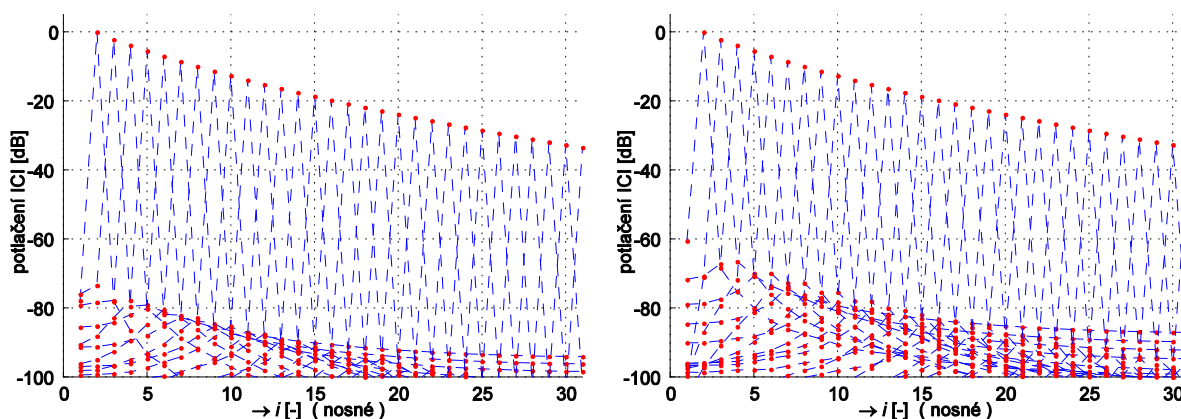
γ [-]	zvlnění A [dB]	útlum B [dB]	okno použité při návrhu
6	< 0,1	70	Blackmen
4	< 0,1	26	Exponenciální *
4	1	51	Hamming
4	7	67	Blackmen
2	< 0,1	19	Exponenciální *
2	3	31	Hann
2	5	38	Hamming

* Exponenciální okno $H(\omega) = (1 + e^{j\omega T}) / (1 + \rho e^{j\omega T})$.

Problematice modulací bankou filtrů FMT jsem se po jistou dobu intenzivně věnoval a v rámci grantových projektů GAČR 102/06/P160 a GAČR 102/09/1846 publikoval společně s kolegy řadu článků věnovaných překryvné FMT modulaci, ekvalizaci v FMT systémech a optimalizacím implementace FMT modulace s využitím algoritmu FFT.

5.2.3 Demodulace FMT signálu

Princip demodulace FMT signálu uvádí obr. 5.5. U nepřekryvné FMT modulace jsou spektra jednotlivých nosných zcela odděleny, a tak nedochází k jejich vzájemnému ovlivňování, tedy k tzv. ICI (Inter-carrier interference) interferencím. U překryvné FMT je zajištěno potlačení ICI díky ortogonalitě modulační banky, podobně jako v DMT modulaci. Přesněji řečeno úroveň ICI interferencí je srovnatelná s nepřekryvnou FMT modulací. To demonstrují i výsledky simulací, které uvádí obr. 5.8.

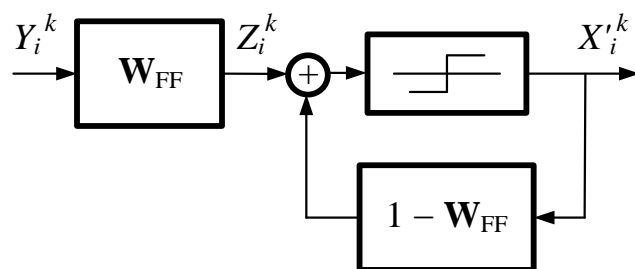


Obr. 5.8. Porovnání úrovně ICI překryvné (vlevo) a nepřekryvné (vpravo) FMT modulace.

Zde byly simulovány systémy s $N - 1 = 31$ nosnými s řádem polyfázového filtru $\gamma = 8$ a Nuttallovým oknem. Přenos FMT systému byl testován na simulovaném vedení tzv. testovací smyčce dle specifikace ANSI T1.601 CSA-mid, která odpovídá vedení 26 AGW (0,4 mm) o délce 1,8 km v pásmu 1 MHz. Z porovnání výsledků simulace v obr. 5.8 je vidět, že úroveň ICI interferencí je u překryvné a nepřekryvné FMT modulace srovnatelná,

či dokonce u překryvné o něco nižší. Další simulace prokázaly, že při vyšším počtu nosných se úroveň ICI dále snižuje, což je vcelku logické, neboť řád polyfázového prototypového filtru s $2\gamma N$ s počtem nosných lineárně narůstá. Například pro FMT systém s 255 nosnými jsou ICI potlačeny pod 100 dB.

V FMT modulaci však vždy dochází k mezisymbolovým interferencím (ISI), a to i na ideálním kanále, což je dáno principem FMT modulace. Spektrální tvarování jednotlivých kanálů pomocí dodatečné filtrace vede k roztažení každého symbolu do $\gamma - 1$ následujících a vzniku ISI interferencí, které je nutno v přijímači odstranit. Ekvalizace k potlačení ISI interferencí lze řešit pro každý kanál individuálně v kmitočtové oblasti, jak uvádí obr. 5.5, neboť každá nosná tvoří v podstatě separovaný komplexní kanál. K odstranění ISI lze použít $N - 1$ DFE ekvalizérů (Decision-Feedback Equalizer) pracujících s komplexními hodnotami. Strukturu DFE ekvalizéru uvádí obr. 5.9.



Obr. 5.9. Struktura DFE ekvalizéru.

DFE ekvalizér obsahuje dva FIR filtry a rozhodovací obvod. Dopředný filtr (FF) s koeficienty \mathbf{w}_{FF} o řádu M zkracuje impulsní odezvu k délce zpětnovazebního filtru (FB) R . Dopředný filtr (FF) je navržen tak, aby nastavil první prvek zkrácené impulsní odezvy kanálu na 1. Zbývající část zkrácené impulsní odezvy je odečtena zpětnovazebním filtrem (FB) o řádu R s koeficienty $1 - \mathbf{w}_{FB}$.

Odvození řešení MMSE DFE ekvalizéru již bylo mnohokrát publikováno, např. [40], [41], a tak uvedeme jen jeho výsledek. Parametrem minimalizace MMSE je zpoždění Δ , mezi vyslaným k -tým symbolem na i -té nosné X_i^k a přijatým (obnoveným) symbolem po ekvalizaci X_i^k , jehož hodnota je heuristicky hledaná při výpočtu koeficientů filtrů. Koeficienty filtrů ekvalizéru pro dané zpoždění Δ , lze určit, jak uvádí vztahy (5.8), kde matici $\mathbf{R}_{X|Y\Delta}$ uvádí (5.9).

$$\mathbf{w}_{FB\Delta} = \frac{\mathbf{R}_{X|Y\Delta}^{-1} \mathbf{f}_0}{\mathbf{f}_0^T \mathbf{R}_{X|Y\Delta}^{-1} \mathbf{f}_0}, \quad \mathbf{w}_{FF\Delta} = (\mathbf{H}^H \cdot \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{G}_\Delta^H \mathbf{w}_{FB\Delta}. \quad (5.8)$$

$$\mathbf{R}_{X|Y\Delta} = \mathbf{I} - \mathbf{G}_\Delta \mathbf{H} (\mathbf{H}^H \cdot \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{G}_\Delta^H. \quad (5.9)$$

Matice \mathbf{H} je konvoluční matice kanálu, z které s pomocí matice \mathbf{G}_Δ , uvedené vztahem (5.10), vybíráme zkracovanou část na základě parametru Δ a \mathbf{f}_0 je sloupcový vektor o délce R s prvkem jedna na první pozici.

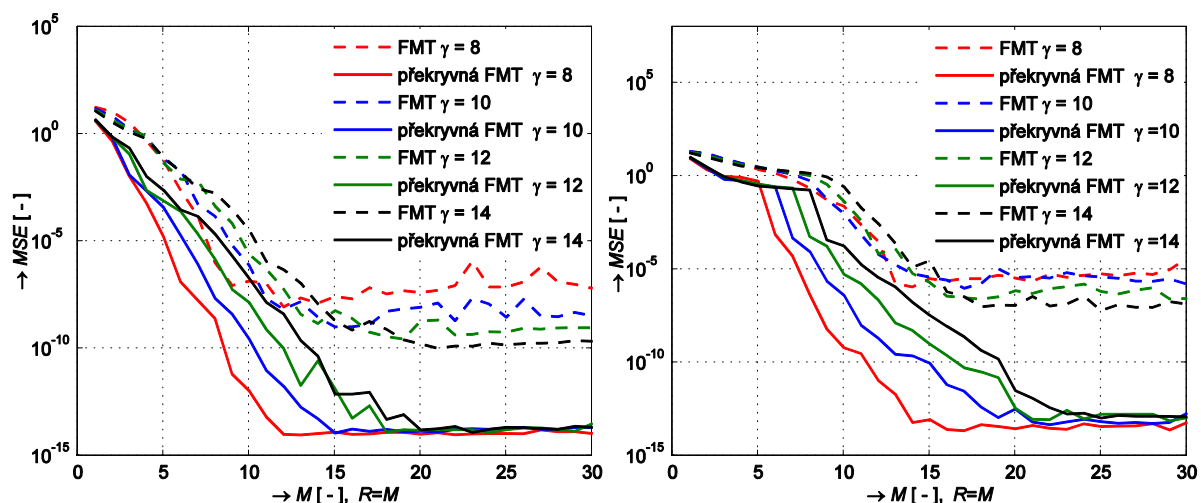
$$\mathbf{G}_\Delta = \text{diag}\left(\underbrace{0, \dots, 0}_{\Delta}, \underbrace{1, \dots, 1}_R, 0, \dots, 0\right), \quad \mathbf{f}_0^T = [1 \ \mathbf{0}_{R-1}]. \quad (5.10)$$

$k + M - 1$ prvků

MMSE minimalizace může být dosažena pro odlišnou hodnotu zpoždění Δ na jednotlivých nosných. Zpoždění však musí být nastaveno u všech nosných totožně, a proto je pro vyhodnocení optimálního zpoždění Δ_{opt} využita suma MSE na jednotlivých nosných při daném zpoždění Δ , kterou uvádí vztah (5.11).

$$MSE = \sum_{i=1}^N \left(\mathbf{f}_0^T \mathbf{R}_{X|Y, \Delta i}^{-1} \mathbf{f}_0 \right)^{-1}. \quad (5.11)$$

Pro porovnání ekvalizace v nepřekryvné a překryvné FMT modulaci jsem realizoval řadu simulací pro různé FMT systémy s různým řádem filtrů γ a návrhovým oknem. Obr. 5.10. vlevo uvádí porovnání dosažené minimalizace MSE pro nepřekryvnou a překryvnou FMT modulaci pro FMT systémy s různým řádem filtru γ a oknem Blackman v závislosti na řádu ekvalizéru R pro ideální kanál. Obr. 5.10. vpravo uvádí porovnání dosažené minimalizace MSE pro nepřekryvnou a překryvnou FMT modulaci pro FMT systémy s různým řádem filtru γ a oknem Nuttall v závislosti na řádu ekvalizéru pro kanál ANSI 13.



Obr. 5.10. Dosažená MSE pro v závislosti na řádu ekvalizéru pro ideální kanál (vlevo) pro kanál ANSI 13 (vpravo).

V obou případech se jednalo o systémy s počtem nosných $N=32$. Testy na různých kanálech prokázaly, že u překryvné modulace je možno dosáhnout lepší minimalizace MSE, a tedy lepšího vyrovnání kanálu, než v případě nepřekryvné FMT. Rozdíl absolutní dosažené minimalizace je řádový. Pro nižší řády filtrů ekvalizéru je rovněž dosaženo nižší minimalizace pro překryvnou FMT modulaci ve srovnání s nepřekryvnou. Překryvná modulace se jeví být

lepší nejen v optimálním využití kmitočtového pásma, ale i v náročnosti ekvalizace a dosažené absolutní hodnotě.

FMT modulace a její varianty jsou, podobně jako DWMT modulace, zajímavou alternativní realizací běžně využívaných vícetónových modulací typu DMT/OFDM. Jak bylo prezentováno, FMT modulace dokáže díky tvarování nosných téměř zcela eliminovat ICI interference, mimopásmové vysílání či citlivost na úzkopásmové rušení, a tak zefektivnit datový přenos. Cenou však je zejména vyšší zpoždění přenosu, které narůstá s řádem polyfázových filtrů γ .

Ač byla v posledních letech publikována řada vědeckých prací věnovaných FMT modulaci pro uplatnění jak pro metalické, tak pro bezdrátové technologie, uplatnění zatím tato realizace vícetónové modulace nenašla. Jak již bylo zmíněno, z alternativních přístupů se dosud uplatnila pouze DWMT modulace, a to pouze jako variantní implementace v PLC standardu IEEE1901 [58].

6 Vlivy limitující datový přenos na metalických kabelech

Dosažitelnou přenosovou rychlost u systémů využívajících vícetónových modulací limituje řada vlivů. V této kapitole se jim budeme věnovat podrobněji, rovněž bude provedeno srovnání vlastností telekomunikačních metalických kabelů a napájecích kabelů, využívaných k přenosu v systémech PLC.

Přenosová rychlost v_p je limitována tzv. informační kapacitou či propustností kanálu C , a tedy můžeme psát:

$$v_p \leq C \quad (6.1)$$

Přenosovou kapacitu kanálu definuje známý Shannonův vztah (6.2), kde B je šířka použitého pásma a SNR je odstup signálu od šumu na straně přijímače.

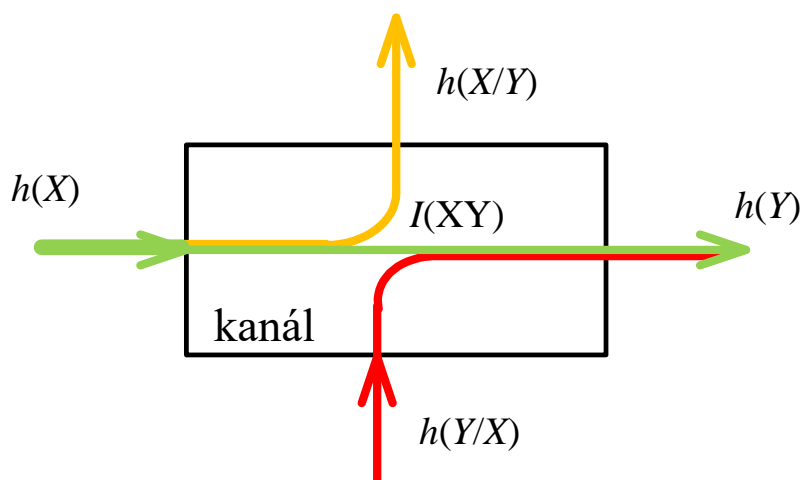
$$C = B \cdot \log_2(1 + SNR) \quad [\text{Sh/s}] \quad (6.2)$$

Tento vztah byl odvozen na základě teorie informace, publikované Shannonem v roce 1949, a řady předpokladů, na které se často zapomíná, a proto alespoň v základních rysech zopakujeme jeho odvození.

Informační kapacita dle Shannona je definována jako maximalizace součinu modulační rychlosti M a částečné informace $I(XY)$, jak níže uvádí vztah (6.3).

$$C = \max \{M \cdot I(XY)\} \quad (6.3)$$

Částečnou informaci $I(XY)$ vyjadřující průměrné množství přenesené informace a lze ji určit jako rozdíl entropií h reprezentující průměrného množství informace na výstupu kanálu $h(Y)$ a průměrné rušivé informace $h(Y/X)$ nebo rozdílu průměrného množství informace na vstupu kanálu $h(X)$ a průměrné ztracené informace $h(X/Y)$, jak uvádí obr. 6.1.



Obr. 6.1. Model přenosu informace kanálem s poruchami.

Důležitým předpokladem pro odvození je zvolený model kanálu, který je zde aditivní s Gaussovým bílým šumem, tzv. *AWGN (Additive white Gaussian noise)* kanál. Šum má tedy Gaussovo (Normální) rozložení, je bílý, a tedy jeho výkonová spektrální hustota je plochá

a k užitečnému signálu se přičítá (aditivní). Pokud tento předpoklad není splněn pro přenosový kanál, na který tento vztah aplikujeme, výsledná kapacita kanálu je určena chybně. Po dosažení výše uvedeného do vztahu (6.3) obdržíme:

$$\begin{aligned} C &= \max \{M \cdot I(XY)\} = M \cdot \max \{h(Y) - h(Y/X)\} = \\ &= M \cdot \max \{h(Y) - h((X+Z)/X)\} \end{aligned} \quad (6.4)$$

Nyní provedeme další zjednodušení, budeme totiž předpokládat, že signál X a šum Z jsou statisticky nezávislé, a tedy můžeme psát:

$$C = M \cdot \max \{h(Y) - h(Z)\} \quad (6.5)$$

Rovněž budeme předpokládat, že nejen šum Z má Gaussovo rozložení, ale i přenášený signál. Lze dokázat, že pro Gaussovo rozložení při dané hodnotě rozptylu je dosaženo maximální entropie při nulové střední hodnotě. Po dosažení maximalizací uvedených entropií obdržíme vztah:

$$C = M \cdot \left(\frac{1}{2} \log_2 (4\pi(\sigma_x^2 + \sigma_z^2)) - \frac{1}{2} \log_2 (4\pi\sigma_z^2) \right) \quad (6.6)$$

Vztah můžeme dále upravit a za modulační rychlost dosadit známé Nyquistovo kritérium limitující modulační rychlost M k hodnotě dvojnásobku šíře použitého kmitočtového pásma B . Poměr rozptylů σ_x^2 / σ_z^2 ve výsledném vztahu (6.7) reprezentuje tzv. odstup signál-šum na straně přijímače. Nahradíme jej běžně užívanou zkratkou SNR (*Signal to Noise Ratio*).

$$\begin{aligned} C &= M \cdot \left(\frac{1}{2} \log_2 (4\pi(\sigma_x^2 + \sigma_z^2)) - \frac{1}{2} \log_2 (4\pi\sigma_z^2) \right) = \\ &= \frac{1}{2} M \cdot \log_2 \left(\frac{4\pi(\sigma_x^2 + \sigma_z^2)}{4\pi\sigma_z^2} \right) = \frac{1}{2} M \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\sigma_x^2}{\sigma_z^2} \right) = \\ &= \frac{1}{2} 2B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\sigma_x^2}{\sigma_z^2} \right) = B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\sigma_x^2}{\sigma_z^2} \right) = B \cdot \log_2 (1 + SNR) \end{aligned} \quad (6.7)$$

Na závěr zrekapitulujeme předpoklady, za nichž byl Shannonův vztah odvozen. Šum i užitečný signál mají normální (Gaussovo) rozložení a jsou vzájemně statisticky nezávislé. Šum se k užitečnému signálu přičítá (aditivní). Pokud některý z těchto předpokladů není splněn, uvedený vztah neplatí a reálná kapacita kanálu může být jiná.

Pro využití Shannonova vztahu v širokopásmových systémech si jej přepíšeme do integrálního zápisu, jak uvádí vztah (6.18),

$$C = \int_B \log_2 \left(1 + \frac{PSD_{RX}(f)}{N(f)} \right) df = \int_{f_1}^{f_2} \log_2 \left(1 + \frac{PSD_{TX}(f) \cdot |H(f)|^2}{N(f)} \right) df \quad (6.8)$$

kde $PSD_{RX}(f)$ je výkonová spektrální hustota přijímaného signálu, $PSD_{TX}(f)$ je výkonová spektrální hustota vysílaného signálu, $H(f)$ je přenosová funkce kanálu a $N(f)$ je výkonová spektrální funkce rušení, zahrnující šum a další rušící vlivy. Přenos je realizován

v kmitočtovém pásmu f_1 až f_2 . Mezi výkonovou spektrální hustotou a výkonem platí obecně vztah (6.9).

$$P = \int_{-\infty}^{\infty} PSD(f) df \quad (6.9)$$

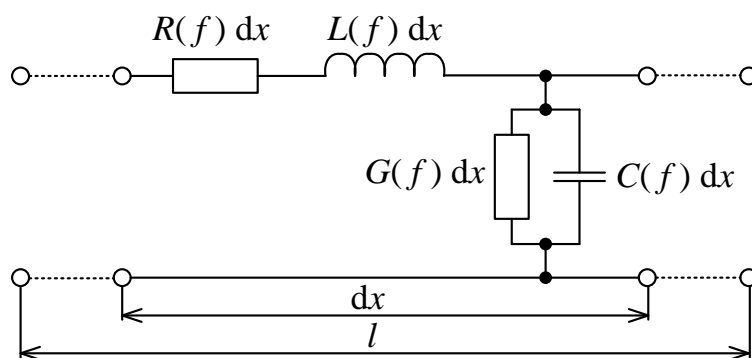
Mezi vlivy, které limitují přenosovou rychlost při přenosu metalickými kabely, patří zejména vložný útlum vedení $IL(f)$, ve vztahu zastoupen přenosovou charakteristikou kanálu $H(f)$, vztah mezi těmito veličinami uvádí (6.10), šum (AWGN), přeslech na blízkém konci NEXT, přeslech na vzdáleném konci FEXT a zbytkový šum odrazu na nehomogenitách vedení.

$$IL(f) = -20 \cdot \log(|H(f)|) [\text{dB}]. \quad (6.10)$$

Dominantní vliv má zpravidla vložný útlum vedení. Jednotlivým vlivům se budeme věnovat v dalších kapitolách podrobněji.

6.1 Vložný útlum vedení

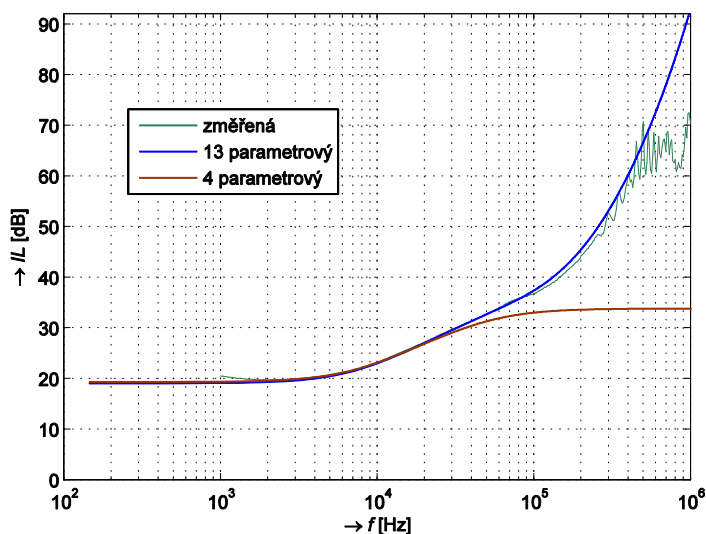
Vložný útlum použitého vedení zásadně limituje přenosovou rychlost široko-pásmových systémů. Útlum se výrazně zvyšuje s kmitočtem a lineárně narůstá se vzdáleností, a tak čím širší kmitočtové pásmo má být využito, tím menší musí být délka vedení. Přenosové vlastnosti metalických párů, ať telekomunikačních kroucených párů či metalických napájecích vedení pro PLC technologii, lze charakterizovat na základě primárních a sekundárních parametrů. Primárními parametry, vycházející z náhradního modelu krátkého úseku homogenního vedení, viz obr. 6.2, jsou měrný odpor R [Ω/km], měrná indukčnost L [H/km], měrná kapacita C [F/km] a měrný svod G [S/km]. Tyto parametry lze v oblasti telefonního pásma, tj. 300 Hz až 3,4 kHz považovat za konstantní, tj. nezávislé na kmitočtu, pro vyšší kmitočty však jsou kmitočtově závislé, a tedy $R(f)$, $L(f)$, $C(f)$, $G(f)$.



Obr. 6.2. Náhradní schéma krátkého úseku vedení.

Toto tvrzení demonstruje obr. 6.3, kde jsou porovnány změřená závislost vložného útlumu $IL(f)$, základní 4 parametrový model, kde parametry R , L , C a G jsou nezávislé na kmitočtu a 13 parametrový model, kde R , L , C a G již jsou kmitočtově závislé. Jedná se

zde o 5,2 km kabel složený s různých úseků o průměru 0,4 a 0,5 mm. Z obr. 6.3 je patrné, že základní model lze využít pouze v kmitočtové oblasti do několika kHz.



Obr. 6.3. Porovnání změřené závislosti vložného útlumu IL s 13 parametrovým a základním 4 parametrovým RLCG modelem.

