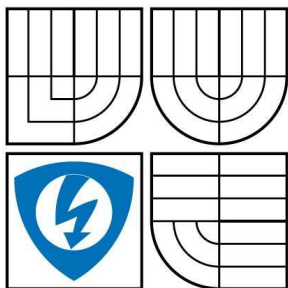


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKACNÍCH
TECHNOLOGIÍ**
ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

MODULACE V PLC SYSTÉMECH

MODULATION IN PLC SYSTEMS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

VÍT PROCHÁZKA

VEDOUcí PRÁCE
SUPERVISOR

ING. ONDŘEJ KRAJSA

BRNO 2008

LICENČNÍ SMLOUVA POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Vít Procházka

Bytem: Národního odboje 3, Troubsko, 664 41

Narozen/a (datum a místo): 12.3.1985, Brno

(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií

se sídlem Údolní 244/53, 602 00, Brno

jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:

Prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.

(dále jen „nabyvatel“)

Čl. 1 Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- ☐ disertační práce
- ☐ diplomová práce
- ☐ bakalářská práce
- ☐ jiná práce, jejíž druh je specifikován jako

.....

(dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP:

Vedoucí/ školitel VŠKP:

Ústav:

Datum obhajoby VŠKP:

VŠKP odevzdal autor nabyvateli v*:

- | | | |
|---|---|-------------------|
| ☐ tištěné formě | — | počet exemplářů 1 |
| ☐ elektronické formě | — | počet exemplářů 1 |

* hodící se zaškrtněte

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.
3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.
4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

Článek 2

Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
 - ☐ ihned po uzavření této smlouvy
 - ☐ 1 rok po uzavření této smlouvy
 - ☐ 3 roky po uzavření této smlouvy
 - ☐ 5 let po uzavření této smlouvy
 - ☐ 10 let po uzavření této smlouvy(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

Článek 3

Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne:

.....
Nabyvatel

.....
Autor

Anotace

V bakalářské práci je popsán princip a způsob komunikace po elektrické napájecí síti PLC, možnosti využití, jak v průmyslových aplikacích, ale hlavně v širokopásmových systémech, které mohou představovat slibnou konkurenci k tradičním širokopásmovým přístupům, např. přípojkám xDSL, aniž by bylo nutné instalovat nové vodiče, WIFI. Jsou popsány problémy, které se mohou vyskytnout v komunikačním kanálu z hlediska elektromagnetické kompatibility a různých druhů rušení. Pro přenos datového signálu není elektrická síť při kmitočtu 50 Hz (v USA 60 Hz) konstruována, zvláště pro vyšší kmitočty a zejména pro komunikaci v širším kmitočtovém pásmu. Tudiž je nutné implementovat techniky, při jejichž použití by bylo možné přenášet informační signál přes komunikační kanál s minimalizací problémů jako rušení, útlum vodičů, kompatibilita, bitová chybovost BER atd. Jsou rozebrány modulační principy, které v současné době se v uvažovaných systémech používají, popsány jejich vlastnosti, jako modulace s rozprostřeným spektrem DSSS, FHSS, tradiční OFDM, alternativní modulace FMT a DWMT s bankami filtrů. V poslední kapitole bakalářské práce jsou v programu Matlab-Simulink sestrojeny modely jednotlivých modulací, a v závěru uvedeny jejich výhody a nevýhody implementace v systémech PLC.

Abstract

The bachelor thesis describes principles and methods of Powerline Communications, practical usage possibilities both in industrial applications but mainly in broadband systems that may represent promising competition to conventional broadband access, e. g. xDSL connections without the need of new wiring, WIFI etc. The thesis also focuses on problems that can occur in the communication channel from the view of electromagnetic compatibility and assorted interferences. The 50 Hz frequency electric network (60 Hz in the USA) was not designed for data signal transmission, problems may arise mainly at higher frequencies and broadband communication. It is necessary to implement methods which enable transfer of information signal through a communication channel with minimalization of problems such as interference, cable attenuation, electromagnetic compatibility, bit error rate (BER), etc. Furthermore, currently used modulation principles and their characteristics are described, such as spread spectrum modulation DSSS, FHSS, traditional OFDM, alternative modulations FMT and DWMT with filter banks. The last chapter of the bachelor thesis features models of particular modulations created in the Matlab-Simulink program and the conclusion presents advantages and disadvantages of their implementation in PLC systems.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Modulace v PLC systémech jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením tohoto projektu jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne.....

.....

podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Ondřejovi Krajsovi za velmi užitečnou pomoc, za návrhy a připomínky k vypravování mé bakalářské práce.

Seznam použitých zkratek a symbolů

ARQ	Automatic repeat-request	Automatická žádost o opakování přenosu
BPSK	Binary phase-shift keying	Binární fázové klíčování
CENELEC	European Committee for Electrotechnical Standardization	Evropské komise pro normalizaci v elektrotechnice
CP	Cyclic prefix	Cyklická předpona
DMT	Discrete multitone modulation,	Diskrétní multitónová modulace
DSL	Digital subscriber line	Digitální účastnická linka
DSSS	Direct-sequence spread spectrum	Přímé rozprostření spektra
DVB-T	Digital Video Broadcasting - Terrestrial	Digitální pozemní televizní vysílání
DWMT	Discrete Wavelet MultiTone	
EMC	Electromagnetic compatibility	Elektromagnetická kompatibilita
EMI	Electromagnetic interference	Elektromagnetická interference
EMS	Electromagnetic susceptibility	Elektromagnetická susceptibilita
ETSI	European Telecommunications Standards Institute	Evropský institut pro normalizaci v telekomunikacích
FEC	Forward error correction	Dopředná korekce chyb
FHSS	Frequency-hopping spread spectrum,	Rozprostření spektra přeskakováním kmitočtů
FHSS-FH	Frequency-hopping spread spectrum-fast hop	Rozprostření spektra přeskakováním kmitočtů-rychlé přeskakování
FHSS-SH	Frequency-hopping spread spectrum-slow hop	Rozprostření spektra přeskakováním kmitočtů-pomalé přeskakování
FMT	Filtered Multitone Modulation	
HDTV	High-definition television	Televize s vysokou rozlišovací schopností

HPA	Homeplug Powerline Alliance	
ICI	Inter channel interference	Mezikanálová interference
IFFT	Inverse fast Fourier transform	Rychlá inverzní Fourierova transformace
ISI	Intersymbol interference	Interference mezi symboly
LAN	Local area network	Lokální počítačová síť
MCM	Multi carrier modulation	Modulace s mnoha nosnými
M-PSK	M-phase-shift keying	M-stavové fázové klíčování
OFDM	Orthogonal frequency division multiplexing	Ortogonalní multiplex s kmitočtovým dělením
OPERA	Open PLC European Research	
PAM	Pulse amplitude modulation	Pulsně-amplitudová modulace
PLC	Power line communication	Komunikace po elektrické síti
PSD	Power spectral density	Výkonová spektrální hustota
QAM	Quadrature amplitude modulation	Kvadrurní amplitudová modulace
QoS	Quality of service	Kvalita služeb
QPSK	Quadrature phase-shift keying	Kvadrurní fázové klíčování
WiFi	Wireless fidelity	

Seznam tabulek a obrázků

Tab. 1: Rozdělení kmitočtových pásem v Evropě	14
Tab. 2: Limity vyzařování PLC sítí do 30 MHz	17
Obr. 2. 1: Základní model řetězce EMC	20
Obr. 2. 2: Zobecněné schéma přenosové cesty PLC a možné zdroje rušení	20
Obr. 3. 1: Spektrum výsledného PLC systému s modulací OFDM	24
Obr. 3. 2: Přidání cyklického prefixu	25
Obr. 3. 3: Základní vysílač OFDM	26
Obr. 3. 4: Blokové schéma OFDM systému	28
Obr. 3. 5: Vysílač DSSS	30
Obr. 3. 6: Časová a kmitočtová reprezentace pomalého a rychlého FHSS	32
Obr. 3. 7: Vysílač FHSS	32
Obr. 5. 1: Komunikační systém s bankami filtrů	35
Obr. 5. 2: Implementace filtrů v každém kanálu v komunikačním systému	36
Obr. 5. 3: Zobecněné schéma M -pásmové banky filtrů	38
Obr. 5. 4: Dvoukanálová banka filtrů	38
Obr. 5. 5: Modulová kmitočtová charakteristika waveletu bior2.6	39
Obr. 6. 1: Spektrum signálu DSSS	40
Obr. 6. 2: Model modulace DSSS	41
Obr. 6. 3: Model modulace OFDM	42
Obr. 6. 4: IFFT a přidání CP	43
Obr. 6. 5: Spektrum simulace OFDM modulace	44
Obr. 6. 6: Zpoždění vzorků na přijímací straně	44
Obr. 6. 7: Modulace QAM a transformace IFFT	45
Obr. 6. 8: Banky filtrů	46
Obr. 6. 9: Realizace jednotlivé banky	46
Obr. 6. 10: Spektrum simulace FMT modulace	46
Obr. 6. 11: Frekvenční charakteristika prototypového filtru FMT modulace	47
Obr. 6. 12: Realizace IFFT bankou filtrů	48
Obr. 6. 13: Realizace FWT bankou filtrů	49

Obsah

Úvod.....	13
1. PLC systémy	14
1.1. Úzkopásmové systémy	14
1.2. Širokopásmové systémy	15
2. Realizace systému a problémy a s ní spojeny	18
2.1. Přenosové médium a charakter informačního kanálu.....	18
2.2. Elektromagnetická kompatibilita PLC systémů	19
3. Modulační techniky pro systémy PLC.....	22
3.1. Úzkopásmové modulační techniky	22
3.2. Vhodná modulace pro širokopásmové aplikace PLC systému.....	23
3.3. Modulace o více nosných, systém OFDM.....	23
3.3.1. Generace OFDM signálů	26
3.3.2. Realizace systému OFDM	27
3.4. Princip modulace s rozprostřeným spektrem.....	29
3.4.1. Přímé rozprostření spektra (DSSS).....	30
3.4.2. Rozprostření spektra přeskokováním kmitočtů (FHSS)	31
4. Srovnání standardních modulačních technik	34
5. Alternativní modulační techniky	35
5.1. Filtered Multitone Modulation.....	36
5.2. Discrete Wavelet Multitone Modulation.....	37
6. Simulace v programu Matlab-Simulink.....	40
6.1. Modulace s rozprostřeným spektrem	40
6.2. Modulace OFDM	42
6.3. FMT modulace	45
6.4. DWMT modulace	48

Závěr	50
Literatura:.....	51

Úvod

Powerline Communication (PLC) je způsob komunikace využívající jako komunikační kanál stávající energetické rozvody. Možnost přenášet datové zprávy s využitím stávajících energetických rozvodů jako komunikačního média přináší nový impuls pro rozvoj aplikací v oblasti průmyslové automatizace, integrace a jiných komunikačních řešení. PLC technologie umožnila razantní snížení nákladů v oblastech vyžadujících komunikaci mezi jednotlivými komponenty systému, z důvodů odbourání nákladů na komunikační infrastrukturu, tj. např. nákup a pokládka kabeláže pro samotnou komunikaci. Tudíž je možné realizovat vysokorychlostní připojení k Internetu prostřednictvím stávající energetické sítě, dále lze například propojit jejím prostřednictvím také stávající počítačové sítě typu LAN a to jak u menších domovních či firemních sítí, až po rozsáhlé sítě. Například spojení dvou sítí, které se nachází v odlišných patrech, nebo v jiné části budovy lze propojit bez nutnosti pokládky dalších kabelů, a to tak, že koncový článek jedné sítě, ať už se jedná o hub, router, nebo switch, propojíme běžným ethernetovým kabelem typu RJ-45 s tzv. PLC modemem, např. technologie Homeplug nabízející také určitou garanci QoS, Samotný PLC modem je pak připojen na samotnou energetickou síť. Totéž je provedeno u dalších sítí, které chceme tímto způsobem propojit a tím pádem vytvořit síť větší. Pomocí alternativního koncového zařízení je možné síť PLC velice jednoduše změnit nebo rozšířit o bezdrátovou síť WiFi. Tato práce se bude zabývat jednak úvodním seznámením s problematikou řešení komunikace po stávajících energetických rozvodech, dále poukáže na problémy týkající elektromagnetické kompatibility a dalšími problémy, které se zde mohou objevit a které by mohly mít negativní vliv na okolní zařízení, nebo naopak na samotný PLC systém. K závěru budou rozebrány modulační techniky, zejména však pro širokopásmové systémy a jejich vzájemné porovnání.

1. PLC systémy

Komunikace po elektrické napájecí síti může mít všestranné použití v mnoha aplikacích, ať už se jedná o jednoduché kontrolní informace o stavu elektroměru, např. od spotřebitele elektrické energie k distributorovi, nebo až po přístupové technologie širokopásmového přístupu k Internetu a spojení několik sítí LAN a MAN po vysokonapěťových vodičích.

Z hlediska použití je možné PLC systémy členit na úzkopásmové a širokopásmové. Každá oblast je využita pro odlišný způsob komunikace, jsou použity odlišné modulační principy, které jsou vhodné pro dané aplikace a liší se přenosovými rychlostmi.

1.1. Úzkopásmové systémy

Úzkopásmové systémy pracují na frekvenčním rozsahu, definovaném normou CENELEC EN 50065, která poskytuje frekvenční rozsah od 9 kHz do 140 kHz pro samotnou komunikaci. Frekvenční rozsah je rozdělen do třech pásem [1], které uvádí tab. 1.

Tab. 1: Rozdělení kmitočtových pásem v Evropě

Pásmo	Frekvenční rozsah [kHz]	Maximální amplituda [V]	Poznámka
A	9-95	10	Pro dodavatele elektrické energie a s jejich souhlasu i pro odběratele
B	95-125	1,2	Jen pro odběratele
C	125-140	1,2	Jen pro odběratele

Při respektování doporučení CENELEC je možná rychlost přenosu dat maximálně několik kilobitů za sekundu a maximální vzdálenost mezi modemy je 1 km. K dosažení větší vzdálenosti je zapotřebí aplikovat na přenosovou trasu opakovače. Velmi důležitou oblastí aplikace úzkopásmových PLC je tzv. domácí automatizace, využívající pásma B a C normy, která jsou uvedena výše. Základní systémy jsou realizovány bez nutnosti instalace přídatných komunikačních sítí. Automatické systémy mohou plnit odlišné úkoly [1]:

- a) ovládání různých zařízení, které jsou napojeny na elektrickou instalaci, jako je osvětlení, topení, klimatizace, výtahy a jiné
- b) centralizovaná kontrola a řízení různorodých domovních systémů, např. ovládání oken a dveří, senzory oken a hasící zařízení
- c) zabezpečovací úkoly-bezpečnostní senzory, pravidla přístupu

Základní PLC systémy pro automatizaci nejsou pouze ve velkých budovách či firmách, ale objevují se často i v soukromých domácnostech. Pásmo A CENELEC normy je pro tzv. energetický dohled a dále s tím související služby, zajišťující vzdálené kontrolní funkce, sledování spotřeby a produkce energie, čtení z domovních elektroměrů a v posledním případě i pro komunikaci mezi systémy malých elektráren, které dodávají do určité oblasti elektrickou energii a jejich výkonnost a funkce jsou závislé na aktuálních povětrnostních podmínkách, stavu vody atd.

