

VĚDECKÉ SPISY VYSOKÉHO UČENÍ TECHNICKÉHO V BRNĚ

*Edice PhD Thesis, sv. 351*

*ISSN 1213-4198*

*thesis* IS

*Ing. Jiří Šebesta*

**Digitální detekce  
družicových PSK signálů  
se spojeným odhadem fáze  
a časování symbolů**

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

**Ing. Jiří Šebesta**

**DIGITÁLNÍ DETEKCE DRUŽICOVÝCH PSK SIGNÁLŮ  
SE SPOJENÝM ODHADEM FÁZE A ČASOVÁNÍ  
SYMBOLŮ**

**DIGITAL JOINT PHASE AND TIMING DETECTION  
OF PSK SATELLITE SIGNALS**

ZKRÁCENÁ VERZE PH.D. THESIS

Obor: Elektronika a sdělovací technika  
Školitel: Doc. Ing. Miroslav Kasal, CSc.  
Oponenti: Prof. Ing. Dušan Levický, CSc.  
Ing. Josef Halámek, CSc.  
Datum obhajoby: 28. června 2005

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

číslicová detekce, modulace s fázovým klíčováním, synchronizátor s spojeným odhadem fáze a časování symbolů, detektor chyby fáze, detektor chyby zpoždění, ML kritérium, digitální fázový závěs, režim sledování, režim akvizice, decimační poměr, Dopplerův jev

## **KEY WORDS**

digital detection, phase shift keying, joint phase and symbol timing synchronizer, phase error detector, time error detector, ML criterion, digital phase lock loop, tracking mode, acquisition mode, decimation ratio, Doppler's phenomena

## **MÍSTO ULOŽENÍ PRÁCE**

Vědecké oddělení FEKT, VUT v Brně

## OBSAH

<b>1. SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY.....</b>	<b>5</b>
<b>2. CÍLE PRÁCE.....</b>	<b>8</b>
<b>3. POUŽITÉ METODY ZPRACOVÁNÍ.....</b>	<b>9</b>
<b>4. VÝSLEDKY .....</b>	<b>11</b>
<b>5. ZÁVĚR .....</b>	<b>26</b>
<b>LITERATURA.....</b>	<b>29</b>
<b>CURRICULUM VITAE.....</b>	<b>31</b>
<b>ABSTRACT.....</b>	<b>32</b>



# 1. SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY

Od roku 1997 je na Ústavu radioelektroniky Fakulty elektrotechniky a komunikačních technologií Vysokého učení technického v Brně budována Laboratoř experimentálních družic LED [26]. Aktivita kolektivu LED jsou zaměřeny na vývoj palubních subsystémů družic řešených v rámci projektů AMSAT [4] i dalších partnerů a rozvoj pozemní stanice budované v prostorách laboratoře. Pozemní stanice LED je vybavena systémy, které umožňují reálnou obousměrnou komunikaci s řadou experimentálních satelitů [4], [25]. Laboratoř byla zařazena mezi několik málo center na světě akreditovaných k povelování experimentální družice AMSAT P3D [26]. V současné době jsou v rámci AMSATu připravovány další kosmické mise, včetně družice P3E, která bude mezistupněm k vývoji sondy k Marsu s plánovaným startem v roce 2009 [4].

S připravovanými projekty vznikají nové požadavky kladené na vybavenost stanice z hlediska zdokonalení dílčích subsystémů a aplikace nových technologií. Jedním z úkolů je návrh a realizace univerzálního digitálního demodulátoru družicových signálů. Základním cílem disertační práce je rozbor vhodné architektury demodulátoru, analýza vlastností, odvození charakteristik a optimalizace detekčních algoritmů založených na principu spojené synchronizace fáze nosné a symbolového taktu. Požadavkem je demodulace družicových signálů s nízkou energií v reálném čase a dosažení minimální chybovosti při detekci satelitních datových signálů. Detektor musí umožňovat demodulaci BPSK (v budoucnu i QPSK a FSK) signálů s přenosovými rychlostmi od desítek  $\text{bs}^{-1}$  po stovky  $\text{kbs}^{-1}$  bez hardwarového zásahu do systému.

Pro další práci uvažujeme komunikaci „družice – pozemní stanice“ (downlink) s typickou konfigurací pozemní řídicí stanice (LED). Předpokládá se přenos digitálně modulovaných signálů BPSK se širokým rozsahem přenosových rychlostí. Použitá kmitočtová pásma se pohybují od desítek MHz po desítky GHz. Součástí stanice je anténní směrový systém pro vybraná pásma s automatickým programově řízeným polohováním na bázi zpracování efemerid přijímané družice. Subsystémy pro mikrovlnná pásma obsahují kmitočtové konvertory s mezifrekvenčním výstupem v pásmu 220 MHz, které jsou instalovány na anténní věži [26]. V současné době je detekce datových satelitních signálů řešena profesionálními transceivery pracujícími v módu SSB s demodulací PSK signálů na subnosné v akustickém pásmu. Šířka akustického pásma (okolo 2,7 kHz) omezuje použití stanice na příjem signálů s nízkou přenosovou rychlostí (telemetrie). Pro detekci standardizovaného BPSK telemetrického signálu s přenosovou rychlostí  $400 \text{ bs}^{-1}$  je využíván demodulátor [7] založený na klasické technologii (kombinace analogových a logických obvodů).

Satelitní komunikační spoje se v mnoha ohledech od klasických (terestrických) liší a je nutno definovat jejich základní rysy. Typickým rysem družicové komunikace je minimální rezerva energetické bilance spoje. Signály transpondérů satelitů zachycené anténami pozemní stanice vykazují velmi nízké hodnoty  $SNR$  [1]. V souvislosti s pohybem družice je třeba uvažovat také změnu ztrát šířením v důsledku změny distance mezi satelitem a pozemní stanicí. Pro družice na nízkých oběžných drahách LEO mohou dosáhnout až 10 dB mezi subsatelitním bodem (elevace  $90^\circ$ ) a bodem s elevací  $10^\circ$ . Výrazný vliv na přídavný útlum může mít i atmosférická absorpce hydrometeory pro spoje pracující na kmitočtech od jednotek GHz výše, zejména pro nízké elevační úhly, kdy délka trajektorie signálu procházející atmosférou je

největší. Vzhledem k uvedeným skutečnostem je zkoumání číslicové detekce zaměřeno na oblast nízkých hodnot  $SNR$ .

Nejvýznamnějším fenoménem ovlivňujícím satelitní spoj je Dopplerův jev. Vzniká vlivem vysoké relativní rychlosti satelitu vůči pozemskému pozorovateli a projevuje se posuvem vysílaného kmitočtu v koncovém bodě spoje. Během přeletu (komunikačního okna) satelitu nad pozemní stanicí kmitočet přijímaného signálu klesá. U číslicově modulovaných signálů se Dopplerův efekt na vstupu přijímače projeví v posuvu nosné frekvence  $f_c$  o  $f_{cD}$  a symbolového taktu  $T_s$  o hodnotu  $T_{sD}$ . Budeme-li uvažovat nejnepříznivější případ (pro družice LEO), bude maximální relativní odchylka  $z$  rovna  $\pm 2,5 \cdot 10^{-5}$ . S kmitočtovou translací z rf. do mf. pásma zůstává relativní odchylka symbolového taktu  $z_T$  zachována, ale relativní odchylka nosného kmitočtu se změní s poměrem rf. a mf. kmitočtu signálu:

$$z_f = \frac{f_{cRF}}{f_{cMF}} \cdot z = \frac{f_{cD}}{f_{cMF}}. \quad (1.1)$$

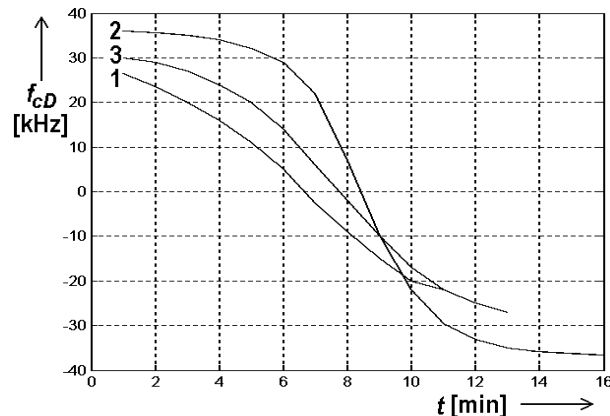
Tato skutečnost je pro číslicovou detekci zásadní. Požadavky na synchronizátor nosné jsou pro návrh koherentního detektoru stěžejní. U některých systémů může být mf. kmitočet tak nízký, že pro úspěšnou synchronizaci je nutno vhodným způsobem přeladovat frekvenci lokálního oscilátoru kmitočtové transpozice. Tento případ nastává i u současného systému pro příjem telemetrických dat pomocí SSB přijímače. Mf. kmitočet se nachází v akustickém pásmu (okolo 1600 Hz). Omezená šířka pásma akustického výstupu vyžaduje přeladování kmitočtu přijímače pomocí rozhraní CAT, které je propojené datovou linkou s počítačem, na němž probíhá softwarová detekce signálu v reálném čase [26]. Nejmenší ladící krok je však limitován (vlastnostmi SSB zařízení) a z pohledu demodulátoru se přeladění kmitočtu stanice projeví frekvenčním skokem. Současně probíhá i výpočet úhlových souřadnic družice (azimut, elevace) pro řízení polohovacího anténního systému. Pro kvantifikaci Dopplerova jevu je výhodné zavést veličinu normované frekvenční deviace  $F_{DN}$  (normování vztáhneme k  $T_s$ ):

$$F_{DN} = \frac{df_{cD}}{dt} \cdot T_s. \quad (1.2)$$

Veličina  $F_{DN}$  udává o kolik Hz se posune nosná frekvence mezi dvěma datovými symboly (resp. chybovými signály synchronizátoru). Pro návrh detektoru signálů postižených Dopplerovým efektem je rozhodující především lineární časová závislost dopplerovského kmitočtu ( $F_{DN} = konst.$ ), protože u průběhů  $f_{cD}(t)$  je první řád dominantní a vyšší řády lze zanedbat (viz. obr. 1.1).

Další nežádoucí vlastností družicového kanálu je únik signálu (*Fading*), jehož příčinou je pohyb satelitu. Parametry úniku jsou závislé na kmitočtu, orbitě družice, členitosti okolního terénu pozemní stanice, atmosférických podmínkách a na vyzařovacím diagramu antény pozemní stanice i družice. Vzhledem ke značnému pohybu satelitu vůči pozemní stanici, zejména u LEO, je únikový kanál časově proměnný. Charakteristickou vlastností úniku družicových signálů je Riceovo rozdělení okamžitých hodnot amplitud a rovnoměrné rozdělení okamžitých fází. Úzký vyzařovací diagram přijímacího anténního systému s minimem postranních laloků (je součástí

systemu LED) je pro dostatečné elevační úhly ( $el \gg 0$ ) schopen účinně potlačit nežádoucí příjem odražených signálů.



**Obr. 1.1.** Průběhy kmitočtového Dopplerova posuvu pro frekvenci nosné 1,6 GHz po sobě následující komunikační okna družice LEO s výškou 800 km. (Převzato z [1]).

Dlouhodobým pozorováním přijímacího systému LED bylo zjištěno, že všechny klasické typy výše popsaných úniků jsou zastíněny neselektivním periodickým výrazným poklesem úrovně přijímaného signálu, korelovaným s rotací satelitu  $\omega_{rot}$ . Příčinou je stabilizace družice rotací, kdy se osa rotace a tudíž i směr maxima vyzařování vysílací antény neshoduje se směrem k pozemní stanici a úroveň signálu na vstupu přijímače lze popsat funkcí:

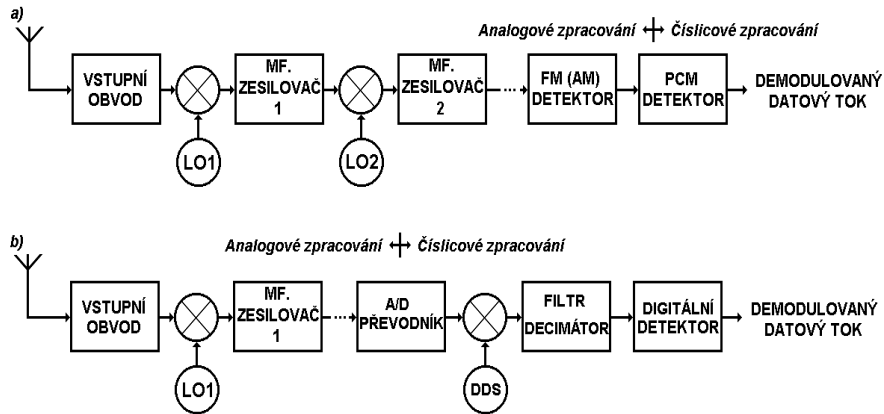
$$S(t) = S_1 + S_2 \sin(\omega_{rot} t), \quad (1.3)$$

přičemž  $S_2 = (S_{max} - S_{min})/2$  a  $S_1 = (S_{max} + S_{min})/2$ , kde  $S_{max}$  je maximální a  $S_{min}$  minimální úroveň signálu. Vzhledem k tomu, že frekvence rotace družic (jednotky otáček za minutu) je ve srovnání se symbolovou frekvencí přenášených dat o několik řádů nižší, jedná se o plochý typ úniku (*Flat Fading*).

Možné způsoby řešení přijímačů číslicově modulovaných signálů prezentuje obrázek 1.2. Starší metodou je kompletní zpracování signálu včetně částečné demodulace analogovými prostředky (viz. obrázek 1.2a). Digitální obvody jsou nasazeny v subsystémech vlastní číslicové demodulace a rozhraních pro připojení koncového terminálu. Číslicový demodulátor, resp. modulátor na vysílací straně, zpracovává PCM signál v základním pásmu. Aplikací příslušné analogové modulační metody pak získáváme číslicově modulovaný signál v daném radiofrekvenčním pásmu. Tyto způsoby modulačních metod jsou označovány jako PCM/AM, PCM/FM apod. [12]. Základním rysem architektury přijímače číslicově modulovaných signálů z obrázku 1.2b je řešení funkce demodulace signálu ryze digitálními obvody. Rf. signál indukovaný v anténě je veden do vf. traktu přijímače, kde je provedeno zesílení signálu na potřebnou úroveň a kmitočtová konverze na vhodnou mezifrekvenci. Za mf. zesilovačem s AGC systémem následuje A/D převodník a číslicový signál je dále zpracováván číslicovými prostředky. Posuvem mf. pásma číslicového zpracování k vyšším kmitočtům získáváme možnost pracovat s mnohem větší šířkou pásma a systém digitální detekce využít pro rádiové komunikační systémy i s velkými přenosovými rychlostmi. Pro digitální část přijímače je nutno použít velmi rychlý číslicový obvod, digitální směšovač, jehož základní funkcí je digitální transformace mf.



signálu do základního pásma a filtrace. Pro číslicovou realizaci je výhodná aplikace směšovače s jedním postranním pásmem (komplexní signál, potlačení zrcadlového pásma), což lze zajistit kvadraturním zpracováním signálu s kvadraturní DDS a komplexní násobičkou. Systém podle obrázku 1.2b bývá spojován s termínem softwarově definované rádio SDR. [10]. Požadavky na univerzální detekční systém řešený v rámci disertační práce předurčují aplikaci přijímače s touto architekturou.