Z primárních parametrů, jak bude dále uvedeno, lze určit parametry sekundární, kterými jsou charakteristická impedance $Z_0(f)$ a měrná míra přenosu $\gamma(f)$. Sekundární parametry jsou na první pohled pouze dva, nicméně jsou to komplexní čísla, každý z nich má reálnou a imaginární složku, a tak reprezentují také čtyři kmitočtově závislé veličiny, z nichž lze zpětně určit parametry primární. Sekundární parametry již umožňují analyzovat útlumové vlastnosti vedení a vhodně zvolit např. zakončovací impedanci s ohledem na kmitočtovou oblast přenosu. Vraťme se však k parametrům primárním. Bylo uvedeno, že pro kmitočty vyšší než cca. několik kHz je již musíme považovat za kmitočtově závislé. Pro popis této závislosti byla navržena celá řada modelů, kdy buď pouze některé či všechny primární parametry jsou kmitočtově závislé.

6.1.1 Modely primárních a sekundárních parametrů vedení

Dle počtu parametrů modelů primárních nebo sekundárních parametrů vedení hovoříme obecně o n -parametrovém modelu vedení. Zřejmě nejjednodušší model můžeme nalézt v [6], kde pouze měrný odpor má kmitočtovou závislost, jak uvádí vztah (6.11). Jedná se zde v podstatě o 3 parametrový model.

$$R(f) = r_0 \sqrt{f}, \quad L(f) = l_0, \quad C(f) = c_0 \quad \text{a} \quad G(f) = 0 \quad (6.11)$$

Téměř každá telekomunikační společnost, původně státní v dané zemi, si vytvořila vlastní model [8], např. British Telecom, KPN - Royal PTT Netherland, Deutsche Telekom, Swisscom, France Telecom. Stejně tak standardizační organizace, např. ANSI, ETSI a ITU-T, specifikují tzv. testovací smyčky, ke kterým uvádí modely, velmi často založené na modelu společnosti British Telecom číslo 1. Výše uvedené modely aproximují kmitočtově závislé

primární parametry nebo sekundární parametry, např. model Deutsche Telekom či Swisscom. Jednotlivé modely a zejména jejich parametry pro využívané typy kabelů těmito společnostmi nalezneme například v [8]. Vedle těchto modelů aproximujících kmitočtové průběhy primárních nebo sekundárních parametrů se můžeme setkat i s modely realizující výpočet primárních parametrů z fyzikálních vlastností konkrétního kabelu, kde do výpočtu vstupují rozměry a vzdálenost vodičů, magnetické permeability a další parametry. Takový model můžeme například nalézt v ITU-T doporučení G.996.1.

Velmi často je využíván model č. 1 společnosti British Telecom model, který je obecně 13 parametrový, avšak v oblasti do několika MHz lze použít zjednodušený 7 parametrový model, který uvádí vztahy (6.12), (6.13), (6.14) a (6.15). Kmitočtově závislé jsou pak zde pouze dva primární parametry, a to měrný odpor $R(f)$ a měrná indukčnost $L(f)$.

$$R(f) = \sqrt[4]{r_0^4 + af^2} \quad [\Omega/\text{km}] \quad (6.12)$$

$$L(f) = \frac{l_0 + l_\infty [f/f_m]^b}{1 + [f/f_m]^b} \quad [\text{H}/\text{km}] \quad (6.13)$$

$$C(f) = c \quad [\text{F}/\text{km}] \quad (6.14)$$

$$G(f) = 0 \quad [\text{S}/\text{km}] \quad (6.15)$$

Úplný 13 parametrový model společnosti British Telecom č. 1 uvádí vztahy (6.16), (6.17), (6.18) a (6.19). V tomto modelu jsou již všechny 4 primární parametry kmitočtově závislé. BT model lze dle [8] používat pro určení vložného útlumu s přesností 1% v pásmu do 10 MHz, 2-3% v pásmu do 20 MHz. Modely některých kabelů s PE izolací vykazují dobrou přesnost až do 100 MHz. Na vyšších kmitočtech však již kabely vykazují značný rozptyl měřených parametrů, a tak zpřesnění modelu je problematické.

$$R(f) = \frac{1}{\frac{1}{\sqrt[4]{r_{0c}^4 + a_c f^2}} + \frac{1}{\sqrt[4]{r_{0s}^4 + a_s f^2}}} \quad [\Omega/\text{km}] \quad (6.16)$$

$$L(f) = \frac{l_0 + l_\infty [f/f_m]^{Nb}}{1 + [f/f_m]^{Nb}} \quad [\text{H}/\text{km}] \quad (6.17)$$

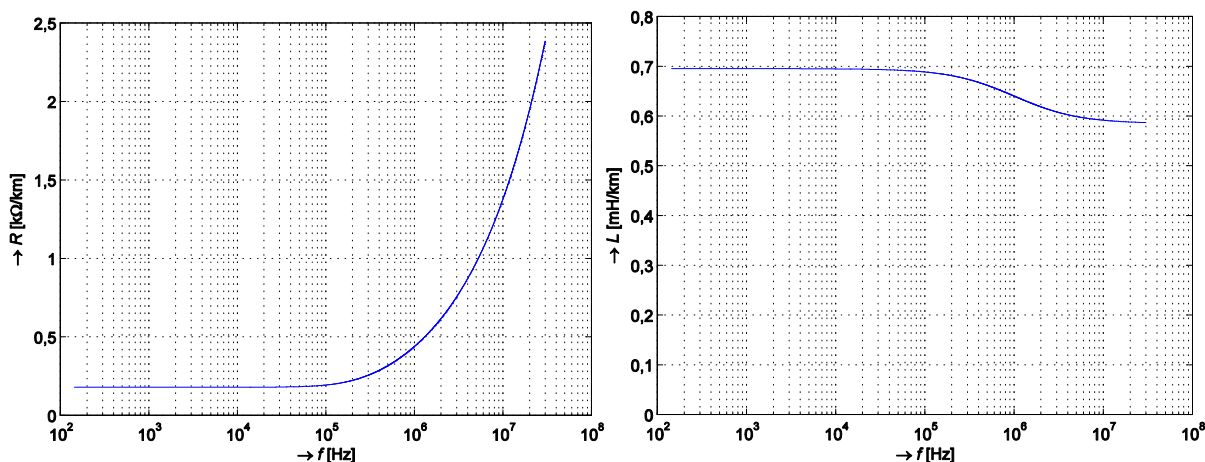
$$C(f) = C_\infty + C_0 / f^{Nce} \quad [\text{F}/\text{km}] \quad (6.18)$$

$$G(f) = g_0 f^{Nge} \quad [\text{S}/\text{km}] \quad (6.19)$$

V [8] jsou specifikovány parametry pro 8 kabelů British Telecom, které jsou označeny BT_dwug (0,5 mm), BT_dw1 (0,91 mm), BT_dw3 (0,72 mm), BT_dw5 (0,72 mm), BT_dw6 (0,81 mm), BT_dw8 (1,14 mm), BT_dw10 (0,5 mm) a BT_dw12 (0,9 mm). Údaje v závorkách uvádí průměr vodiče, jedná se o jedno či více párové kabely. Označení dw je zkratkou slovního spojení drop wire. Na stejném modelu jsou dle reportu T1E1.4 založeny

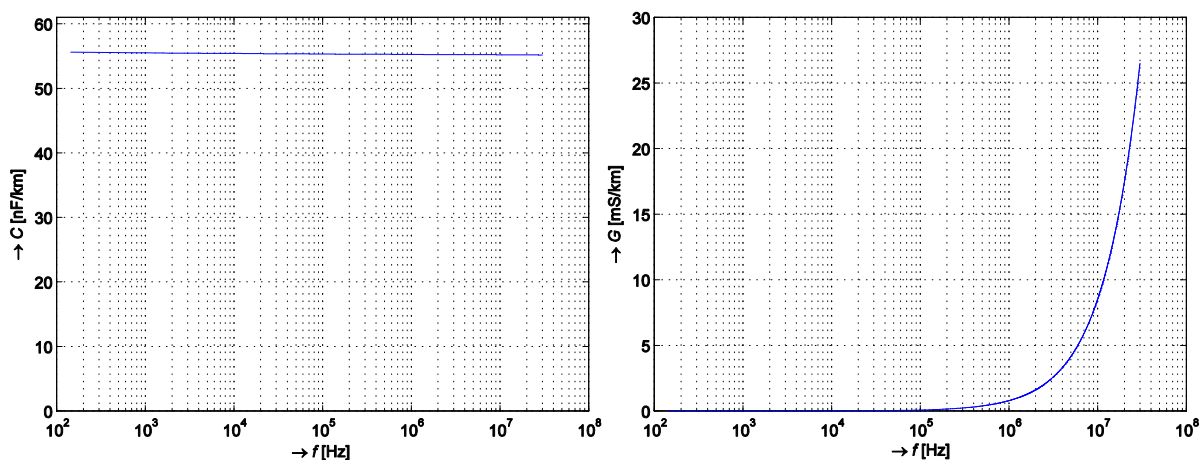
i aproximace primárních parametrů kabelů ANSI, a to ANSI_TP1 (0,4 mm), který je také označován jako 26AWG, ANSI_TP2 (0,5 mm), který je také označován jako 24AWG, ANSI_TP3 (0,5 mm), který je identický s BT_dw10 a ANSI_FP (1,14 mm), který je identický s BT_dw8. Standardizační organizace ETSI specifikuje v TS 101388 [61] modely pěti kabelů PE032, PE04, PE05, PE063 a PE09, kde označení přímo specifikuje průměr vodiče. Model ETSI opět vychází z modelu BT č.1, specifikuje však pouze 7 parametrů a odpovídá tak modelu uvedenému vztahy (6.12) až (6.15).

Následující Další analýzy budou realizovány v pásmu do 30 MHz, a proto byl zvolen jako referenční model BT_dwug, modelující kabel s vodiči o průměru 0,5 mm, který by měl dle [8] vykazovat v tomto pásmu dostatečnou přesnost. Průběh kmitočtové závislosti měrného odporu a měrné indukčnosti uvádí obr. 6.4.



Obr. 6.4. Závislost měrného odporu (vlevo) a měrné indukčnosti (vpravo) na kmitočtu pro kabel s průměrem vodičů 0,5 mm.

Připomeňme, že u 7 parametřového modelu je měrná indukčnost nezávislá na kmitočtu, z obr. 6.4. je však patrné, že ke změně v průběhu dochází již v oblasti několika desítek kHz. Celková změna v analyzovaném pásmu je cca 15%. Průběh kmitočtové závislosti měrné kapacity a měrného svodu uvádí obr. 6.5.



Obr. 6.5. Závislost měrné kapacity (vlevo) a měrného svodu (vpravo) na kmitočtu pro kabel s průměrem vodičů 0,5 mm.

Měrná kapacita se v analyzovaném pásmu mění minimálně, v 7 parametřovém modelu je rovněž konstantní. Měrný svod nabývá velmi nízkých hodnot, jak bude posléze analyzováno, oproti měrnému odporu má minimální vliv na hodnotu vložného útlumu. V 7 parametřovém modelu je jeho vliv zanedbáván. V další části bude vliv měrného svodu analyzován i pro napájecí kabely, využívané v PLC technologiích.

Pro sekundární parametry homogenního vedení, kterými jsou charakteristická impedance $Z_0(f)$ a měrná míra přenosu $\gamma(f)$, platí známé vztahy (6.20) a (6.21) [6], [7].

$$Z_0(f) = \sqrt{\frac{R(f) + j\omega L(f)}{G(f) + j\omega C(f)}} \quad [\Omega] \quad (6.20)$$

$$\gamma(f) = \sqrt{(R(f) + j\omega L(f)) \cdot (G(f) + j\omega C(f))} \quad [\text{km}^{-1}] \quad (6.21)$$

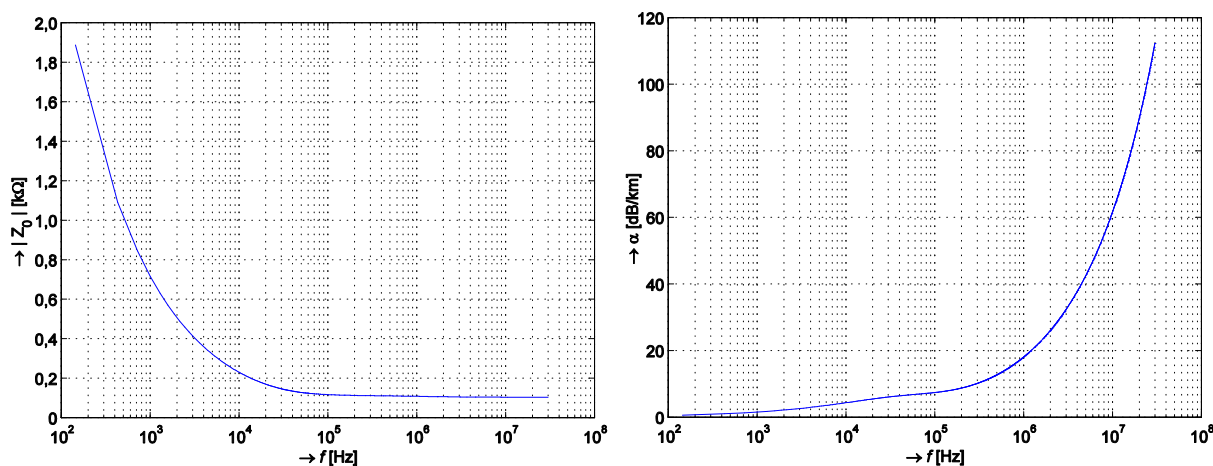
Jak je ze vztahů patřno, jak charakteristická impedance $Z_0(f)$, tak měrná míra přenosu $\gamma(f)$, jsou komplexní čísla. Reálná část měrné míry přenosu $\gamma(f)$ je měrný útlum $\alpha(f)$ [Np/km] a imaginární část je měrný fázový posuv $\beta(f)$ [rad/km], viz (6.22).

$$\gamma(f) = \alpha(f) + j\beta(f) \quad [\text{km}^{-1}] \quad (6.22)$$

Měrný útlum, který ze vztahu (6.21) vychází v jednotce "Neper", je možno přepočítat na dnes běžněji využívanou jednotku útlum v dB. Jak odvození převodu jednotek (6.23) uvádí, $1 \text{ Np} = 8,686 \text{ dB}$.

$$\alpha_{\text{dB}}(f) = 20 \cdot \log e^{\alpha(f)} = \alpha(f) \cdot 20 \cdot \log e = 8,6859 \cdot \alpha(f) \quad [\text{dB/km}] \quad (6.23)$$

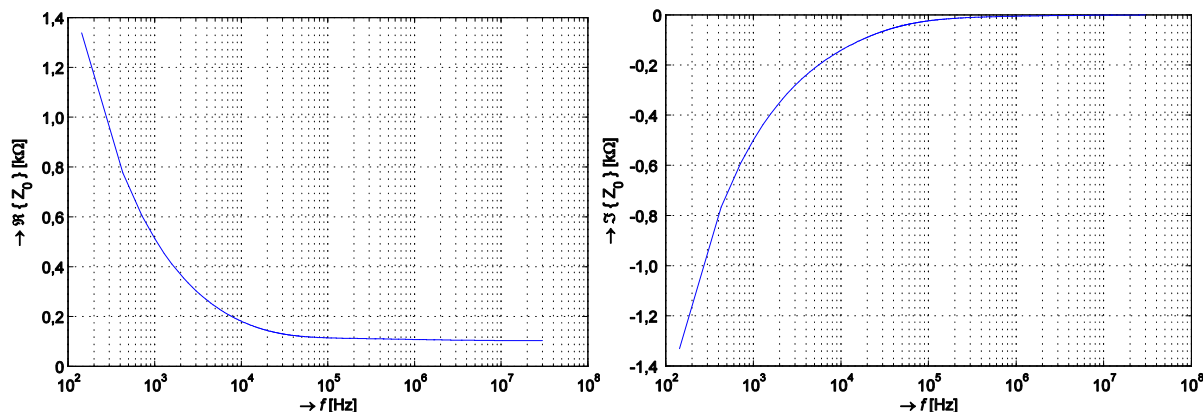
Průběh absolutní hodnoty charakteristické impedance $Z_0(f)$ a měrného útlumu $\alpha(f)$ pro kabel dle modelu BT_dwug s průměrem vodičů 0,5 mm uvádí obr. 6.6.



Obr. 6.6. Závislost absolutní hodnoty charakteristické impedance Z_0 (vlevo) a měrného útlumu α (vpravo) na kmitočtu pro kabel s průměrem vodičů 0,5 mm.

V celé kapitole 6.1, není-li uvedeno jinak, jsou průběhy měrného útlumu $\alpha(f)$ i vložného útlumu $IL(f)$ pro možnost snadného porovnání vztaženy k referenční délce 1 km. S ohledem na analýzu vysokých kmitočtů, tj. desítek až stovek MHz, mohou být útlumy

značně vysoké avšak útlum roste lineárně s délkou, a tak na kmitočtech s vysokým útlumem na 1 km je přenos možný na zlomkových vzdálenostech 1 km, např. 100 m. Z obr. 6.6 je patrné, že charakteristická impedance je směrem k vyšším kmitočtům konstantní a posouzením obr. 6.7 čistě reálná.



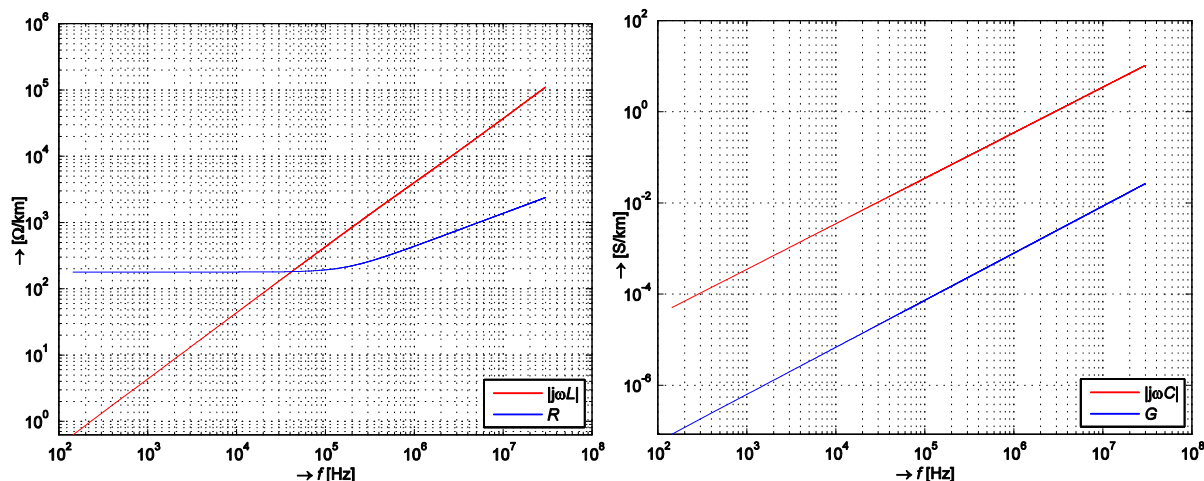
Obr. 6.7. Závislost reálné (vlevo) a imaginární (vpravo) části charakteristické impedance Z_0 na kmitočtu pro kabel s průměrem vodičů 0,5 mm.

Na základě analýzy průběhů charakteristické impedance různých kabelů můžeme konstatovat, že se jedná o typický průběh. Proč tomu tak je, bude předmětem následující analýzy. Měrný útlum $\alpha(f)$, jak je patrné z obr. 6.6 vpravo, dramaticky narůstá ve vysokých kmitočtech. Protože útlum narůstá lineárně s délkou kabelů, využitelnost vyšších kmitočtů je, jak už bylo výše uvedeno, pouze na krátké vzdálenosti. Uvážíme-li, že průběh z obr. 6.6 vpravo odpovídá vzdálenosti 1 km, využitelnost nejvyšších kmitočtů bude pouze několik set metrů.

6.1.2 Průběh charakteristické impedance na vyšších kmitočtech

Na nízkých kmitočtech, cca pod 10 kHz, je charakteristická impedance $Z_0(f)$ komplexní a hodnoty reálné a imaginární složky jsou cca srovnatelné. Hodnota absolutní hodnoty charakteristické impedance $Z_0(f)$ je v oblasti telefonního pásma, tj. 300 Hz až 3,4 kHz, cca 600 Ω , na vyšších kmitočtech je cca 100 Ω , dle typu kabelu. Této hodnotě pak korespondují používané zakončovací impedance v daných kmitočtových oblastech. V rámci kapitoly 6.1 provedeme i analýzu vlivu zakončovací impedance na hodnotu vložného útlumu.

Vraťme se však k průběhu charakteristické impedance $Z_0(f)$ a zkusme analyzovat důvody výše uvedených průběhů, tj. její čistě reálnou a konstantní hodnotu na vyšších kmitočtech. Vyneseme-li do grafů, viz obr. 6.8, porovnání průběhu absolutní hodnoty impedance $|j\omega L(f)|$ a měrného odporu $R(f)$, podobně pro porovnání absolutní hodnoty admitance $|j\omega C(f)|$ a měrné vodivosti $G(f)$, je patrné, že absolutní hodnota admitance $|j\omega C(f)|$ je podstatně vyšší než měrná vodivost $G(f)$ a absolutní hodnota impedance $|j\omega L(f)|$ je podstatně vyšší než měrný odpor $R(f)$ pro kmitočty vyšší než několik set kHz.



Obr. 6.8. Srovnání měrného odporu a absolutní hodnota impedance $|j\omega L(f)|$ na kmitočtu (vlevo) a srovnání měrného svodu a absolutní hodnota admittance $|j\omega C(f)|$ na kmitočtu (vpravo) pro kabel s průměrem vodičů 0,5 mm.

Pokud na základě těchto zjištění, tj. že $|j\omega C(f)| \gg G(f)$ a $|j\omega L(f)| \gg R(f)$, zanedbáme hodnoty měrného odporu $R(f)$ a měrné vodivosti $G(f)$ ve vztahu (6.20) definujícího charakteristickou impedanci, obdržíme zjednodušený vztah (6.24), platný pro analyzovaný kabel v oblasti nad cca 100 kHz.

$$Z_0(f) = \sqrt{\frac{R(f) + j\omega L(f)}{G(f) + j\omega C(f)}} \cong \sqrt{\frac{L(f)}{C(f)}} \quad [\Omega] \quad (6.24)$$

pro $|j\omega C(f)| \gg G(f)$ a $|j\omega L(f)| \gg R(f)$

Ze vztahu (6.24) je patrné, že v kmitočtové oblasti, kde platí $|j\omega C(f)| \gg G(f)$ a $|j\omega L(f)| \gg R(f)$, je hodnota charakteristické impedance $Z_0(f)$ čistě reálná. Pokud navíc poměr kmitočtových závislostí měrné indukčnosti a měrné kapacity $L(f)/C(f)$ bude konstantní, bude i hodnota charakteristické impedance $Z_0(f)$ konstantní.