1.2. Širokopásmové systémy

Širokopásmové PLC sítě a systémy nabízí realizaci náročnějších telekomunikačních služeb, více hlasových spojení, přenos video signálu, při několikanásobně větší přenosové rychlosti. Realizace širokopásmových služeb přes energetické sítě nabízí zajímavou příležitost pro cenově efektivní telekomunikační sítě bez nutnosti položení nových vodičů a slibnou konkurenci k současným přístupovým technologiím, např. xDSL. Nicméně elektrické sítě nejsou konstruovány pro přenos informací v širokém kmitočtovém pásmu. Existují zde určité limitující faktory implementace širokopásmové PLC technologie na stávající energetickou síť a počítat s možnými důsledky, které by například mohli ovlivnit citlivé zařízení v blízkém okolí v důsledku vysokých kmitočtů. Zařízení by měla být elektromagneticky kompatibilní s jinými v okolí. Veškeré problémy budou probírány a diskutovány v textu v následujících kapitolách.

Pro realizaci širokopásmové PLC je zapotřebí významněji širší kmitočtové pásmo, než poskytuje skupina CENELEC, okolo 30 MHz. Současné širokopásmové PLC systémy nabízí rychlost přenosu dat přesahující 2 Mb/s ve venkovních energetických rozvodech a ve vnitřních rozvodech budov přes 12 Mb/s. Někteří výrobci vyvíjejí prototypy poskytující až 40 Mb/s, v laboratorních podmínkách bylo dosaženo přenosové rychlosti 100 Mb/s. PLC technologie implementována na vysokonapěťových vodičích, řádově 10-30 kV, je obvykle použita k vytvoření point-to-point spojení překlenující

vzdálenost několika stovek metrů. Typické aplikační oblasti těchto systémů je spojení lokálních počítačových sítí (LAN) mezi budovami a spojení antén a základových stanic buňkové komunikační sítě ke své páteřní síti. Řešení PLC systému na nízkonapěťových vodičích energetické rozvodné sítě (230/400 V, v USA 110 V) je používáno k vytvoření tzv. poslední míle telekomunikačních přístupových sítí, což znamená poskytnout, neboli distribuovat různé telekomunikační služby koncovým zákazníkům [1]. Tedy není nutné zavádět nadbytečnou kabeláž, např. za účelem poskytnutí služeb Internetu, jelikož energetické sítě jsou dostupné prakticky kdekoli. Standardizace širokopásmových PLC se řeší na celosvětové úrovni již několik let a zabývá se jí nezávisle na sobě řada institucí, organizací a sdružení. V textu uvedeme pouze několik nejznámějších standardů:

- a) **Open PLC European Research Aliance (OPERA)** – evropský projekt na podporu PLC zahájený v lednu 2004. Je součástí projektu Broadband for all. Náplní projektu Opera je vyvinout novou generaci zařízení PLC, která by se stala rovnocennou alternativou k ostatním technologiím tzv. „poslední míle“ přístupových sítí. Tato jednotná technologie by měla poskytovat nízkonákladový širokopásmový přístup k datovým i hlasovým službám prostřednictvím elektrické distribuční sítě vysokého a nízkého napětí. V průběhu projektu OPERA byl vytvořen dokument D51 pro specifikaci požadavků na zařízení PLC a dokument D52 pro specifikaci měření EMC [5].
- b) **Evropský telekomunikační institut (ETSI)** – za první skutečný návrh na evropské úrovni lze považovat zprávu ETSI 102 324 V.1.1.1, která obsahuje detailní popis měřicí metody, popis zpracování naměřených hodnot a konkrétní limitní hodnoty vyzařování, viz tab. 2 [5].

Tab. 2: Limity vyzařování PLC sítí do 30 MHz

100 % naměřených hodnot vyzařování od systémů a sítí PLC musí být pod hodnotou			
Frekvenční rozsah [MHz]	Kvazišpičková hodnota intenzity pole [$dB(\mu A/m)$]	Referenční měřicí vzdálenost [m]	Měřicí šířka pásma [kHz]
1,605 až 30	14	3	9
80 % naměřených hodnot vyzařování od systémů a sítí PLC musí být pod hodnotou			
Frekvenční rozsah [MHz]	Kvazišpičková hodnota intenzity pole [$dB(\mu A/m)$]	Referenční měřicí vzdálenost [m]	Měřicí šířka pásma [kHz]
1,605 až 30	4	3	9

- c) **Homeplug Powerline Alliance (HPA)** – společenství asi 50 firem, jako např. Intellon, Motorola, Texas Instruments a další, které realizovalo jeden ze současných nejznámějších standardů HomePlug 1.0. Základem standardu se stala technologie Power Packet od firmy Intellon [5]. Standardizovaný adaptér umožňuje komunikovat mezi sítí typu ethernet, které jsou připojeny na elektrickou síť. Zařízení dovolují komunikovat max. přenosovou rychlostí 14 Mb/s. Při přenosu je se používá upravená modulace OFDM, její samotný princip bude rozveden v dalších kapitolách, v kmitočtovém pásmu 4,3 až 20,9 MHz. Homeplug technologie obsahuje dopřednou korekci chyb při přenosu (FEC), detekci chyb, ARQ systém, který používá tzv. potvrzení přijímače vysílači a časovač k zajištění spolehlivého přenosu. HPA definuje ještě následující standardy jako HomePlug AV, který byl vytvořen pro přenos HDTV a VoIP, s teoretickou rychlostí okolo 200 Mb/s a HomePlug Access BPL – rozvíjející se standart pro přístupové sítě [6].

2. Realizace systému a problémy a s ní spojeny

Pro spolehlivou komunikaci je nutné se pozastavit u určitých omezujících faktorech, které by ve výsledku mohli zapříčinit velkou chybovost přenesené informace, nebo dokonce nerealizovatelnost požadavků, které by byly kladeny na komunikaci jako takovou, a ovlivňovat jiné zařízení. Mezi primární problémy lze zařadit charakter přenosového média a nutnost splňovat elektromagnetickou kompatibilitu.

2.1. Přenosové médium a charakter informačního kanálu

Vodiče, po kterých má probíhat komunikace, jsou primárně určeny pro přenos elektrické energie v rozsahu kmitočtu od 50 do 60 *Hz*. Z hlediska použití systémů PLC je zajímavý kmitočtový rozsah od 100 *kHz* do 30 *MHz*. Pro využití napájecí sítě ke spolehlivé komunikaci je potřeba znát chování sítě v tomto přenosovém pásmu. Přenosové médium, na kterém má probíhat samotná komunikace, vykazuje nevhodné vlastnosti pro přenos datového signálu [1]. V první řadě, na přenosové trase se vyskytují transformátory, které pro vysokofrekvenční datový signál bývají nepřekonatelnou překážkou. Možné řešení jak tento jev odstranit je přemostit výkonový transformátor, nebo použít takový, který je mnohem menší a má podstatně lepší parametry na vyšších frekvencích a od rozvodu elektrické energie se ještě oddělí kondenzátory. Charakteristická impedance silových vedení nemá konstantní průběh, ale proměnný charakter, zvláště v oblastech vysokých kmitočtů. Útlum vedení je značně ovlivněn topologií a připojenými spotřebiči, které se mohou kdykoliv odpojit od sítě, nebo k ní znovu připojit, a to zcela náhodně, což má významný vliv na časově nestálé parametry kanálu. V pásmu řádově několika jednotek až desítek *MHz* vedení, realizované většinou měděnými či hliníkovými rozvody, vykazuje nehomogenity útlumové charakteristiky a značný rozptyl energie do okolního prostředí. Hodnoty útlumu mohou nabývat až 60-70 *dB*. Z důvodu časové nestálosti parametrů kanálu není možné říci o nízkonapěťové síti, že má ideální charakteristickou impedanci [1].

Přiblížení parametru kanálu jako modelu je obvykle založeno na studiu přenosové funkce a přídavného šumu. Přenosová funkce mezi dvěma body na napájecí síti je ovlivněna délkou kabelů, typem kabelů a množstvím odboček na vedení. Nehomogenity vedení se projevují lokálními maximy na útlumové charakteristice, resp. minimy přenosové funkce, jednak odrazy. Může se objevit tzv. mezisymbolová interference, kdy vysílač pošle přijímači signál přes několik možných cest, které samozřejmě nemají

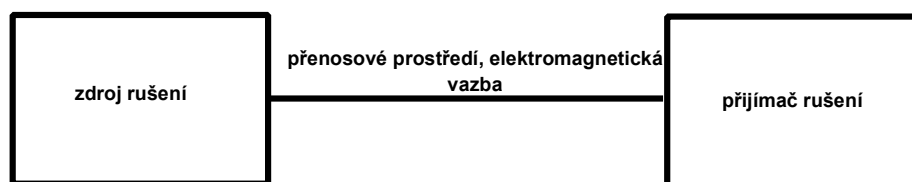
stejnou délkou ani shodné vlastnosti pro přenos, tudíž části signálu přijdou v odlišný čas. Části symbolů mohou zasahovat do sousedních symbolů, což může vést ve výsledku k tomu, že budou nekorektně vyhodnoceny. Vedle nehomogenit vedení působí i zmíněné odbočky v silových rozvodech (větvení rozvodu do více přenosových tras, odbočky k zásuvkám apod.) [3],[11].

2.2. Elektromagnetická kompatibilita PLC systémů

PLC technologie používá k přenosu informačního datového signálu silové napěťové vodiče, jak již bylo zmíněno dříve. Komunikace přes toto přenosové médium může vést k vyzařování elektromagnetického pole do okolí, kde napěťové kabely ve výsledku se mohou chovat jako anténa. Toto pole se vyznačuje jako rušící pro okolní prostředí, z tohoto pohledu pak nesmí překročit jisté hranice, což je účelem tzv. elektromagnetické kompatibility. Tedy to znamená, že PLC systém může pracovat bez funkčních poruch dalších systémů v tomto prostředí. Elektromagnetická kompatibilita je tedy schopnost neboli způsobilost zařízení nebo systému současně správné funkce bez zavádění nepříznivého elektromagnetického rušení ve formě interference na další systémy v tomto prostředí nebo na sebe samého. Elektromagnetickou kompatibilitu (EMC) lze členit do dvou různých oblastí:

- a) První oblast vyjadřuje schopnost zařízení a systému pracovat bez poruch nebo s přesně definovaným přípustným vlivem v prostředí, v němž se vyskytuje elektromagnetické rušení od dalších zařízení. Tato oblast je označována jako elektromagnetická susceptibilita (EMS). EMS se tedy zabývá především technickými opatřeními, které zvyšují u objektu (přijímače rušení) jeho elektromagnetickou imunitu.
- b) Elektromagnetická interference (EMI), neboli elektromagnetické rušení je proces, při kterém se signál generující ve zdroji rušení se přenáší prostřednictvím elektromagnetické vazby do rušeného systému. EMI je tedy druhou oblastí EMC, která se především zabývá identifikací zdrojů rušení, popisem a identifikací rušících signálů a identifikací přenosových parazitních cest [1], [9].

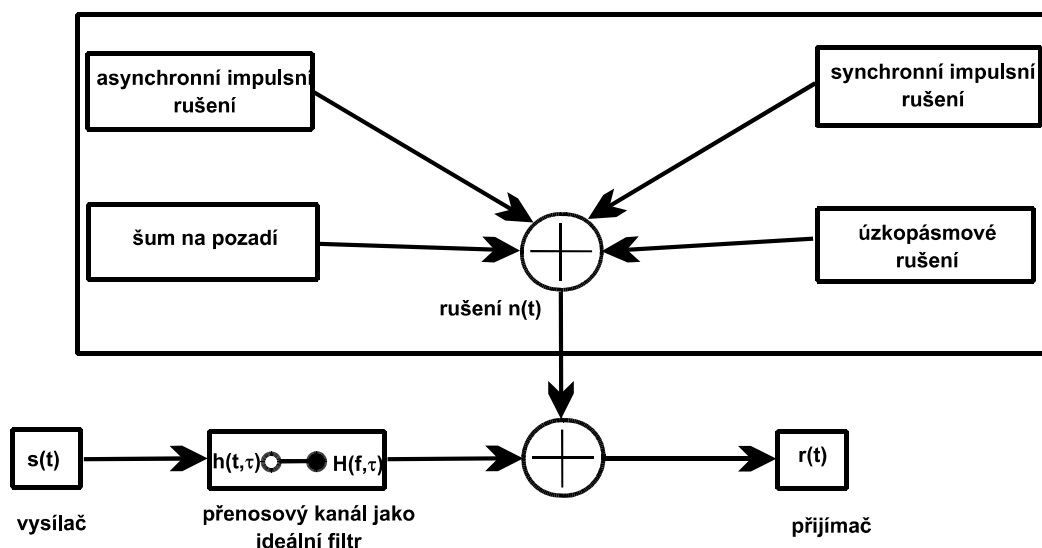
Při zkoumání elektromagnetické kompatibility daného systému či zařízení se vychází z tzv. základního řetězce EMC (viz. obr. 2.1).



Obr. 2. 1: Základní model řetězce EMC

Podle základního řetězce EMC závisí přenos interferenčních signálů z jejich zdroje do přijímače rozhodující mírou na elektromagnetickém prostředí, tedy na druhu a způsobu vazby mezi zdrojem a přijímačem rušení. Tyto vazby lze dělit podle různých hledisek, např. podle technické realizace vzdušným prostorem, napájecími kabely, atd. Z hlediska fyzikálního principu, který je k potlačení těchto vazeb většinou nejdůležitější, rozlišujeme vazbu galvanickou, kapacitní, induktivní a vazbu vyzařováním elektromagnetického pole.

Jak již bylo uvedeno dříve, v případě systémů PLC je potřeba problematiku rušení rozdělit na 2 části. Zařízení může být buď objektem elektromagnetického rušení produkovaného jinými zařízeními, nebo může být samo zdrojem rušení pro jiné zařízení v jeho blízkosti. Problematikou rušení systému PLC se zabývá řada prací, ale problematikou rušení jiných zařízení PLC systémem se zabývají ve většině případů pouze některé radioamatérské stanice. Zdroje interferenčních signálů, podle modelu EMC, na PLC mohou být následující, uvedeny v zobecněném schématu přenosové cesty a možných zdrojů rušení (viz.obr.2.2) [5].



Obr. 2. 2: Zobecněné schéma přenosové cesty PLC a možné zdroje rušení

- a) **Šum na pozadí** – je přítomen v síti vždy, vzniká skládáním velkého počtu zdrojů rušení o nízké intenzitě a jeho parametry jsou proměnné v čase. Je možné ho popsat výkonovou spektrální hustotou (PSD), která s rostoucím kmitočtem klesá. Hodnoty PSD jsou vysoké v rozsahu řádově od desítek *Hz* do 20 *kHz*. Na vyšších frekvencích se pak objevují pouze nízké hodnoty PSD, tzv. bílého šumu.
- b) **Úzkopásmové rušení** – jeho průběh má tvar úzkých špiček s vysokou hodnotou PSD. Na kmitočtech do 150 *kHz* ho způsobují zejména spínané procesy, měniče frekvence, zářivky, televizní obrazovky a počítačové monitory. Na vyšších kmitočtech toto rušení pak pochází od rozhlasových stanic vysílajících ve středovlnném a krátkovlnném pásmu. Amplituda rušení se může měnit během dne.
- c) **Impulsní rušení** – Typickou příčinou jejich vzniku jsou zejména spínací pochody při kontaktním spínání elektrických či energetických obvodů a soustav, jako např. ho mohou způsobovat spínané zdroje, tyristorové regulátory či kolektorové elektromotory. Jsou to rušivé signály impulzního charakteru s velkým poměrem velikosti impulzů k době jejich trvání. Na užitečný signál se tyto impulzy superponují jako kladné či záporné „špičky“. Tyto špičky mají délku trvání od jednotek do stovek μs , výjimečně jednotek *ms*. Jeho PSD se pohybuje okolo 10 *dB* někdy i 50 *dB*, tedy více než šum na pozadí. Impulsní rušení může být **synchronní** - nejčastěji je způsobováno napěťovými konvertory, stmívači a **asynchronní** – způsobují ho spínací prvky v distribuční síti [5].