**Obr. 1.2.** Metody řešení přijímačů číslicově modulovaných signálů.

Stěžejním subsystémem přijímače digitálně modulovaných signálů je vlastní demodulátor. Pro demodulaci signálů postižených dopplerovským efektem je jedinou úspěšnou metodou koherentní detekce, jejíž elementární funkcí je synchronizace nosné a symbolového taktu. Problematika synchronizátorů je však velmi rozsáhlá a v některých aspektech i nepřehledná. Přesto je v publikacích [15] a [17] souhrnně popsána i kategoricky rozdělena skupina nejčastěji aplikovaných synchronizátorů. Problematiku synchronizace v uvažovaném detektoru je nutno zobecnit. Detektované signály mohou být nejrůznějšího charakteru. Předpokládá se příjem jak kódovaných, tak i nekódovaných dat, (v paketech) bez jakékoli další podpory (pilotní signály apod.). Těmto požadavkům musí být přizpůsoben i výběr vhodných algoritmů. Cílem detekce je vždy dosažení minimální pravděpodobnosti chybných symbolů. Je však nutno sledovat také nároky algoritmů na hardware. Na základě rozboru dostupné literatury byl pro digitální demodulátor pro LED zvolen koherentní detektor se spojeným synchronizátorem fáze nosné a symbolového časování JPT. Teoretické poznatky týkající se problematiky JPT systémů jsou v současné době velmi omezené. Experimentální výsledky však naznačují, že tyto struktury jsou při odhadu parametrů signálu (nosná, časování symbolů) účinnější než systémy s nezávislými synchronizátory [17].

## 2. CÍLE PRÁCE

Základním cílem práce je rozbor vlastností JPT synchronizátoru pro detekci PSK (především BPSK) signálů. Důležitou součástí rozboru JPT je určení vlivu vybraných parametrů družicového přenosového kanálu na činnost synchronizátoru a metodika volby algoritmů a parametrů systému. Požadavkem je efektivní řešení detektoru číslicovými prostředky a modifikace algoritmů vhodných pro číslicovou realizaci při zachování minimální BER. Tento cíl lze rozdělit na následující dílčí úkoly:

- definice číslicového modelu JPT synchronizátoru včetně blokové struktury reálného systému realizovatelného dostupnými číslicovými prostředky
- popis a analýza dílčích subsystémů, vhodné modifikace vedoucí k dosažení lepších vlastností detekce a jednodušší implementaci číslicovými prostředky
- matematický popis a definice digitálních smyček synchronizátoru, jejich srovnání s analogovými vzory
- matematický popis systému se spojeným odhadem fáze a symbolového časování v režimu sledování
- metodika optimalizace parametrů JPT synchronizátoru při detekci signálů postižených dopplerovským posuvem kmitočtu
- hodnocení procesu synchronizace, tj. stanovení stavu synchronizátoru (režim akvizice nebo sledování) a způsob přechodu mezi nimi
- rozbor nejdůležitějších problémů digitální implementace detektoru, které mohou negativně působit na proces demodulace
- nástin praktického návrhu digitálního detektoru družicových signálů

Smyslem celé práce je nalezení přijatelných obecných závěrů a co nejjednodušších postupů k získání optimálních parametrů skutečného číslicového detektoru při detekci reálných PSK signálů (preferenčně družicových). Výsledky budou použity pro realizaci digitálního detektoru a jeho zařazení do přijímacího systému LED. Výsledky budou taktéž sloužit jako podklady pro vývoj univerzálního modemu s klasickým signálovým procesorem [28].

### 3. POUŽITÉ METODY ZPRACOVÁNÍ

Odvození JPT synchronizátoru je provedeno na základě ML kritéria a vychází z publikace [15]:

$$L\{\mathbf{x}_R | \tilde{\theta}_c, \tilde{\tau}_s\} = \sum_i \operatorname{Re} \left\{ \hat{c}_i^* e^{-j\tilde{\theta}} \int_{t=0}^{T_0} x_R(t) g(t - iT_s - \tilde{\tau}_s) dt \right\} - \frac{1}{2} \sum_i \sum_m \operatorname{Re} \left\{ \hat{c}_i^* \hat{c}_m \right\} \int_{t=0}^{T_0} g(t - iT_s - \tilde{\tau}_s) g(t - mT_s - \tilde{\tau}_s) dt, \quad (3.1)$$

Výsledkem je Costasova smyčka pro estimátor fáze nosné a zpětnovazební ML struktury synchronizátorů symbolového taktu („Zero Crossing“ detektor ZCD, „Early-Late“ detektor ELD a „Mueller-Muellerův“ detektor MMD). Costasova smyčka i zpětnovazební struktury synchronizátorů symbolového taktu obecně představují smyčky závěsu sledující fázi (PLL), resp. zpoždění (DLL). Základním stavebním blokem zpětnovazebních estimátorů jsou detektory chyby fáze a zpoždění, které generují řídicí veličinu ve zpětné vazbě (charakteristika detektoru, resp. S-křivka) a jsou určujícími prvky vlastností synchronizátorů. V práci jsou rozebrány klasické struktury detektorů získané ML kritériem a na základě logických úvah provedeny modifikace některých struktur, jejichž cílem jsou lepší vlastnosti odhadu a snadnější implementace algoritmu v číslicových systémech.

Celkový popis zpětnovazebních struktur je identický s obecným popisem fázového závěsu. Protože však uvažujeme aplikaci v digitálním systému je nutno sestavit matematický popis a vlastnosti číslicových závěsů fáze a zpoždění. Vzhledem

k dolnofrekvenční přenosové charakteristice fázových závěsů se jeví jako nejvhodnější definovat číslicový fázový závěs na základě analogového vzoru aplikací metody impulsní invariance [9], kdy lineární spojité systém definovaný v P-rovině lze transformovat na lineární diskrétní systém popsáný v Z-rovině. Obecně jsou závěsy PLL a DLL nelineárními systémy a pro použití této metody je třeba vycházet z linearizovaného modelu analogového fázového závěsu. Z hlediska matematického je zřejmé, že popis analogové a diskrétní (číslíkové) PLL (DLL) se budou za jistých podmínek prakticky shodovat. Základní problém tkví v principu překládání pásem při vzorkování analogového signálu. Dolnofrekvenční charakter přenosu PLL neodpovídá ideální charakteristice a důsledkem je přeložení nedokonale potlačených nepropustných pásem do pásma  $\langle 0; f_{Sa}/2 \rangle$ . Pro rychlé smyčky, které mají při detekci družicových signálů nemalý význam, již mohou být rozdíly mezi analogovou a diskrétní formou velké a v práci jsou tyto skutečnosti uváženy. Linearizace PLL, resp. DLL, je účelná i při popisu závěsu v režimu sledování rovině Z. Průběhy signálů v časové oblasti pak získáme zpětnou Z-transformací, kdy lze téměř vždy využít výpočtu pomocí reziduové věty [18].

Určující veličinou pro volbu nejvhodnějšího typu detektoru je rozptyl příslušné chybové veličiny pro předpokládané parametry. Základním parametrem byl zvolen normovaný poměr signál-šum na vstupu detektoru  $\gamma$  a parametr roll-off faktor  $\alpha$  přizpůsobených filtrů typu RC (nejčastěji aplikovaný přístup). Pomocí simulací byly získány závislosti rozptylů chybových veličin pro uvažované a navržené detektory chyby fáze i zpoždění na parametrech  $\gamma$  a  $\alpha$ . Z těchto závislostí pak byl sestaven diagram pracovních oblastí  $\gamma - \alpha$  pro nejvhodnější struktury detektorů při reálné aplikaci.