6.1.3 Měrný útlum

Podobným způsobem můžeme zjednodušit i vztah (6.21) pro měrnou míru přenosu $\gamma(f)$, kde se zaměříme pouze na její reálnou část, tedy na měrný útlum $\alpha(f)$. Zde nejprve upravíme vztah (6.21) do tvaru zlomků, jak uvádí vztah (6.25).

$$\begin{aligned} \alpha(f) &= \Re \left\{ \sqrt{(R(f) + j\omega L(f)) \cdot (G(f) + j\omega C(f))} \right\} = \\ &= \Re \left\{ j\omega \sqrt{L(f)C(f)} \cdot \sqrt{\frac{(R(f) + j\omega L(f))}{j\omega L(f)} \cdot \frac{(G(f) + j\omega C(f))}{j\omega C(f)}} \right\} \quad [\text{Np}/\text{km}] \end{aligned} \quad (6.25)$$

Poté jednotlivé zlomky upravíme do tvaru $\sqrt{x+1}$ jak uvádí vztah (6.26), což nám umožní pro x podstatně menší než 1 aplikovat zjednodušení vztahu.

$$\begin{aligned}
 \alpha(f) &= \Re \left\{ j\omega\sqrt{L(f)C(f)} \cdot \sqrt{\frac{(R(f)+j\omega L(f)) \cdot (G(f)+j\omega C(f))}{j\omega L(f) \cdot j\omega C(f)}} \right\} = \\
 &= \Re \left\{ j\omega\sqrt{L(f)C(f)} \cdot \sqrt{\left(\frac{R(f)}{j\omega L(f)}+1\right) \cdot \left(\frac{G(f)}{j\omega C(f)}+1\right)} \right\} = \quad [\text{Np/km}] \quad (6.26) \\
 &= \Re \left\{ j\omega\sqrt{L(f)C(f)} \cdot \sqrt{\left(\frac{R(f)}{j\omega L(f)}+1\right) \cdot \left(\frac{G(f)}{j\omega C(f)}+1\right)} \right\}
 \end{aligned}$$

Pokud platí, že $|j\omega C(f)| \gg G(f)$ a $|j\omega L(f)| \gg R(f)$, můžeme použít zjednodušení uvedené vztahem (6.27).

$$\sqrt{x+1} \cong \frac{x}{2} + 1 \quad \text{pro } x > 0 \text{ a zároveň } x \ll 1 \quad (6.27)$$

Toto zjednodušení nám umožní odstranit odmocninu nad zlomky ve vztahu (6.25) a můžeme psát útlum $\alpha(f)$, jak uvádí vztah (6.28).

$$\begin{aligned}
 \alpha(f) &= \Re \left\{ j\omega\sqrt{L(f)C(f)} \cdot \sqrt{\left(\frac{R(f)}{j\omega L(f)}+1\right) \cdot \left(\frac{G(f)}{j\omega C(f)}+1\right)} \right\} = \\
 &\cong \Re \left\{ j\omega\sqrt{L(f)C(f)} \cdot \left(\frac{1}{2} \frac{R(f)}{j\omega L(f)}+1\right) \cdot \left(\frac{1}{2} \frac{G(f)}{j\omega C(f)}+1\right) \right\} = \quad (6.28) \\
 &= \Re \left\{ \frac{R(f)}{2} \frac{\sqrt{C(f)}}{\sqrt{L(f)}} + \frac{G(f)}{2} \frac{\sqrt{L(f)}}{\sqrt{C(f)}} + j\omega\sqrt{L(f)C(f)} \cdot \left(1 - \frac{R(f)G(f)}{4 \cdot \omega^2 L(f)C(f)}\right) \right\} = \\
 &= \frac{R(f)}{2} \frac{\sqrt{C(f)}}{\sqrt{L(f)}} + \frac{G(f)}{2} \frac{\sqrt{L(f)}}{\sqrt{C(f)}} \quad [\text{Np/km}]
 \end{aligned}$$

Výsledný zjednodušený vztah (6.29) je velmi často uváděn [6], [7], často však bez odvození a někdy i chybně [6]. V [6] je použito zjednodušení, kde odmocnina je zjednodušena pouze na $x+1$, což je ve sledované oblasti hodnot nepřesné.

$$\alpha(f) = \frac{R(f)}{2} \frac{\sqrt{C(f)}}{\sqrt{L(f)}} + \frac{G(f)}{2} \frac{\sqrt{L(f)}}{\sqrt{C(f)}} = \frac{R(f)}{2} \frac{1}{Z_0(f)} + \frac{G(f)}{2} Z_0(f) \quad [\text{Np/km}] \quad (6.29)$$

pro $|j\omega C(f)| \gg G(f)$ a $|j\omega L(f)| \gg R(f)$

Tento vztah nám umožní v kap. 6.1.8 analyzovat, jaký vliv má měrný odpor $R(f)$, a jaký měrná vodivost $G(f)$ na celkové hodnotě vložného útlumu při porovnání telekomunikačních kabelů a napájecích kabelů, využívaných PLC technologiemi.

6.1.4 Výpočet primárních parametrů ze sekundárních parametrů

V úvodu bylo uvedeno, že ze sekundárních parametrů $\gamma(f)$ a $Z_0(f)$ je možno vypočítat zpětně primární parametry $R(f)$, $L(f)$, $C(f)$, $G(f)$. To umožňují vztahy (6.30) až (6.33).

Sekundární parametry $\gamma(f)$ a $Z_0(f)$ jsou na první pohled pouze dva, ale každý má reálnou a imaginární složku, tj. reálnou část měrné míry přenosu $\Re\{\gamma(f)\}$, její imaginární část $\Im\{\gamma(f)\}$, reálnou a imaginární část charakteristické impedance $\Re\{Z_0(f)\}$, $\Im\{Z_0(f)\}$. Znalost vztahů je vhodná zejména tedy, potřebujeme-li vypočítat primární parametry na základě změřených sekundárních parametrů, či pro porovnání primárních parametrů modelů, které aproximují sekundární parametry.

$$R(f) = \Re\{\gamma(f)\} \cdot \Re\{Z_0(f)\} - \Im\{\gamma(f)\} \cdot \Im\{Z_0(f)\} \quad [\Omega/\text{km}] \quad (6.30)$$

$$L(f) = \frac{\Im\{\gamma(f)\} \cdot \Re\{Z_0(f)\} + \Re\{\gamma(f)\} \cdot \Im\{Z_0(f)\}}{2\pi f} \quad [\text{H}/\text{km}] \quad (6.31)$$

$$C(f) = \frac{1}{2\pi f} \frac{\Im\{\gamma(f)\} \cdot \Re\{Z_0(f)\} - \Re\{\gamma(f)\} \cdot \Im\{Z_0(f)\}}{\Re\{Z_0(f)\}^2 + \Im\{Z_0(f)\}^2} \quad [\text{F}/\text{km}] \quad (6.32)$$

$$G(f) = \frac{\Re\{\gamma(f)\} \cdot \Re\{Z_0(f)\} + \Im\{\gamma(f)\} \cdot \Im\{Z_0(f)\}}{\Re\{Z_0(f)\}^2 + \Im\{Z_0(f)\}^2} \quad [\text{S}/\text{km}] \quad (6.33)$$

6.1.5 ABCD model vedení o více úsecích

Ať telekomunikační či napájecí vedení je často sestaveno z více úseků s různými primárními parametry. Mohou se zde také vyskytovat nezakončené odbočky, které rovněž ovlivňují přenosové vlastnosti vedení a v průběhu vloženého útlumu můžeme vidět zvýšení útlumu v úzké oblasti kmity. Proto se osvědčilo charakterizovat každý dílčí úsek pomocí kaskádní matice. Její prvky tvoří tzv. kaskádní parametry $a(f)$, $b(f)$, $c(f)$ a $d(f)$, jedná se přesněji o zpětně kaskádní parametry, které lze odvodit ze sekundárních parametrů homogenního vedení. Matici zpětně kaskádních parametrů pro úsek vedení délky l uvádí vztah (6.34) [5], [6], [8].

$$\mathbf{A}_u = \begin{bmatrix} a(f) & b(f) \\ c(f) & d(f) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma(f) \cdot l) & Z_0(f) \cdot \sinh(\gamma(f) \cdot l) \\ \frac{\sinh(\gamma(f) \cdot l)}{Z_0(f)} & \cosh(\gamma(f) \cdot l) \end{bmatrix} \quad (6.34)$$

Matici zpětně kaskádních parametrů pro nezakončenou odbočku vztah (6.35) [5], [6].

$$\mathbf{A}_o = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ c(f) & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_0(f) \cdot \coth(\gamma(f) \cdot l)} & 1 \end{bmatrix} \quad (6.35)$$

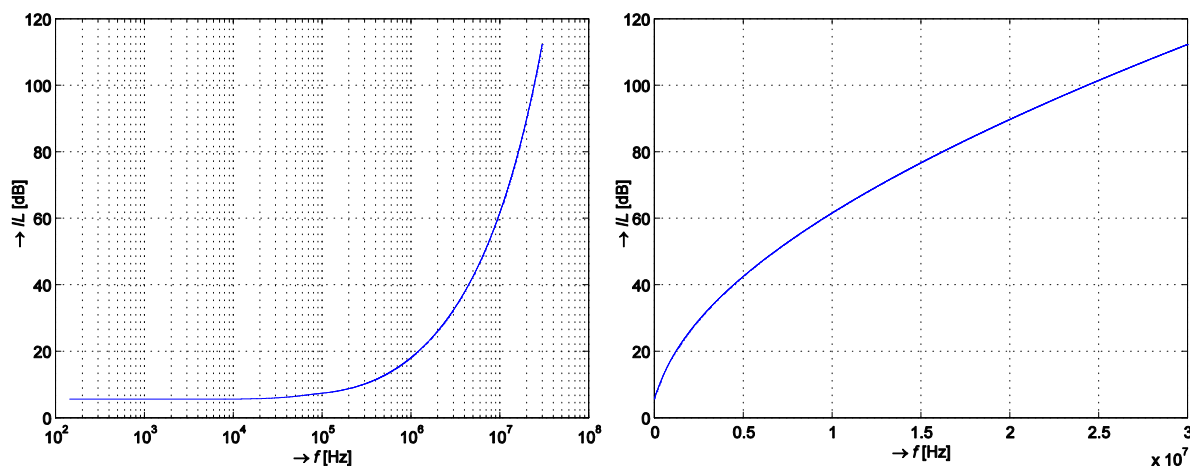
Zpětně kaskádní parametry celého účastnického vedení je pak možno získat součinem zpětně kaskádních matic dílčích úseků a nezakončených odboček, jak uvádí vztah (6.36).

$$\mathbf{A} = \prod_{i=1}^n \mathbf{A}_i \quad (6.36)$$

Pro zadanou hodnotu impedance zdroje signálu Z_G a zakončovací impedance Z_T lze pak ze zpětně kaskádních parametrů celého vedení vypočítat vložný útlum $IL(f)$, podle vztahu (6.37) [6], [5].

$$IL(f) = 20 \cdot \log \left(\left| \frac{a(f) \cdot Z_T + b(f) + Z_G (c(f) \cdot Z_T + d(f))}{Z_G + Z_T} \right| \right) \quad [\text{dB}]. \quad (6.37)$$

Průběh závislosti vložný útlum $IL(f)$ pro analyzovaný kabel dle modelu BT_dwug s průměrem vodičů 0,5 mm uvádí obr. 6.9. Z důvodu podrobnější analýzy v oblasti vyšších kmitočtů, budou dále pro jednotlivé závislosti uváděny dvojice grafů, jeden s logaritmickou kmitočtovou osou x , druhý s lineárním.

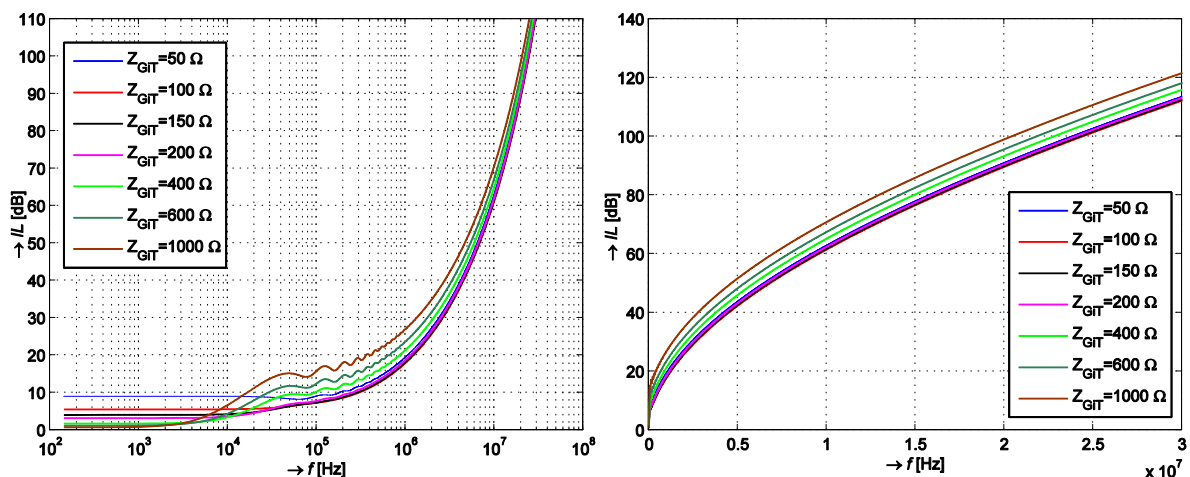


Obr. 6.9. Závislost vložného útlumu IL na kmitočtu, v logaritmickém (vlevo) a lineárním (vpravo) měřítku, pro kabel s průměrem vodičů 0,5 mm pro úsek 1 km.

6.1.6 Vliv zakončovací impedance na vložný útlum

Jaký vliv na průběh vložného útlumu $IL(f)$ má volba hodnoty impedance zdroje signálu Z_G a zakončovací impedance Z_T uvádí obr. 6.10. Z grafů je patrné, že nevhodná volba zakončovací impedance vede k navýšení celkového vložného útlumu. Například při volbě zakončovací impedance a impedance generátoru 1000Ω namísto 100Ω je nárůst vložného útlumu cca 10 dB na 1 km. Pouhá změna 50Ω namísto 100Ω vede k nárůstu zejména v nižších kmitočtech, cca pod 100 kHz.

To je možno demonstrovat na úvodním obrázku této kapitoly obr. 6.3, kde bylo realizováno porovnání měření vložného útlumu a průběh z 13 a 4 parametrových modelů. Měření však bylo realizováno s nevhodnou hodnotou zakončovací impedance 50Ω , která vedla k útlumu cca 20 dB v oblasti telefonního pásma, nicméně uvedené měření ověřuje správné výsledky modelu a výpočtu vložného $IL(f)$ útlumu.



Obr. 6.10. Závislost vložného útlumu IL na kmitočtu, v logaritmickém (vlevo) a lineárním (vpravo) měřítku, pro kabel s průměrem vodičů 0,5 mm o délce 1 km pro různé hodnoty vstupní a zakončovací impedance.

6.1.7 Modelování napájecích kabelů pro přenos technologiemi PLC

Předchozí text byl věnován metodám modelování elektrických a přenosových vlastností telekomunikačních kabelů v oblasti vysokých kmitočtů. Cílem další pasáže, již v úvodu avizované, bude analýza zjednodušených modelů využívaných pro modelování napájecích kabelů pro přenos pomocí PLC technologií. Rovněž bude zkoumána možnost použití těchto zjednodušených modelů pro telekomunikační kabely a také porovnány přenosové vlastnosti telekomunikačních a napájecích kabelů využívaných pro širokopásmové technologie.

Hned úvodem je vhodné říci, že širokopásmové PLC technologie využívají kmitočtové pásmo vyšší než 1 MHz, zpravidla se jedná o pásmo 2-30 MHz či vyšší. Oblast zájmu přesného modelování přenosových vlastností napájecích kabelů tedy je nad kmitočty 1 MHz. Rovněž rozptyl parametrů jednotlivých napájecích kabelů je podstatně vyšší než u telekomunikačních kabelů. Je to dáno zejména primárním využitím těchto kabelů, kde nejsou kladeny takové požadavky na přesné umístění vodičů, vysokofrekvenční vlastnosti izolací a jejich stálost v produkci či na zkrut jednotlivých párů, jako je tomu u telekomunikačních kabelů.

V publikacích věnovaných širokopásmovým PLC přenosovým technologiím, např. [7], [9], se můžeme často setkat s modelem primárních parametrů, kdy měrný odpor $R(f)$ a měrná vodivost $G(f)$ jsou kmitočtově závislé, jak uvádí vztahy (6.38) a (6.39), zatímco měrná indukčnost L a měrná kapacita C jsou konstantní.

$$R(f) = R_0 \cdot 10^{-2} \cdot \sqrt{f} \quad [\Omega/\text{km}] \quad (6.38)$$

$$G(f) = G_0 \cdot l \cdot 10^{-11} \cdot 2\pi f \quad [\text{S}/\text{km}] \quad (6.39)$$

Kmitočtová závislost měrného odporu $R(f)$ je v tomto modelu aproximována stejně, jako v zjednodušeném 3 parametrovém modelu, viz vztah (6.11), a může být považována za zjednodušení vztahu (6.12), kdy s r_0 není uvažováno. Základ aproximace kmitočtové závislosti měrné vodivosti $G(f)$ můžeme hledat například v modelu realizujícího výpočet primárních parametrů z fyzikálních vlastností konkrétního kabelu dle ITU-T doporučení

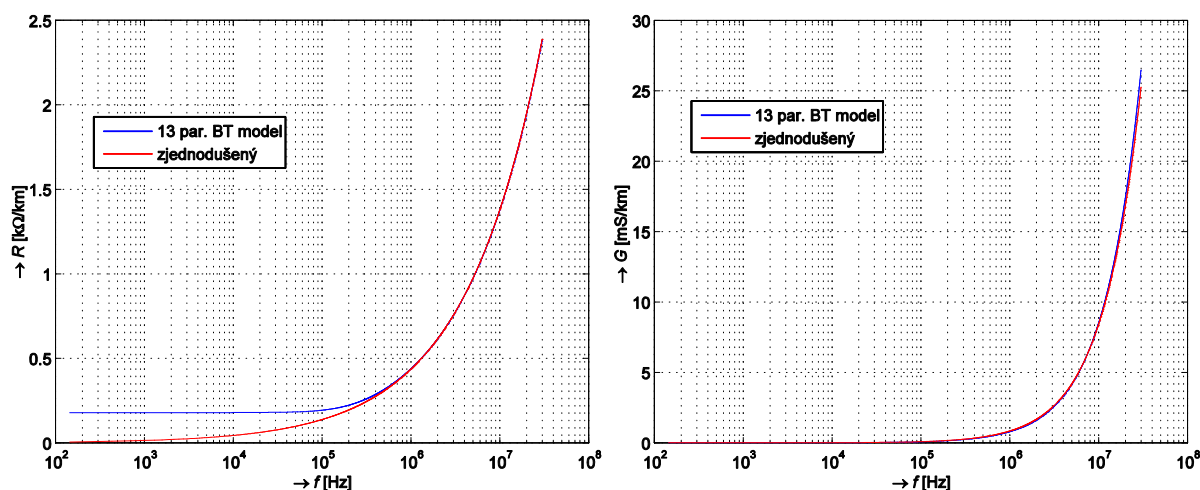
G.996.1, kde je závislost měrné vodivosti $G(f)$ definována, jak uvádí vztah (6.40). Parametr l ve vztahu (6.39) je dle [9] optimalizační číselník, který je volen dle konkrétní PLC sítě.

$$G(f) = 2\pi f \cdot C \cdot \tan \delta \quad [\text{S/km}] \quad (6.40)$$

Ve vztahu (6.40) je C měrná kapacita a $\tan \delta$ je ztrátový číselník závislý na použitém dielektriku, tj. použité izolaci jednotlivých vodičů v kabelu. Oba parametry jsou pro daný typ kabelu v tomto modelu konstantní.

6.1.8 Porovnání přenosových vlastností telekomunikačních a napájecích kabelů

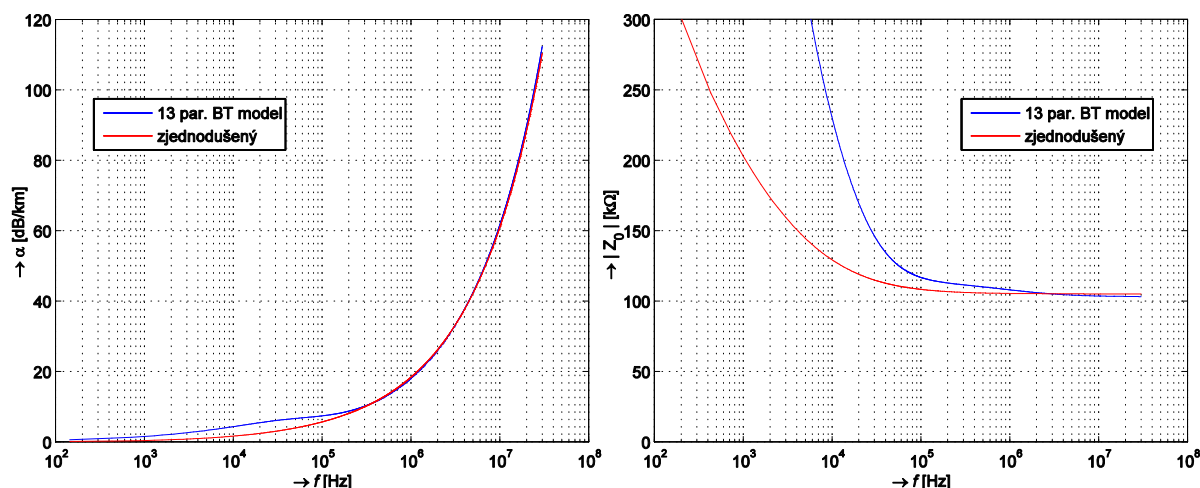
Ve snaze porovnat model uvedený v předchozí kapitole s 13 parametřovým modelem telekomunikačního kabelu, byly experimentálně nalezeny jeho koeficienty pro kabel dle modelu BT_dwug: $R_0=43,6 \text{ } \Omega/\text{km}$, $G_0=2,68 \text{ S/km}$, $L=0,61 \text{ mH/km}$ a $C=55,3 \text{ nF/km}$. Jak je z obrázku obr. 6.11 vlevo patrné, tento model, v obrázku označený jako zjednodušený, neumožňuje přesně aproximovat závislost měrného odporu $R(f)$ v oblasti nízkých kmitočtů, tj. cca. pod 300 kHz. Jak však již bylo předesláno, širokopásmové PLC systémy využívají kmitočty vyšší než 1 MHz, a tak tato vlastnost modelu při simulacích těchto technologií nevádí. Shoda v závislosti měrné vodivosti $G(f)$ je velmi dobrá.



Obr. 6.11. Srovnání třináctiparametřového modelu BT a zjednodušeného modelu, závislost měrného odporu (vlevo) a měrného svodu (vpravo) pro kabel s průměrem vodičů 0,5 mm.

Průběh závislosti měrného útlumu $\alpha(f)$ absolutní hodnoty charakteristické impedance $Z_0(f)$ uvádí obr. 6.12. Shoda zde není v nízkých kmitočtech, což je dáno již uvedeným neodpovídajícím průběhem měrného odporu $R(f)$, přesto v oblasti 1 až 30 MHz je shoda charakteristické impedance $Z_0(f)$ lepší než 2%.

Hodnoty parametrů R_0 , G_0 , L a C aproximace primárních parametrů dle vztahů (6.38) a (6.39) uvádí tab. 6-1. Hodnoty parametrů napájecích kabelů pro PLC technologie, označené PLC0 až PLC4, byly převzaty z [9] a přepočteny na 1 km. Pro porovnání byly z 13 parametřových modelů určeny hodnoty parametrů pro telekomunikační kabel BT_dwug s průměrem vodičů 0,5 mm a kabel dle modelu ETSI s průměrem vodičů 0,4 mm.



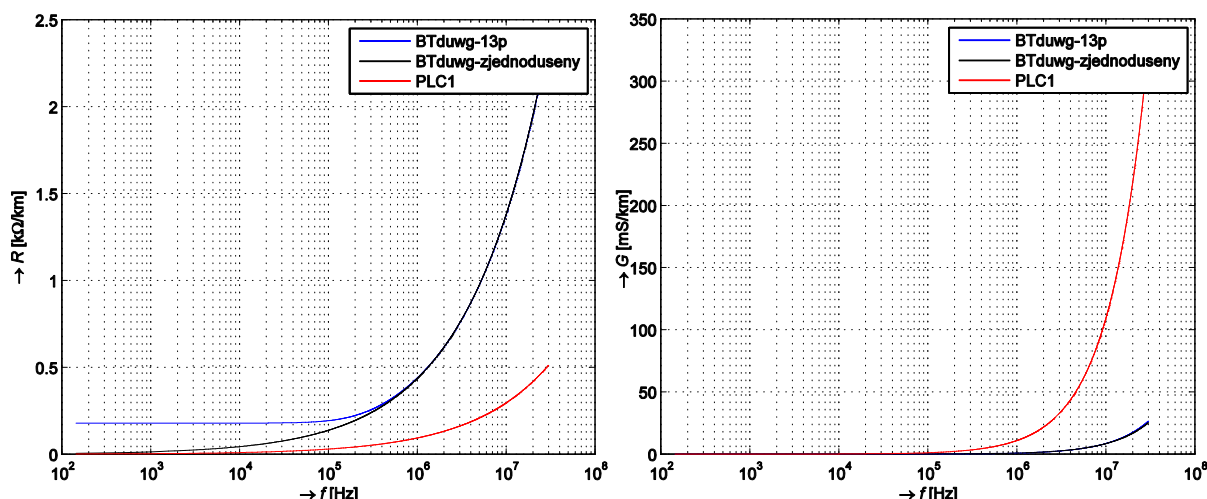
Obr. 6.12. Srovnání třináctiparametrového modelu BT a zjednodušeného modelu, závislost měrného útlumu α (vlevo) a charakteristické impedance Z_0 (vpravo) pro kabel s průměrem vodičů 0,5 mm.

Tab. 6-1 Hodnoty parametrů R_0 , G_0 , L a C modelu dle vztahů (6.38) a (6.39)

Označení	průřez [mm ²]	R_0	G_0	L [mH/km]	C [nF/km]	Z_0 [Ω]
PLC0	1,5	12,0	30,9	1,08	15,0	270
PLC1	2,5	9,34	34,7	0,96	17,5	234
PLC2	4,0	7,55	38,4	0,87	20,0	209
PLC3	6,0	6,25	42,5	0,78	25,0	178
PLC4	10	4,98	49,3	0,68	33,0	143
BT_dw8	0,52	18,5	23,6	0,96	28,0	180
BT_dwug	0,20	43,6	2,68	0,61	55,3	105
ETSI 0,4	0,13	56,0	0	0,43	50,0	93

* Z_0 v oblasti 1-30 MHz

Z tab. 6-1. lze na základě vztahu (6.38) odvodit, že dle očekávání hodnota měrného odporu $R(f)$ bude klesat s průřezem vodiče, nicméně hodnota měrné vodivosti $G(f)$ naopak s rostoucím průřezem vodiče roste. Pro porovnání dvojice telekomunikačního kabelu a napájecího kabelu zvolíme k již analyzovanému kabelu BTdwug s průměrem 0,5 mm napájecí kabel o průřezu vodičů 2,5 mm², v tab. 6-1. označený jako PLC1. Porovnání kmitočtové závislosti měrného odporu $R(f)$ a měrné vodivosti $G(f)$ pro tuto dvojici kabelů uvádí obr. 6.13. Jsou zde uvedeny průběhy pro oba kabely pro zjednodušený model dle vztahů (6.38) a (6.39), rovněž pro porovnání závislosti 13 parametrového modelu pro kabel BTdwug. Z obr. 6.13 je patrné, že měrný odpor je pro kabel PLC1 výrazně nižší, např. na kmitočtu 10 MHz cca 15% hodnoty kabelu BTdwug, nicméně rozdíl v hodnotách měrné vodivosti je daleko výraznější. Hodnota měrné vodivosti kabelu BTdwug na kmitočtu 10 MHz je cca 9% hodnoty kabelu PLC1.