Pásmo, které je využito pro systémy PLC, tzn. od 0 do 30 *MHz* je sdíleno nejrozličnějšími službami, jako příklad lze uvést amatérské rádiové služby, navigační služby, vojenské využití v navigačních systémech, mobilní rádiový přenos, rozhlasový přenos a další. Je tedy patrné, že je možné vzájemné rušení mezi jednotlivými službami. Aby se předešlo tomuto stavu, bylo nutné vyvinout některé standardy, které tento problém řeší. Jak již bylo uvedeno v kapitole 1.2, kde také byly některé popsány, otázka standardizace se řeší na celosvětové úrovni a některé z nich byly implementovány do výrobních procesů [5].

3. Modulační techniky pro systémy PLC

Podle charakteru přenášené informace, přenosové rychlosti, rušení atd. je vybírána vhodná modulační technika, která splňuje požadavky bezproblémové komunikace po napěťové síti při co nejmenší bitové či symbolové chybovosti. Každé zařízení či koncový zákazník má určité požadavky, které lze výběrem vhodné modulace splnit a to třeba bez zbytečně drahého modulátoru či ekvalizéru.

3.1. Úzkopásmové modulační techniky

Prvním a nejvýhodnějším řešením z hlediska snadnosti realizace jsou tzv. úzkopásmové modulace o jedné nosné, jako je například frekvenční klíčování (FSK) a fázové klíčování (PSK) a z další alternativy a kombinace, které jsou od těchto základních technik odvozeny. Amplitudové klíčování (ASK) nemá ve své základní formě vhodné vlastnosti pro přenos dat přes komunikační kanál a proto se nepoužívá. Lze uvést například binární fázové klíčování (BPSK), které je nejjednodušší z hlediska realizace (pouze 2 stavy nosné vlny), kvadrurní fázové klíčování (QPSK), složitější kvadrurní amplitudová modulace (QAM), kde se nejen klíčuje změna fáze, ale i amplitudy, což ve výsledku přinese více stavů modulace (hovoříme např. o 16-stavové QAM, 64-stavové QAM...). Které modulační schéma je aplikováno záleží spíše na výrobci, které jej implementuje do svého zařízení.

Tyto uvedené modulační techniky se využívají úzkopásmových PLC systémech, což již zmíněná domácí automatizace, zabezpečení objektů, řízení a dohled spotřeby elektrické energie. Jsou tedy určeny pro nízké bitové rychlosti v řádu desítek *kbit/s* v přenosovém pásmu okolo 150 *kHz*. Pro dosažení vysokých přenosových rychlostí pro různé širokopásmové aplikace (v PLC systémech obvykle do 30 *MHz*), ať už se jedná o připojení k Internetu, VoIP a jiné, by z hlediska použití těchto modulačních technik z důvodu vysokého mezisymbolového zkreslení je značně omezeno složitostí adaptivního ekvalizéru, nezbytného pro zpětnou rekonstrukci přenášené informace na straně příjemce. Tudíž bylo nutné aplikovat jiné modulační techniky, které by bez větších problémů dokázali zajistit bezproblémovou a spolehlivou komunikaci rychlostmi i několik desítek *Mb/s* [1].

3.2. Vhodná modulace pro širokopásmové aplikace PLC systému

Výběr modulační techniky pro komunikační systém velmi závisí na prostředí, ve kterém se systém nachází, na vlastnostech komunikačního média, na kterém bude probíhat samotná komunikace. Kanál PLC vykazuje nevhodné vlastnosti pro přenos datového signálu, objevuje se zde šum, přenosové médium se může rozčleňovat do více cest, je zde velký útlum, který závisí na kmitočtu. Vedle nízkých realizačních nákladů, modulace aplikovaná na PLC systém musí tedy předcházet těmto problému vyskytující se v komunikačním kanálu. Nelinearita přenosové funkce komunikačního kanálu by mohla zapříčinit, že modulátor bude velmi složitý a velmi drahý, tento stav není vyloučen pro vyšší přenosové rychlosti s použitím modulace o 1 nosné. Proto PLC modulace musí předcházet těmto problémům bez potřeby velmi komplikovaného řešení. Modulační technika se musí také vyrovnat s proměnnou impedancí napěťových vodičů, která by mohla způsobit vytváření ozvěn v komunikačním kanálu. Výběr modulace musí tedy musí nabízet vysokou flexibilitu toho, aby některé signály na určitých kmitočtech nemohli negativně ovlivňovat PLC signál, které by pro něj mohli být velmi rušivé a naopak, aby signál PLC systému nemohl negativně ovlivňovat jiné systémy [1].

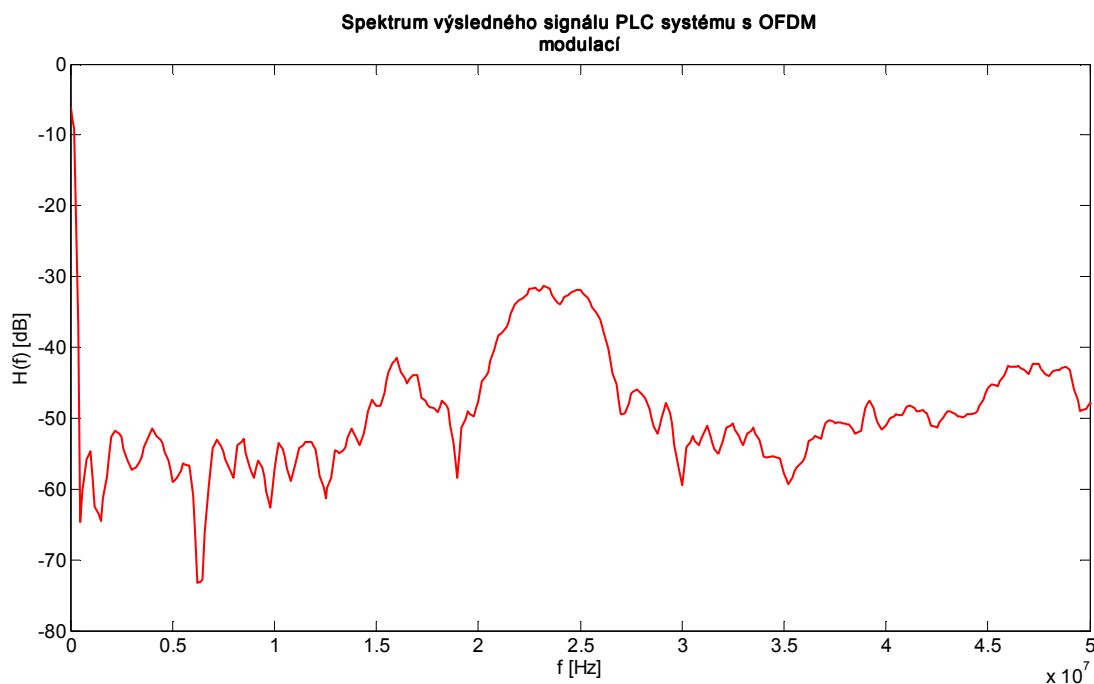
V současné době v PLC se vyskytují nejčastěji 2 modulační techniky, které vykazují dobré vlastnosti v nepříznivém prostředí a byly tudíž zvoleny pro odlišné systémy s rozsáhlým použitím. První modulace je OFDM, která se vyskytuje také v přenosu DVB-T, tudíž v terestriálním (pozemním) přenosu digitální televize, v digitálních účastnických linkách DSL, pod označením DMT, v bezdrátových sítích a jiných aplikacích. Druhý modulační princip je modulace s rozprostřením spektra (DSSS, FHSS), které jsou také zejména použity v bezdrátových sítích, ve kterých má majoritní zastoupení.

V následujících sekcích se zaměříme na popis modulačních principů, které jsou použity pro PLC systémy, popíšeme jak jejich princip, ale i jejich vlastnosti.

3.3. Modulace o více nosných, systém OFDM

Modulace o mnoha nosných (MCM) je princip přenosu dat, kde datový vstupní tok se rozdělí na několik dílčích paralelních bitových toků (subkanálů), každý má o mnoho nižší přenosovou rychlost a používá několik nosných, které nazýváme dílčí nebo subnosné. Pokud jsou tyto subkanály dostatečně úzké, pak v každém subkanálu lze předpokládat, že přenosová funkce je konstantní a šum je bílý, což je myšleno tak, že je

nekorelovaný mezi dílčími subkanály [10]. Větší počet subkanálů a tedy menší šířka každého z nich umožní, že se více subkanálů bude blížit této ideální charakteristice. OFDM je speciální typ MCM s hustě umístěnými nosnými a s překrytím spektra. Na obr.3.1 je zobrazeno spektrum modulace OFDM PLC systému, které bylo změřeno spektrálním analyzátozem při použití technologie HOMEPLUG.

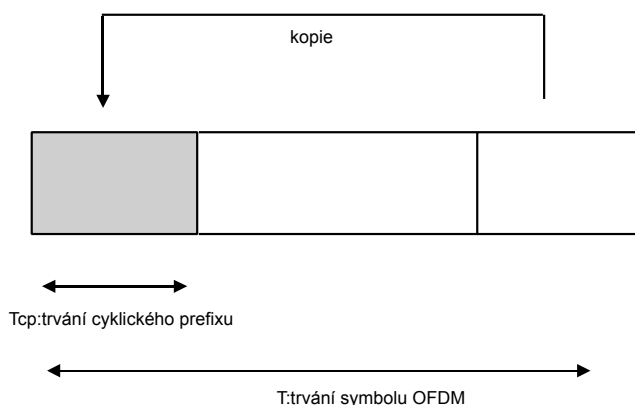


Obr. 3. 1: Spektrum výsledného PLC systému s modulací OFDM

K zabránění nekorektního vyhodnocení OFDM signálu na přijímací straně, nosné vlny by měly být ortogonální (násobek délky symbolu-periody). S porovnáním modulačních metod, jako je binární fázové klíčování (BPSK) nebo kvadrurní fázové klíčování (QPSK), OFDM symboly jsou přenášeny s relativně dlouhou dobou trvání, ale v úzkém pásmu. V případě OFDM systému se požaduje, aby trvání symbolu bylo co nejdelší, což způsobí, že impulsní šum se při demodulaci rozloží v celém symbolu. Obvykle jsou systémy OFDM realizovány tak, že se dokáží přizpůsobit aktuálním vlastnostem kanálu. To znamená, pokud některý subkanál bude poškozen, je možné v něm přenášet buď menší počet bitů, které by nesly jednotlivé nosné, popřípadě tento kanál nepoužívat vůbec. Pokud systém pracuje v kmitočtovém pásmu, kde lze předpokládat nepravidelné rušení, například od radioamatérských stanic, je nutné regulovat počet bitů na jednotlivých subkanálech [10]. V ideálním komunikačním kanálu, který má konstatní přenosovou funkci, jsou jednotlivé nosné v jednotlivých kanálech zcela ortogonální. Na

reálném přenosovém médiu, v našem případě vodiče energetické sítě, které jsou konstruovány jen pro přenos elektrické energie na kmitočtech 50 či 60 Hz. Přenosová charakteristika kanálu má proměnný charakter, dosahuje místy lokálních maxim a minim, dokonce může silně záviset i na časovém hledisku v důsledku spínacích procesů od elektromotorů či dalších zařízení. Ortogonalita jednotlivých nosných se může ztratit, na přijímací straně se vyskytují mezisymbolové a mezikanálové interference ISI a ICI.

Dostupné kmitočtové pásmo je rozděleno na N paralelních cest a každém probíhá mapování na symboly pro modulace QPSK, QAM. Je k dispozici N symbolů, představujících stavy N nosných v každém kanálu. Každý symbol má dobu trvání N -krát delší, než by tomu bylo při ekvivalentní modulaci o jedné nosné. Podle toho, efekt mezisymbolového zkreslení (ISI) je minimalizován, tím způsobem, že na dílčí subkanály lze pohlížet jako na kanály s ideální přenosovou charakteristikou. K eliminaci ISI se vkládá cyklická předpona s trváním delším, než je impulsní odezva kanálu. Cyklická předpona (cyklický prefix) je realizována tím způsobem, že část vzorků z konce symbolu je zkopírován na jeho začátek, jak je ukázáno na obr. 3.2



Obr. 3. 2: Přidání cyklického prefixu

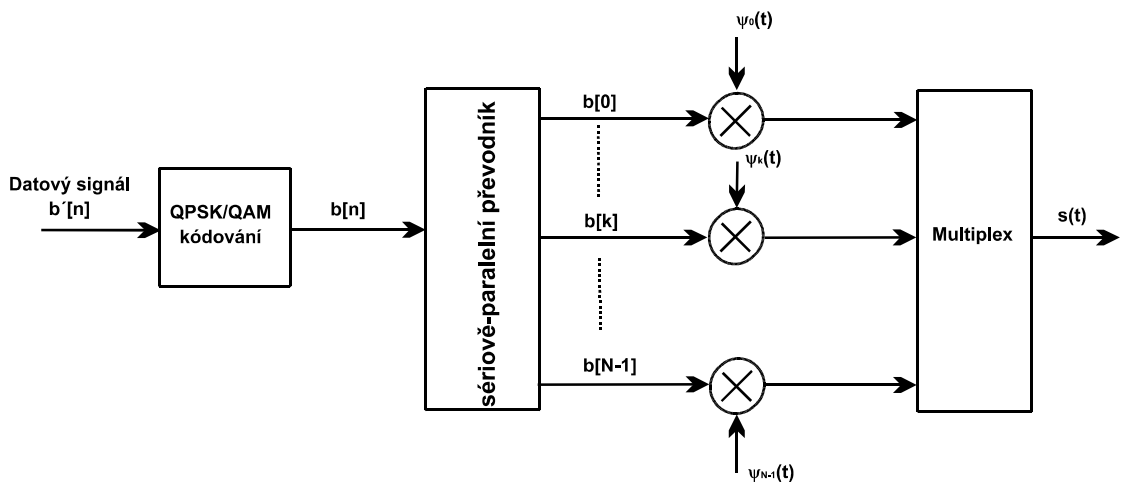
Dalším problémem, který by mohl negativně působit na OFDM systém jsou interference mezi kanály ICI, které vede k porušení ortogonalit nosných [1].

3.3.1. Generace OFDM signálů

Datový tok je rozdělen na N paralelních dílčích toků a rozložen o $\Delta t = 1/f_s$, kde f_s je požadovaná symbolová rychlost. N sériových toků (elementů) moduluje N nosných. Obr.3.3 ukazuje základní vysílač OFDM systému. Trvání symbolu má být zvětšeno o $N\Delta t$, čímž poskytuje odolnost zpoždění způsobené kanálem. Šířka každého kanálu (subkanálu) je definována rovnicí 3.1 [1]

$$\Delta f = \frac{1}{N \cdot \Delta t} \quad (3.1)$$

Toto zajistí, že nosné frekvence jsou od sebe odděleny o násobek $1/T$, tak tedy nosné jsou ortogonální po dobu trvání symbolu bez deformací [1].