V další etapě je uvažován komplexní systém JPT synchronizátoru který se skládá ze vzájemně závislých smyček PLL a DLL. Pak je ovšem nutné definovat dvourozměrné charakteristiky detektorů, tzv. S-plochy. Jak bude ukázáno, pro režim sledování, kdy je JPT systém v dokonalém režimu synchronismu, jsou smyčky pro všechny uvažované a navržené BPSK detektory navzájem nezávislé a lze využít odvozených postupů pro samostatné diskrétní PLL, resp. DLL. Pokud však střední hodnota fázové chyby, resp. chyby zpoždění, nebude blízká nulové hodnotě je nutno vzájemnou závislost smyček do popisu zahrnout. V práci je využito odvození matematického aparátu pro obecnou strukturu JPT pomocí modelu v Z-rovině.

Jakmile získáme matematický popis smyčky a známe charakteristiky chybových detektorů lze přistoupit k optimalizaci parametrů smyčky (přesněji parametrů filtru smyčky) pro danou třídu signálů. Práce je zaměřena na případ datových signálů postižených dopplerovským posuvem kmitočtu a AWGN, přičemž se vychází z obecné teorie pravděpodobnosti [5]. Matematicky je však přístup velmi komplikovaný, byť jsou zavedena jistá zjednodušení, a nedovoluje získat pro optimalizované parametry vztahy v uzavřeném tvaru. Výsledky lze popsat pouze graficky.

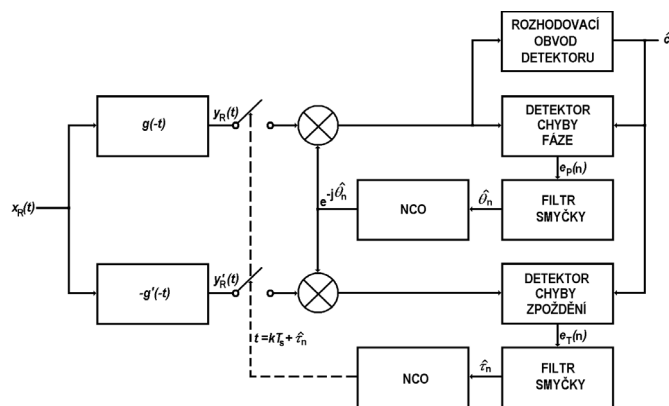
Další diskutovanou problematikou jsou negativní jevy spojené s číslicovou synchronizací. V práci jsou popsány dva nejvýznamnější. Oba se týkají procesu dynamického převzorkování vstupního signálu vzorkovaného se systémovou periodou na vzorkovací periodu odpovídající odhadu symbolové rychlosti. Prvním problémem je vznik aditivní chyby zpoždění pro nízké decimální poměry. Odvození je jednoduché a vychází z vlastností náhodné veličiny s rovnoměrným rozdělením. Druhý problém se

týká filtračních vlastností decimačních filtrů. Pro dosažení optimálních charakteristik je v práci nastíněno použití kompenzačních FIR filtrů založených na metodice inverzních filtrů se vzorkováním frekvenční charakteristiky.

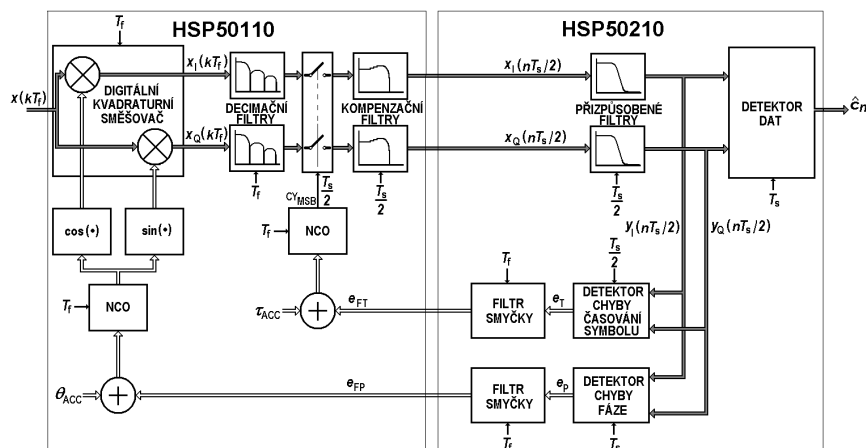
Posledním tématem práce je zkoumání systému JPT v režimu akvizice, při níž je nutno v plné míře uplatnit nelineární charakteristiky chybových detektorů. Diskuze je omezena pouze na oblast obecných doporučení, neboť jedinou přístupnou metodou je počítačová simulace, která však skýtá mnohá úskalí spojená s volbou testovacích signálů a vyhodnocením výsledků simulací. Práce je však podrobněji zaměřena na metodiku hodnocení stavu synchronizace, která se v literatuře prakticky nevyskytuje. Popis metod má charakter spíše algoritmický a implementační, nastavení parametrů hodnotícího procesu je jen naznačeno.

## 4. VÝSLEDKY

Na obrázku 4.1 je uvedena bloková struktura JPT synchronizátoru. V systému je naznačena přímá podpora dat  $\hat{c}_n$  v procesu eliminace informačního datového toku. Ve skutečné implementaci tato vazba často chybí, neboť k rozhodování a eliminaci dat dochází uvnitř algoritmu detektorů chyby fáze a zpoždění. Volba struktury JPT synchronizátoru byla dána mj. nalezením vhodných digitálních obvodů umožňujících efektivní implementaci univerzálního PSK demodulátoru.



Obr. 4.1. Blokový diagram JPT synchronizátoru.



Obr. 4.2. Principální blokové schéma digitálního detektoru na bázi čipové sady SATCOM.

Pro tuto aplikaci je výhodné využít rychlých multifunkčních programovatelných DSP obvodů HSP50110 a HSP50210. Jejich výrobcem je firma Intersil a nabízí tuto čipovou sadu pod obchodním názvem SATCOM [20], [21]. Principiální blokové schéma digitálního demodulátoru na bázi čipové sady SATCOM je na obrázku 4.2. Patrné je, že některé funkční části jsou oproti JPT systému na obr. 4.1 přeskupeny. To však není na závadu, protože kromě detektorů chyby fáze a časování symbolů se jedná o lineární členy a přeskupení má také funkční smysl.

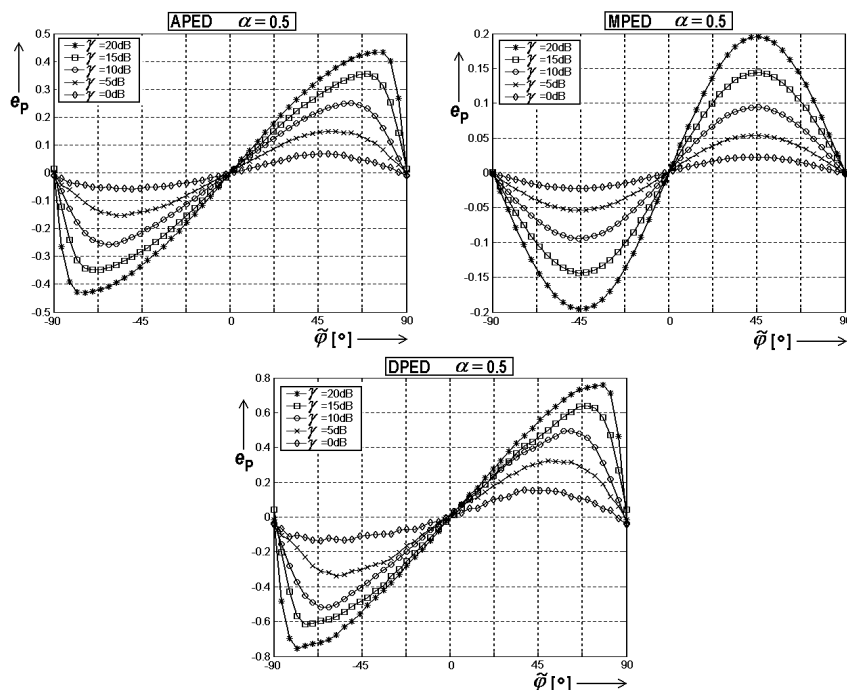
V další etapě byly provedeny rozborů chybových detektorů odvozených na základě rovnice (3.1). Bylo ukázáno, že pro detektor chyby fáze při BPSK demodulaci se uplatní součinný detektor MPED, součtový APED a detektor na bázi definice DPED. Pro detektor chyby zpoždění pak ZCD, ELD a MMD. Pro některé struktury byly navrženy vhodné modifikace. Některé z nich naleznou uplatnění i pro detekci vícestavových signálů. Pro BPSK má význam především modifikovaná verze ELD označená jako MELD. Podrobná analýza s popisem algoritmů je uvedena ve vlastní práci. Charakteristiky (S-křivky) jmenovaných detektorů byly získány simulací pro mnoho realizací vstupního signálu. Výsledky pro PED (detektory chyby fáze) a vybrané parametry jsou na obrázku 4.3. Pro definici některých vlastností synchronizátoru je výhodné vyjádřit S-křivky v uzavřeném analytickém tvaru. Tvary S-křivek podle obr. 4.3, tj. pro  $\gamma \in \langle 0; 20 \rangle$  dB, byly aproximovány následujícími funkcemi. Pro MPED:

$$g_{MPED}(\tilde{\varphi}) = A_M \sin(2\tilde{\varphi}), \quad (4.1)$$

pro APED i DPED:

$$g_{A/DPED}(\tilde{\varphi}) = (M_0 + M_4 \tilde{\varphi}^4) \cdot \sin(2\tilde{\varphi}), \quad (4.2)$$

kde  $A_M$ ,  $M_0$  a  $M_4$  jsou konstanty pro dané parametry a jsou podrobně určeny ve vlastní práci.



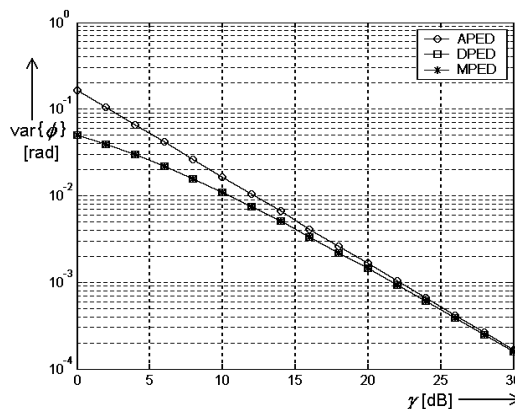
Obr. 4.3. Příklady charakteristik PED získané simulací.

Tvar charakteristik pro všechny uvažované detektory chyby zpoždění TED odpovídá APED a DPED a pro analytické vyjádření lze využít aproximující vztah:

$$g_{TED}(\tilde{\delta}) = (M_0 + M_4 \tilde{\delta}^4) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot \tilde{\delta}), \quad (4.3)$$

kde  $\tilde{\delta}$  je normované zpoždění. Konstanty  $M_0$  a  $M_4$  jsou pro dané parametry opět podrobně určeny ve vlastní práci.

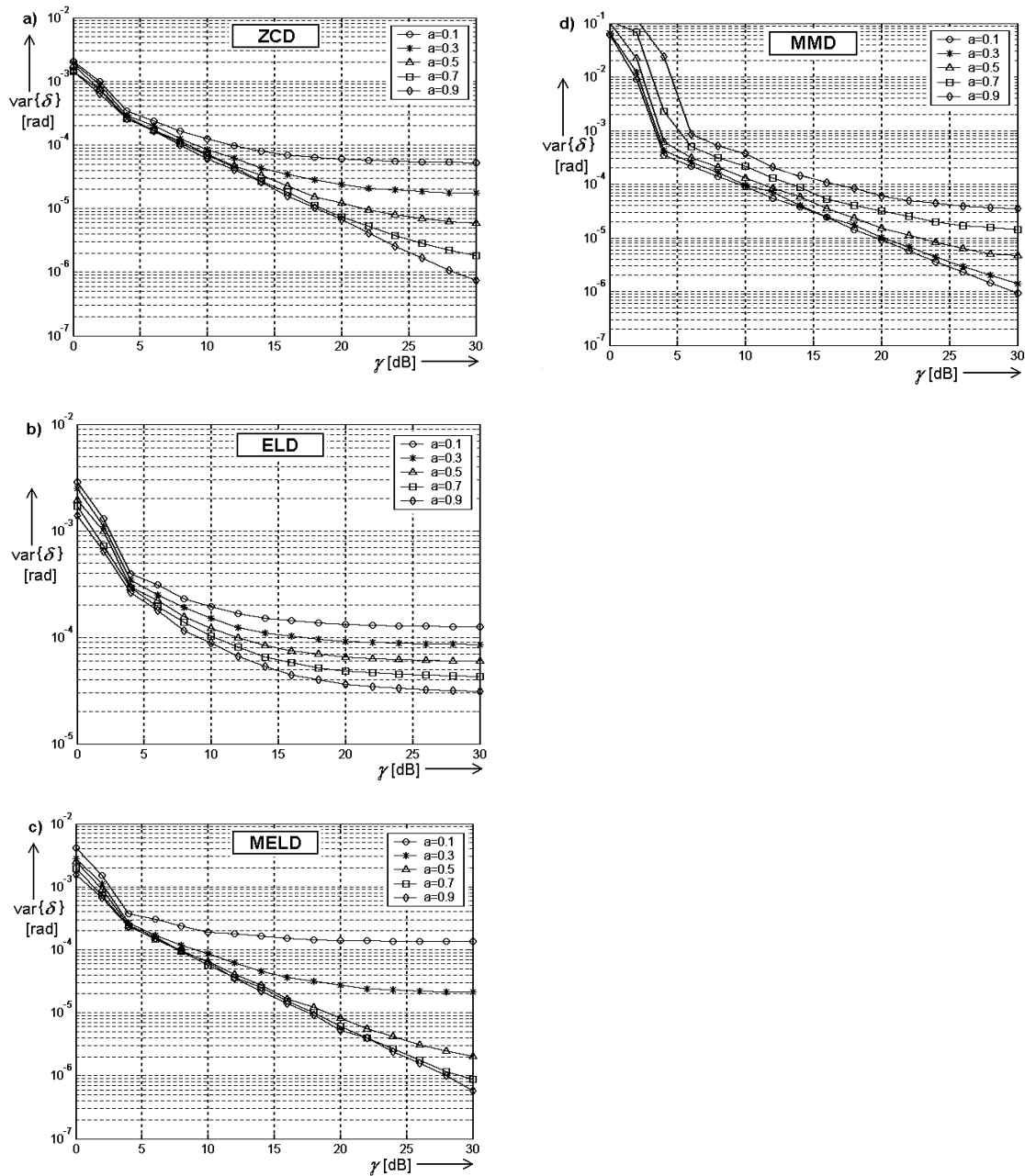
Na základě rozptylu chybové veličiny jsme schopni určit ekvivalentní šum smyčky v modelu smyčky, což ve své podstatě umožňuje vzájemné srovnání detektorů chyb z hlediska úspěšnosti eliminace náhodných dat a AWGN na vstupu. Pro základní vzájemné srovnání je vhodné definovat určité požadavky. V režimu synchronismu se snažíme ustálenou hodnotu chybové veličiny přiblížit nulové hodnotě. Přestože v reálném případě nulová ustálená hodnota nemusí být dosažena, bude prakticky vždy blízká nule. Z tohoto důvodu lze tvrdit, že rozptyl chybové veličiny pro nulovou ustálenou hodnotu bude vhodným reprezentantem pro vzájemné srovnání detektorů pracujících za libovolných podmínek v režimu synchronismu. Na obrázku 4.4 jsou zpracovány výsledky simulací rozptylu při detekci BPSK signálu pro PLL se všemi uvažovanými typy detektorů chyby fáze. U synchronizátorů fáze se neprojevuje vliv tvaru přizpůsobených filtrů, protože uvažujeme dokonalou synchronizaci časování symbolu a vzorky jsou determinovány pro optimální okamžik. Z obrázku je patrné, že součinnový detektor MPED a detektor na bázi definice DPED jsou z hlediska generace ekvivalentního šumu shodné a mají lepší vlastnosti (menší rozptyl) než součtový detektor APED.