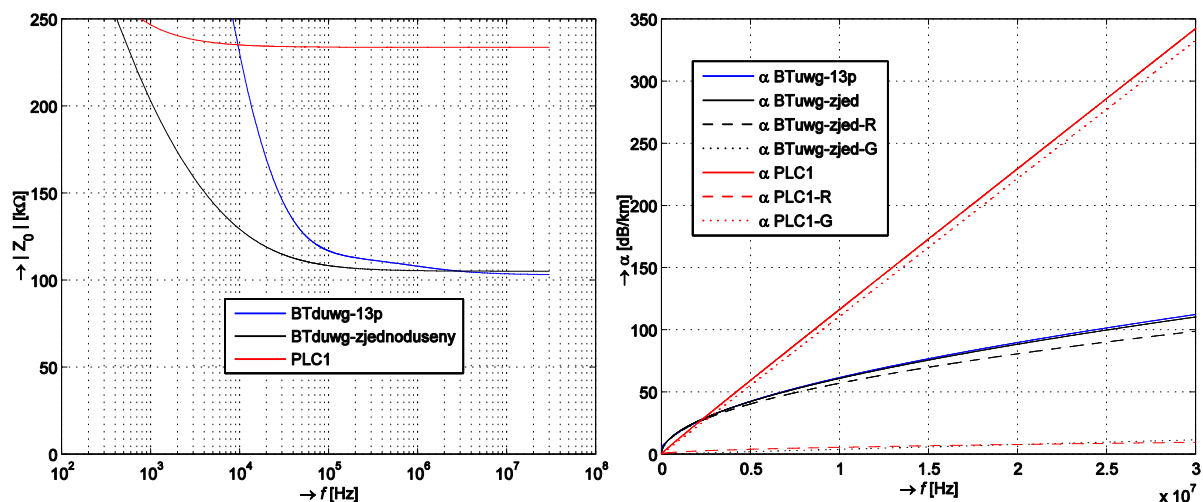
Obr. 6.13. Srovnání třináctiparametrového modelu BT, zjednodušeného modelu pro telefonní kabel s průměrem vodičů 0,5 mm (BTduwg) a silový kabel s průřezem vodičů 2,5 mm² (PLC1), závislost měrného odporu (vlevo) a měrného svodu (vpravo).

Zkusme nyní posoudit, jak zásadní vliv mají parametry měrný odpor $R(f)$ a měrná vodivost $G(f)$ na vložný útlum kabelu. Při modelování telekomunikačních kabelů, zejména pro kmitočty po několik MHz, bývá vliv měrné vodivosti $G(f)$ zanedbáván. Pro posouzení využijeme dříve odvozený vztah (6.29), který nám umožní rozdělit a samostatně analyzovat vliv měrného odporu $R(f)$ a měrné vodivosti $G(f)$ na výsledné hodnotě měrného útlumu $\alpha(f)$. Definujeme tedy jednotlivé části měrného útlumu $\alpha(f)$, a to měrný útlum $\alpha_R(f)$, závislý pouze na hodnotě měrného odporu $R(f)$ a měrný útlum $\alpha_G(f)$, závislý pouze na hodnotě měrné vodivosti $G(f)$, jak uvádí vztah (6.41).

$$\alpha(f) = \frac{R(f)}{2} \sqrt{\frac{C(f)}{L(f)}} + \frac{G(f)}{2} \sqrt{\frac{L(f)}{C(f)}} = \alpha_R(f) + \alpha_G(f), [\text{Np/km}] \quad (6.41)$$

kde $\alpha_R(f) = \frac{R(f)}{2} \sqrt{\frac{C(f)}{L(f)}}$ a $\alpha_G(f) = \frac{G(f)}{2} \sqrt{\frac{L(f)}{C(f)}}$

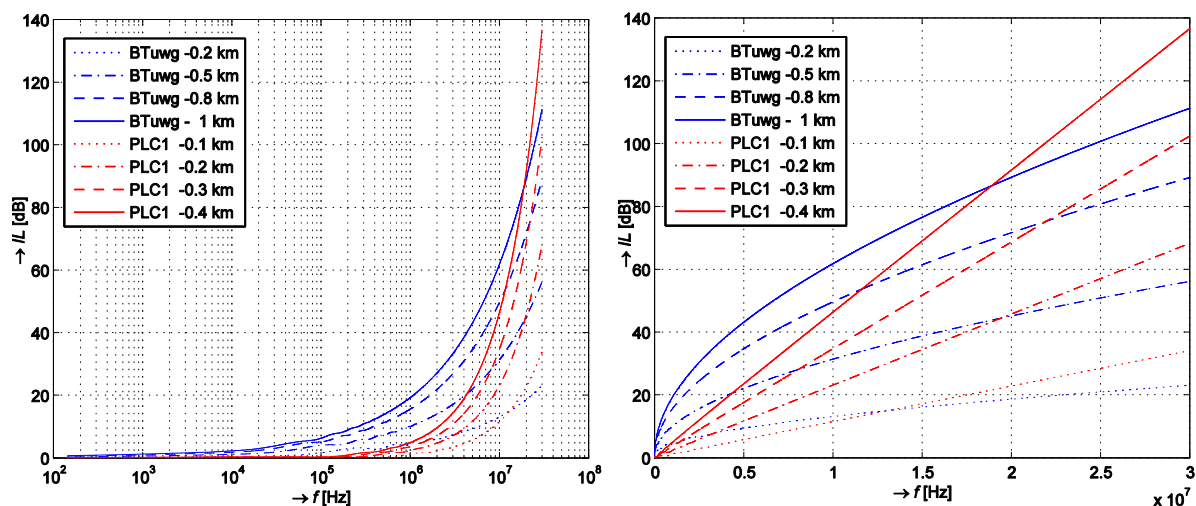
Připomeňme, že uvedený vztah (6.41) platí pro vyšší kmitočty, kde jsou splněny obě podmínky $|j\omega C(f)| \gg G(f)$ a $|j\omega L(f)| \gg R(f)$. Obr. 6.14 uvádí krom porovnání průběhů charakteristické impedance $Z_0(f)$ porovnání měrného útlumu $\alpha(f)$ obou kabelů a rovněž tak porovnání jeho dílčích složek, tj. měrný útlum $\alpha_R(f)$ a měrný útlum $\alpha_G(f)$. Z obr. 6.14 je patrné, že pro telekomunikační kabel je vliv měrné vodivosti $G(f)$ minimální a jak už bylo uvedeno, v modelech bývá často zanedbáván. Zcela opačně je však tomu u kabelu napájecího, kde je dominantní vliv měrné vodivosti $G(f)$ a naopak vliv měrného odporu $R(f)$ by mohl být zanedbán. Například pro kmitočet 10 MHz je celkový měrný útlum $\alpha(f)$ telekomunikačního kabelu 61 dB/km, z toho měrný útlum $\alpha_R(f)$ závislý na měrném odporu je 57 dB/km a měrný útlum $\alpha_G(f)$ závislý na hodnotě měrné vodivosti 4 dB/km. Pro napájecí kabel je celkový měrný útlum $\alpha(f)$ telekomunikačního kabelu 116 dB/km, z toho měrný



Obr. 6.14. Srovnání třináctiparametrového modelu BT, zjednodušeného modelu pro telefonní kabel s průměrem vodičů 0,5 mm (BTduwg) a silový kabel s průřezem vodičů 2,5 mm² (PLC1), závislost charakteristické impedance Z_0 (vlevo), závislost měrného útlumu α (vpravo) a vlivu měrného odporu R a svodu G.

útlum $\alpha_R(f)$ závislý na měrném odporu je 5 dB/km a měrný útlum $\alpha_G(f)$ závislý pouze na hodnotě měrné vodivosti 111 dB/km. Vysoké hodnoty útlumu v porovnání jsou dány vztažením hodnot k délce 1 km, v praktické aplikaci by v této kmitočtové oblasti byly využitelné délky kabelu úměrně menší, např. několik set metrů, a tím přímo úměrně i útlumy nižší.

Odlišnosti v dominanci vlivu měrné vodivosti $G(f)$ a měrného odporu $R(f)$ u daných kabelů pak koresponduje odlišný průběh kmitočtové závislosti měrného útlumu $\alpha(f)$. Je to dáno tím, že měrný odpor $R(f)$ vzrůstá s druhou odmocninou hodnoty kmitočtem, viz vztah (6.38), zatímco měrná vodivost $G(f)$ vzrůstá s kmitočtem lineárně, viz vztah (6.39). Průběh měrného útlumu $\alpha(f)$ telekomunikačního kabelu s průměrem vodičů 0,5 mm (BTduwg) odpovídá druhé odmocnině hodnoty kmitočtu, zatímco průběh měrného útlumu $\alpha(f)$ napájecího kabelu s průřezem vodičů 2,5 mm² lineárně roste s hodnotou kmitočtu. Z fyzikálního hlediska je tato odlišnost dána zejména odlišnými průměry vodičů využívanými v oblasti telekomunikačních kabelů a napájecích kabelů, využívaných pro PLC. Průběhy závislosti vložného útlumu $IL(f)$ pro různé délky analyzovaných kabelů uvádí obr. 6.15. Délky byly voleny tak, aby bylo možno posoudit, které délky těchto dvou typů kabelů si co do hodnot vložného útlumu cca korespondují. Avšak s ohledem na odlišný kmitočtový průběh, jehož důvody byly výše odůvodněny, lze vždy porovnat jen v dané kmitočtové oblasti. Velmi zjednodušeně však lze říci, že ekvivalentní délka napájecího kabelu s průřezem vodičů 2,5 mm² je cca méně než poloviční délce telekomunikačního kabelu s průměrem vodičů 0,5 mm. Posouzení však vychází z daného modelu napájecího kabelu a zejména u napájecích kabelů dochází k značnému rozptylu parametrů, což je v tomto modelu zahrnuto optimalizačním činitelem l ve vztahu měrné vodivosti $G(f)$ (6.39). Ten je nutno stanovit pro posuzovaný kabel, neboť jinak jsou výsledky posouzení velmi nepřesné. Odlišnosti v průběh vložného útlumu $IL(f)$ jsou však charakteristické s ohledem na dominantní vliv měrné vodivosti.



Obr. 6.15. Závislost vložného útlumu IL na kmitočtu pro různé délky kabelu, v logaritmickém (vlevo) a lineárním (vpravo) měřítku, pro telefonní kabel s průměrem vodičů 0,5 mm (BTuwig) a silový kabel s průřezem vodičů 2,5 mm² (PLC1).

6.1.9 Modelování telekomunikačních kabelů pro technologii G.fast

S příchodem technologií využívajících metalických kabelů v přístupové síti v oblasti až několika set MHz, zejména technologie G.fast, se zkoumaná kmitočtová oblast modelování útlumu a dalších parametrů kabelů posunula na o řád vyšší kmitočty. Pro posuzování přenosových parametrů technologie G.fast, která pracuje v oblasti 2-106 MHz nebo až 212 MHz bylo potřeba buď zpřesnit existující modely nebo navrhnout nové zjednodušené. S ohledem na použité kmitočtové pásmo v technologii G.fast, tj. od 2 MHz, už není kladen takový důraz na přesnost v oblasti kmitočtů do 2 MHz.

Pro účely posouzení technologie G.fast, je často využíván model označovaný jako KM [10], který pomocí trojice konstant, k_1 až k_3 , aproximuje průběhy reálné a imaginární složky míry přenosu $\gamma(f)$, tj. měrný útlum $\alpha(f)$ a měrný fázový posuv $\beta(f)$, jak uvádí vztahy (6.42) a (6.43).

$$\alpha(f) = k_1 \sqrt{f} + k_2 f, \quad [\text{Np/km}] \quad (6.42)$$

$$\beta(f) = k_1 \sqrt{f} - k_2 \frac{2}{\pi} f \ln f + k_3 f, \quad [\text{rad/km}] \quad (6.43)$$

Charakteristickou impedancí $Z_0(f)$ aproximuje tzv. HM model [10] pomocí dvojice konstant h_1 a h_2 , jak uvádí vztah (6.44).

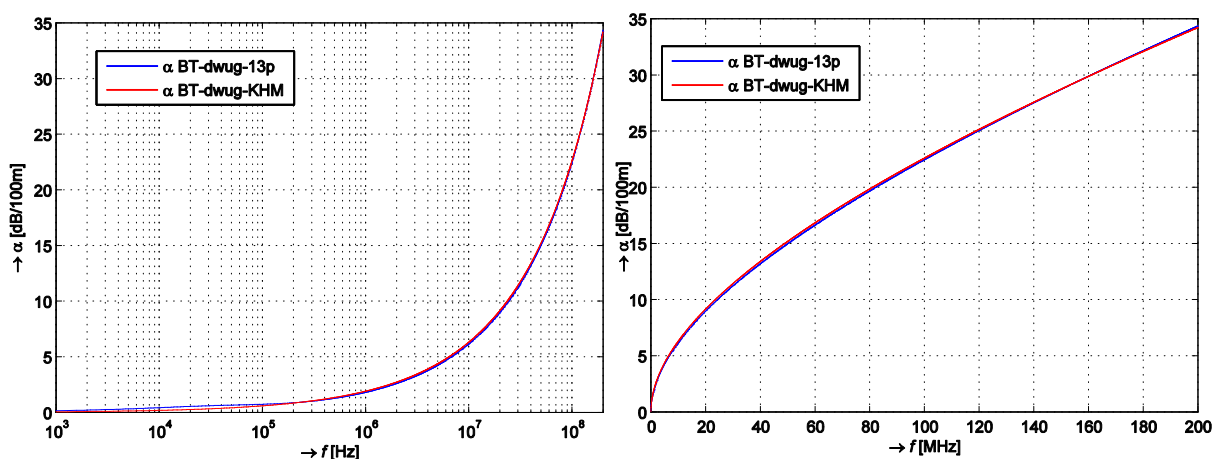
$$Z_0(f) = h_1 + h_2 \frac{1}{\sqrt{f}} - j h_2 \frac{1}{\sqrt{f}}, \quad [\Omega] \quad (6.44)$$

Komplexní model, zahrnující aproximace obou složek míry přenosu $\gamma(f)$ a charakteristické impedance $Z_0(f)$ pomocí 5 konstant (k_1, k_2, k_3, h_1 a h_2), je označován jako KHM model [10].

Pokud porovnáme vztah (6.42), aproximace měrného útlumu $\alpha(f)$, se vztahy (6.38) a (6.39), uvedenými pro PLC model v kapitole 6.1.7, je zřejmé, že se jedná o stejnou aproximaci, jak uvádí vztah (6.45), kde vztahy (6.38) a (6.39) byly dosazeny do vztahu (6.29).

$$\alpha(f) = \left(\frac{R_0}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \cdot 10^{-2} \right) \cdot \sqrt{f} + \left(G_0 \cdot l \cdot \pi \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot 10^{-11} \right) \cdot f = k_1 \sqrt{f} + k_2 f \quad (6.45)$$

Konstanta k_1 tedy charakterizuje především závislost na měrném odporu a jeho vliv, jak bylo v kapitole 6.1.7 analyzováno, je pro telekomunikační kabely dominantní. Konstanta k_2 vliv měrného svodu, který je významný především u napájecích kabelů při použití PLC.



Obr. 6.16. Porovnání třinácti-parametrového modelu BT a KHM aproximace závislosti měrného útlumu α .

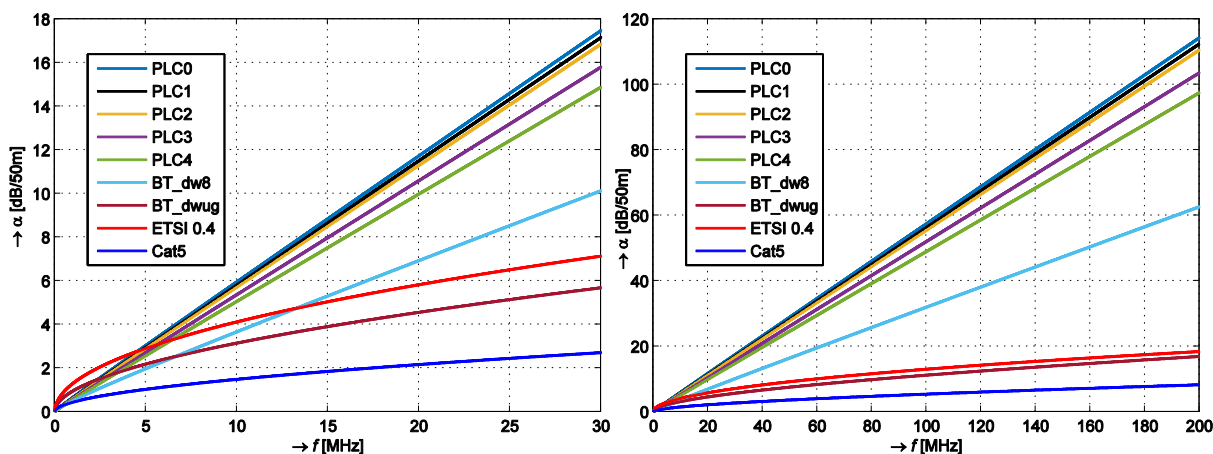
Z obr. 6.16 je patrné, že dvou-parametrová aproximace KHM měrného útlumu $\alpha(f)$ je pro vysoké kmitočty zcela dostačující. Třinácti-parametrový model BT zpřesňuje průběh v oblasti pod cca 200 kHz viz obr. 6.16 a obr. 6.12, a tak pro systémy pracující nad 1 MHz, rovněž s ohledem na velký rozptyl parametrů kabelů v oblasti stovek MHz, je jeho použití zcela neopodstatněné a KHM model nabízí dostatečnou aproximaci průběhu měrného útlumu $\alpha(f)$, a tak i vloženého útlumu IL .

Parametry k_1 a k_2 použité pro porovnání byly vypočteny ze vztahu (6.45) na základě dříve stanovených parametrů v kapitole 6.1.7 a jejich hodnoty, $k_1=0,00216$ a $k_2=4,42 \cdot 10^{-8}$, odpovídají s minimální odchylkou parametrům určeným aproximací měřeného průběhu, publikovaným v [10], kde $k_1=0,00196$ a $k_2=4,94 \cdot 10^{-8}$ při měření na 50 m kabelu.

Tab. 6-2 uvádí hodnoty parametrů k_1 a k_2 určené z aproximace primárních parametrů dle Tab. 6-1 pomocí vztahu (6.45). Jsou zde rovněž uvedeny hodnoty pro kmitočty 1, 10 a 100 MHz pro kabely délky 50 m, celkový kmitočtový průběh uvádí obr. 6.17. Z průběhu je patrné, že využití napájecích kabelů (PLC0-PLC4), ale i některých telekomunikačních kabelů (BT_dw8), na vyšších kmitočtech je značně limitováno pouze pro krátké vzdálenosti. Rovněž je potřeba uvážit, že napájecí kabely neobsahují kroucené páry, a tak jsou daleko náchylnější na rušení z okolních systémů.

Tab. 6-2 Hodnoty parametrů k_1 a k_2 pro výpočet $\alpha(f)$ dle vztahů (6.42).

Označení	průřez [mm ²]	k_1 [Hz ^{-1/2} ·km ⁻¹] ·10 ⁻⁴	k_2 [Hz ⁻¹ ·km ⁻¹] ·10 ⁻⁸	α $f=1$ MHz [dB/50m]	α $f=10$ MHz [dB/50m]	α $f=100$ MHz [dB/50m]
PLC0	1,5	2,24	130	0,66	5,9	57
PLC1	2,5	1,99	128	0,64	5,8	57
PLC2	4,0	1,81	126	0,63	5,7	56
PLC3	6,0	1,77	118	0,59	5,4	52
PLC4	10	1,74	111	0,56	5,1	49
BT_dw8	0,52	5,00	68,6	0,52	3,7	32
BT_dwug	0,20	21,6	4,42	0,96	3,1	11
ETSI 0,4	0,13	30	0	1,3	4,1	13
Cat5	0,20	10,1	2,39	0,45	1,5	5,4



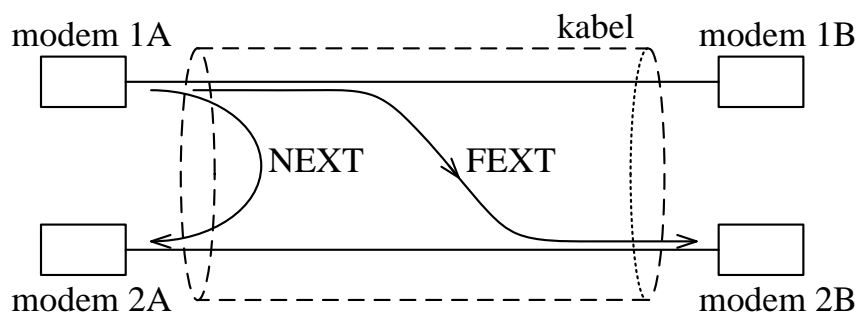
Obr. 6.17. Porovnání kmitočtového průběhu měrného útlumu $\alpha(f)$ pro kabely dle Tab. 6-2 modelu KHM.

Kapitola 6.1 byla věnována vložnému útlumu vedení, který má zásadní vliv na dosažitelnou přenosovou rychlost. Rozsah problematiky modelování přenosových vlastností kabelů je značný a cílem této kapitoly nebylo realizovat komplexní rozbor v této problematice, ale provést porovnání telekomunikačních a napájecích kabelů a zejména analyzovat jejich charakteristické vlastnosti v kmitočtové oblasti využívané širokopásmovými technologiemi. Proto zde byly uvedeny významné modely vedení, jak pro telekomunikační kabely, tak pro napájecí kabely, využívané technologiemi PLC. Byl analyzován vliv zakončovací impedance, odvozeny vztahy pro vysvětlení průběhu charakteristické impedance na vyšších kmitočtech. Vlastnosti telekomunikačních a napájecích kabelů byly porovnány a bylo prezentováno, že tak jako je vliv měrné vodivosti u telekomunikačních kabelů téměř zanedbatelný vůči vlivu měrného odporu, je právě naopak vliv měrný odporu téměř zanedbatelný vůči vlivu měrné vodivosti u kabelů napájecích. Výsledkem je odlišný kmitočtový průběh vložného útlumu, který je dán jinou kmitočtovou závislostí měrného odporu a měrné vodivosti. Znovu je však potřeba připomenout, že na vyšších kmitočtech mají kabely, a to zvláště napájecí, značný rozptyl parametrů a modely tak oproti konkrétnímu kabelu mohou vykazovat bez zpřesnění měření nepřilíš vypovídající výsledky. Co však

zůstává charakteristické, odhlédneme-li od přesnosti výsledné hodnoty vložného útlumu, jsou konstantní a čistě reálný průběh charakteristické impedance na vyšších kmitočtech a odlišný průběh vložného útlumu pro telekomunikační kabely a kabely napájecí. Problematice simulací vlastností napájecích kabelů pro aplikace v PLC technologiích a dosažitelných vlastností PLC technologií se dlouhodobě věnuji, další podrobnosti mohou být nalezeny např. v [42] a [43].

6.2 Přeslechové rušení

Dalším významným vlivem limitujícím dosažitelnou přenosovou rychlost je přeslechové rušení. Dochází k němu v kabelech s více metalickými páry, kde souběžně pracuje více přenosových systémů. Tato problematika se tak týká telekomunikačních kabelů, neboť u PLC systémů v jednom napájecím kabelu zpravidla pracuje pouze jeden systém. Speciálním případem však mohou být PLC systémy využívající více vodičů k přenosu, tzv. MIMO systémy. Princip vzniku přeslechového rušení uvádí obr. 6.18.



Obr. 6.18. Princip vzniku přeslechů NEXT a FEXT.