Obr. 3. 3: Základní vysílač OFDM

OFDM přenášený signál $s(t)$ může být vyjádřen následující rovnicí [1]

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} b_l[k] \psi_k(t - lT), \quad (3.2)$$

puls, který má funkci $p(t)$ a $f_k = k/T$, každá nosná může být formulována následovně

$$\psi_k(t) = p(t) \cdot e^{j2\pi f_k t}. \quad (3.3)$$

Báze $\{\psi_0, \psi_1, \dots, \psi_{N-1}\}$ je ortogonální, jestliže platí:

$$\int_0^T \psi_k(t) \psi_i^*(t) dt = \begin{cases} 1, & \text{jestliže } i = k \\ 0, & \text{jestliže } i \neq k \end{cases} \quad (3.4)$$

tedy přenášený signál může být vyjádřen jako [1]:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} b_l[k] p(t - T) \cdot e^{j2\pi f_k t}, \quad (3.5)$$

při vzorkování periodě $T_S = T/N$ [1]

$$x[n] = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} b_l[k] \prod_N [nT_S - lNT_S] \cdot e^{j2\pi knT_S / (NT_S)}, \quad (3.6)$$

$$x[n] = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=-\infty}^{\infty} b_l[k] \prod_N [n - lN] \cdot e^{j2\pi kn / N}, \quad (3.7)$$

s

$$\prod_N [n - lN] = \begin{cases} 1, & \text{pro } (lN < n \leq (l+1)N) \\ 0, & \text{jinak} \end{cases} \quad (3.8)$$

Signál pak může být prezentován v této formě [1]

$$x[n] = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \prod_N [n - lN] \cdot \sum_{k=0}^{N-1} b_l[k] e^{j2\pi kn / N}, \quad (3.9)$$

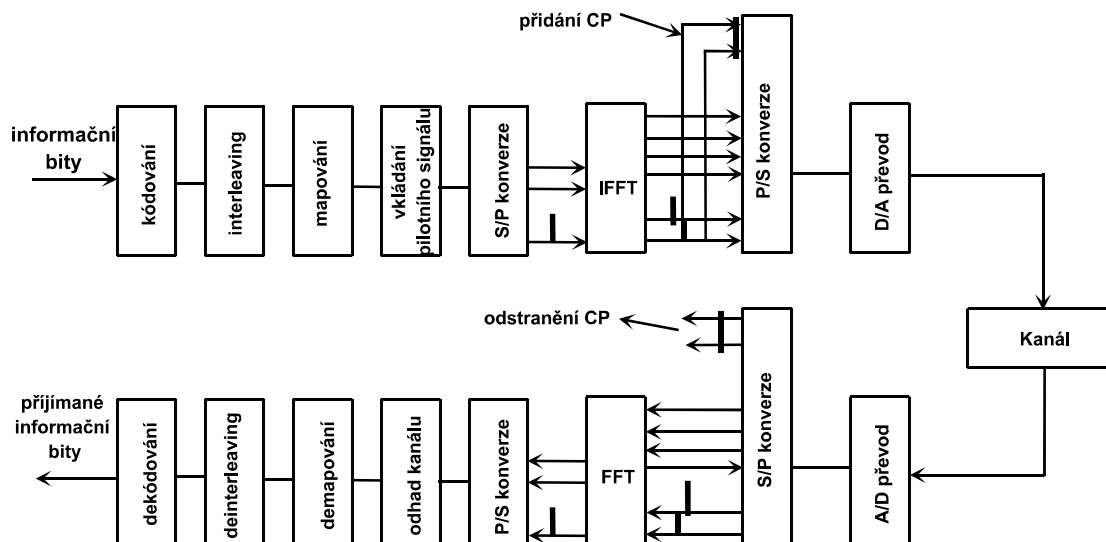
$$x[n] = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \prod_N [n - lN] \cdot IDFT(b_l, n), \quad (3.10)$$

kde IDFT je inverzní diskrétní Fourierova transformace [1].

Pro interpretaci OFDM signálu $x[n]$ je vyžadován pro zpracování blok IDFT. Generace OFDM signálu může pro další optimalizaci počítání IDFT originálního signálu použita inverzní rychlá Fourierova transformace (IFFT), viz obr.3.4. Pro cyklické rozšíření OFDM symbolu, poslední T_{CP} vzorky IFFT na výstupu bloku jsou vkládány na začátek OFDM symbolu. Na přijímací straně, první vzorky T_{CP} OFDM symbolu jsou zrušeny [1].

3.3.2. Realizace systému OFDM

Před zpracováním signálu blokem IFFT, musí být aplikovány některé komplementární operace, které ukazuje blokové schéma OFDM systému na obr.3.4 [1].



Obr. 3. 4: Blokové schéma OFDM systému

Na vysílací straně v bloku kódování je realizováno vlastní zabezpečení informačního signálu proti chybám při přenosu v komunikačním kanálu. Chyby signálu mohou být způsobeny šumem, různými druhy rušení, únikem signálu, odrazy, atd. Podstatou zabezpečení je mírné zvýšení jeho redundance. Tím pádem dojde ke snížení chybovosti, zvětší se odstup signálu od šumu, ale na druhé straně dochází k větší potřebě šířky pásma. Pro zabezpečení vysílané bitové posloupnosti se používají tzv. korekční kódy, které dokáží případně se vyskytující chyby detekovat, ale i opravit. K zabezpečení není potřeba zpětný kanál. Proto se tedy označují termínem dopředná korekce chyb FEC. Kódovacími schémata mohou být například konvoluční kódy, blokové kódy, turbo kódy. Kanálová schémata jsou vytvořena tak, aby si poradila s nezávislými chybami, ale ne z chybami typu burst, čili shlukovými chybami. Proto se kanálové kódování se doplňuje technikou prokládání, která je použita k odstranění těchto jevů a chyby rozmístí náhodně na nezávislé bity. Na přijímací straně, na výstupu bloku inverzní prokládání je ve výsledku shluková chyba, která se objevila ve vstupní posloupnosti rozprostřena na ojedinelé bity, na které je již možné aplikovat vhodný korekční kód. Funkce prokládání může být realizována blokovým nebo konvolučním prokládáním [1]. Po kódování a bitovému prokládání bity jsou přenášeny v l OFDM časových slotech a prostřednictvím k OFDM nosných jsou namapovány na vhodné modulační symboly $S_{l,k}$. Datové bity jsou mapovány na komplexní modulační symboly, vycházející v zásadě M-PSK nebo M-QAM modulací. Číslíkovou modulací získáme pro každou nosnou komplexní číslo (které lze vyjádřit v tzv. konstelačním diagramu), absolutní hodnota

reprezentuje amplitudu a úhel fáze odpovídajícího tónu. V bloku IFFT je realizován převod symbolu do časové oblasti tak, aby signál obsahoval N oddělitelných tónů díky jejich vzájemné ortogonalitě. IFFT z N komplexních čísel jednotlivých subkanálů by vedlo k vytvoření N komplexních čísel, které by reprezentovaly komplexní signál, který ovšem není možné přenášet přes sdělovací kanál. Je tedy nutná úprava, kterou docílíme toho, že obdržíme pouze reálné hodnoty v časové oblasti [10].

Odhad kanálu je důležitý k identifikaci amplitudy a fáze mapující konstelace každé nosné tak, že komplexní datový symbol je dekodován zpětně správně. Kanálový odhad v OFDM systémech vyžaduje vložení známých symbolů nebo zkušební strukturu do OFDM signálu [1].

3.4. Princip modulace s rozprostřeným spektrem

Komunikaci s rozprostřeným spektrem se rozumí vysílání signálu s mnohem větší šířkou frekvenčního pásma než je minimální šířka pásma potřebná k přenesení požadované informace. První systémy s rozprostřeným spektrem byly navrženy pro bezdrátovou digitální komunikaci kvůli bezpečnosti přenosu dat. Modulaci s rozprostřeným spektrem se docílí toho, aby vysílaný signál přes přenosové prostředí k přijímači byl obtížně detekovatelný jiným systémem a také zabránit tomu, aby užitečný signál nebyl jiným nežádoucím signálem porušen a tím pádem možný výskyt kolizní situace na přijímací straně. U přenosu informace je největší část vysílací energie soustředěna kolem střední frekvence, zatímco u přenosu s rozprostřeným spektrem je stejná část vysílací energie rozprostřena v mnohem širším frekvenčním pásmu. Přenášená informace se stává nedetekovatelná běžnými přijímacími technikami, protože užitečná informace je pod hranicí šumu.

Tyto systémy, které byly nejdříve navrženy pro vojenské účely, našly možnost uplatnění v dalších oblastech, kde se signál přenáší v prostředí, který je pro přenos nevhodný z hlediska vlastností informačního kanálu, jako je například prostředí PLC. Další typické aplikace jsou v bezdrátových telefonech, bezdrátových sítích LAN, Bluetooth a jiné [1].

Co se týká principu modulace s rozprostřeným spektrem, tak ta spočívá v tom, že rozšíří kmitočtové pásmo informačního signálu, který má obecně šířku pásma B a periodu T_s , prostřednictvím pseudonáhodného signálu na signál se šířkou spektra W ,

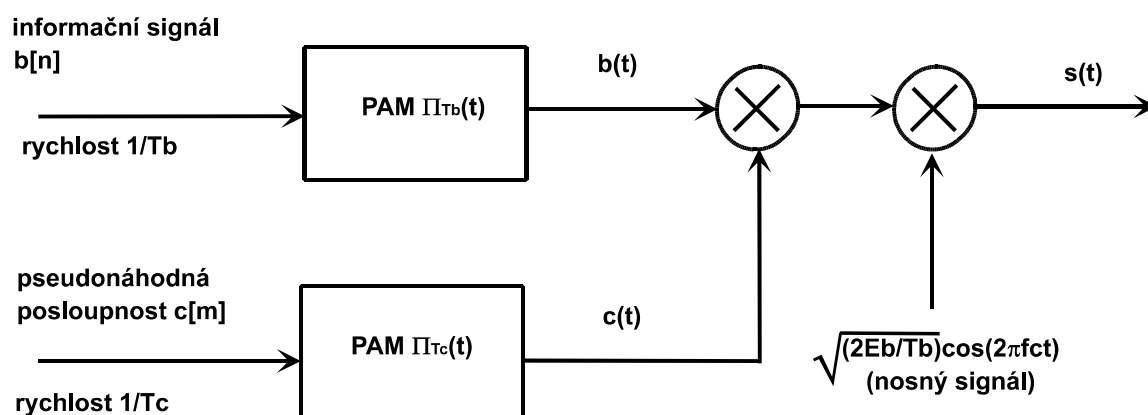
kde $W \gg B$. Příslušné rozšíření spektra může docíleno vyjádřeno tzv. faktorem rozprostření (SF) a je definován rovnicí [1]

$$G = \frac{W}{B} = W \cdot T_s \quad (3.11)$$

Mezi několika výhodami technologie rozprostřeného spektra je podstatná bezpečnost přenášené informace, odolnost vůči interferencím od dalších systému a další. V následujících odstavcích se zaměříme na popis 2 nejznámějších metod rozprostřeného spektra a tím jsou přímé rozprostření spektra kódovou sekvencí (DSSS) a rozprostření tzv. frekvenčními přeskoky (FHSS).

3.4.1. Přímé rozprostření spektra (DSSS)

Vysílač DSSS je zobrazen na obr. 3.5, informační bitový tok $b[n]$, který má symbolovou rychlost $1/T_B$ a o amplitudě -1 a 1 je převáděn na signál $b(t)$ prostřednictvím pulsně-amplitudové modulace (PAM) generující sled pulsů $\prod_{T_b}(t)$. Rozprostření signálu $b(t)$ je uskutečněno tím, že originální signál je ovlivňován digitálním signálem $c(t)$, který má o mnoho vyšší kmitočet a má mnoho nulových přechodů na interval symbolu s periodou T_C . Kódová sekvence $c[m]$ je generována pseudonáhodným generátorem (PNS) s frekvencí $1/T_C$ a modulována opět prostřednictvím PAM se sledem impulsů $\prod_{T_c}(t)$ [1]. Výběr vhodné kódové sekvence je důležitý pro výkonnost samotného systému. Kódová sekvence je pseudošumová nebo pseudonáhodná posloupnost jedniček a nul, není přímo náhodná, po určité době se jeví jako periodická. Danou posloupnost zná pouze vysílač a přijímač.



Obr. 3. 5: Vysílač DSSS

Obr. 3.5 ukazuje DSSS vysílač [1] založený na BPSK modulaci, nosný signál má amplitudu $(2E_b/T_b)^{1/2}$, kde E_b je energie připadající na informační bit. Přenášený signál $s(t)$ může být popsán následující rovnicí [1]:

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) b(t) c(t), \quad (3.12)$$

kde datový signál $b(t)$ je definován jako [1]

$$b(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} b[n] \prod_{T_b} (t - nT_b), \quad (3.13)$$

signál rozprostírajícího kódu, kterým je signál v základním pásmu, je definován [1]

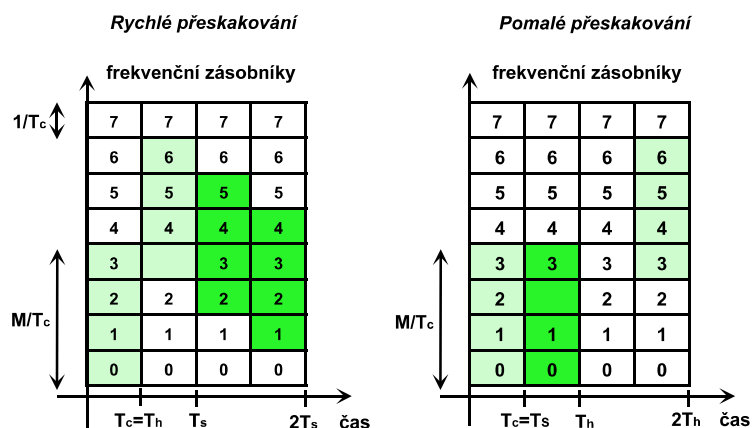
$$c(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} c[m] \prod_{T_c} (t - mT_c), \quad (3.14)$$

kde $\prod_T(t)$ vyjadřuje amplitudu pravoúhlého pulsu, který má dobu trvání T .

Když uvažíme rovnost $1/T_c = N/T_b$, po modulaci přenášený signál má šířku pásma $2N/T_b$. To znamená, že šířka pásma přenášeného signálu je N krát širší, než šířka pásma originálního informačního signálu. Tedy rozšiřující faktor (spreading factor) je roven N [1].

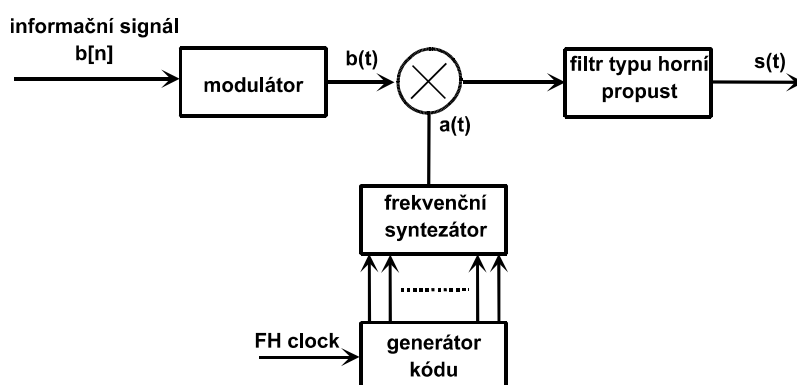
3.4.2. Rozprostření spektra přeskokováním kmitočtů (FHSS)

V tomto systému je frekvence signálu konstantní pro určitý specifikovaný časový interval, označovaný jako „zlomkový čas“ T_c z anglického chip time. Frekvence přenosového signálu jsou tedy měněny neustále. Obvykle je pásmo rozděleno na nepřekrývající se tzv. zásobníky. Datový signál zabírá jeden a pouze jeden zásobník po dobu trvání T_c a později je uskutečněn skok do dalšího zásobníku. Je vhodné rozdělit systémy FHSS na systémy s rychlým přeskokováním FH a s pomalým přeskokováním SH. Je zde značný rozdíl ve vlastnostech těchto dvou typů systému FHSS. Systém FHSS-FH je systém, ve kterém se uskutečňuje frekvenční přeskok o rychlosti $1/T_h$, která je větší, než bitová rychlost zprávy $1/T_s$, jak je ukázáno na obr. 3.6 používající 4-stavovou FSK modulaci a kde T_h je bráno jako rovnost $T_s/2$. V systému FHSS-SH je rychlost přeskoků menší, než rychlost bitu zprávy, například $1/T_h$ je rovno $1/2T_s$, opět je to ukázáno na obr. 3.6 [1].