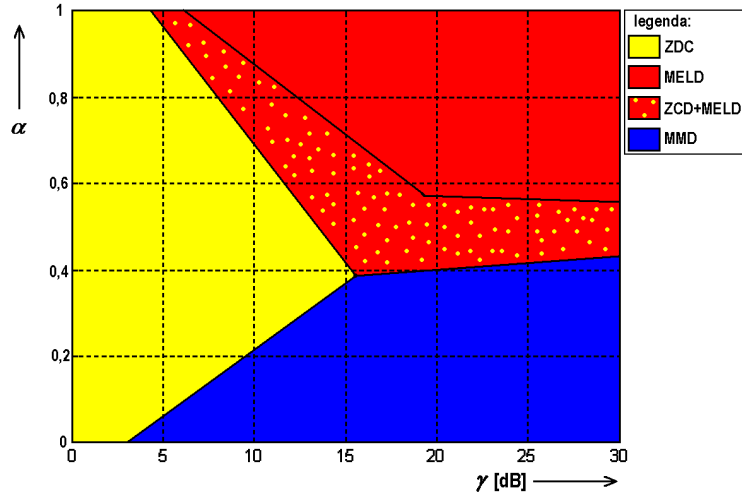
**Obr. 4.4.** Výsledky simulací rozptylu chyby odhadu fáze DLL smyček při aplikaci základních PED (APED, DPED a MPED).

Na obrázku 4.5 jsou výsledky simulací rozptylu normované chyby zpoždění pro závěsy časového zpoždění symbolu pro diskutované konfigurace TED. U rozptylu časového zpoždění je nutno sledovat i vliv přizpůsobených filtrů, který může být značný. Modifikace ZCD se pro BPSK neprojevuje a výsledky jsou shodné s klasickým ZCD. Jinak je tomu při modifikaci ELD. Vzájemné porovnání výsledků simulací naznačuje (obr. 4.5b a obr. 4.5c), že u BPSK modulace jsou pro hodnoty  $\gamma < 10$  dB modifikovaný i klasický ELD algoritmus srovnatelné, pro rostoucí  $\gamma$  se začínají projevovat lepší vlastnosti modifikovaného ELD. U ZCD a ELD se vlastnosti zhoršují s poklesem  $\alpha$ . U MMD detektoru je vliv  $\alpha$  opačný a pro velké hodnoty  $\gamma$  může mít vlastnosti lepší než ZCD a ELD. Na základě předchozích výsledků je možné podobně

jako u detektorů fázové chyby, vybrat nejvhodnější metodu TED tentokrát pro daný roll-off faktor a pracovní rozsah normovaného poměru signálu k šumu. Přibližné oblasti optimální volby typu TED jsou na obrázku 4.6.



**Obr. 4.5.** Výsledky simulací rozptylu odhadu časového zpoždění DLL smyček při aplikaci základních TED: a) ZCD, b) ELD, c) MELD a d) MMD.

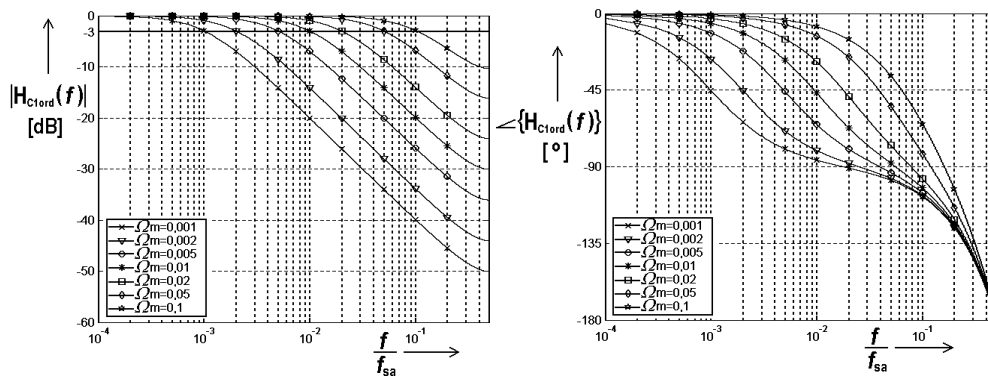


**Obr 4.6.** Oblasti výběru nejvhodnější architektury TED pro BPSK modulaci.

Další náplní práce bylo odvození diskrétní smyčky fázového závěsu, analogické výsledky platí i pro závěs zpoždění. Dále budou uvedeny jen konečné výsledky. Přenos uzavřené smyčky diskrétní PLL (DPLL) 1.řádu je:

$$H_{cD1ord}(z) = \frac{K_0}{z-1+K_0} = \frac{1-e^{-2\pi\cdot\Omega_m}}{z-e^{-2\pi\cdot\Omega_m}}, \quad (4.4)$$

kde  $\Omega_m$  je normovaná mezní frekvence (vzhledem ke vzorkovacímu kmitočtu). Na obrázku 4.7 je zobrazena modulová a fázová frekvenční charakteristika uzavřené DPLL smyčky 1.řádu. Z charakteristik je zřejmé, že pro digitální formu PLL získanou impulsní invariancí analogového vzoru pro velké hodnoty  $\Omega_m$  je pokles modulu kmitočtové charakteristiky menší než 20 dB/dek. Je to důsledek vzorkování, při němž dochází k překládání pássem.



**Obr. 4.7.** Kmitočtové charakteristiky DPLL smyčky 1.řádu.

Odvozená přenosové funkce uzavřené smyčky DPLL 2.řádu (obr. 4.8) je:

$$H_{cD2ord}(z) = \frac{z \cdot 2 \left[ 1 - e^{-2\pi\zeta\Omega_n} \cdot \cos\left(2\pi\Omega_n \sqrt{1-\zeta^2}\right) \right] + e^{-4\pi\zeta\Omega_n} - 1}{z^2 - z \cdot 2e^{-2\pi\zeta\Omega_n} \cdot \cos\left(2\pi\Omega_n \sqrt{1-\zeta^2}\right) + e^{-4\pi\zeta\Omega_n}} \quad \text{pro } \zeta \leq 1$$

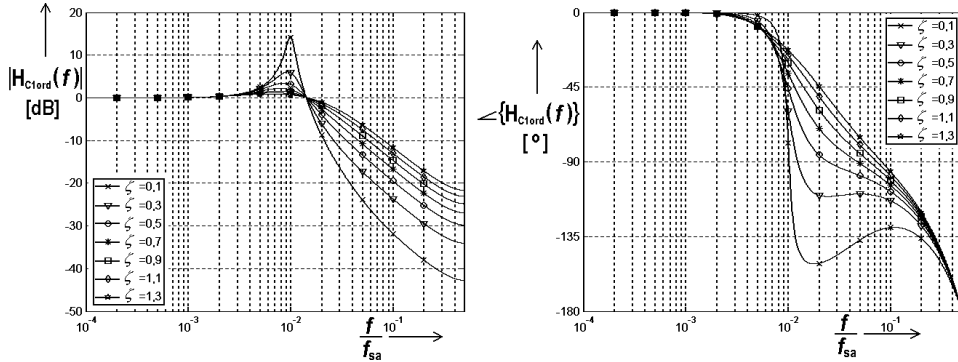
$$, \quad (4.5)$$

$$\frac{z \cdot 2 \left[ 1 - e^{-2\pi\zeta\Omega_n} \cdot \cosh\left(2\pi\Omega_n \sqrt{\zeta^2-1}\right) \right] + e^{-4\pi\zeta\Omega_n} - 1}{z^2 - z \cdot 2e^{-2\pi\zeta\Omega_n} \cdot \cosh\left(2\pi\Omega_n \sqrt{\zeta^2-1}\right) + e^{-4\pi\zeta\Omega_n}} \quad \text{pro } \zeta > 1$$



kde  $\Omega_n$  je normovaná přirozená frekvence:

$$\Omega_n = \frac{\omega_n}{\omega_{Sa}} = \frac{\omega_n}{2\pi \cdot f_{Sa}} = \frac{\omega_n T_{Sa}}{2\pi} . \quad (4.6)$$



**Obr. 4.8.** Kmitočtové charakteristiky DPLL smyčky 2.řádu pro  $\Omega_n = 0,01$ .

Ve vlastní práci je provedeno také vyšetření stability. DPLL systém 1. i 2.řádu je nepodmíněně stabilní.