Signál vysílaný systémem 1 se dostává elektromagnetickou vazbou na sousední pár, kde pracuje systém 2. Rozlišujeme dva základní typy přeslechu, a to přeslech na blízkém konci NEXT (Near End CrossTalk) a přeslech na vzdáleném konci FEXT (Far End CrossTalk). Každý přenosový systém tak ovlivňuje všechny ostatní přenosové systémy pracující v daném kabelu a stejně tak je jimi ovlivňován a rušen. V případě přeslechu na blízkém konci NEXT se část vysílaného signálu dostává do přijímačů systémů pracujících na stejném konci kabelu. Jsou jim tedy ovlivněny systémy, které v tomto kmitočtovém pásmu, kde vysílá modem 1A, přijímají signál.

Přeslech na vzdáleném konci FEXT spočívá v rušení systémů na protějším (vzdáleném) konci kabelu, které přijímají signál v kmitočtovém pásmu, kde modem 1A vysílá. Z předešlého je zřejmé, že na míru projevu přeslechu má zásadní vliv použitá metoda duplexního přenosu a použité kmitočtové pásmo, kde je přenos realizován. V daném kabelu mohou pracovat stejné přenosové systémy nebo různé přenosové systémy.

V případě stejných systémů označujeme přeslech jako vlastní (self), např. Self-FEXT, pokud se jedná o různé systémy, tak jako nevlastní (foreign-crosstalk). Pokud mají v jednom kabelu pracovat různé systémy, musí být zajištěna tzv. spektrální kompatibilita mezi těmito systémy. Lze předpokládat, že systémy budou provozovány nezávisle na sobě v čase, a tak zatím co jeden systém již byl dříve inicializován a přenáší data, jiný systém může být

v daném okamžiku právě spuštěn, což vede k nárůstu rušení ostatních systémů pracujících v daném kabelu. Zejména je tedy potřeba zajistit, aby během inicializace systému nedocházelo k nepřiměřenému ovlivňování sousedních systémů a rovněž, aby již pracující systémy měly dostatečnou rezervu v odstupě SNR tak, aby spuštění dalšího systému nevedlo k nepřiměřenému nárůstu chybovosti již běžících systémů či dokonce k ukončení komunikace. V současné době tak širokopásmové systémy často umožňují automatickou adaptaci na aktuální rozložení odstupě SNR napříč kmitočtovým spektrem. To je jednou ze základních výhod širokopásmových systémů využívajících modulací s více nosnými. Systémy jsou inicializovány s rezervou v hodnotě odstupě SNR, tzv. noise margin, cca 6 dB napříč celým spektrem. V okamžiku inicializace dalšího systému pak dochází k snížení této rezervy v určitém kmitočtovém pásmu. Modemy pak na základě měření aktuálního odstupě SNR provedou postupnou re-alokaci bitů na jednotlivých nosných. Tato realokace je v xDSL systémech označována jako bitswap. K realokaci jsou využívány speciální vyhrazené (řídící) přenosové kanály, kde jsou zasílány zprávy, na které nosné má být přenos navýšen o jeden bit a kde naopak snížen tak, aby byla udržována konstantní hodnota rezervy v odstupě SNR napříč kmitočtovým pásmem.

6.2.1 Přeslech na blízkém konci NEXT

Zásadní je vliv přeslechu na blízkém konci NEXT, ale v případě, kdy v rámci jednoho kabelu pracují stejné systémy, lze jej téměř odstranit, pokud je použit kmitočtový duplex FDD, neboť všechny systémy na jedné straně kabelu využívají stejnou část kmitočtového spektra pro vysílání, respektive pro příjem. K rušení přeslechem NEXT pak nedochází díky tomu, že v kmitočtovém pásmu, kde modemy ruší, ostatní modemy nepřijímají signál, neboť zde rovněž pouze vysílají. Ovlivněná je tak pouze oblast kmitočtového pásma přechodu mezi směry přenosu. Právě efektivní omezení vlivu přeslechu NEXT pomocí FDD vedlo k masivnímu rozvoji tohoto duplexního schématu ve VDSL přenosových systémech. V G.fast přenosových systémech se používá časový duplex TDD, který rovněž z principu efektivně limituje vliv přeslechu na blízkém konci NEXT.

Obecně můžeme definovat absolutní hodnotu přenosové funkce přeslechu $H_{\text{xEXT}}(f)$, jak uvádí vztah (6.46), kde $PSD_{\text{xEXT}}(f)$ je výkonová spektrální hustota rušení daným přeslechem a $PSD_{\text{ruš}}(f)$ je výkonová spektrální hustota signálu vysílaného ovlivňujícím (rušícím) systémem.

$$PSD_{\text{xEXT}}(f) = PSD_{\text{ruš}}(f) \cdot |H_{\text{xEXT}}(f)|^2 \quad [\text{W/Hz}] \quad (6.46)$$

Často se také můžeme setkat s veličinou odstup přeslechu či útlum přeslechu na vzdáleném či blízkém konci ACR (Attenuation-to-crosstalk Ratio), který bychom mohli definovat, jak uvádí vztah (6.47).

$$A_{\text{xEXT}}(f) = -20 \cdot \log(|H_{\text{xEXT}}(f)|) \quad [\text{dB}] \quad (6.47)$$

V literatuře můžeme nalézt řadu vztahů modelujících přenosovou funkci přeslechlů, například přeslech na blízkém konci roste s druhou odmocninou třetí mocniny kmitočtu.

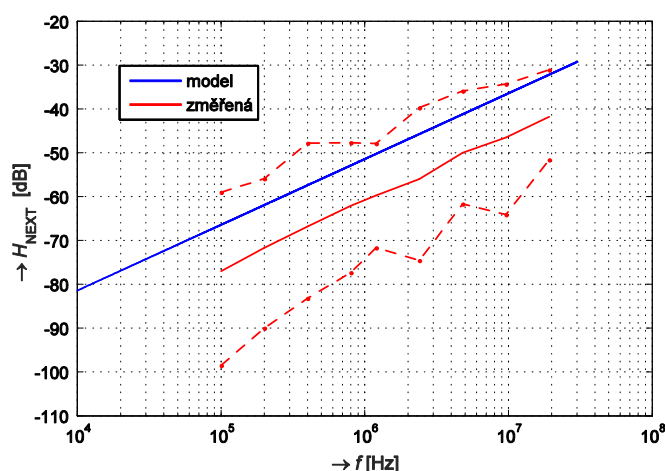
V literatuře [5] je uveden vztah (6.48), se kterým se můžeme v různých publikacích setkat v různých úpravách, kde N je počet rušících systémů.

$$PSD_{NEXT}(f) = PSD_{ruš}(f) \cdot \left(\frac{N}{49}\right)^{0,6} \frac{1}{1,34 \cdot 10^{13}} f^{\frac{3}{2}} \quad [W/Hz] \quad (6.48)$$

Tento vztah můžeme dále upravit, jak uvádí (6.49).

$$PSD_{NEXT}(f) = PSD_{ruš}(f) \cdot 0,722 \cdot 10^{-14} \cdot N^{0,6} f^{\frac{3}{2}} = PSD_{ruš}(f) \cdot K_{NEXT} \cdot N^{0,6} f^{\frac{3}{2}} \quad (6.49)$$

Hodnota $0,722 \cdot 10^{-14}$ je zde konstantou rušení K_{NEXT} pro daný typ kabelu a v různých pramenech se můžeme setkat s různými konstantami, např. v [6] $0,882 \cdot 10^{-14}$. Přenosová funkce přeslechu však není mezi jednotlivými páry stejná, neboť je zcela logicky ovlivněna vzdáleností mezi danými páry a dalšími vlivy, jako je například zakončovací impedance. V tomto směru je podstatné, zdali konstanta vyjadřuje průměrnou hodnotu přeslechu, či například hodnotu, která reprezentuje určité procento nevýznamněji rušených párů v kabelu, tzv. nejhorší případ - worst case. Jak zásadní může být rozdíl mezi vlivem přeslechu na blízkém konci na jednotlivé systémy pracující v daném kabelu demonstruje obr. 6.19.



Obr. 6.19. Srovnání modelu přenosové funkce a změřených hodnot přeslechu na blízkém konci NEXT.

V obr. 6.19 je porovnán model dle vztahu (6.48) s reálným měřením převzatým z technické zprávy SPT TELECOM [12]. Měřeno bylo celkem 10 párů v 60 párovém kabelu délky 1,98 km v Brně. Červená čára vyjadřuje průměrnou hodnotu přeslechové funkce, zatímco přerušované čáry průměr z 10% nejhorších resp. nejlepších hodnot. Měření potvrzuje, že přeslech na blízkém konci roste s druhou odmocninou třetí mocniny kmitočtu, neboť směrnice obou závislostí, jak modelu, tak průměrné hodnoty jsou stejné. Z obr. 6.19 je ale rovněž patrné, že rozdíl mezi průměry 10% nejhorších a nejlepších hodnot je až 40 dB. Pokud bychom chtěli zpřesnit model dle vztahu (6.49) pro tento měřený kabel, byla by konstanta K_{NEXT} o řád vyšší, pokud by vztah měl vyjadřovat průměrnou hodnotu. Naopak pokud by měl vyjadřovat průměr 10% nejvýznamněji rušených párů, byla by naopak konstanta K_{NEXT} o řád nižší. V literatuře, např. [8], nalezneme i složitější modely, kde je

započtena i zakončovací impedance, či je zpřesněna funkce vlivu počtu rušících párů, ve vztahu (6.49) $N^{0,6}$.

6.2.2 Přeslech na vzdáleném konci FEXT

Přeslech na vzdáleném konci FEXT je stejně jako užitečný signál tlumen přenosem. Po dlouhá léta nebyl v xDSL systémech nijak potlačován, ale jeho vliv u přenosových systému pracujících na větší vzdálenosti s nižšími přenosovými rychlostmi, z dnešního pohledu, např. ADSL, ADSL 2+, VDSL, nebyl příliš významný. Se zvyšující se přenosovou rychlostí a snižující se používanou délkou kabelu však u moderních přenosových systémů, např. VDSL2 Vplus a G.fast, se stal vliv přeslechu na vzdáleném konci FEXT natolik limitující, že byly navrženy techniky k jeho potlačování. Tyto techniky, označované jako vektorová modulace DMT či vektorování specifikuje doporučení ITU.T G.993.5 " Self-FEXT cancellation (vectoring) for use with VDSL2 transceivers".

Potlačování vlastního přeslechu FEXT (Self-FEXT) vyžaduje, aby byly všechny linky z jednoho kabelu připojeny do jednoho DSLAMu a přenos probíhal, tj. vysílání DMT symbolů, synchronně. Potlačování je realizováno v kmitočtové oblasti zpracování signálu, kdy "fázory" nosných, korespondující dle konstelačního diagramu QAM přenášeným bitům jsou předzkreslovány o korekci na rušení přeslechem FEXT od ostatních modemů připojených k DSLAMu. Potlačován je zpravidla pouze přeslech přenosu od DSLAMu k účastnickému modemu v tzv. downstream či sestupném směru. Podrobněji se problematice vektorování budeme věnovat později.

Pro vyjádření vlivu přeslechu na vzdáleném konci FEXT nalezneme v literatuře, např. [5], [6], v různých úpravách vztah (6.50).

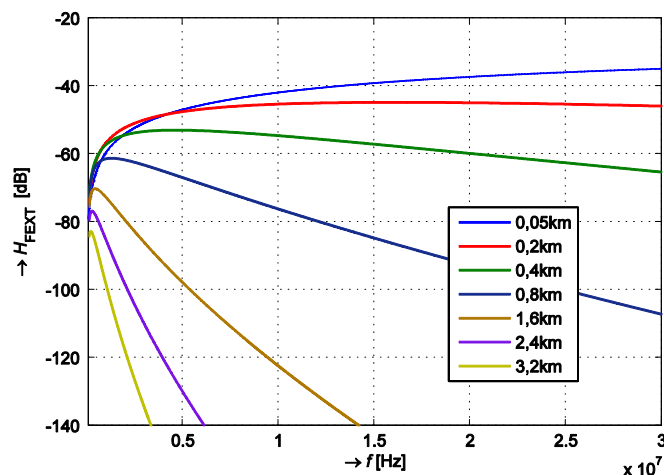
$$PSD_{\text{FEXT}}(f) = PSD_{\text{ruš}}(f) \cdot \left(\frac{N}{49}\right)^{0,6} \cdot k \cdot l \cdot f^2 \cdot |H(f)|^2 \quad [\text{W/Hz}] \quad (6.50)$$

Ve vztahu je l délka vazební cesty v metrech, $|H(f)|$ je přenosová funkce jednoho páru v kabelu a k je konstanta pro daný typ kabelu. V literatuře je často konstanta uváděna pro délku l ve stopách a je nutný přepočítání na metry. Rovněž je důležité, zdali se vztahuje k průměrné hodnotě či několika procentům nehorších případů. Přeslech na vzdáleném konci FEXT roste s druhou mocninou kmitočtu, tedy více jak přeslech NEXT a zároveň s délkou kabelu l , ovšem je významně snižován s délkou kabelu s ohledem na útlum kabelu, ve vztahu vyjádřen jeho přenosovou funkcí $|H(f)|$. Vztah můžeme podobně jako v předchozím případě upravit do tvaru, jak uvádí vztah (6.51).

$$PSD_{\text{FEXT}}(f) = PSD_{\text{ruš}}(f) \cdot K_{\text{FEXT}} \cdot N^{0,6} \cdot l \cdot f^2 \cdot |H(f)|^2 \quad [\text{W/Hz}] \quad (6.51)$$

Konstanta K_{FEXT} je v [5] uváděna pro jeden zdroj rušení pro délku l ve stopách $8 \cdot 10^{-20}$. Po přepočtu pro použití ve vztahu (6.51) je pak rovna $2,62 \cdot 10^{-19}$. Dle [6] je K_{FEXT} pro 10 zdrojů rušení $3,083 \cdot 10^{-20}$ a po přepočtu pro použití ve vztahu (6.51) je rovna $2,54 \cdot 10^{-20}$. Ze vztahu (6.50) je zřejmé, že na kmitočtové závislosti přenosové funkce přeslechu na vzdáleném konci FEXT se podílí více vlivů. Který bude dominantní a zda průběh bude

s kmitočtem růst či klesat nelze obecně říci, jako tomu bylo u přeslechu na blízkém konci, kde jednoznačně přeslech narůstal s rostoucím kmitočtem. Přeslech narůstá lineárně se vzdáleností l a kubicky s kmitočtem f , ovšem je snižován útlumem kabelu.



Obr. 6.20. Přenosová funkce přeslechu FEXT pro různé délky kabelu.

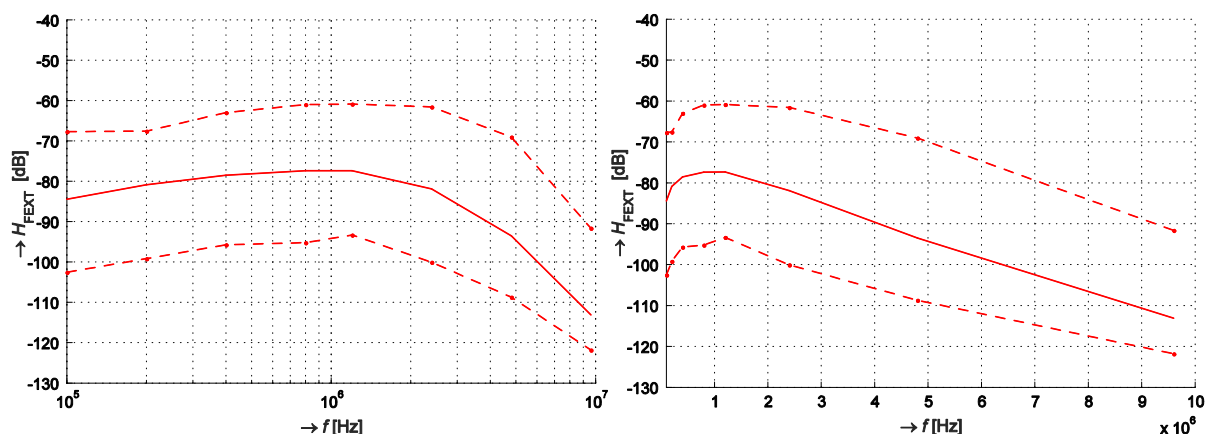
Pro posouzení tedy realizujeme simulaci opět pro kabel BT_duwg s průměrem vodičů 0,5 mm. Obr. 6.20 uvádí průběh přenosové funkce přeslechu na vzdáleném konci $H_{\text{FEXT}}(f)$ pro různé délky kabelu. Uvážíme-li rušící systém vysílající se spektrální výkonovou hustotou -40 dBm/Hz a úroveň šumu -130 dBm/Hz, k přeslechu dochází do hodnoty přenosové funkce $H_{\text{FEXT}}(f)$ -90 dB. Pod tuto hodnotu již je rušení přeslechem na vzdáleném konci FEXT pod úrovní šumu.

Jak je z obr. 6.20 patrné, k významnému rušení na vyšších kmitočtech dochází na malých vzdálenostech cca pro délky 0,05 až 0,4 km. Pro délky kabelu nad 1 km již je útlum kabelu, vyjádřený ve vztahu (6.51) jeho přenosovou funkcí $|H(f)|$, tak vysoký, že se přeslech na vzdáleném konci na vyšších kmitočtech neuplatňuje, neboť je pod úrovní šumu.

Výsledek zcela koresponduje s tvrzením v úvodu, neboť pro systémy pracující na větších vzdálenostech, např. ADSL, ADSL2 či VDSL, je vliv přeslechu na vzdáleném konci FEXT minimální, zatímco pro nové vysokorychlostní systémy VDSL2 Vplus či G.fast, pracující na délkách kabelu 50 až 400 m velmi významný a je zcela opodstatněné jej eliminovat.

Pro validaci modelu přenosové funkce přeslechu využijeme podobně jako v případě přeslechu na blízkém konci NEXT reálná měření, převzata z technické zprávy SPT TELCOM [12]. Obr. 6.21 uvádí změřený průběh přeslechové přenosové funkce $|H_{\text{FEXT}}(f)|$ přeslechu na vzdáleném konci FEXT pro kabel o délce 1,8 km.

Z obr. 6.21, porovnáním s obr. 6.20, je patrné, že se jedná o měření kabelu s větší vzdáleností. Stejně jako u přeslechu na blízkém konci NEXT je průměrná hodnota uvedena plnou čarou a průměr 10% nejlepších a nejhorších hodnot čarami přerušovanými. Je patrné, že rozdíl mezi průměrnou hodnotou a průměrem 10% nejlepších či nejhorších hodnot je rozdíl cca 20 dB.



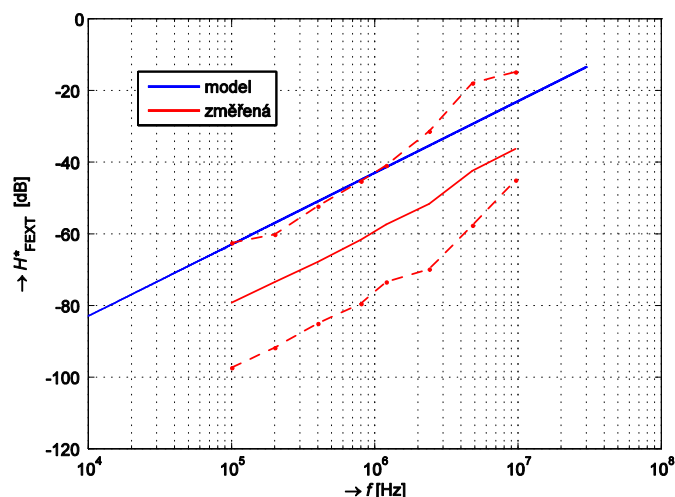
Obr. 6.21. Změřené průběhy přenosové funkce přeslechu na vzdáleném konci FEXT.

Pro posouzení, zda model přeslechu na vzdáleném konci FEXT dle vztahu (6.51) koresponduje změřeným hodnotám, je nutno ze změřených hodnot eliminovat vliv útlumu přenosového kanálu a získat průběh závislosti $H_{\text{FEXT}}^*(f)$, jak uvádí vztah (6.52). V jednotkách dB se jedná o odečtení přenosové charakteristiky kabelu viz vztah (6.53), která byla rovněž změřena.

$$\begin{aligned} PSD_{\text{FEXT}}(f) &= PSD_{\text{ruš}}(f) \cdot K_{\text{FEXT}} \cdot N^{0,6} \cdot l \cdot f^2 \cdot |H(f)|^2 = \text{[W/Hz]} \\ &= PSD_{\text{ruš}}(f) \cdot H_{\text{FEXT}}^*(f) \cdot |H(f)|^2 \end{aligned} \quad (6.52)$$

$$\text{kde } H_{\text{FEXT}}^*(f) = K_{\text{FEXT}} \cdot N^{0,6} \cdot l \cdot f^2 \quad [-]$$

$$H_{\text{FEXT}}^*(f) = H_{\text{FEXT}}(f) - H(f) \quad [\text{dB}] \quad (6.53)$$

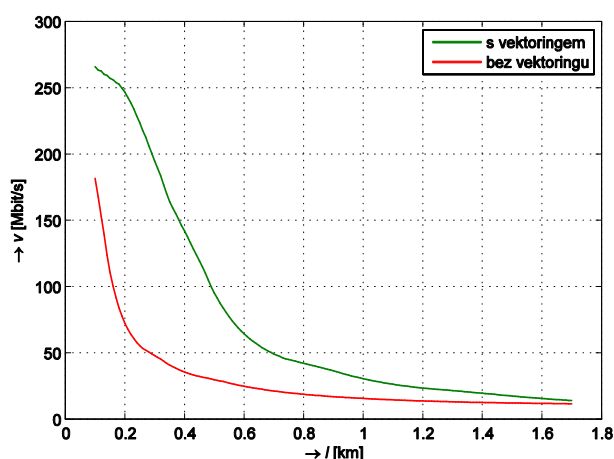


Obr. 6.22. Srovnání modelu části přenosové funkce $H_{\text{FEXT}}^*(f)$ a změřených hodnot přeslechu NEXT.

Z obr. 6.22, porovnáním směrnice přímek změřené a modelované závislosti průběhu $H_{\text{FEXT}}^*(f)$ je zřejmé, že model koresponduje reálnému měření a $H_{\text{FEXT}}^*(f)$ roste s druhou mocninou kmitočtu. Použitá konstanta $K_{\text{FEXT}} = 2,54 \cdot 10^{-20}$ odpovídá v našem případě cca průměru 10% nejhorších případů.

6.2.3 Vektorová DMT modulace - vektoring

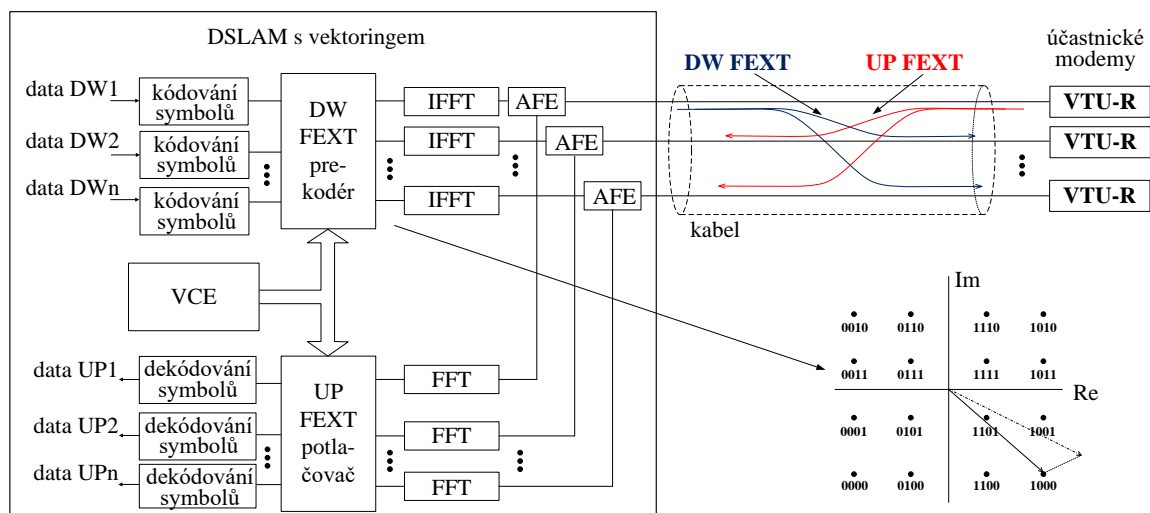
Analýza závislosti přeslechového rušení na vzdáleném konci FEXT prezentovaná v obr. 6.20 prokázala opodstatnění potlačování tohoto typu přeslechů v přenosových technologiích pracujících na krátké vzdálenosti, zejména VDSL2 Vplus a G.fast. Jak již bylo uvedeno, pro účel potlačení přeslechu FEXT byla vyvinuta a standardizována modifikovaná metoda označovaná jako vektorová modulace DMT či vektoring, kterou specifikuje doporučení ITU.T G.993.5, též označované jako G.vector [13]. Přínos v navýšení přenosové rychlosti při aplikaci této metody přenosu v důsledku potlačování přeslechu FEXT pro VDSL2 Vplus technologii v sestupném směru prezentuje obr. 6.23.