Obr. 3. 6: Časová a kmitočtová reprezentace pomalého a rychlého FHSS

Na obrázku 3.7 je zobrazen vysílač FHSS [1].



Obr. 3. 7: Vysílač FHSS

Modulační schémata, jako je M-stavová FSK jsou obvykle použité pro datový signál. Podle generujícího pseudonáhodného sekvenčního kódu, frekvenční syntetizátor generuje signál s možnou frekvencí, kterou má přenášet signál v základním pásmu přes přenosový kanál. Pro M- stavovou FSK může být datový signál vyjádřen jako [1]

$$b(t) = \sqrt{2P} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \prod_{T_b} (t - nT_b) \cos(2\pi f_n t + \Phi_n), \quad (3.15)$$

kde $f_n \in \{f_{s0}, f_{s1}, \dots, f_{sM-1}\}$ a P je průměrný přenášený výkon. Na výstupu frekvenčního syntetizátoru je tzv. signál přeskočků definovaný [1]

$$a(t) = 2 \cdot \sum_{m=-\infty}^{\infty} \prod_{T_c} (t - mT_c) \cos(2\pi f'_m t + \Phi'_m), \quad (3.16)$$

kde $f_m' \in \{f_{c0}, f_{c1}, \dots, f_{cL-1}\}$. V tomto případě L jsou frekvenční zásobníky tohoto systému. Pripustíme-li, že $T_b = N \cdot T_c$ bude se jednat o FH a jestliže bude platit $T_c = N \cdot T_b$ bude se jednat SH systému FHSS. Přenášený signál v systému FHSS-FH může být popsán vyjádřením [1]

$$s(t) = \sqrt{2P} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \prod_{T_c} (t - mT_c - \Delta) \cdot \cos[(2\pi f_{\lfloor m/N \rfloor} + 2\pi f_m')(t - \Delta) + \Phi_{\lfloor m/N \rfloor} + \Phi_m'], \quad (3.17)$$

v případě systému FHSS-SH, kde $T_b < T_c$, přenášený signál $s(t)$ vyjádřen jako [1]

$$s(t) = \sqrt{2P} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \prod_{T_b} (t - nT_b - \Delta) \cdot \cos[(2\pi f_n + 2\pi f'_{\lfloor n/N \rfloor})(t - \Delta) + \Phi_n + \Phi'_{\lfloor n/N \rfloor}], \quad (3.18)$$

4. Srovnání standardních modulačních technik

Výběr modulační techniky pro PLC komunikačního systému závisí především na aktuálních přenosových podmínkách, vlivu okolního prostředí, dostupnosti, ať již cenové nebo realizační, šířkou přenosového pásma a z toho vyplývající přenosové rychlosti, která je pro danou aplikaci požadována.

Jako první zástupce pro širokopásmovou komunikaci po energetických rozvodech je možno uvést modulační techniky s rozprostřeným spektrem a to jak DSSS nebo FHSS, jejichž princip byl popsán v předchozích kapitolách. Jedná se o poměrně jednoduché modulace z pohledu realizace, poměrně velkou odolností vůči rušení díky snížení výkonové spektrální hustoty původního signálu do oblasti šumu a také se tak jeví pro ostatní účastníky komunikace s jinou pseudonáhodnou sekvencí. Jeho přenos o mnoho širším kmitočtovém pásmu. Na druhou stranu přenosová rychlost může být pro mnoho aplikací nedostačující, je nutná časová synchronizace mezi vysílečem a přijímačem.

V současné době je v nejvyšší míře využívána modulace OFDM nejen v PLC, ale také např. v bezdrátových technologiích, v datových přenosech po telekomunikačních okruzích, kde je označována jako DMT, k připojení k Internetu prostřednictvím ADSL. Komunikace dovoluje touto modulační technikou vcelku přijatelné přenosové rychlosti okolo 10 Mb/s a více, v laboratorních podmínkách bylo dosaženo dokonce 100 Mb/s. Modulace dokáže vyřešit problém charakteru přenosového média, nelinearit, rušení díky adaptivní bitové alokaci v závislosti SNR v jednotlivých kanálech a k zabránění interference mezi symboly používá cyklickou předponu přidanou k užitečnému symbolu podle délky impulsní odezvy kanálu. Tím je dosaženo určité rozlišitelnosti symbolů a jejich správné vyhodnocení na straně přijímače. Jestliže ovšem se na přenosové cestě je velmi vysoké rušení, např. v průmyslových oblastech, efektivnost přenosu dat díky cyklické předponě může klesnout, díky tomu, že impulsní odezva kanálu roste a délka prefixu také. Tím se zvyšuje nadbytečnost přenášené informace a může se prodloužit doba potřebná k přenesení užitečného symbolu od zdroje k příjemci.

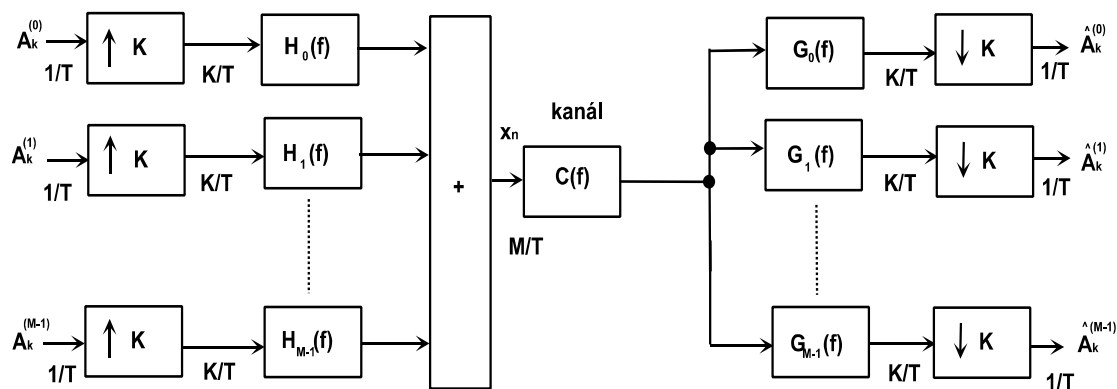
Byly vyvinuty další modulační techniky, které z principu odpovídají OFDM a jsou ve velké míře podobné, které by bylo možné aplikovat v PLC systémech. Jejich princip bude vysvětlen v následující kapitole.

5. Alternativní modulační techniky

Jak již bylo řečeno v předchozích odstavcích, nejčastěji používaná modulační technika, OFDM, která pro přenos signálu mezi přijímačem a vysílačem na napěťových sítích poskytuje poměrně dobré vlastnosti, a to jak co se týká realizovatelné přenosové rychlosti a taky případné ošetření přenášeného symbolu tak, aby jej mohl přijímač bezchybně demodulovat a provést jeho korektní vyhodnocení. Komunikace po napěťových sítích, obzvláště ve venkovních prostorech zejména v prostředích, kde může docházet ve velké míře k různým spínacím procesům, odrazy, vícecestné šíření, rušení od elektromotorů a případně od dalších zařízení, zejména v průmyslové oblasti, vyžaduje délku cyklické předpony, která v závislosti na délce impulsní odezvy neúměrně narůstá. Může se tedy stát, že může docházet ke zpoždění vlivem délky symbolu, propustnosti systému a tedy i snížení přenosové rychlosti potřebné přenést dané množství uživatelských dat.

Poměrně nové modulace, které se již s úspěchem zavádí např. ve VDSL technologiích nepoužívají cyklický prefix, používají jiné transformace, jako příklad můžeme uvést rychlou vlnkovou transformaci FWT a zpětnou IFWT, v tomhle případě se jedná o diskretní vlnkovou multitónovou modulaci, nebo za transformací IFFT (FFT), které jsou základem pro modulaci OFDM, se přidávají vhodně navržené filtry, většinou FIR, tím pádem mluvíme o filtrované multitónové modulaci. DWMT a FMT budou rozebrány stručně v následující podkapitole. Všechny vícekanálové modulace z principu vychází z modelu komunikačního systému s bankami filtrů, který je zobrazen na obr.

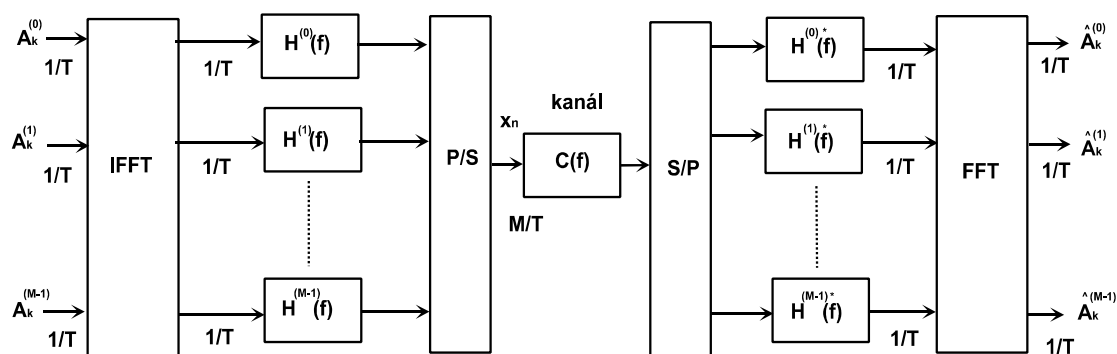
5.1. Označení K určuje činitel interpolace a decimace, $A_k^{(i)}$ představují vysílané symboly a $\hat{A}_k^{(i)}$ příslušné přijímané symboly. V systému jsou syntetizující filtry $H_M(f)$ a analyzující filtry $G_M(f)$.



Obr. 5. 1: Komunikační systém s bankami filtrů

5.1. Filtered Multitone Modulation

FMT modulace vychází z podobného principu jakou dostatečně popsána o několik kapitol výše modulace OFDM, tedy používá pro IFFT pro převod komplexního signálu jednotlivých modulovaných symbolů do časové oblasti a převádí signál na reálný, na přijímací straně naopak (FFT). Ovšem k zajištění toho, aby bylo možné rozlišit správně symboly na přijímací straně, při přenosu přes kanál, který není ideální, nepoužívá cyklickou předponu, která by vyplnila začátek symbolu zkopírováním několika vzorků z jeho konce. Narozdíl od toho se v každém kanálu se za příslušnou IFFT ve vysílači a před FFT před přijímačem zařadí vhodně navržené filtry, nejlépe s lineární fázovou charakteristikou a většinou s typu FIR. Na obr. 5.2 je zobrazena implementace filtrů v komunikačním systému [12].



Obr. 5. 2: Implementace filtrů v každém kanálu v komunikačním systému

Na obrázku výše komunikační systém obsahuje banku filtrů s polyfázovými filtry. Filtry jsou navrženy tak, aby postranní laloky jednotlivých kanálů nezasahovaly do sousedních, jak je tomu u OFDM, díky implementaci IFFT, kde tvar spektra je podobný tvaru funkce sinc ($\sin(x)/x$). Jednotlivými filtry je dosaženo toho, že interference mezi kanály je možné považovat za zanedbatelné. Potlačení postranních laloků je tedy o mnoho vyšší, než u OFDM a mezi kanály je udržována ortogonalita. Tato modulační technika je tedy vhodná tam, kde v přenosovém kanále jsou znatelné rušící vlivy, přeslechy, nízký odstup signál/šum. Jak již bylo zmíněno, filtry mají konečnou impulsní charakteristiku a délku impulsní charakteristiky γM , kde M je počet kanálů a γ značí délku polyfázové složky filtru. Větší hodnotou γ je v podstatě možné dosáhnout lepší aproximace přenosové funkce prototypu filtru a míru omezení spektra, na druhé straně je nutné se v závislosti na γ poohlížet po kompromisu mezi počtem kanálů, úrovně omezení spektra, zpoždění jednotlivých filtrů a přenosové efektivitě.

5.2. Discrete Wavelet Multitone Modulation

DWMT jako poměrně nová modulační technika, která se již s úspěchem zavedla ve VDSL, nepoužívá jako OFDM či FMT IFFT na vysílací či FFT na přijímací straně s tvarem jednotlivých sinc spekter dílčích nosných v jednotlivých kanálech. Místo toho se v komunikačním řetězci tohoto systému zavádí M -kanálová banka filtrů pro výpočet rychlé inverzní waveletové transformace (IFWT) a na straně přijímače rychlé waveletové transformace (FWT).

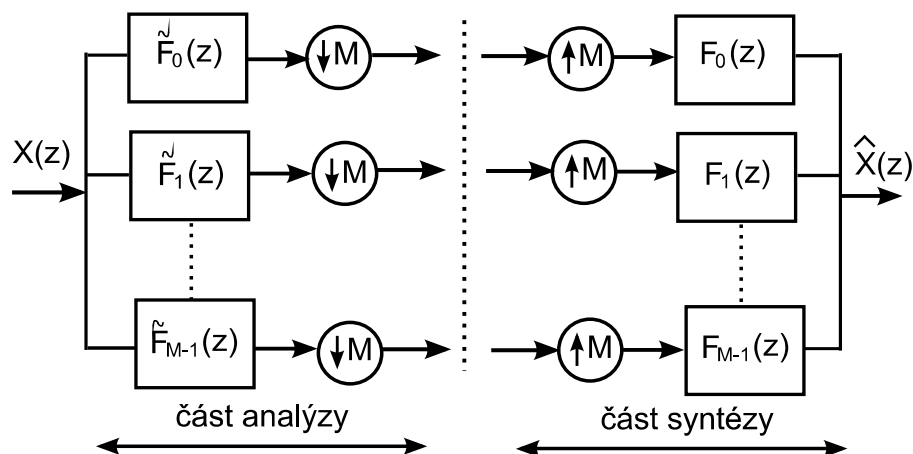
Vlková transformace našla a stále nachází větší uplatnění v mnoha oborech. Používá se pro časově-frekvenční analýzu a rekonstrukci neúplných či silně zarušených signálů, v komunikačních systémech, až třeba pro kompresi dat, kde dosahuje vynikajících výsledků, velmi vhodní implementace na signálových procesorech (DSP).