Odvozená šumová šířka pásma pro DPLL 1. řádu je:

$$B_{LN1ord} = \frac{1 - e^{-2\pi\Omega_m}}{1 + e^{-2\pi\Omega_m}} , \quad (4.7)$$

a pro DPLL 2. řádu:

$$B_{LN2ord} = -1 + \frac{2}{\left(1 - e^{-4\pi\zeta\Omega_n}\right)} \cdot \begin{cases} \frac{1}{\left(\frac{4}{3 - e^{-4\pi\zeta\Omega_n} - 2e^{-2\pi\zeta\Omega_n} \cdot \cos\left(2\pi\Omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}\right)} - 1\right)} & \text{pro } \zeta \leq 1 \\ \frac{1}{\left(\frac{4}{3 - e^{-4\pi\zeta\Omega_n} - 2e^{-2\pi\zeta\Omega_n} \cdot \cosh\left(2\pi\Omega_n \sqrt{\zeta^2 - 1}\right)} - 1\right)} & \text{pro } \zeta > 1 \end{cases} . \quad (4.8)$$

U diskrétní PLL uvažujeme normovanou šumovou šířku pásma jako poměr:

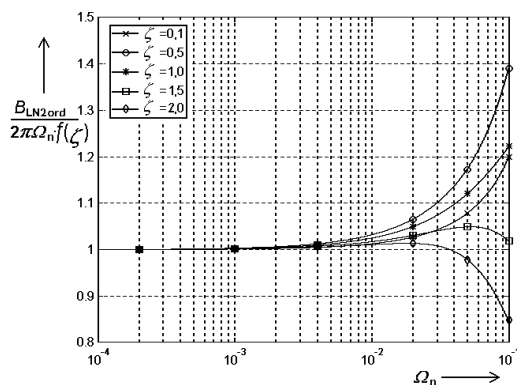
$$B_{LN} = \frac{B_L}{B_W} , \quad (4.9)$$

kde  $B_W$  je šířka pásma vstupního signálu.

Využívat rovnici (4.8) k určení  $B_{LN2ord}$  je zjevně velmi nepohodlné. Srovnáním s odvozenou šumovou šířkou pásma pro analogovou PLL 2.řádu 2.typu podle [19] platí zjednodušený vztah (není respektován vliv překládání pásem):

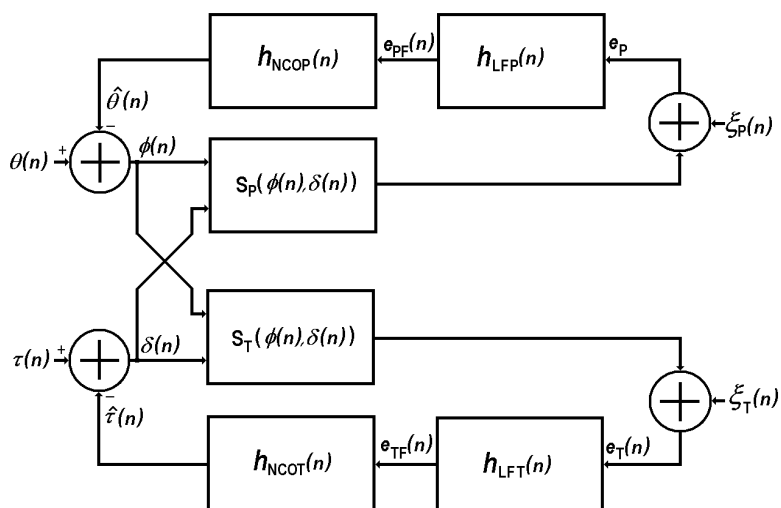
$$B_{LN2ord} = 2\pi\Omega_n \cdot f(\zeta) = 2\pi\Omega_n \frac{1+4\zeta^2}{4\zeta}. \quad (4.10)$$

V grafu na obrázku 4.9 je zobrazena závislost poměru přesného vyjádření šumové šířky pásma (4.8) ku zjednodušenému vyjádření pro APLL (4.10). Parametrem křivek je činitel tlumení  $\zeta$  v rozsahu  $\langle 0,1; 2 \rangle$ . Pro  $\Omega_n = 0,1$  může chyba dosahovat 40% (pro  $\zeta = 0,5$ ) a rovnice (4.10) je vhodná pouze pro  $\Omega_n \ll 0,1$ .

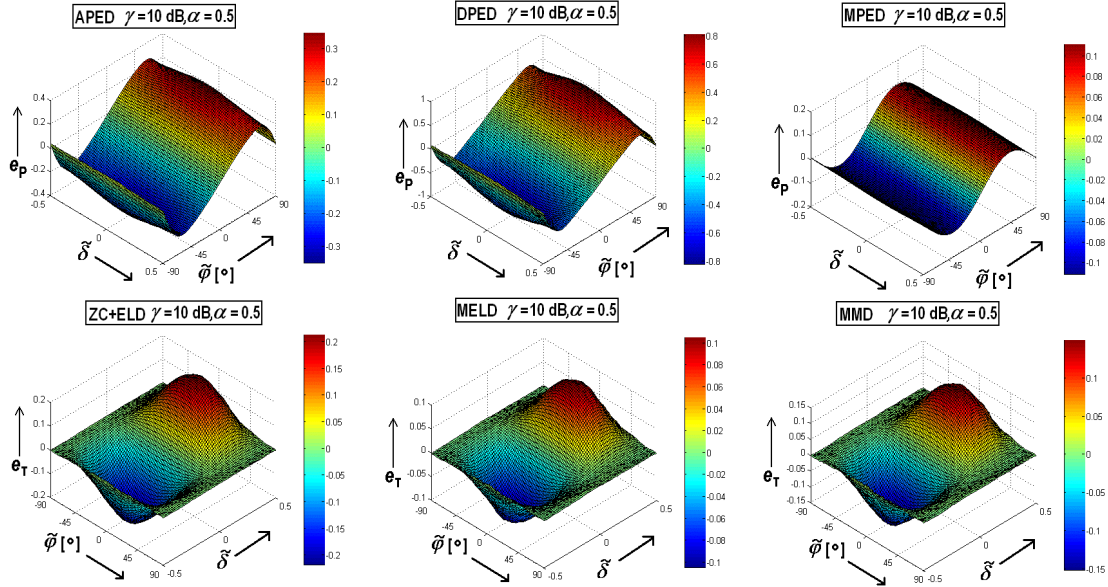


**Obr. 4.9.** Závislost poměru vyjádření šumové šířky pásma DPLL 2.řádu ku zjednodušenému vyjádření na  $\Omega_n$  pro  $\zeta$  v rozsahu  $\langle 0,1; 2 \rangle$ .