Obr. 6.23. Porovnání dosažených přenosových rychlostí s a bez vektorové modulace DMT.

Princip potlačování přeslechu na vzdáleném konci FEXT metodou vektorové modulace DMT - vektoringu pro oba směry přenosu uvádí obr. 6.24. Potlačování pro oba směry přenosu, tj. sestupný downstream DW i vzestupný upstream UP, je realizováno v DSLAMu, který má informace o přenášených datech v obou směrech na všech xDSL linkách a je tedy schopen jako jediný prvek v DSL síti jej realizovat [14]. Vektorová DMT modulace, neboli vektoring v podstatě modifikuje DMT modulační systém na systém typu MIMO (Multiple-input multiple-output), ovšem nikoli v pravém slova smyslu, neboť se zde nejedná o jeden přenosový systém, ale o potlačování mezi individuálními systémy pracující na jednotlivých linkách v rámci kabelu s centrálním prvkem, tj. DSLAMem. Některé principy a metody využívané v systémech MIMO se zde však uplatňují.

Potlačování může být realizováno v obou směrech, anebo jen ve směru sestupném DW, kde dosažení požadované rychlosti může být, s ohledem na asymetrii a vyšší požadovanou rychlost v tomto směru, kritičtější. Doporučení ITU.T G.993.5 [13] specifikuje jen postupy pro potlačování přeslechu v sestupném směru DW neboť potlačování přeslechu ve vzestupném směru UP nevyžaduje specifikaci součinnosti mezi modemy, nicméně jsou zde definovány řídicí signály a časování, které umožňuje realizovat potlačování ve vzestupném směru [14]. Jak je patrné z obr. 6.24, potlačování přeslechového rušení FEXT je v jednotlivých směrech, tj. sestupném DW a vzestupném UP, realizováno odlišně.



Obr. 6.24. Princip potlačení přeslechů FEXT - vektoring.

Zatímco ve vzestupném směru UP je potlačován přeslech FEXT v přijímaném signálu pomocí FEXT potlačovače (canceller), v sestupném směru DW je na základě znalosti vysílaných dat a charakteristik FEXT přenosových cest na jednotlivých linkách modifikován v prekodéru vysílaný signál tak, aby zahrnoval korekci oproti rušení přeslechem FEXT, ke kterému během přenosu dojde. Tato metoda samozřejmě vyžaduje i modifikovaný účastnický modem, který tuto modifikovanou modulační metodu podporuje. Jedná se o modifikace v inicializačních sekvencích při navazování komunikace, kdy jsou realizována měření přeslechových cest, ale i v průběhu přenosu. Jednotlivé účastnické modemy rovněž nemohou zahájit přenos nekoordinovaně, neboť by skokově narostlo rušení přeslechem FEXT všem konkurenčním modemům. Je zde využíván synchronizační symbol, který nepřenáší uživatelská data, vysílaný v systému VDSL2 v každém 256 DMT symbolu, viz kapitola 3.1, kde jsou přenášeny speciální testovací sekvence, umožňující určení koeficientů FEXT přenosových cest. Potlačování je realizováno v kmitočtové oblasti, což snižuje výpočetní náročnost, ale vyžaduje, aby všechny linky pracovaly synchronně s přesností cca 1 μs [14].

Jak DSLAM, tak účastnické modemy musí tedy DMT symboly vysílat synchronně a není přípustné připojovat více DSLAMů k jednomu kabelu. Vlastní princip eliminace přeslechů na vzdáleném konci FEXT spočívá v odečtení od jednotlivých fázorů nosných, které jsou výsledkem číslicově realizované QAM modulace, příspěvků kmitočtově korespondujících fázorů nosných z ostatních linek, jejichž hodnota je násobena komplexním číslem korespondujícím korekci přenosové cesty přeslechu FEXT na daném kmitočtu. V sestupném směru, jak již bylo uvedeno, jsou naopak fázory předzkreslovány o odhadovaný vliv FEXT rušení konkurenčními systémy. Tyto korekční koeficienty přeslechů FEXT jsou obsahem kanálových matic jednotlivých nosných a jsou určeny během inicializace komunikace každého modemu zahajujícího komunikace a následně během přenosu adaptovány. Správu těchto kanálových matic zajišťuje blok Vectoring Control Entity (VCE).

Prekodér, viz obr. 6.24, realizuje pro každou i -tou nosnou násobení vektoru \mathbf{u}_i , obsahujícího komplexní čísla reprezentující fázory dle QAM modulace jednotlivých koordinovaných DMT systémů, s maticí definující předzkreslení \mathbf{F}_i (pre-coding matrix) na této

i -té nosné, která je určena z kanálové matice, jak bude dále uvedeno. Účastnické modemy pak přijímají na i -té nosné každý jeden prvek vektoru \mathbf{y}_i , tj. komplexní číslo reprezentující fázor QAM modulace na dané nosné s potlačeným vlivem přeslechu od konkurenčních systémů, jak uvádí vztah (6.54).

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{H}_i \cdot \mathbf{F}_i \cdot \mathbf{u}_i + \mathbf{r}_i \quad (6.54)$$

Kanálová matice \mathbf{H}_i obsahuje komplexní čísla specifikující přenosové funkce přeslechu FEXT mezi jednotlivými konkurenčními modemy na i -té nosné, krom hlavní diagonály kde jsou hodnoty přímých vazeb. Vektor \mathbf{r}_i zahrnuje šum. Odhad matice \mathbf{F}_i definující předzkreslení je inverzní maticí odhadu normalizované kanálové matice $\hat{\mathbf{H}}_i$ [13], [14], jak uvádí vztah (6.55).

$$\hat{\mathbf{F}}_i = \left(\mathbf{diag}(\hat{\mathbf{H}}_i)^{-1} \cdot \hat{\mathbf{H}}_i \right)^{-1} = \left(\begin{bmatrix} \hat{h}_{11}^{-1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \hat{h}_{22}^{-1} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \hat{h}_{kk}^{-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{h}_{11} & \hat{h}_{12} & \dots & \hat{h}_{1k} \\ \hat{h}_{21} & \hat{h}_{22} & \dots & \hat{h}_{2k} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{h}_{k1} & \hat{h}_{k2} & \dots & \hat{h}_{kk} \end{bmatrix} \right)^{-1} \quad (6.55)$$

Po dosazení vztahu (6.55) do vztahu (6.54) obdržíme přijímaný vektor \mathbf{y}_i i -té nosné, jak uvádí (6.56). V důsledku normalizace kanálové matice \mathbf{H}_i je každý prvek násoben koeficientem přímé cesty, a tak aplikace vektroingu vrací stejný výsledek co do váhy v přímé cestě, jako bez její aplikace, a tak další zpracování není nijak nepříznivě ovlivněno změnou váhy.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_i &= \mathbf{H}_i \cdot \mathbf{F}_i \cdot \mathbf{u}_i + \mathbf{r}_i \cong \mathbf{H}_i \cdot \left(\mathbf{diag}(\hat{\mathbf{H}}_i)^{-1} \cdot \hat{\mathbf{H}}_i \right)^{-1} \cdot \mathbf{u}_i + \mathbf{r}_i = \\ &= \mathbf{H}_i \cdot \hat{\mathbf{H}}_i^{-1} \cdot \mathbf{diag}(\hat{\mathbf{H}}_i) \cdot \mathbf{u}_i + \mathbf{r}_i = \mathbf{diag}(\hat{\mathbf{H}}_i) \cdot \mathbf{u}_i + \mathbf{r}_i \end{aligned} \quad (6.56)$$

V případě potlačování přeslechu FEXT ve vzestupném směru, kdy je potlačení realizováno v přijímači, viz obr. 6.24, bude pořadí ve vztahu (6.54) změněno, jak uvádí vztah (6.57).

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{B}_i \cdot \mathbf{H}_i \cdot \mathbf{u}_i + \mathbf{r}_i \quad (6.57)$$

V důsledku toho pak bude odhad matice \mathbf{B}_i definující potlačování přeslechu definován, jak uvádí vztah (6.58).

$$\hat{\mathbf{B}}_i = \left(\hat{\mathbf{H}}_i \cdot \mathbf{diag}(\hat{\mathbf{H}}_i)^{-1} \right)^{-1} = \mathbf{diag}(\hat{\mathbf{H}}_i) \cdot \hat{\mathbf{H}}_i^{-1} \quad (6.58)$$

Po dosazení vztahu (6.58) do (6.57) obdržíme přijímaný vektor \mathbf{y}_i i -té nosné, jak uvádí vztah (6.59).

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{B}_i \cdot \mathbf{H}_i \cdot \mathbf{u}_i + \mathbf{r}_i \cong \mathbf{diag}(\hat{\mathbf{H}}_i) \cdot \hat{\mathbf{H}}_i^{-1} \cdot \mathbf{u}_i + \mathbf{r}_i = \mathbf{diag}(\hat{\mathbf{H}}_i) \cdot \mathbf{u}_i + \mathbf{r}_i \quad (6.59)$$

Algoritmy určení kanálových matic \mathbf{H}_i , respektive postup určení matic překodéru \mathbf{F}_i , jsou popsány přímo v přílohách doporučení ITU-T G.993.5 [13]. Uvážíme-li VDSL2 systém

Vplus profil 998-ADE35-B s celkovým počtem 8192 nosných a DSLAM o 48 linkách, jedná se v sestupném směru o 6971 nosných, a tedy stejný počet kanálových matic rozměru 48x48, a tedy potlačování přeslechu FEXT pouze v sestupném směru představuje bez započtení náročnosti určování matic prekodéru $48^2 \cdot 6971 = 16 \cdot 10^6$ násobení s akumulací navíc v každém DMT symbolu, tedy cca $64 \cdot 10^9$ násobení s akumulací za sekundu. I když výpočtová náročnost je značná, přínosy aplikace potlačování přeslechu FEXT pro moderní systémy pracující na krátkých vzdálenostech rovněž, jak bylo patrné již v úvodu z obr. 6.23.

Kapitola 6.2 byla věnována problematice rušení přeslechy na blízkém a vzdáleném konci, ke kterému dochází na telekomunikačních kabelech. Krom popisu principu těchto přeslechů byly uvedeny vztahy modelující kmitočtovou závislost jejich přenosových funkcí. Tyto vztahy byly následně ověřeny porovnáním s výsledky reálných měření, které potvrdily, že průběh přeslechové přenosové funkce na blízkém konci odpovídá uváděné aproximaci a roste tedy s třetí mocninou druhé odmocniny kmitočtu. Obdobně byla realizována i validace vztahu pro přeslech na vzdáleném konci, která opět potvrdila platnost uváděných vztahů, které korespondovaly změřeným průběhům.

Přeslech na vzdáleném konci roste s druhou mocninou kmitočtu a lineárně se vzdáleností, je však tlumen útlumem použitého kabelu. Pro posouzení těchto vlivů se vzdáleností byly realizovány simulace pro různé vzdálenosti, ze kterých vyplývá, že vliv přeslechu na vzdáleném konci je dominantní pro vzdálenosti cca do 0,5 km. Nad tuto vzdálenost již začíná dominovat útlum použitého kabelu. Pro potlačování přeslechu na vzdáleném konci byla vyvinuta metoda vektorové DMT modulace, která je dle ITU-T standardizována.

Dle prezentované simulace je nasazení vektorové DMT modulace efektivní pro kratší vzdálenosti cca pod 0,5 km. Principu vektorové DMT modulace byla věnována kapitola 6.2.3. Potlačování přeslechu na vzdáleném konci může být realizováno jak pro sestupný, tak i vzestupný směr přenosu. Doporučení ITU-T [13] specifikuje postupy během přenosu a procedury během inicializace přenosu vektorové DMT modulace.

Jak bylo z prezentace principu vektorové modulace patrné, výpočtová náročnost leží především na straně DSLAMu, který pro sestupný směr realizuje pre-kódování, tj. v podstatě předzkreslení signálu na vliv přeslechů od konkurenčních modemů, pracujících v jednom kabelovém svazku.

V kapitole 6.2.3. byl rovněž prezentován matematický základ a potřebné vztahy pro realizaci pre-kódování vycházející z tohoto ITU-T doporučení. Jak bylo v závěru kapitoly prezentováno, vektorová DMT modulace významně navyšuje potřebný výpočetní výkon, nicméně dokáže téměř dokonale eliminovat vliv přeslechu na vzdáleném konci.

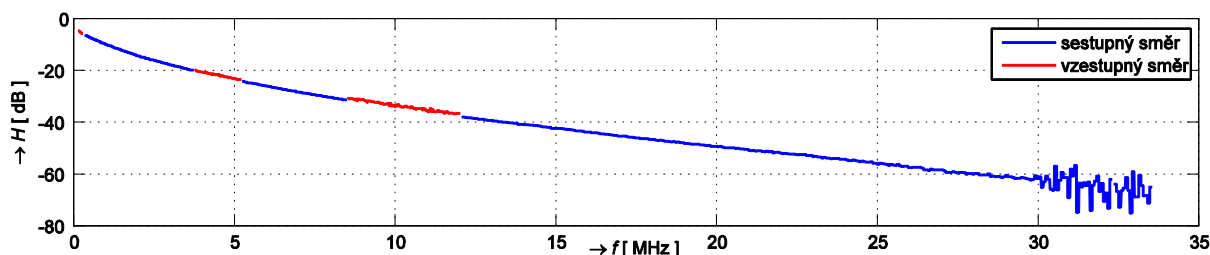
7 Měření přenosových vlastností širokopásmových technologií

V poslední kapitole se zaměříme na možnosti analýzy vlastností širokopásmových technologií v reálných podmínkách. Tedy možnostem získávání informací o aktuálních přenosových vlastnostech modemů při daných podmínkách instalace. Zde mohou být využity informace o vlastnostech navázaného spojení přímo z modemu či testeru emulujícího účastnický modem nebo lze propustnost a další přenosové parametry měřit.

7.1 Možnosti získávání provozních charakteristik z modemů

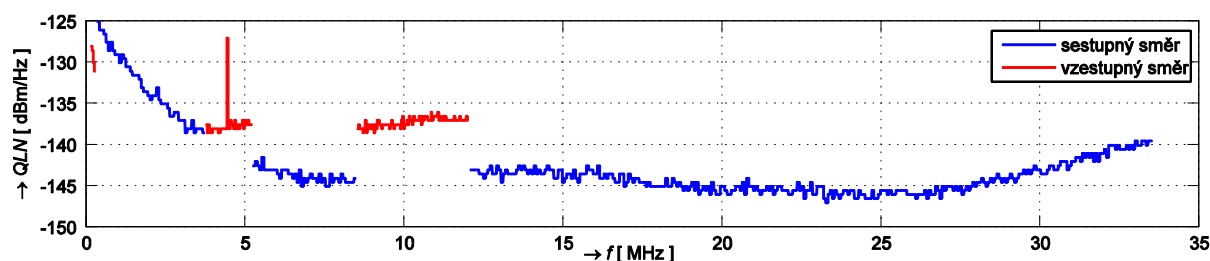
Výhodou širokopásmových technologií je, že díky velkému počtu nosných poskytují modemy či testery emulující modemy celou řadu kmitočtových charakteristik, a tak mohou modemy sloužit i ke kmitočtové analýze přenosového média. Získat tak lze např. přenosovou charakteristiku, rozložení rušení napříč kmitočtovým spektrem a řadu dalších charakteristik. Rovněž lze analyzovat, jak dané přenosové médium dokázala daná technologie využít, a to nejen z dosažené přenosové rychlosti, ale především z průběhu bitové alokace a průběhu odstupů SNR na jednotlivých nosných. Tyto informace pak mohou sloužit k optimalizaci zapojení přenosového média, nalezením problematických míst. Například nezakončené odbočky či další nehomogenity na přenosovém metalickém médiu jsou charakteristické významným snížením hodnoty SNR v úzké oblasti kmitočtového pásma. Bohužel rozsah dostupných informací se u jednotlivých širokopásmových technologií, ale i konkrétních výrobců liší. Navíc u běžných účastnických modemů jsou tyto informace málokdy k dispozici a dostupná je zpravidla jen informace o dosažené přenosové rychlosti, dosažitelné rychlosti a některé provozní statistiky, např. počty korektně a chybně přenesených rámců. Jinak tomu však je u modemu na straně poskytovatele. Zejména DSLAMy, tj. modemy technologií xDSL na straně poskytovatele disponují celou řadou diagnostických možností. V této práci byly využity zejména diagnostické možnosti DSLAMů Nokia, které máme instalovány v laboratoři na Ústavu telekomunikací na VUT v Brně. Pro ucelenou představu nyní bude uveden a okomentován set těchto charakteristik pro měření VDSL2 technologie s kmitočtovým profilem 998ADE35 s využitím simulátoru vedení s nastavenou vzdáleností 400 m.

Modemy při inicializaci měří s využitím pseudonáhodné posloupnosti komplexní přenosovou charakteristiku. Při tomto měření není ještě aplikována cyklická přípona a předpona ani inicializovány jednotlivé ekvalizéry a měření je realizováno v celém povoleném kmitočtovém pásmu. Výsledek měření je průměrem přenosu mnoha symbolů. Průběh modulu přenosové funkce $H(f)$ uvádí obr. 7.1. Zde je možno si všimnout zvýšeného vlivu rušení v pásmu nad 30 MHz, což je dáno nižší povolenou vysílací úrovní v tomto pásmu. Spektrální maska technologie VDSL2 profil 35b limituje hodnotu výkonové spektrální hustoty PSD na cca -56 dBm/Hz v oblasti do 30 MHz a dále již $-73,4$ dBm/Hz [50]. Změřená přenosová charakteristika je využita ke konfiguraci a inicializaci celé řady bloků modulačního systému. Na základě ní jsou spočteny koeficienty jednotlivých ekvalizérů, ustaveny zisky v celé řadě bloků modulatoru, s pomocí ní je stanoven vysílací výkon a hladina PSD. Pro potřeby analýzy poskytuje neocenitelné informace o vlastnostech přenosového média.



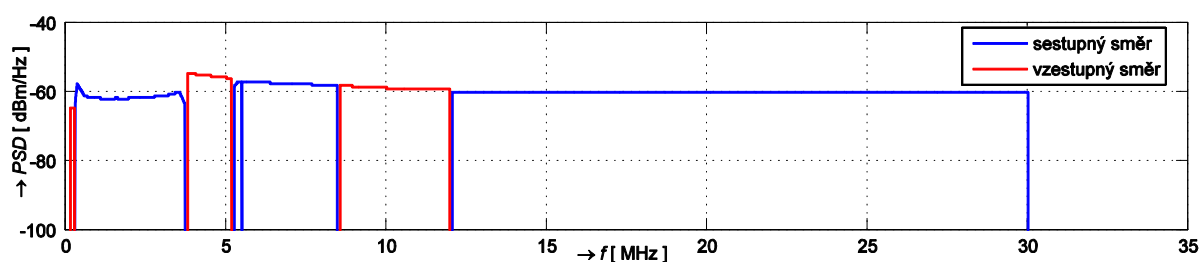
Obr. 7.1. Průběh přenosové funkce $H(f)$ VDSL2 998ADE35 při vzdálenosti 400 m.

Obr. 7.2 uvádí průběh QLN (Quiet Line Noise) funkce. Jedná se o průběh přijímané výkonové spektrální hustoty PSD během inicializace v okamžiku, kdy není vysílán signál. Tento průběh poskytuje informaci o hladině šumu a úrovni rušení a přeslechů od sousedních systémů pracujících v rámci kabelového svazku. Na obr. 7.2 je vidět zvýšená úroveň pro vzestupný směr v oblasti 10 MHz, což koresponduje většímu rušení na straně DSLAMu.



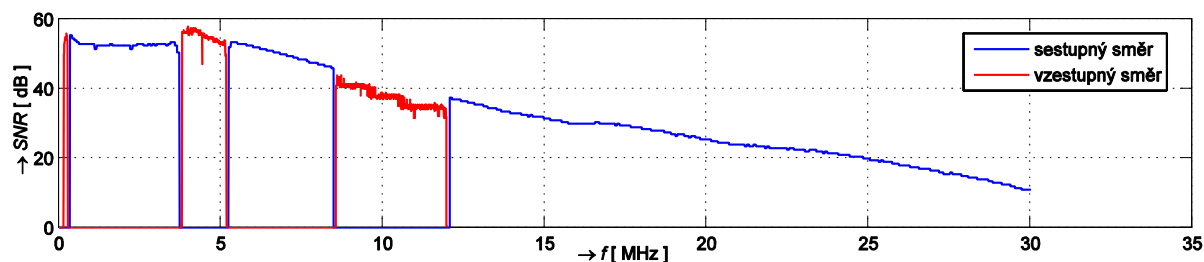
Obr. 7.2. Průběh QLN funkce VDSL2 998ADE35 při vzdálenosti 400 m.

Obr. 7.3 uvádí výkonovou spektrální hustotu vysílacího signálu PSD v obou směrech přenosu. Můžeme si zde všimnout, že kmitočtové pásmo nad 30 MHz není pro špatné přenosové vlastnosti s ohledem na výrazně nižší povolenou vysílací úroveň využito.



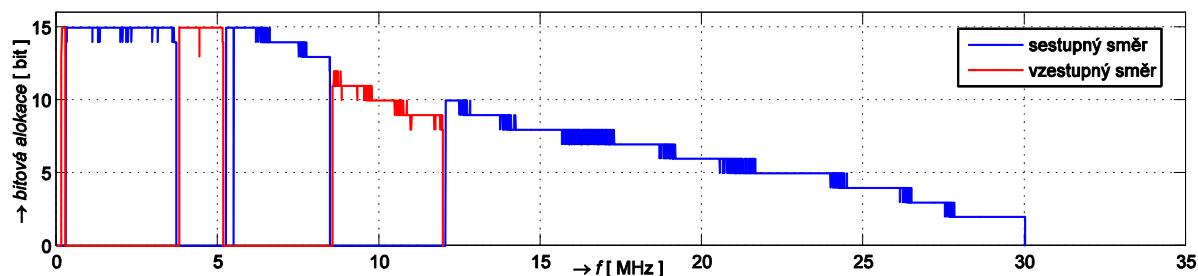
Obr. 7.3. Průběh $PSD(f)$ vysílaného signálu VDSL2 998ADE35 při vzdálenosti 400 m.

Obr. 7.4 uvádí průběh odstupů SNR. Odstup SNR je měřen po ustavení cyklické předpony i přípony a inicializaci jednotlivých ekvalizérů, základní trend průběhu však odpovídá průběhu přenosové funkce dle obr. 7.1, PSD vysílaného signálu obr. 7.3 a úrovni rušení obr. 7.2. Nižší odstup SNR v pásmu do 4 MHz je tak dán nižším vysílaným PSD v tomto pásmu, viz obr. 7.3. Nižší odstup SNR ve vzestupném směru v pásmu v blízkosti 10 MHz vyšší úrovni rušení, viz obr. 7.2. Pásmo nad 30 MHz není využito k přenosu.

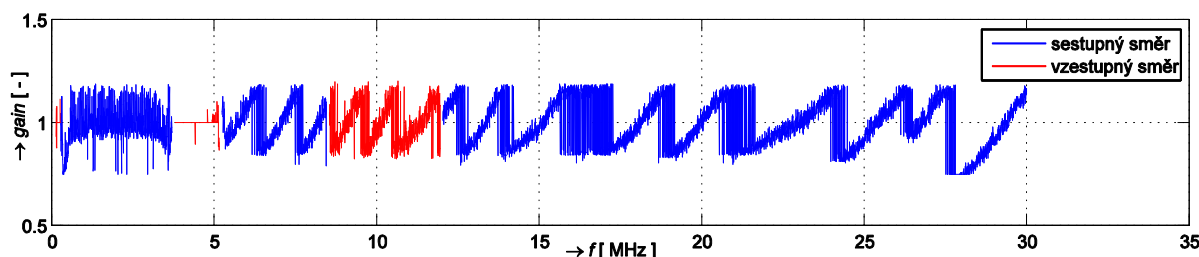


Obr. 7.4. Průběh $SNR(f)$ VDSL2 998ADE35 při vzdálenosti 400 m

Obr. 7.5 uvádí průběh bitové alokace, který jak je patrné, koresponduje rozložení odstupu SNR v obr. 7.4. Obr. 7.6 uvádí průběh kompenzačního zesílení $g(f)$, realizující kompenzaci schodkovitého průběhu s ohledem na celistvý počet přidělovaných bitů na jednotlivých nosných. Podrobnější informace lze nalézt v kapitole 3.2.3.



Obr. 7.5. Bitová alokace VDSL2 998ADE35 při vzdálenosti 400 m.



Obr. 7.6. Průběh vektoru zesílení $g(f)$ - gain scaling VDSL2 998ADE35 při vzdálenosti 400 m.