Celý princip výpočetního algoritmu spojitě vlkové transformace (CWT) vychází ve vzájemném porovnávání analogového signálu $x(t)$ s vhodně zvoleným vzorovým tvarem označovaného jako vlnka ψ (wavelet). Výsledkem porovnávání vlnky se signálem je koeficient CWT (τ, s) udávající úroveň podobnosti vlnky se signálem. Z časového hlediska je doba trvání vlnky velmi malá s porovnáním s průběhem vlastního signálu, proto je signál porovnáván vzájemným posunutím vlnky o konstantní krok τ , což je časové posunutí. Dále určitý úsek signálu může být vůči vlnce podobný, lišící se pouze mírou časového roztažení nebo smrsknutí, proto se dále zavádí tzv. změna měřítka s . CWT lze popsat rovnicí 5.1 [13],[16]

$$CWT(\tau, s) = \frac{1}{\sqrt{|s|}} \int x(t) \psi^* \left(\frac{t - \tau}{s} \right) dt \quad (5.1)$$

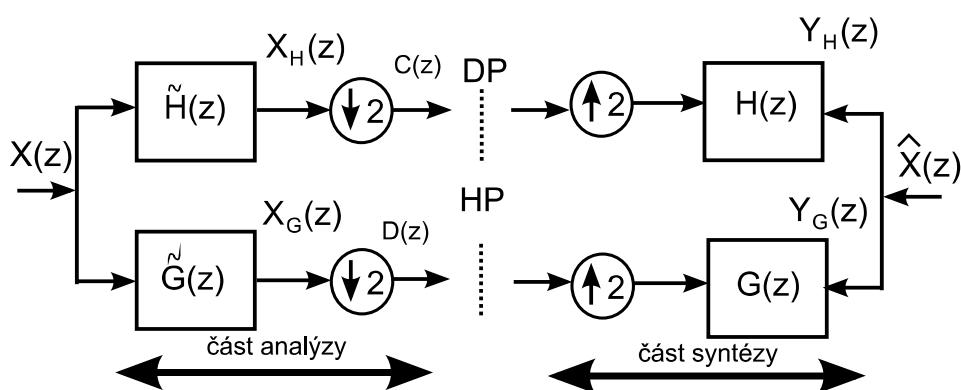
Díky změnám rozměrů okna CWT je efektivní při detekování signálů vysokých kmitočtů a analýze signálů s nízkými frekvencemi. V praxi se zejména využívají různé modifikace CWT, jednou z nich je diskretní vlnková transformace (DWT), kterou lze chápat jako speciální vzorkovanou CWT, kterou lze počítat rychlým algoritmem s filtry FIR a je vytvářena tzv. banka filtrů, což je soustava, v které filtry použité v operacích decimace a interpolace umožňují signál rozložit (analýza) a samozřejmě zpětně složit (syntéza). Všeobecné schéma banky filtrů s kritickým podvzorkováním, což znamená, že analyzující části banky filtrů vychází tolik vzorků, kolik do ní vstupuje, je zobrazeno na obrázku 5.3. Signál je nejprve rozdělený filtry pro analýzu $\tilde{F}_k$ na M subpásem, který je následně podvzorkovaný. Signál je rekonstruován nadvzorkováním subpásem a

s následnou interpolací filtry pro syntézu F_k a sčítáním interpolovaných signálů. Jestliže je výstupní signál identický se vstupním, můžeme říci o banku filtrů má perfektní rekonstrukci [13]



Obr. 5. 3: Zobecněné schéma M -pásmové banky filtrů

Nejpoužívanější praktická realizace návrhu vychází z tzv. 2-pásmové banky kvadraturně zrcadlových filtrů (QMF), tvořených z filtrů typu dolní propust (DP) a horní propust (HP), které mají komplementární propustná pásma. Základem dolní propusti je měřítková funkce a z ní vypočítaný měřítkový filtr W , z kterého z normováním vzniknou koeficienty filtru dolní propusti h . Koeficienty horní propusti g pak vzniknou inverzí impulsní funkce dolní propusti h . Obr. 5.4. zobrazuje schéma dvoupásmové banky filtrů [13], [11].



Obr. 5. 4: Dvoukanálová banka filtrů

Výstupy obou filtrů jsou podvzorkovány na polovinu vstupních vzorků. Horní propust poskytuje koeficienty tzv. detailů dolní propust koeficienty aproximace. Díky decimaci je celkový počet vzorků stejný jak na vstupu. Za větví s dolní propustí můžeme takhle pokračovat přidáním dalšího stupně s filtry DP a HP, opět provést decimaci, atd. To

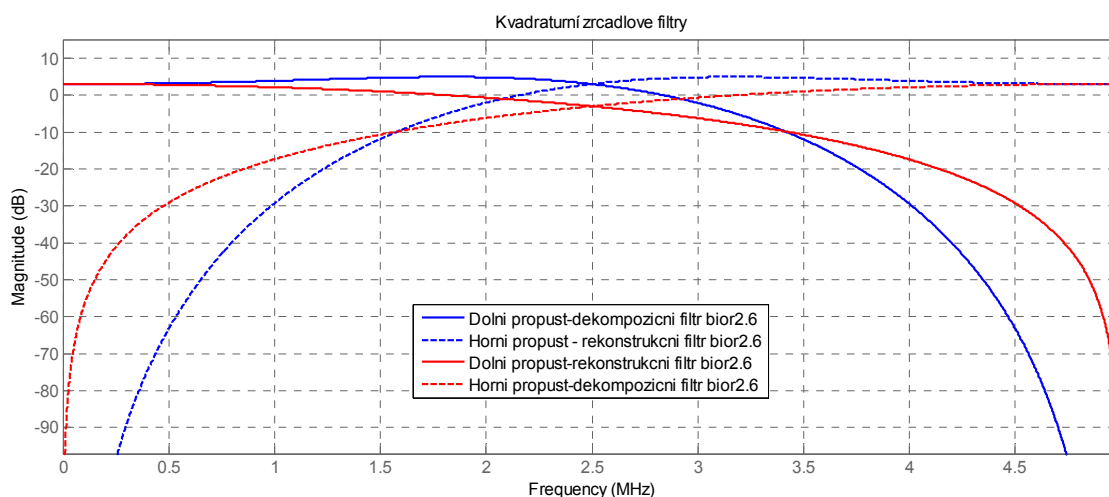
můžeme dělat až do vyčerpání vstupní sekvence. Každá přidaná dvoukanálová banka tvoří jednu úroveň, neboli stupeň.

V předchozí části byla stručně rozebrána vlnková transformace a její princip. Jestliže ovšem chceme, aby byla implementovatelná v komunikačním systému, je nutné na straně vysílače provést syntézu výstupů modulátorů, např. QAM, za použití rekonstrukčních filtrů. Vhodně sestavená banka syntežujících filtrů vlastně počítá IFFT. Na straně přijímače je nutné zařadit dekompoziční filtry, opět s vhodným uspořádáním je počítána FFT a následně opět výsledný M -kanálový signál je opět přiveden na demodulátory.

Volba filtru je se odvíjí na volbě tzv. mateřské vlnky, která bude používána. Její výběr pro dekompozici a rekonstrukci je diskutován v mnoha světových publikacích. Jednotlivé vlnky je možné rozdělit v podstatě do dvou skupin, na ortogonální a biortogonální.

Mezi ortogonální wavelety můžeme zařadit např. rodinu Daubechies. Všechny ortogonální wavelety mají stejnou délku a mají vždy sudý počet prvků.

Biortogonální wavelety poskytují při návrhu větší volnost, než ortogonální. Při implementaci biortogonálních waveletů dostaneme 4 filtry, které nemusí mít stejnou délku ani sudý počet prvků a u nich je tady vždy dodržena podmínka perfektní rekonstrukce. Na obr. 5.5. je příklad QMF filtrů vytvořené pomocí Wavelet Toolbox vlnky bior2.6, kde je vidět komplementární propustná pásma jednotlivých filtrů.



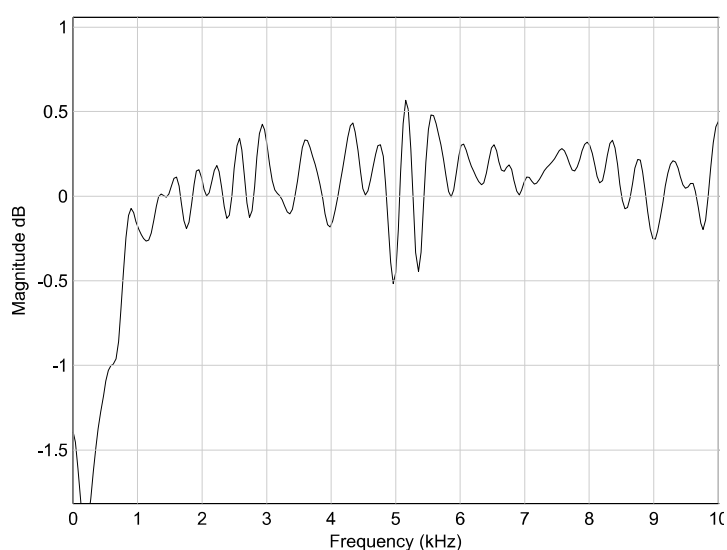
Obr. 5. 5: Modulová kmitočtová charakteristika waveletu bior2.6

6. Simulace v programu Matlab-Simulink

V této kapitole budou uvedeny simulace jednotlivých modulací v programu Matlab Simulink, bude uveden postup implementace a k závěru zhodnocení všech modulací a nejvhodnější výběr pro komunikaci po energetických sítích.

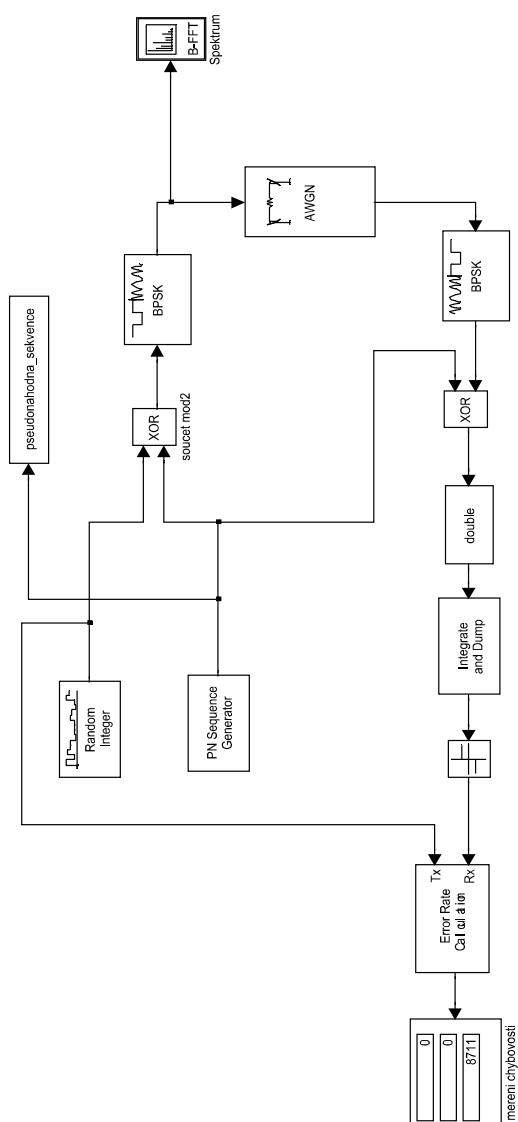
6.1. Modulace s rozprostřeným spektrem

Popis modulací s rozprostřeným spektrem, výhody a nevýhody, jako DSSS a FHSS byl uveden v kapitole 3.4. Na obrázku 6.1. je uveden model modulace s přímým rozprostřením spektra. Na vysílací straně je generován tok informačních bitů, které jsou sčítány logickým součtem modulo 2 s pseudonáhodnou sekvencí s několikanásobně vyšším kmitočtem, který je dán SF, který se pohybuje od 4 do 512. V našem případě je SF 10. Pseudonáhodná sekvence je generována tzv. lineárním zpětnovazebním registrem (LFSR), která je periodická v závislosti na délce registru podle vztahu $2^n - 1$. Tudíž např. jestliže je k dispozici registr délky 5, počet běhů registru je 31 a po této době se opakuje stejná sekvence. Všechny registry nemohou mít nulový počáteční stav. Autokorelace rozprostírající sekvence a signálu je stále na hodnotě -1, až po periodě vzroste na hodnotu danou SF. Tímto způsobem se přijímač synchronizuje z vysílačem a rozlišují se signály od různých systémů (uživatelů) komunikujících v přiděleném frekvenčním pásmu. Každý uživatel je tedy rozlišen vlastní identickou pseudonáhodnou sekvencí, která musí být v přesném synchronizmu s přijímačem.



Obr. 6. 1: Spektrum simulace signálu DSSS

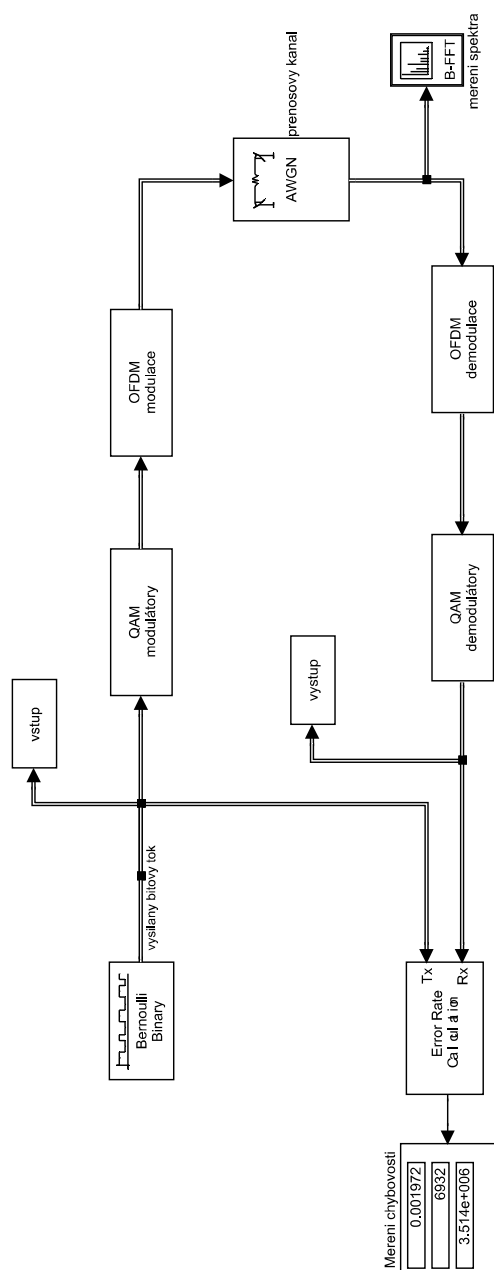
Jak již bylo uvedeno úzkopásmový charakter signálu je touto sekvencí rozprostřen do širšího pásma, kde pro ostatní systémy je signál považován za náhodný, nebo šumový, spektrum zobrazeno na obr. 6.1. Systémy obecně s rozprostřeným spektrem jsou velmi odolné vůči rušení, jak úzkopásmového, tak i širokopásmového. Na přijímací straně dojde jen k mírnému vzrůstu šumového pozadí. Po sečtení s pseudonáhodnou sekvencí je dále modulován jednoduchým dvoufázovým klíčováním (BPSK) a přenášen kanálem. Na přijímací straně je rozprostřený signál opět demodulován a poté dále sečten mod 2 (XOR) stejnou sekvencí. Je získán původní datový tok a kvůli měření chybovosti v modelu je přidán blok Integrate and Dump, aby signál měl stejnou přenosovou rychlost (kmitočet) jako na vstupu a mohl být s ním porovnán a korektně vyhodnocen. Na obr. 6.2 je zobrazen model simulace.



Obr. 6. 2: Model modulace DSSS

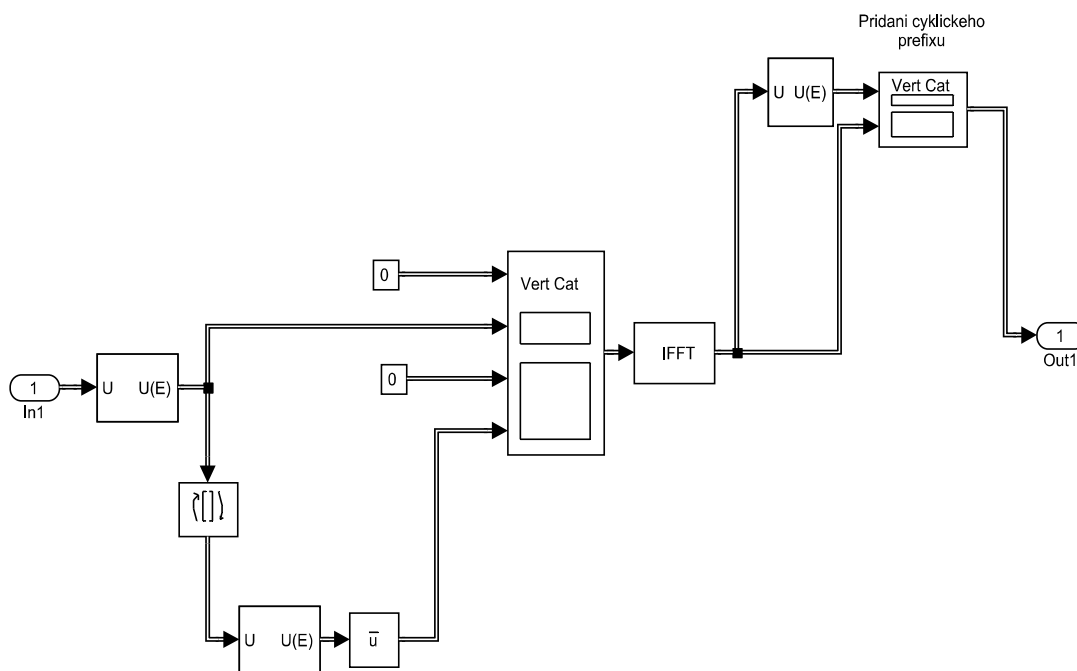
6.2. Modulace OFDM

Na obr. 6.3 je zobrazen model modulace OFDM a skládá se z následujících částí. Na vstupu je generován bitový tok, který je následně v bloku QAM modulátoru rozdělen do dílčích bitových toků (reprezentace několika kanálů jako ve skutečném systému, v našem případě 16). V každém kanálu je prováděna 256-stavová QAM modulace a následně výsledné stavy nosných (komplexní čísla) jsou multiplexovány do jednoho toku.