Obdobný set průběhů lze získat i pro další xDSL technologie, které tyto DSLAMy podporují, např. ADSL, ADSL2+, VDSL a G.fast. Některé z nich byly již v této práci prezentovány, a proto je zde nebudeme znovu uvádět. Krom výše uvedených průběhů, které jsou dostupné z konzole DSLAMu Nokia ve specifickém datovém formátu, odlišném pro každou veličinu, můžeme získat i další hodnoty a statistiky. Jsou jimi zejména navázaná rychlost v obou směrech, dosažitelná rychlost, úroveň vysílaného signálu pro oba směry přenosu a další. Jak již bylo uvedeno, rozsah dostupných informací o aktuálních přenosových vlastnostech se v jednotlivých technologiích liší. Zejména v PLC technologiích jsou možnosti takto důkladné analýzy, která byla prezentována pro VDSL2 technologii, často nedostupné. Výjimečně zde bývají dostupné závislosti odstupu SNR či bitové alokace, zpravidla však pouze hodnoty rychlostí na fyzické vrstvě v obou směrech přenosu.

7.2 Měření přenosových vlastností

Objektivní metodou posouzení přenosových vlastností jednotlivých technologií je jejich měření. Hned v úvodu je nutno poznamenat, že jednotlivé technologie nelze porovnávat dle rychlosti udávané výrobcem např. diagnostickým softwarem modemu. Zvláště markantní je rozdíl při porovnání xDSL a PLC technologií. Zatímco xDSL technologie uvádí, jak bude i v měření následně potvrzeno, rychlost na linkové vrstvě, PLC modemy např. standardu HomePlug uvádí hrubou přenosovou rychlost a rychlost na linkové vrstvě je oproti ní cca poloviční, jak může být vidět v již dříve uvedené tabulce tab. 4-4 v kapitole 4.2.1. Dalším již dříve zmíněným rozdílem xDSL a PLC technologií, který ovlivňuje i metodiku měření je, že xDSL modemy pracují na vyhrazeném médiu, zatímco širokopásmové PLC modemy na sdíleném médiu. Dosaženou rychlost tak bude ovlivňovat počet současně provozovaných modemů, ale i zda-li testujeme přenos obousměrný či jednosměrný. To již však závisí i na typu dané PLC technologie.

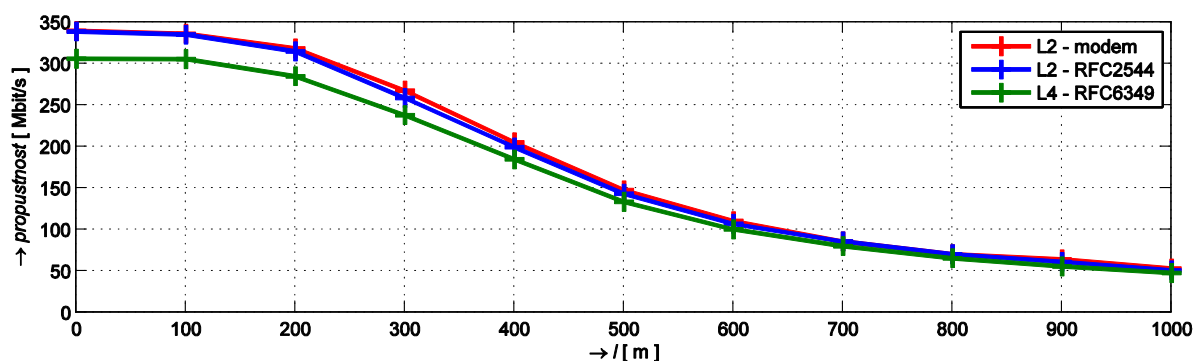
Pro účely testování můžeme využít metody dle RFC2544 [62], dle ITU-T Y.1564 [63] a RFC6349 [64], které jsou běžně síťovými testery podporovány. Každá z uvedených metod nabízí odlišný způsob testování, a proto pro komplexní vyhodnocení je vhodné využívat všechny. Pro dále prezentované výsledky testování byla využita dvojice testerů EXFO NetBlazer, a tedy prezentované chování a zkušenosti s výše uvedenými metodami se vztahují k implementaci těchto testovacích metod v přístrojích firmy EXFO.

Metody RFC2544 a RFC6349 dokáží určit maximální propustnost, RFC2544 využívá transportní protokol UDP, kdežto RFC6349 transportní protokol TCP. Oproti tomu metoda dle ITU-T Y.1564 dokáže ověřit dosažení požadované, přednastavené propustnosti. U metod dle RFC2544 a dle ITU-T Y.1564 lze definovat různé velikosti rámců, pro něž bude realizováno testování. U metody RFC2544 lze definovat set velikostí rámců, pro něž je realizováno měření propustnosti, zpoždění (latence), ztrátovosti a dalších. U metody dle ITU-T Y.1564 lze definovat více služeb, které jsou testovány individuálně, a poté souběžně. Každý profil má nastavenou přenosovou rychlost, velikost rámců, popř. náhodnou velikost rámců. Dále jsou specifikovány požadované, akceptovatelné hranice rychlosti, zpoždění, změny zpoždění a ztrátovosti. Metoda je určena především pro ověření parametrů připojení do sítě Internet, tzv. SLA (Service-Level Agreements). Jak již bylo uvedeno, metoda RFC6349 využívá transportní protokol TCP, čímž umožňuje vyhodnotit propustnost pro většinu běžných služeb, které využívají TCP protokol. Měření je však ovlivněno volbou velikosti TCP přijímacího okna - RWND (Receive WiNDow), dále jen TCP okna, které je určeno na začátku testu. Jeho nevhodným určením, jak bude i dále demonstrováno, dochází k chybnému určení hodnoty propustnosti. Proto je vhodné realizovat pro porovnání alespoň zkrácené měření metodou RFC2544. Testování pomocí uvedených metod je vhodné realizovat s pomocí dvojice testerů v tzv. duálním režimu, ač testy dle RFC2544 a Y.1564 lze realizovat pouze s jedním přístrojem. Všechny tři metody měří obousměrné zpoždění RTT (Round-Trip Time), pro individuální měření zpoždění v jednotlivých směrech přenosu je nutno k oběma testerům připojit zdroj synchronizace. Hodnoty zpoždění změřené jednotlivými metodami však nejsou srovnatelné, neboť metoda RFC2544 měří zpoždění při nejvyšší propustnosti, kterou změřila, metoda Y.1564 pro danou zátěž dle

nakonfigurovaného profilu a RFC6349 určuje hodnotu RTT na začátku testu pro stanovení velikosti TCP okna s minimální zátěží. Kombinací metod tak můžeme získat komplexní pohled na zpoždění přenosu v různých stupních zátěže testovaného systému.

7.2.1 Měření propustnosti

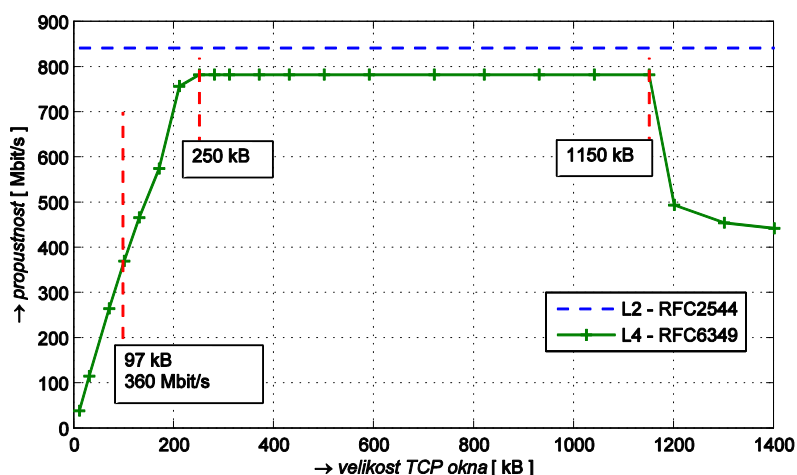
Nyní, s výsledky testů realizovanými výše uvedenými metodami, budou demonstrovány vlastnosti širokopásmových technologií. Patrně nejdůležitějším parametrem je dosažená propustnost (throughput). Tu lze měřit metodami RFC2544 a RFC6349. Metoda RFC2544 měří propustnost pomocí UDP transportního protokolu pro definovaný set velikostí rámců. Závislost propustnosti na velikosti rámců se však pro VDSL ani G.fast při měření neprojevila, a tedy ji zde ani nebudeme uvádět. Zcela jinak tomu je u technologií PLC, kde vliv velikosti rámce na dosažitelnou propustnost je zásadní. Výsledky měření PLC technologií však již byly uvedeny v kapitole 4.2.1. RFC2544 měří propustnost metodou postupné aproximace, kdy postupně hledá nejvyšší průchozí rychlost. Přesnost určené rychlosti lze nastavit, nicméně se vzrůstajícími požadavky na přesnost vzrůstá i doba trvání testu i na několik hodin. Rovněž doba ověřování propustnosti v každém kroku postupného přibližování k hledané hodnotě a počet validací ovlivní trvání celého testu. Jak může být z předchozího zřejmé, tato metoda není vhodná pro technologie, kde dochází ke spojitě změně/adaptaci přenosové rychlosti. Výsledek propustnosti je zobrazen pro druhou linkovou vrstvu (L2) i třetí síťovou (L3). RFC6349 měří propustnost s využitím TCP transportního protokolu. Na začátku testu je určena maximální průchozí hodnota MTU (Maximum Transmission Unit) a RTT. Z očekávané hodnoty propustnosti, tzv. BB (Bottleneck Bandwidth), kterou je nutno zadat na základě odhadu propustnosti a změřené hodnoty RTT je jejich vynásobením, převedením z jednotky bit na jednotku byte a zaokrouhlením na nejbližší vyšší hodnotu 2^x je určena velikost TCP přijímacího okna, která bude použita během testování. Určení správné velikosti TCP okna je u této metody zásadní a jak se během testování ukázalo, testery výše uvedeným způsobem zvolená velikost okna při vyšších rychlostech limitovala korektní měření rychlosti. Z těchto důvodů bylo nutno hodnotu TCP okna korigovat. Porovnání propustnosti změřené metodami RFC2544 a RFC6349 s přenosovou rychlostí udávanou v diagnostice modemu pro technologii VDSL2 Vplus uvádí obr. 7.7.



Obr. 7.7. Porovnání měření propustnosti dle RFC2544 a RFC6349 s údaji z diagnostiky modemu pro technologii VDSL2 profil 998ADE35 na vzdálenosti.

Z obrázku je patrné, že údaje o navázané rychlosti, uváděné v diagnostice modemu, odpovídají změřeným hodnotám propustnosti na 2. vrstvě metodou RFC2544. Rovněž propustnost určena metodou RFC6349 na 4. vrstvě koresponduje ztrátě propustnosti vlivem zapouzdření mezi danými vrstvami. Grafy zde uvádí hodnoty obousměrné propustnosti, tj. součet propustností v sestupném a vzestupném směru. Srovnatelných výsledků bylo dosaženo i při testování technologie G.fast. U technologií xDSL rychlost uváděná v diagnostice modemu odpovídá dosažitelné propustnosti na 2. vrstvě. Jinak je tomu však u PLC technologií, kde například při testování technologie HomePlug AV2, byla propustnost na 2. vrstvě při jednosměrném přenosu méně než poloviční oproti hodnotě uváděné v diagnostice modemu a méně než čtvrtinová při obousměrném přenosu. Výsledky měření PLC již byly uvedeny v tabulce tab. 4-4 v kapitole 4.2.1.

Vraťme se však k problematice měření propustnosti metodou RFC6349 a vlivu TCP okna na změřenou propustnost. Jak již bylo uvedeno velikost TCP přijímacího okna je určena na základě odhadu propustnosti (BB) a změřené hodnoty RTT. Hodnotu velikosti TCP okna nelze v testu RFC6349 přímo zadat, lze však buď zvýšit hodnotu odhadované propustnosti nebo zvětšit hodnotu RTT. Oba tyto přístupy byly ověřeny. Očekávanou propustnost lze v testu nastavit až do rychlosti rozhraní. Použijeme-li tedy vnější rozhraní 10 Gbit/s, můžeme očekávanou rychlost, a tím i velikost okna navýšit až cca 10x. Zvýšit hodnotu RTT lze s pomocí emulátoru zpoždění vloženého v kaskádě mezi modemem a testerem. Výsledky měření vlivu velikosti TCP přijímacího okna na změřenou hodnotu propustnosti uvádí obr. 7.8.



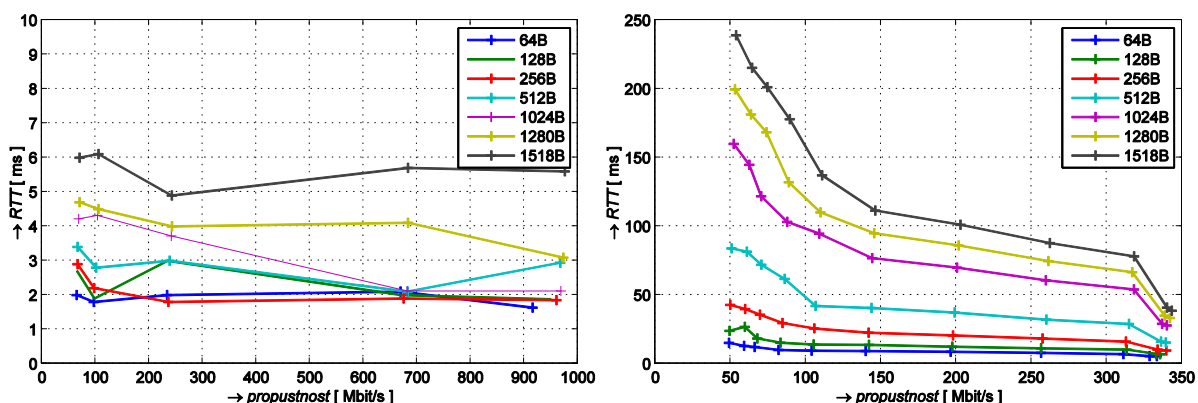
Obr. 7.8. Vliv velikosti TCP okna (RWND) při měření dle RFC6349 pro technologii G.fast v sestupném směru.

Modrou přerušovanou čarou je vyznačena propustnost na 2. vrstvě, změřená metodou RFC2544. Propustnost změřená metodou RFC6349 by měla být s ohledem na vliv zapouzdření mezi vrstvami cca 93% propustnosti 2. vrstvy. Závislost Propustnosti změřené metodou RFC6349 na velikosti TCP přijímacího okna je uvedena zelenou čarou. Pokud není provedena korekce velikosti TCP okna, je dosaženo propustnosti cca 360 Mbit/s, což je méně než polovina očekávané hodnoty. Pro její dosažení je nutno TCP okno zvýšit minimálně na cca 250 kB, tedy cca 2,5-krát. Stabilního výsledku je dosaženo až do hodnoty cca 1150 kB, tedy cca pro 11-krát vyšší hodnotu. Na tento nedostatek jsem výrobce prostřednictvím

dodavatele několikrát upozorňoval a nebyl jsem patrně sám, neboť po čase jsem obdržel k testování novou implementaci metody RFC6349, která je zatím ve fázi testování tzv. beta verze. Zde již výrobce doplnil možnost korekce velikosti okna, kterou po provedeném testu tester sám nabídne. Nevýhodou tohoto přestupu je, že měření je tak ovlivněno obsluhou testeru, nicméně, jak může být viděno v obr. 7.8, maximum je v široké oblasti ploché. Se stávajícím softwarem je tedy nutno při měření volit očekávanou propustnost cca 4-krát vyšší.

7.2.2 Měření zpoždění přenosu

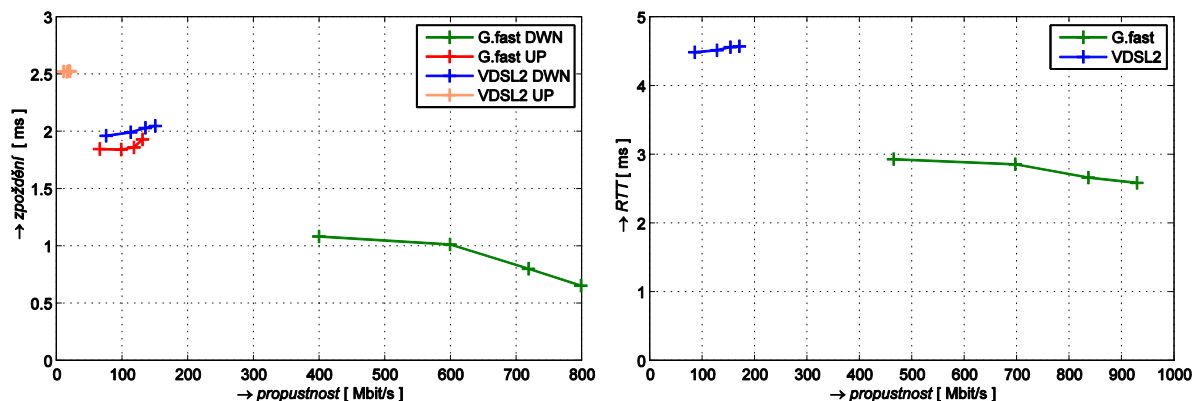
Dalším důležitým parametrem vedle propustnosti zpoždění přenosu je tzv. latence. Obousměrné zpoždění, tj. hodnotu RTT umožňují měřit všechny tři dříve uvedené testy, jednosměrné zpoždění pak je možno měřit jen s využitím externího zdroje synchronizace. V následujících grafech budou uvedeny změřené hodnoty zpoždění, ve většině případů obousměrné RTT, pro technologie G.fast 106a a VDSL2 35b. Měření byla realizována pro délky kabelu 0 až 1000 m s využitím simulátoru vedení. Grafy jsou z důvodu porovnání vynášeny jako závislost obousměrného zpoždění RTT na dosažené obousměrné propustnosti.



Obr. 7.9. Závislost obousměrného zpoždění RTT na obousměrné propustnosti pro technologie G.fast (vlevo) a VDSL2 35b (vpravo) měřená metodou RFC2544.

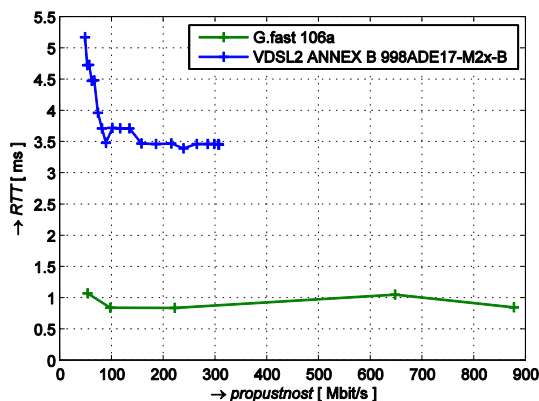
Obr. 7.9 uvádí výsledky testů pro metodu RFC2544. Zde bylo realizováno měření pro set velikostí rámců 64 B až 1518 B. Jak již bylo uvedeno, metoda RFC2544 měří RTT při nejvyšší dosažené propustnosti. Obr. 7.9 vlevo uvádí RTT v závislosti na dosažené propustnosti pro technologii G.fast. Je zde vidět, že závislost na dosažené propustnosti, tedy na vzdálenosti je minimální. RTT se zvětšuje s velikostí přenášených rámců. Obr. 7.9 vlevo uvádí RTT v závislosti na dosažené propustnosti technologii VDSL2 35b. Zde je patrná závislost nejen na velikosti rámců, ale i nárůst s klesající propustností, tedy s rostoucí vzdáleností. Nejmarkantnější nárůst je pro vzdálenosti nad 600 m. Odlišná velikost zpoždění je dána především odlišnou velikostí multirámce. Zatímco technologie VDSL2 používá multirámec o 257 DMT symbolech, čemuž při modulační rychlosti 4 kDd odpovídá doba trvání multirámce $257/4000 = 64,3$ ms, technologie G.fast, kde bylo snahou zpoždění

přenosu co nejvíce optimalizovat, je doba trvání multirámce v závislosti na konfiguraci systému cca 6 ms. Podrobněji bylo rozebráno v kapitole 4.1.3.



Obr. 7.10. Závislost jednosměrného zpoždění (vlevo) a obousměrného zpoždění RTT (vpravo) na propustnosti pro technologie G.fast a VDSL2 měřená metodou Y.1564.

Výsledky měření metodou Y.1564 uvádí obr. 7.10. Jak již bylo uvedeno, metoda dle ITU-T Y.1564 umožňuje ověřit očekávanou, přednastavenou propustnost. Rovněž lze stanovit i zlomkové hodnoty této rychlosti, a tak lze jedním testem ověřit parametry, např. zpoždění přenosu, při různých přenosových rychlostech, v příkladu v obr. 7.10 50%, 75%, 90% a 100% ověřované rychlosti. Měření bylo realizováno pro velikost rámce 1500 B. Měřeno bylo obousměrné zpoždění RTT a s využitím externího zdroje synchronizace, připojeného k oběma testerům i jednosměrné zpoždění v obou směrech přenosu, viz obr. 7.10 (vlevo). Jednosměrné zpoždění v sestupném směru dosahovalo pro technologii G.fast cca 1 ms, pro technologii VDSL2 cca 2 ms. Zpoždění ve vzestupném směru dosahovalo pro technologii G.fast cca 1,8 ms, pro technologii VDSL2 35b cca 2,5 ms. Výsledky měření RTT, viz obr. 7.10 (vpravo), odpovídaly dle předpokladu součtu jednosměrných zpoždění, tedy cca 2,8 ms pro technologii G.fast a cca 4,5 ms pro VDSL2.



Obr. 7.11. Závislost obousměrného zpoždění RTT na obousměrné propustnosti pro technologie G.fast a VDSL2 měřená metodou RFC6349.

Výsledky měření RTT metodou RFC6349 uvádí obr. 7.11. Zde se však jedná o vedlejší výsledek, neboť tato metoda měří pouze propustnost. Hodnota RTT je určena na začátku testu

pro stanovení velikosti TCP okna. Na základě výsledků uvedených v obr. 7.10 a obr. 7.11 můžeme spekulovat o tom, že nevhodně zvolené TCP okno u metody RFC6349 souvisí s měření RTT bez zátěže. Porovnáním může být vidět, že RTT změřené metodou RFC6349 je při maximální rychlosti cca 0,8 ms, metodou Y.1564 je cca 2,6 ms. Při uvážení této hodnoty RTT by byla určena velikost TCP okna cca 315 kB, tedy v oblasti, kde je již propustnost měřena správně, viz obr. 7.8. Z jednotlivých měření je patrné, že zpoždění závisí na zatížení systému, velikosti rámců a v závislosti na parametrech testu lze dosáhnout odlišné výsledky. Zpoždění technologie G.fast je minimálně poloviční oproti technologii VDSL2. Jednosměrné zpoždění u technologie G.fast dosahuje cca 1 ms.

Kapitola 7 byla věnována problematice měření vlastností širokopásmových technologií. Tyto přenosové technologie s velkým počtem nosných skýtají oproti systémům s jednou nosnou rozsáhlé analytické možnosti. Jak bylo v kapitole 7.1 prezentováno, umožňují změřit přenosovou charakteristiku, rozložení šumu a rušení pocházející od jiných systémů přeslechy NEXT a FEXT, a tak analyzovat vlivy, které působí na datový přenos. Stejně tak lze vyhodnotit např. s pomocí rozložení SNR a bitové alokace, jak optimálně přenosové médium dokáže využít, porovnat vzájemně modemy různých výrobců a podobně. Zde mohou být odlišnosti v implementaci dílčích bloků, které nepodléhají standardizaci, např. algoritmy adaptivních ekvalizérů, které pak vedou k odlišné výkonnosti modemů. Jak bylo prezentováno, není vždy potřeba specializovaný tester, protože tyto analytické možnosti bývají dostupné v modemu poskytovatele, tzv. DSLAMu. Účastnické modemy takovouto funkcionalitu mívají výjimečně, a proto na účastnické straně je zapotřebí využít specializované testery.

Problematice měření přenosových vlastností širokopásmových technologií byla věnována kapitola 7.2. Zde byly prezentovány tři metodiky měření, kterými lze nestranně vyhodnotit přenosové vlastnosti dané technologie již z pohledu TCP/IP protokolu, analyzovat nejen dosaženou propustnost, ale i zpoždění přenosu a případný vliv velikosti rámců či zatížení na tyto parametry. Prezentovaná měření, která měla mít především demonstrativní charakter, naznačila některé vlastnosti přenosových technologií, ale i úskalí při jejich měření. Závislost propustnosti na velikosti rámců se vyskytuje především u PLC technologií, jak bylo prezentováno kapitole 4.2.1. Rovněž bylo porovnáno zpoždění přenosu u technologií VDSL2 a G.fast, z něž je patrné, že technologie G.fast dosahuje lepších parametrů než dnes nasazená technologie VDSL2. V kapitole 7.2.1 byla uvedena úskalí při měření propustnosti metodou RFC6349. V tomto směru je potřeba vždy při měření mít představu o dosažitelných přenosových parametrech, slepě nevěřit výsledkům z testerů a pokud možno více metod vzájemně kombinovat. Tato pravidla jsou však obecně platná v nejrůznějších oblastech lidské činnosti.

8 Závěr

Vícetónové modulace zaznamenaly v posledních dvaceti letech značný vývoj, kde v oblasti pevných sítí se jednalo především o přenos po symetrických metalických přenosových médiích, což je pochopitelné, neboť zde již systémy pracují na hranici přenosové kapacity těchto médií a její dosažení vyžaduje takto složitý modulační systém. Další uplatnění těchto modulací již nyní přichází v systémech pro nesymetrická metalická média, koaxiální kabely, kde nejen poslední verze systému DOCSIS specifikuje využití OFDM modulace, ale i standardy G.fast a G.hn obsahují varianty specifikující přenos po koaxiálním kabelu. Experimentální systémy přenosu po optických kabelech dosahujících až 100 Tbit/s byly zmíněny již v úvodu, a tak se dá očekávat, že tyto modulace naleznou i zde své široké uplatnění.

Předložená práce zahrnuje řadu odvození, analýz, simulací a výsledků vlastních měření. Cílem bylo vždy ukázat z čeho byl daný vztah odvozen, za jakých předpokladů platí, či uvést, zda jde o aproximaci získanou z měření. Tento přístup používám i ve své pedagogické praxi, již 10 let garantuji předmět Datová komunikace, a to proto, aby si studenti uvědomili, že řada vztahů byla odvezena za určitých předpokladů, či bylo použito různých zjednodušení, které však mohou mít omezenou platnost.

V rámci této práce, v kapitole 3., byl proveden rozbor možnosti implementace modulace s více nosnými s využitím algoritmu rychlé Fourierovy transformace. Bylo zde poukázáno na několik nedostatků, které limitují dosažitelnou přenosovou rychlost. Rovněž zde byly uvedeny metody, které umožňují vliv těchto nedostatků omezit. Příkladem implementace vícetónových modulací v širokopásmových technologiích pro metalická média byla věnována kap. 4. Tato kapitola byla věnována technologiím DSL a PLC. Krom porovnání odlišností implementací jednotlivých standardů byl prezentován i vývoj modulací v DSL systémech, vývoj duplexních metod a s využitím vlastních simulací a zejména vlastních výsledků měření byly demonstrovány některé odlišnosti i nedostatky. Alternativním přístupům k realizaci vícetónové modulace byla věnována 5. kapitola, která zahrnuje i vlastní výzkum v této oblasti, který byl publikován na mezinárodních konferencích, časopisech a byl předmětem výzkumných projektů, např. GAČR. Analýze limitujících vlivů datového přenosu širokopásmovými technologiemi po symetrických metalických vedeních byla věnována 6. kapitola. Krom analýz a odvození jednotlivých parametrů vedení byly prezentovány a porovnány modely kabelů pro DSL a PLC přenosové technologie. Rovněž zde byly analyzovány odlišnosti v průběhu přenosové funkce těchto kabelů a jejich fyzikální základ. Poslední část této kapitoly byla věnována problematice přeslechů, které významně limitují dosažitelnou přenosovou rychlost v DSL přenosových systémech. Jejich aproximace byly porovnány s výsledky měření a byla prezentována analýza vlivu přeslechu na vzdáleném konci v závislosti na délce vedení jako motivace k systému potlačování tohoto přeslechu, prezentovaném v následující kapitole 6.2.3. 7. kapitola byla věnována možnostem analýzy širokopásmových systémů. Byly zde uvedeny diagnostické možnosti širokopásmových systémů, které umožňují jak kmitočtovou analýzu přenosového média, tak analýzu širokopásmových modemů se adaptovat na použité přenosové médium. Rovněž zde byly

uvedeny možnosti měření přenosových vlastností širokopásmových modemů, prezentovány výsledky a prezentovány výsledky pro xDSL a PLC systémy. V neposlední řadě bylo poukázáno na úskalí, které testování těmito metodami skýtá.

Z výše uvedeného je patrné, že snahou byl komplexní přístup k problematice širokopásmových technologií využívající metalická přenosová média. Jak již bylo rovněž uvedeno, dá se očekávat, že následně vícetónové přenosové technologie najdou své široké uplatnění na optických přenosových médiích, ač jejich výzkum a vývoj pro metalická média stále pokračuje. V roce 2020 ITU-T specifikovalo v [65] výkonové spektrální masky pro připravovanou technologii G.mgfast a v nejbližší době lze očekávat standard specifikující tuto technologii. Opět se zde očekává, dle prvních informací, inovační standard, který oproti standardu G.fast přinese řadu nových funkcionalit, a to zejména inovaci v realizaci duplexního přenosu.

Seznam použitých zkratk

Zkratka	Anglický význam	Český význam, vysvětlení
A/D	Analog-Digital	převod analogového signálu na číslicový
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line	digitální účastnická přípojka s asymetrickým datovým provozem
ANSI	American National Standards Institute	americký úřad pro standardizaci
AWG	American Wire Gauge	americký standard parametrů vodičů
AWGN	Additive white Gaussian noise	model kanálu s aditivním Gaussovým šumem
BB	Bottleneck Bandwidth	rychlost
BER	Bit Error Rate	četnost bitových chyb za jednotku času
BG	Bit loadinG	bitová alokace
	Bitswap	bitová realokace
BPL	Broadband over Power Lines	Vysokorychlostní přenos po napájecích rozvodech
BPSK	Binary Phase Shift Keying	Dvoustavové fázové klíčování
CG	Coding Gain	zisk kódování v odstupu SNR
CP	Cyclic Prefix	cyklická předpona
CPE	Customer Premises Equipment	účastnický modem
CS	Cyclic Suffix	cyklická přípona
CSMA/CA	Carrier-Sense Multiple Access with Collision Avoidance	metoda vícenásobného přístupu
DAB	Digital Audio Broadcasting	digitální rádiové vysílání
DFE	Decision Feedback Equalizer	typ ekvalizéru se zpětnou vazbou
DOCSIS	Data Over Cable Service Interface Specification	standard datového přenosu po koaxiálních kabelech
DVB	Digital Video Broadcasting	digitální televizní vysílání
DMT	Discrete MultiTone modulation	Diskrétní vícetónová modulace
DS, DW	DownStream , DoWnstream	sestupný směr datového přenosu
DSL	Digital Subscriber Line	digitální účastnická přípojka
DSLAM	Digital Subscriber Line Access Multiplexer	DSL přístupové zařízení poskytovatele
DWMT	Discrete Wavelet MultiTone	vícetónové modulace realizovaná vlnkovou transformací
DS2	Defidev System 2	proprietární standard PLC technologie
EC	Echo Cancellor	potlačovač ozvěnového signálu
ETSI	European Telecommunications Standards Institute	evropský telekomunikační úřad pro standardizaci
FDD	Frequency Division Duplex	kmitočtově dělený duplex
FDM	Frequency Division Multiplex	kmitočtově dělený multiplex
FMT	Filtered Multitone Modulation	vícetónová modulace realizovaná banky filtrů
FEQ	Frequency domain EQualiser	ekvalizér pracující v kmitočtové oblasti
FEXT	Far End CrossTalk	přeslech na vzdáleném konci
FFT	Fast Fourier Transform	rychlá Fourierova transformace
FIR	Finite Impulse Response	číslcový filtr s konečnou impulsní odezvou
FTU	FAST Transceiver Unit	označení modemu v technologii G.fast

G.fast	Fast access to subscriber terminals	gigabitová digitální účastnická přípojka
G.hn	home network	ITU-T standard PLC technologie
G.mgfast	Multi-Gigabit FAST	multi-gigabitová digitální účastnická přípojka
HomePlug		PLC technologie
ICI	Inter-Carrier Interference	mezitónová interference
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Eng.	standardizační organizace
IFFT	Invers Fast Fourier Transform	inverzní rychlá Fourierova transformace
IFWT	Inverse Fast Wavelet Transform	inverzní rychlá vlnková transformace
IIR	Infinite Impulse Response	číslicový filtr s nekonečnou impulsní odezvou
ISI	Inter-Symbol interference	mezisymbolová interference
ISCI	Inter-Symbol inter-Carrier interference	mezisymbolová-mezitónová interference
ITU-T	International Telecommunication Union- Telecommunication	Mezinárodní telekomunikační unie pro telekomunikační standardizaci
LDPC	Low-Density Parity-Check	metoda protichybového zabezpečení
LTE	Long Term Evolution	typ mobilní datové sítě
MCM	Multi-Carrier Modulation	vícetónová modulace
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output	metoda vícecestného šíření signálu
MMSE	Minimum Mean Squared Error	metoda návrhu koeficientů ekvalizéru
MTU	Maximum Transmission Unit	maximální přenosová jednotka
NEXT	Near End CrossTalk	přeslech na blízkém konci
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	typ vícetónové modulace - Ortogonální multiplex s kmitočtovým dělením
PAM	Pulse Amplitude Modulation	pulsní amplitudová modulace
PAR	Peak-to-Average Power Ratio	poměr maximální a střední hodnoty výkonu
PLC	PowerLine Communication	technologie přenosu po napájecích rozvodech
POTS	Plane Old Telephone Service	telefonní služba
P/S	Parallel to Serial	převod paralelního datového toku do sériového
PSD	Power Spectral Density	výkonová spektrální hustota
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	kvadrurní amplitudová modulace
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	kvadrurní fázové klíčování
RFI	Radio Frequency Interference	rádiové rušení
RWND	Receive WiNDow	velikost TCP okna na přijímací straně
RTT	Round-Trip Time	obousměrné zpoždění
SCM	Single Carrier Modulation	modulace s jednou nosnou
SNR	Signal to Noisy Ratio	odstup signálu od šumu
TCP	Transmission Control Protocol	typ transportního protokolu
TDD	Time Division Duplex	časově dělený duplex
TDM	Time Division Multiplex	časově dělený multiplex
TEQ	Time domain EQualizer	ekvalizér v časové oblasti
UDP	User Datagram Protocol	typ transportního protokolu
UP, US	UPstream, UpStream	vzestupný směr datového přenosu
VDSL	Very high-speed Digital Subscriber Line	DSL přípojka s vysokou přenosovou rychlostí
WLAN	Wireless Local Area Network	bezdrátová místní síť

Použité symboly v matematických zápisech

a, A, A_B, AB, \dots	- proměnná
A, a, A_b, \dots	- konstanta
$\mathbf{a}, \mathbf{b}, \dots$	- vektor
$a_n, a(n), \dots$	- Je-li \mathbf{a} vektor, jedná se o jeho n -tý prvek vektoru
$A(b), a(b), \dots$	- proměnná A, a je závislá na proměnné b
\mathbf{a}^k, \dots	- k -tý vektor \mathbf{a}
$a_n^k, a^k(n), \dots$	- n -tý prvek k -tého vektoru \mathbf{a}
$\mathbf{A}, \mathbf{B}, \dots$	- matice
a^*, \dots	- komplexně sdružené číslo k číslu a
$\Re\{a\}, \dots$	- reálná část čísla a
$\Im\{a\}, \dots$	- imaginární část čísla a
$\text{ceil}\{a\}, \dots$	- nejbližší nižší celé číslo
$\mathbf{a}^T, \mathbf{A}^T, \dots$	- transponovaný vektor, matice
$\mathbf{a}^H, \mathbf{A}^H, \dots$	- Hermitovsky sdružený vektor, matice
\mathbf{A}^{-1}	- inverzní matice
$\text{diag}(\mathbf{a})$	- diagonální matice s vektorem \mathbf{a} v hlavní diagonále
$\text{diag}(\mathbf{A})$	- diagonála matice \mathbf{A}
$\hat{a}, \hat{\mathbf{a}}, \hat{\mathbf{A}}$	- odhad proměnné a , vektoru \mathbf{a} , matice \mathbf{A}
$\mathbf{a} \cdot \mathbf{b}$	- násobení vektorů prvek po prvku $[a_0 \cdot b_0 \quad a_1 \cdot b_1 \quad \dots]$
$\mathbf{A} \cdot \mathbf{b}, \mathbf{a} \cdot \mathbf{b}^T$	- násobení matic a vektorů
$\mathbf{a} * \mathbf{b}$	- konvoluce dvou vektorů

Použitá literatura

- [1] PROAKIS J.G.. *Digital Communications*. 3rd ed. New York: Mac Graw-Hill. 1995, ISBN 0-07232-111-3
- [2] ŠILHAVÝ, P. Modulace DMT. *Elektrorevue* - Internetový časopis (<http://www.elektrorevue.cz>), 2001, roč. 2001, č. 6. ISSN: 1213- 1539.
- [3] ŠILHAVÝ, P. Ekvalizace v časové oblasti v modulačních systémech využívajících vícetónovou modulaci. *Elektrorevue* - Internetový časopis (<http://www.elektrorevue.cz>), 2007, roč. 2007, č. 5. ISSN: 1213-1539.
- [4] ŠILHAVÝ, P. Time domain equalization in modern communication systems based on discrete multitone modulation. *In Sixth International Conference of Networking*. Sainte-Luce, Martinique, France: IARIA, LCN 2006941010, 2007. ISBN: 0-7695-2805-8.
- [5] CHEN, Walter Y.. *Simulation Techniques and Standards Development for Digital Subscriber Line Systems*. Indianapolis, USA: Macmillan Technical Publishing, 1998. ISBN 1-57870-017-5
- [6] RAUSCHMAYER, D. J.. *ADSL/VDSL Principles: A Practical and Precise Study of Asymmetric Digital Subscriber Lines and Very High Speed Digital Subscriber Lines*. Indianapolis, USA: Macmillan Technical Publishing, 1999. ISBN 1-57870-015-9
- [7] DOSTERT, Klaus.. *Powerline Communications*. Upper Saddle River, NJ 07458 : Prentice Hall PTR, 2001. ISBN 0-13-029342-3.
- [8] *Cable reference models for simulating metallic access networks*, ETSI STC TM6 meeting, 22 - 26 June 1998, Lulea, Sweden.
- [9] CAÑETE, F., CORTES, J., ENTRAMBASAGUAS, L. J.. A channel model proposal for indoor power line communications. *IEEE Communication Magazine*, vol. 49, no. 12, pp. 166–174, 2011. doi: 0.1109/MCOM.2011.6094022.
- [10] ACATAUASSU, D., HÖST, S., BERG, C. Lu. M., KLAUTAU, A., BÖRJESSON, P. O.. Simple and causal copper cable model suitable for G.fast frequencies, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 62, no. 11, Nov 2014, ISSN 1558-0857.
- [11] QIAN, D., HUANG, M., HUANG, E., SHAO E., HU, J., WANG, T.. High Capacity/Spectral Efficiency 101.7-Tb/s W DM Transmission Using PDM-128QAM-OFDM Over 165-km SSMF Within C- and L-Bands. *IEEE Journal of Light wave Technology*, Vol. 30, No. 10, 2012, ISSN 0733-8724.
- [12] KŘEPELKA, V., VAGNER, P.. *Měření přeslechových vlastností kabelů přístupové sítě pro nasazení technologií xDSL*. Technická zpráva SPT TELECOM ND33- /99. 1999.
- [13] ITU-T Recommendation G.993.5: Self-FEXT Cancellation (Vectoring) for Use with VDSL2 Transceivers. 2010.
- [14] OKSMAN, V., SCENK, H., CLAUSEN, A., CIOFFI, J. M., MOHSENI, M., GINIS, G., NUZMAN, C., MEAS, J., PEETERS, M., FISHER, K., ERIKSSON, P.-E. The ITU-T's New G.Vector Standard Proliferates 100 Mb/s DSL. *IEEE Communication Magazine*, vol. 48, no. 10, pp. 140-148, Oct. 2010. doi: 10.1109/MCOM.2010.5594689.
- [15] XIONG FUQIN. *Digital modulation techniques*. UK: Artech House Publishers Inc., 2000. ISBN 0-89006-970-0

- [16] GINSBURG DAVID. *Implementing ADSL*. Addison-Wesley Longman, Inc., 1999. ISBN 0-201-65760-0
- [17] SUMMERS CHARLES K.. *ADSL standards, implementation and architecture*. CRC Press LL, 2000. ISBN 0-8493-9595-X
- [18] HARTE L., KIKTA R.. *Delivering xDSL*. USA: McGraw-Hill Inc., 2001. ISBN 0-07-134837-9
- [19] DOELZ M. L., HEALD E. T., MARTIN D. L., Binary data transmission techniques for linear systems. *Proceedings of the IRE*. May 1957, DOI: 10.1109/JRPROC.1957.278415.
- [20] WEINSTEIN S.B.. Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform. *IEEE Transactions on communication*, October 1971, vol.19, no.5, pp.628-634.
- [21] KALET I.. The Multitone channel. *IEEE Transactions on communication*, February 1989, vol.37, no.2, pp.119-124.
- [22] BINGHAM, John A. C.. *ADSL, VDSL, and multicarrier modulation*, John Wiley & Sons, Inc., New York, 2000. ISBN 0-471-29099-8.
- [23] BINGHAM J. A. C.. Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has Come. *IEEE Communication Magazine*, May 1990, vol.28, no.5, pp.5 – 14.
- [24] HANZO, L., NG, S.X., KELLER, T. WEBB, W. *Quadrature Amplitude Modulation: From Basics to Adaptive Trellis-Coded, Turbo-Equalised and Space-Time Coded OFDM, CDMA and MC-CDMA Systems*. Wiley-IEEE Press, 2004. ISBN 0-470-09468-0.
- [25] CHOW JACKY S., TU JERRY C., CIOFFI JOHN M.. A Discrete Multitone Transceiver System for HDSL Applications. *IEEE Journal on selected areas in communications*, August 1991, vol. 9, no.6, pp. 895 – 908.
- [26] CHOW, J.S.; Cioffi J.M.. A cost-effective maximum likelihood receiver for multicarrier systems, *Proc. IEEE Int. Conf.Comm.*, (Chicago, IL), June 1992, vol. 2, pp. 948-952.
- [27] RUIZ A., CIOFFI JOHN M., KASTURIA S. Discrete Multiple Tone Modulation with Coset Coding for the Spectrally Shaped Channel. *IEEE Transactions on communication*, June1992, vol.40., no.6, pp.1012 – 1029.
- [28] CHOW P. S., CIOFFI J. M., BINGHAM J. A. C.. A Practical Discrete Multitone Transceiver Loading Algorithm for Data Transmission over Spectrally Shaped Channels. *IEEE Transactions on communication*, 1995, vol.43, no.2/3/4, pp.773 – 775.
- [29] SANDBERG STUART D., TZANNES MICHAEL A.. Overlapped Discrete Multitone Modulation for High Speed Copper Wire Communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, December 1995, vol. 13, no.9, pp. 1571 – 1585.
- [30] TAN J., STUBER G. L.. Constant envelope multi-carrier modulation. *Proceedings of IEEE Milcom 2002*, October 2002, ISBN: 0-7803-7625-0.
- [31] TONELLO A. M.. A novel multi-carrier scheme: Cyclic block filtered multitone modulation. *Proceedings of IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Jun. 2013. ISBN: 978-1-4673-3122-7.
- [32] LEE I., CIOFFI J.M.. A fast computation algorithm for the decision feedback equalizer. *IEEE Transactions on Communication*, November 1995, vol.43, no.11, pp.2742-2749.

- [33] SJÖBERG F., ISAKSSON M., NILSSON R., ÖDLING P., WILSON S.K., BÖRJESSON P.O.. Zipper: A Duplex Method for VDSL Based on DMT. *IEEE Transactions on Communication*, August 1999, vol.47, no.8, pp.1245 – 1251.
- [34] SJÖBERG F., NILSSON R., ISAKSSON M., ÖDLING P.. Asynchronous Zipper, *IEEE International Conference on Communications*, June 1999, ISBN: 0-7803-5284-X.
- [35] CHERUBINI G., ELEFThERIOU E., OELCER S.. *FMT-based physical medium specific function for VDSL*. ANSI T1E1.4/99-554, April 1999.
- [36] BENVENUTO, N., TOMASIN, S., TOMBA, L. Equalization methods in DMT and FMT Systems for Broadband Wireless Communications. *In IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 9. [s.l.] : [s.n.], 2002. s. 1413-1418
- [37] BERENQUER, I., WASSELL, J. I., FMT modulation: receiver filter bank definition for the derivation of an efficient implementation, *IEEE 7th International OFDM Workshop*, Hamburg, Germany, Sep. 2002
- [38] CHERUBINI G., ELEFThERIOU E., OLCER S., CIOFFI .M.. Filter bank modulation techniques for VHDSL. *IEEE Communication Magazine*, May 2000, pp.98 - 104.
- [39] ŠILHAVÝ, P.. Half-overlap subchannel Filtered MultiTone Modulation with the small delay. *In The Seventh International Conference of Networking*. Cancun, Mexico: IARIA, LCN 2007941923, 2008. ISBN: 978-0-7695-3106-9.
- [40] SAYED, ALI H. *Fundamentals of Adaptive Filtering*, Wiley, NJ, 2003 ISBN 0-471-46126-1.
- [41] ŠILHAVÝ, P., KRAJSA, O.. Half-overlap Subchannel Filtered MultiTone Modulation and Its Implementation. *In Discrete Time Systems*, s. 363-382, IntechOpen, 2011, DOI:10.5772/14030, ISBN: 978-953-307-200-5.
- [42] MLÝNEK, P., KOUTNÝ, M., MIŠUREC, J., ŠILHAVÝ, P. Two-port Network Transfer Function for Power Line Topology Modeling. *Radioengineering*, 2012, vol. 21, no. 1, p. 356-363. ISSN: 1210-2512.
- [43] MLÝNEK, P., MIŠUREC, J., ŠILHAVÝ, P., FUJDIÁK, R., SLÁČIK, J., HASIRCI, Z. Simulation of Achievable Data Rates of Broadband Power Line Communication for Smart Metering. *Applied Sciences - Basel*, 2019, vol. 9, no. 8, p. 1-22. ISSN: 2076-3417.
- [44] MLÝNEK, P., MIŠUREC, J., TOMAN, P., ŠILHAVÝ, P., FUJDIÁK, R., SLÁČIK, J., HASIRCI, Z., SAMOUYLOV, K. Performance Testing and Methodology for Evaluation of Power Line Communication. *Elektronika Ir Elektrotechnika*, 2018, vol. 24, no. 3, p. 88-95. ISSN: 1392-1215.
- [45] ANSI T1.413-1998: Asymmetric digital subscriber line (ADSL) metallic interface, issue 2, 1998.
- [46] ITU-T Recommendation G.992.1: Asymmetric digital subscriber line (ADSL) transceivers. ITU-T, June 1999.
- [47] ITU-T Recommendation G.992.3: Asymmetric digital subscriber line transceivers 2 (ADSL2). ITU-T, April 2009.
- [48] ITU-T Recommendation G.992.5: Asymmetric digital subscriber line transceivers 2 (ADSL2) – Extended bandwidth (ADSL2plus). ITU-T, January 2009.

- [49] ITU-T Recommendation G.993.1: Very high speed digital subscriber line foundation. ITU-T, June 2004.
- [50] ITU-T Recommendation G.993.2: Very high speed digital subscriber line transceivers 2 (VDSL2). ITU-T, February 2019.
- [51] ITU-T Recommendation G.993.5: Self-FEXT cancellation (vectoring) for use with VDSL2 transceivers. ITU-T, February 2019.
- [52] ITU-T Recommendation G.996.1: Test procedures for digital subscriber line (DSL) transceivers. ITU-T, February 2001.
- [53] ITU-T Recommendation G.9700: Fast access to subscriber terminals (G.fast) – Power spectral density specification. ITU-T, April 2014.
- [54] ITU-T Recommendation G.9701: Fast access to subscriber terminals (G.fast) – Physical layer specification. ITU-T, March 2019.
- [55] HomePlug Specification, Version 1.0.1, December 2001.
- [56] HomePlug AV Specification, Version 1.1, May 2007.
- [57] HomePlug AV Specification, Version 2.1, February 2014.
- [58] IEEE Standard 1901-2010: Broadband over Power Line Networks: Medium Access Control and Physical Layer Specifications, December 2010.
- [59] ITU-T Recommendation G.9960: Unified high-speed wire-line based home networking transceivers – System architecture and physical layer specification. ITU-T, November 2018.
- [60] ITU-T Recommendation G.9964: Unified high-speed wireline-based home networking transceivers – Power spectral density specification. ITU-T, September 2016.
- [61] ETSI Recommendation TS 101 388 v1.4.1: Access Terminals Transmission and Multiplexing (ATTM); Access transmission systems on metallic access cables; Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL)-European specific requirements. ETSI, 2007.
- [62] IETF - RFC 2544. Benchmarking Methodology for Network Interconnect Devices. Internet Engineering Task Force. Network Working Group, 1999.
- [63] ITU-T Recommendation Y.1564: Ethernet service activation test methodology. ITU-T, February 2016.
- [64] IETF - RFC6349. Framework for TCP Throughput Testing. Internet Engineering Task Force. Network Working Group, 2011.
- [65] ITU-T Recommendation G.9710: Multi-gigabit fast access to subscriber terminals (MGfast) – Power spectral density specification. ITU-T, February 2020.