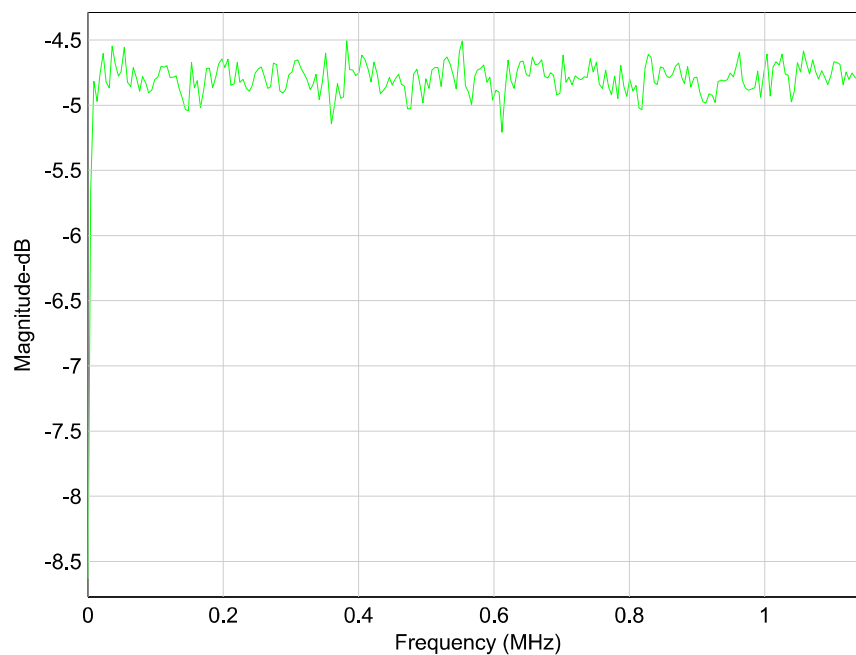
Obr. 6. 3: Model modulace OFDM

Poté je prováděna IFFT transformace (obr. 6.4) rozdělením komplexního signálu na komplexně sdružená čísla a přidáním dvou konstant-nul. Nyní jsme dostali reálné hodnoty a jeden kanál je prezentován typickým průběhem tvaru sinc v časové oblasti. Ke konci je přidán cyklický prefix délky 1/8 symbolu, neboli je přidáno posledních 64 vzorků na jeho začátek.

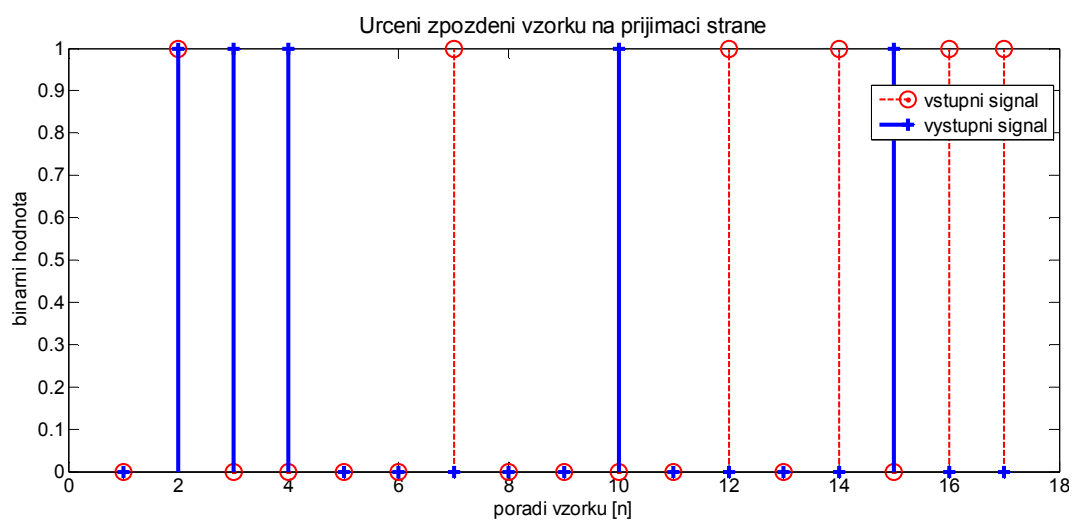


Obr. 6. 4: IFFT a přidání CP

Po této operaci je signál přenášen přes přenosový kanál, spektrum je zobrazeno na obr. 6.5, následně inverzními operacemi, odstranění cyklického prefixu na přijímací straně FFT transformace a získané komplexní čísla, reprezentující amplitudu a fázi (stav nosných) jsou v jednotlivých kanálech opět demodulovány a multiplexovány na výsledný tok bitů, který je porovnáván s původním tokem a měří se chybovost. V bloku Error Rate Calculation bylo nutné uvést zpoždění, které jsme získali z porovnáním vysílaného a přijímaného toku. Přijímaný bitový tok je zpožděn o osm vzorků, obr. 6.6.



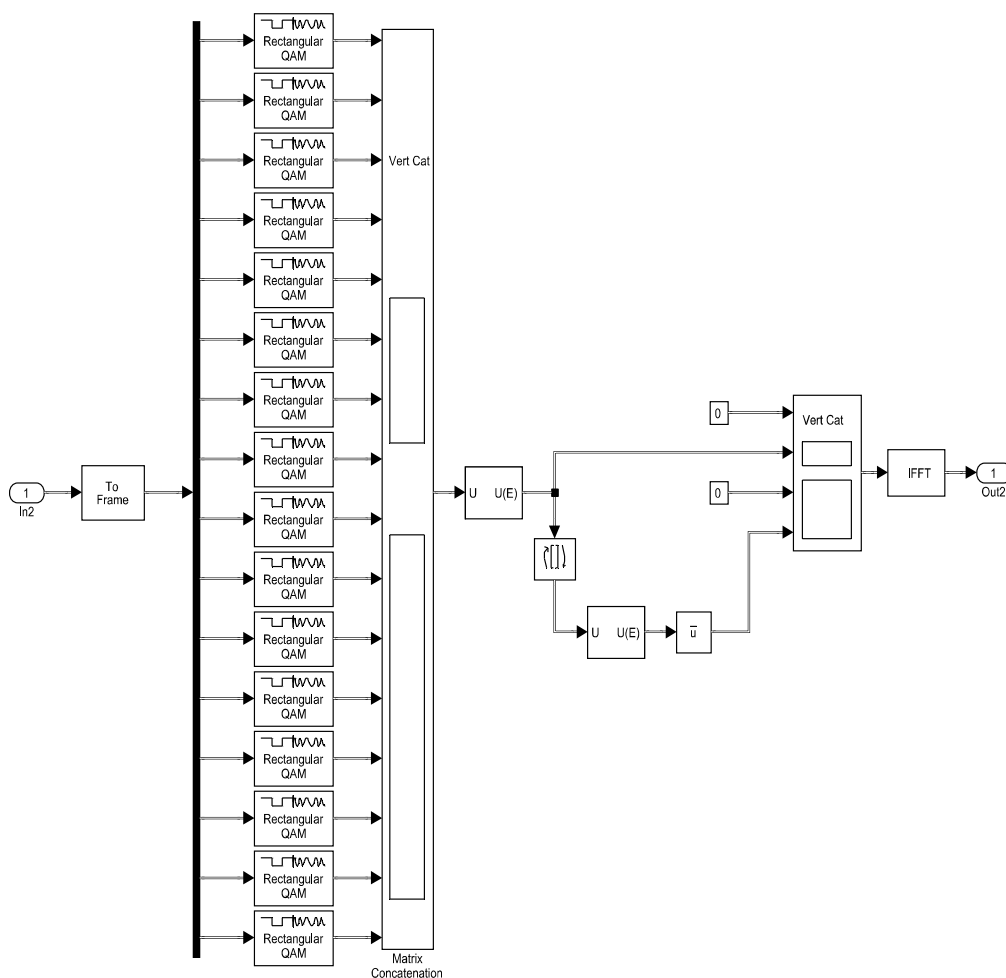
Obr. 6. 5: Spektrum simulace OFDM modulace



Obr. 6. 6: Zpoždění vzorků na přijímací straně

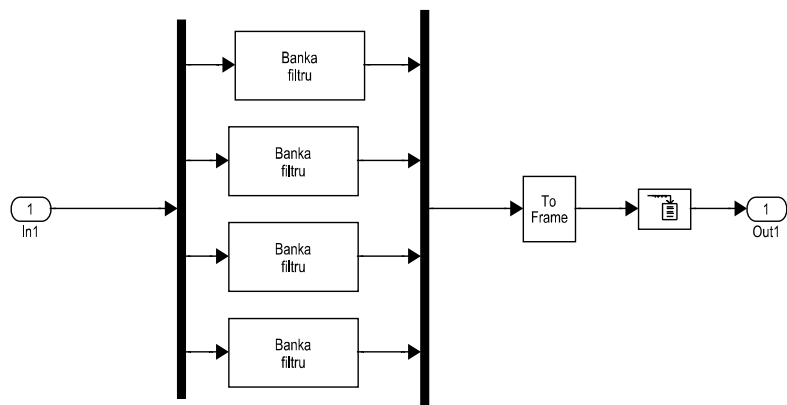
6.3. FMT modulace

Model modulace FMT je sestaven na stejném principu jako OFDM, struktura modelu je zachována, jen po zpětné Fourierově transformaci ve vysílači se nepřidává ochrana ve formě cyklického prefixu, viz. obr. 6.7.

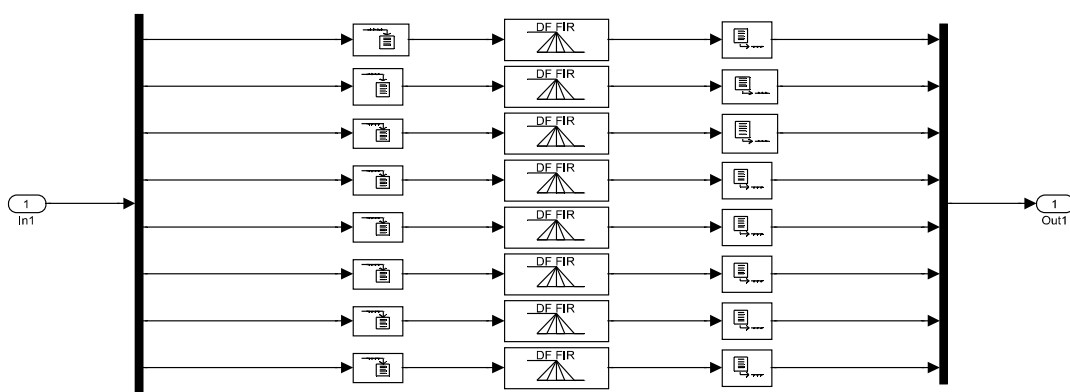


Obr. 6. 7: Modulace QAM a transformace IFFT

Jak již bylo uvedeno v teoretické části, modulace FMT nepoužívá ochrannou dobu mezi symboly ve formě cyklické předpony. S rostoucí délkou impulsní odezvy roste také délka ochranné doby a přenosová kapacita systému klesá. V FMT používá banku filtrů (obr. 6.8 a obr. 6.9), kterou lze zajistit, omezení postranních laloků jednotlivých sinc funkcí v každém kanálu a snížení interferencí mezi symboly na minimum. Frekvenční charakteristika prototypového filtru je na obr. 6.11. Banka filtrů je na vysílací straně řazena za transformaci IFFT a na přijímací straně na výstupu z přenosového kanálu, tedy před Fourierovou transformací FFT. Opět komplexní čísla, stavy nosných v jednotlivých kanálech, jsou demodulovány na jednotlivé binární toky.

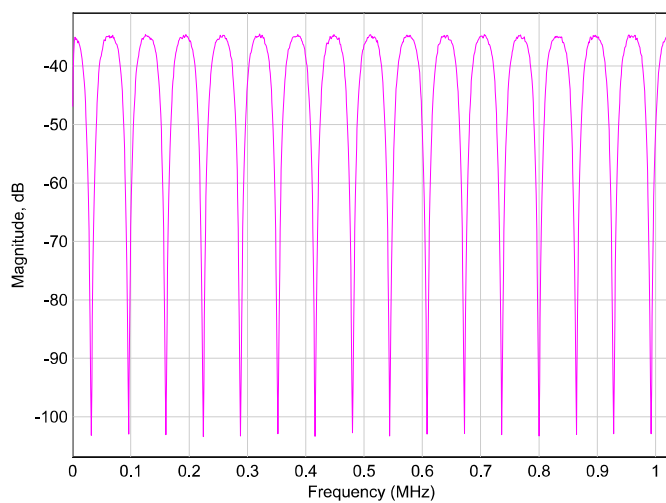


Obr. 6. 8: Banky filtrů

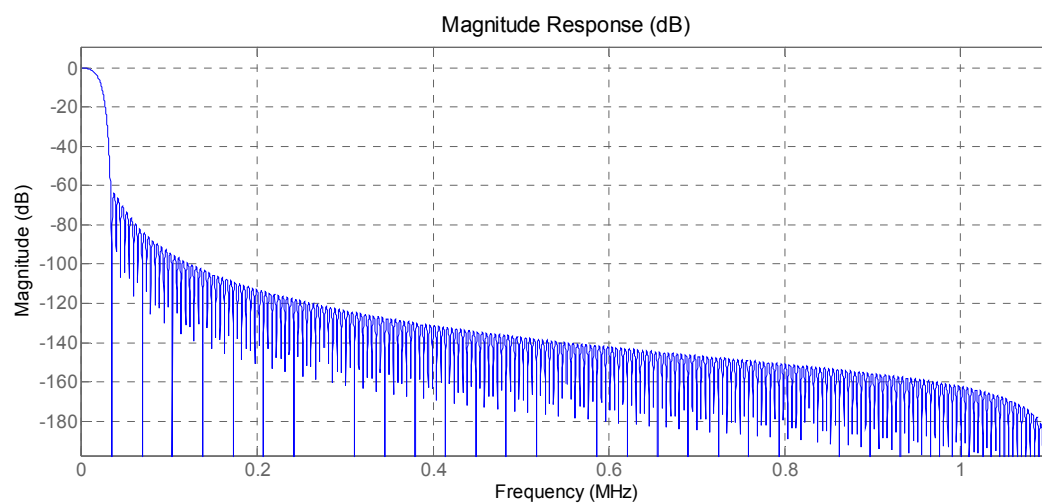


Obr. 6. 9: Realizace jednotlivé banky

Jednotlivé filtry všech bank filtrů, a to jak na vysílací i na přijímací straně jsou realizovány jako filtry s konečnou impulsní charakteristikou typu dolní propust a s lineární fází. Na obr. 6.10 je zobrazeno spektrum modulace FMT a je vidět, že postranní laloky jsou potlačeny a nezasahují do sousedních kanálů.



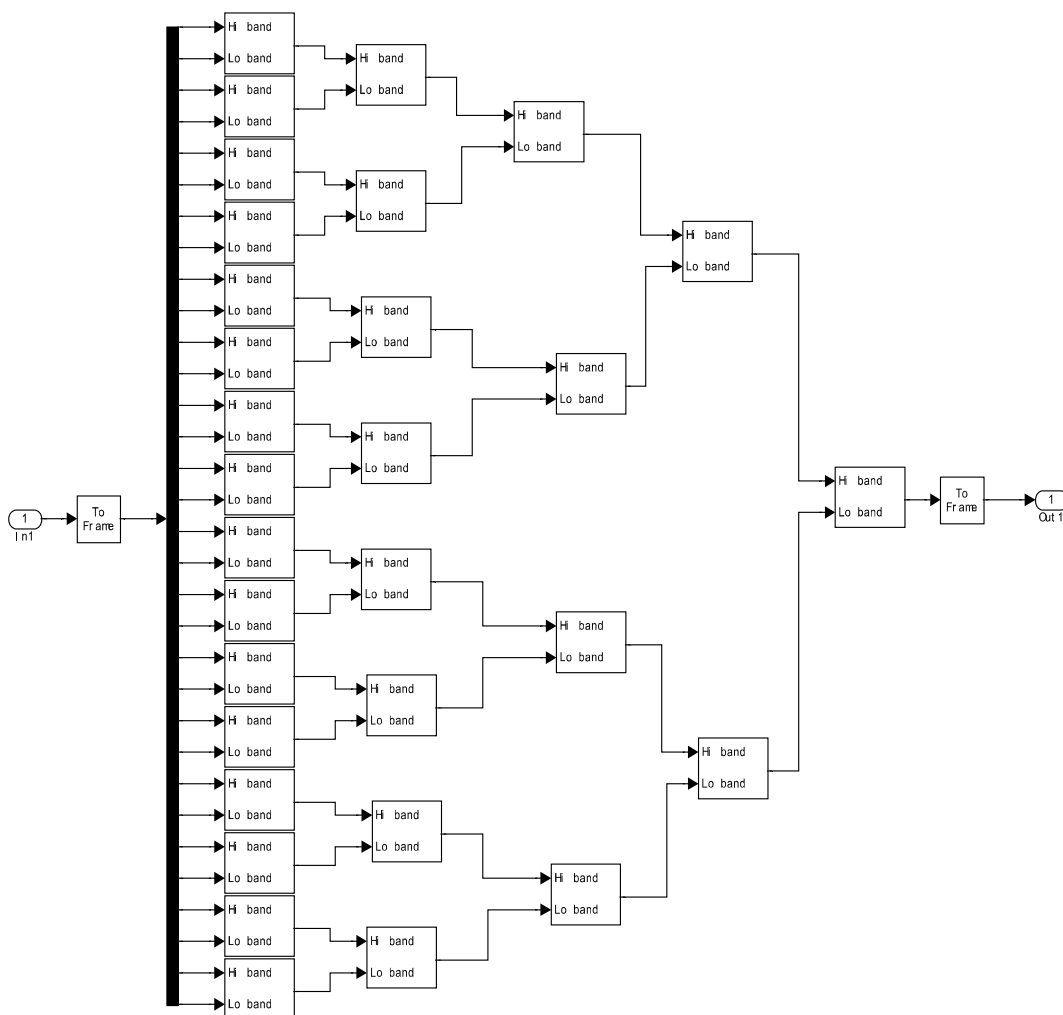
Obr. 6. 10: Spektrum simulace FMT modulace



Obr. 6. 11: Frekvenční charakteristika prototypového filtru FMT modulace

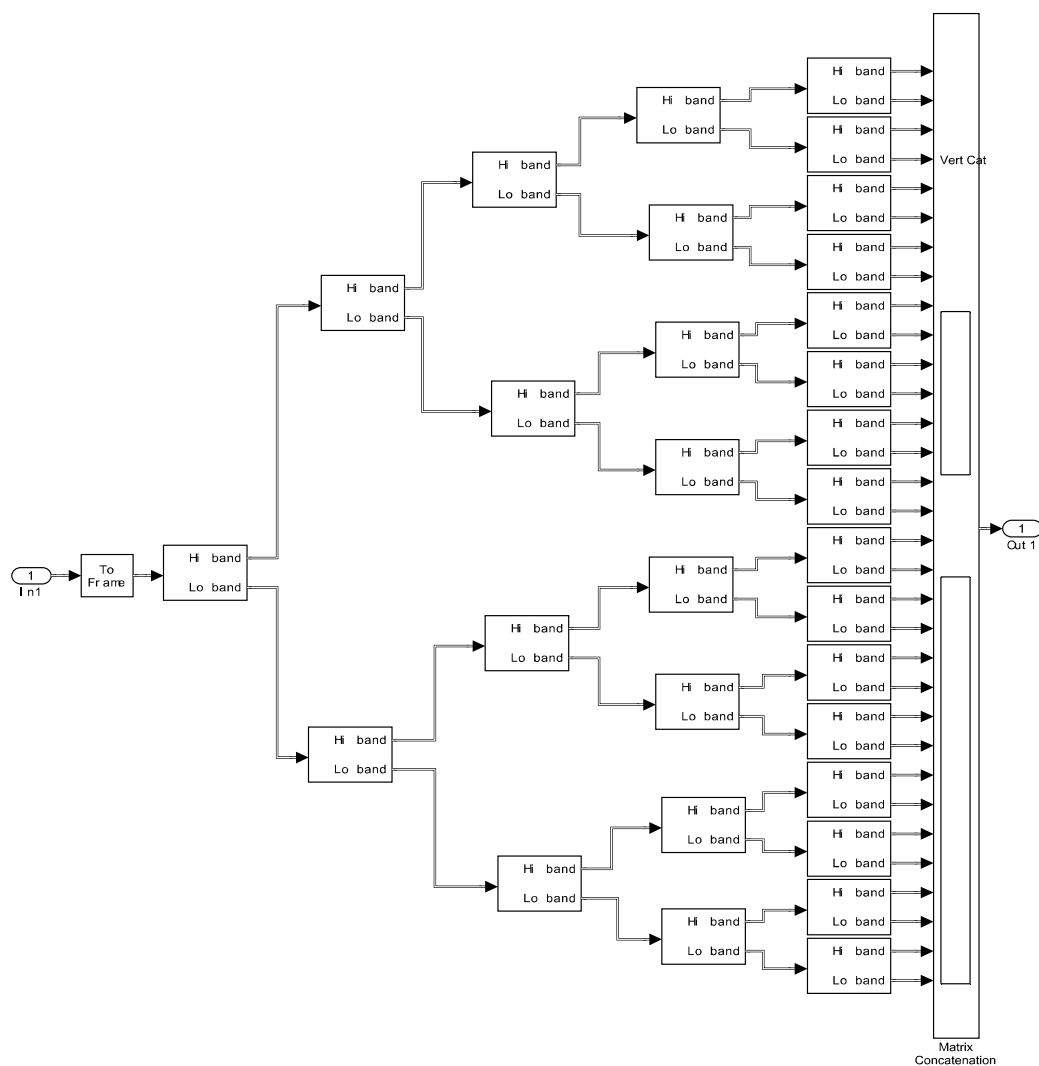
6.4. DWMT modulace

Jak již bylo řečeno v předchozích kapitolách v teoretické části, takhle modulační technika místo Fourierovy transformace využívá vlastnosti rychlé vlnkové transformace, která je realizována bankou filtrů, dolní a horní propustí, operacemi decimace a interpolace. Charakteristiky jednotlivých filtrů záleží na volbě mateřských vlnek. Dvojice horní a dolní propust tvoří dvoupásmovou banku filtrů, kterou můžeme rozšiřovat a tím pádem získat M -pásmovou banku filtrů. Filtry na přijímací straně a vysílací straně jsou realizovány jako kvadraturně zrcadlové s komplementárními propustnými pásmy a je dosaženo volbou vhodné vlnky úplné rekonstrukce. Po rozdělení binárního datového toku do jednotlivých kanálů a po následné QAM modulaci jsou jednotlivé stavy všech nosných (komplexní čísla) přiváděny na banku vysílacích filtrů se symetrickou strukturou. Banka filtrů představuje inverzní rychlou vlnkovou transformaci (IFWT). Na obr. 6.12 je znázorněna samotná struktura banky na vysílací straně v Matlab-Simulinku.



Obr. 6.12: Realizace IFWT bankou filtrů

Jako vlnka, pro filtry dolní a horní propusti, byla použita vlnka bior2.6, jejíž kmitočtová charakteristika byla již uvedena na obr. 5.5 v teoretické části. Při použití biortogonálních vlnek je zajištěno perfektní rekonstrukce. Koeficienty představují filtry s komplementárními propustnými pásmy (QMF). Z patřičné vlnky jsme dostali filtry pro syntézu a analýzu. Na přijímací straně jde signál z výstupu komunikačního kanálu na banku filtru, realizující nyní FWT, obr. 6. 13.



Obr. 6. 13: Realizace FWT bankou filtrů

Závěr

V bakalářské práci byla popsána technologie PLC, která se představuje jako slibný konkurent zejména k tradičním širokopásmovým přístupovým technologiím, byly uvedeny výhody a nevýhody a možnosti jejího využití její implementace pro realizaci různých aplikací. Bylo poukázáno na problémy v komunikačním kanálu, kterým jsou napěťové vodiče, z hlediska rušení a elektromagnetické kompatibility. Dále byly popsány modulační principy, které jsou nebo by mohly být v této technologii implementovány. Při všeobecném srovnání je nejrozšířenější modulace OFDM, kterou je možné dosáhnout komunikační rychlost okolo 10 Mb/s a více, v laboratorních podmínkách bylo i dosaženo dokonce 100 Mb/s. OFDM se dokáže přizpůsobit aktuálním přenosovým podmínkám, dokáže regulovat počet bitů v jednotlivých kanálech v závislosti na rušení a poskytuje ochranu vůči ISI přidáním ochranného intervalu k užitečnému symbolu. Transformace IFFT a FFT je s výhodou prováděna signálovými procesory. Délka ochranného intervalu, jak již bylo dříve uvedeno, závisí na délce impulsní odezvy. Nachází-li se systém v oblastech s velkým rušením, útlumu na přenosové cestě, spínacími procesy apod., může délka odezvy být neúměrně dlouhá a efektivita přenosu užitečné informace může tímto klesnout. Problém s délkou impulsní odezvy je možné vyřešit modulací FMT, kdy místo přidání ochranné doby k symbolu se využívá banky filtru typu dolní propusti, která v každém kanálu omezí postranní laloky spektra a v tomhle případě se sousední kanály nepřekrývají. Filtry ale představují znatelně větší zpoždění, které je zejména dáno řádem filtru, pro signál na přijímací straně mezi jednotlivými vzorky. DWMT modulace využívá rychlých vlnkových transformací, sestavené z bank filtrů horní a dolní propusti a podle výběru vlnky lze dosáhnout úplné rekonstrukce. Modulacemi o mnoha kanálech lze dosáhnout o mnoho vyšší přenosové rychlosti a menší chybovosti s porovnáním s modulacemi o jedné nosné vlně.

Modulace s rozprostřeným spektrem jsou vývojově starší a poskytují výbornou ochranu vůči úzkopásmovému či širokopásmovému rušení. Komunikace probíhá pod úrovní šumu, tudíž pro vyhodnocení vysílané informace musí přijímač znát pseudonáhodnou sekvenci, kterou je násoben (sečten mod2) informační signál, nebo je v závislosti na ní měněn kmitočet vysílaného signálu. Přijímač tedy musí být v dokonalé synchronizaci s vysílačem. Systémy poskytují nižší přenosovou rychlost než mnohokanálové modulace.

Literatura:

- [1] HRASNICA, Halid, HAIDINE, Abdelfatteh, LEHNERT, Ralf. Broadband Powerline Communications Network Design. [s.l.] : Willey , c2004. 275 s. ISBN 0-470-85741-2
- [2] DOSTERT, Klaus, VERLAG, Franzis. Power Line Communications. [s.l.] : Prentice Hall, 2001. 340 s. ISBN 0130293423.
- [3] MORI, A, WATANABE, M, TOKUDA, M. The Power Line Transmission Characteristics for an OFDM Signal. Progress In Electromagnetics Research [online]. 2006. ISSN 1559-8985
- [4] VODRÁŽKA , Jiří. Modelování vlastností silových vedení [online]. 2006 [cit. 2006-01-29]. Dostupný z WWW:
<<http://access.feld.cvut.cz/view.php?nazevclanku=&cislocclanku=2006012901>>. ISSN 1214-9675
- [5] VANČATA , Pavel. Standardizace širokopásmových systémů přenosu po energetickém vedení [online]. 2005 [cit. 2007-12-08]. Dostupný z WWW:
<<http://access.feld.cvut.cz/view.php?cislocclanku=2005112801>>. ISSN 1214-9675
- [6] HomePlug Powerline Alliance, Inc.. HomePlug 1.0 Technology White Paper. [s.l.] : [s.n.], 2007. 9 s. Dostupný z WWW:
<http://www.homeplug.org/products/whitepapers/HP_1.0_TechnicalWhitePaper_FINAL.pdf>
- [7] BERENGUER, Ignacio, HALL, Hughes. Filtered Multitone (FMT) Modulation for Broadband Fixed Wireless Systems. [s.l.] : [s.n.], 2002. 90 s. Dostupný z WWW:
<www.cl.cam.ac.uk/research/dtg/publications/public/ks286/thesis.pdf>
- [8] FILKA, Miloslav. Přenosová média. [s.l.] : [s.n.], [2004?]. 112 s

- [9] SVAČINA, Jiří. ELEKTROMAGNETICKÁ KOMPATIBILITA. [s.l.] : [s.n.], 2004. 171 s.
- [10] ŠILHAVÝ, Pavel. Modulace DMT (Discrete MultiTone) [online]. 2001 [cit. 2001-01-31]. Dostupný z WWW: <<http://www.elektrorevue.cz/clanky/01006/index.html>>. ISSN 1213-1539
- [11] PAVELKA, Ondřej. *Internet ze zásuvky ? Ano, ale...* [online]. 2000 [cit. 2000-09-05]. Dostupný z WWW: <<http://www.elektrorevue.cz/clanky/00034/index.html>> ISSN 1213-1539
- [12] BERENGUER, Inaki, WASSELL, Ian. J. *FMT Modulation: Receiver Filter Bank Definition for the derivation of an Efficient Implementation*. University of Cambridge, Department of Engineering : [s.n.], [200-?]. 5 s.
- [13] BINGHAM, John A. C. *ADSL, VDSL, and Multicarrier Modulation*. [s.l.] : John Wiley & Sons, Inc., c2000. 302 s. ISBN 0-471-29099-08.
- [14] KARBAN, Pavel. *Výpočty a simulace v programech Matlab a Simulink*. 1. vyd. Brno : Computer Press, a.s., 2006. 211 s. ISBN 80-251-1301-9.
- [15] ZAPLATÍLEK, Karel, DOŇAR, Bohuslav. *Matlab, začínáme se signály*. 1. vyd. Praha : BEN - technická literatura, 2006. 272 s. ISBN 80-7300-200-0.
- [16] VOJÁČEK, Antonín. *Vlnková transformace pro číslicové zpracování signálů* [online]. 2006 [cit. 2008-05-20]. Dostupný z WWW: <<http://automatizace.hw.cz/clanek/2006101401>>.