Ekvivalentní model JPT systému je zobrazen na obrázku 4.10. Oproti klasickému ekvivalentnímu modelu PLL (jediná smyčka) je nutno u spojeného odhadu definovat S-plochu (dvourozměrnou charakteristku) s obdobnými vlastnostmi (stabilní a nestabilní uzly, periodicitá atd.) vzhledem k chybovým signálům fáze  $\phi$  a normovaného zpoždění  $\delta$ . Do ekvivalentního modelu JPT systému jsou podobně jako u jednoduchých smyček zavedeny ekvivalentní šумы smyček  $\xi_P(n)$  a  $\xi_T(n)$ . Pomocí nich lze modelovat např. AWGN, který je přítomný s užitečným signálem na vstupu, a šumové složky vznikající eliminací náhodných dat.



**Obr. 4.10.** Ekvivalentní model JPT synchronizátoru.



Obr. 4.11. Vybrané dvourozměrné charakteristiky PED a TED detektorů.

Simulací získané dvourozměrné ekvivalentní charakteristiky uvažovaných detektorů pro BPSK modulaci a vybrané parametry jsou uvedeny na obrázku 4.11. Je třeba si povšimnout důležité skutečnosti, že u PED detektorů je závislost charakteristik na zpoždění téměř neznatelná, kdežto u všech uvažovaných TED je závislost na fázovém ofsetu velmi výrazná. Pro velké fázové odchylky (cca nad  $70^\circ$ ) je chybová hodnota na výstupu TED téměř nulová a prakticky nezávisí na zpoždění. Zdálo by se, že pokud se bude synchronizátor nacházet v tomto stavu bude proces synchronizace velmi pomalý. To je však jen mylný dojem, protože nesmíme opomenout činnost smyčky závěsu fáze, která bez ohledu na chybu zpoždění bude pro velké chyby fáze generovat na výstupu PED příslušně velký chybový signál, který bude odhad fáze řídit správným směrem podstatně rychleji.

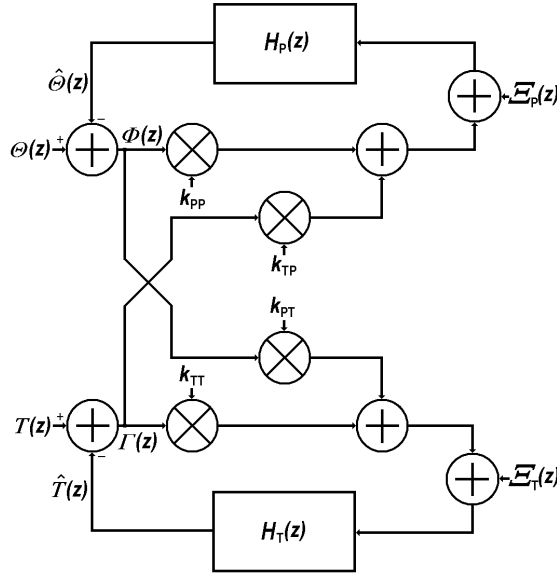
Obecný nelineární model JPT (obr. 4.10) sice umožňuje popsat chování synchronizátoru v jakémkoli módu, bohužel však vyžaduje velmi náročný numerický výpočet (např. určení S-ploch) a neposkytuje obecné řešení. Pro stav, kdy je fázová chyba a chyba zpoždění malá, tj. synchronizátor se nachází v režimu sledování (*Tracking*), lze vycházet z linearizovaného modelu podle obrázku 4.12. V režimu synchronismu předpokládáme, že jsou hodnoty odhadu fáze a odhadu zpoždění blízké hledanému řešení a při odhadu chyb se nacházíme v okolí stabilního uzlu  $(\theta_{eq}; \tau_{eq})$ . Hodnoty chyb těchto odhadů  $\phi(n)$  a  $\delta(n)$  jsou velmi malé  $\phi(n) \approx 0$ ,  $\delta(n) \approx 0$ . Definujeme-li parciální derivace  $S_P(\phi, \delta)$  a  $S_T(\phi, \delta)$  ve stabilním uzlu  $(\theta_{eq}; \tau_{eq})$  podle parametrů  $\phi$  a  $\delta$ , získáme koeficienty strmosti S-ploch v  $(\theta_{eq}; \tau_{eq})$  ve směru os  $\phi$  a  $\delta$ :

$$k_{PP} = \left. \frac{\partial S_P(\phi, \delta)}{\partial \phi} \right|_{\theta=\theta_{eq}, \tau=\tau_{eq}} \quad k_{TP} = \left. \frac{\partial S_P(\phi, \delta)}{\partial \delta} \right|_{\theta=\theta_{eq}, \tau=\tau_{eq}} \quad k_{TT} = \left. \frac{\partial S_T(\phi, \delta)}{\partial \delta} \right|_{\theta=\theta_{eq}, \tau=\tau_{eq}} \quad k_{PT} = \left. \frac{\partial S_T(\phi, \delta)}{\partial \phi} \right|_{\theta=\theta_{eq}, \tau=\tau_{eq}} \quad (4.11)$$

S využitím těchto strmostí lze S-plochy v okolí  $(\theta_{eq}; \tau_{eq})$  linearizovat a vyjádřit rovnicemi:

$$S_P(\phi, \delta) \approx k_{PP}\phi + k_{TP}\delta \quad \text{a} \quad (4.12)$$

$$S_T(\phi, \delta) \approx k_{PT}\phi + k_{TT}\delta. \quad (4.13)$$



**Obr. 4.12.** Linearizovaný ekvivalentní model JPT synchronizátoru.

Nejschůdnější cestou k odvození vlastností linearizovaného modelu JPT je výpočet v rovině Z a následná zpětná transformace do časové domény. Z blokového schématu modelu můžeme (obr. 4.12) odvodit dvě základní rovnice:

$$\Phi(z) = \Theta(z) - [k_{PP}\Phi(z) + k_{TP}\Gamma(z) + \Xi_P(z)] \cdot H_P(z), \quad (4.14)$$

$$\Gamma(z) = T(z) - [k_{TT}\Gamma(z) + k_{PT}\Phi(z) + \Xi_T(z)] \cdot H_T(z). \quad (4.15)$$

kde je zavedeno:

$$H_P(z) = H_{LFP}(z) \cdot H_{NCOP}(z) \text{ a} \quad (4.16)$$

$$H_T(z) = H_{LFT}(z) \cdot H_{NCOT}(z). \quad (4.17)$$

Ve všech praktických situacích (viz. obr. 4.11) je vliv zpoždění na PLL smyčku podstatně menší než účinek fáze, resp. vliv fáze na DLL než zpoždění a platí tedy:

$$k_{PP}k_{TT} \gg k_{TP}k_{PT}. \quad (4.18)$$

S uvažováním této podmínky získáme obraz chyby fáze:

$$\Phi(z) = \frac{\Theta(z) \cdot [1 + k_{TT}H_T(z)] + T(z) \cdot [-k_{TP}H_P(z)] + \Xi_T(z) \cdot [k_{TP}H_P(z)H_T(z)] - \Xi_P(z) \cdot [H_P(z)[1 + k_{TT}H_T(z)]]}{[1 + k_{PP}H_P(z)][1 + k_{TT}H_T(z)]} \quad (4.19)$$

a obraz chyby zpoždění:

$$\Gamma(z) = \frac{T(z) \cdot [1 + k_{PP}H_P(z)] + \Theta(z) \cdot [-k_{PT}H_T(z)] + \Xi_P(z) \cdot [k_{PT}H_P(z)H_T(z)] - \Xi_T(z) \cdot [H_T(z)[1 + k_{PP}H_P(z)]]}{[1 + k_{PP}H_P(z)][1 + k_{TT}H_T(z)]}. \quad (4.20)$$

Ve vlastní práci jsou zavedeny další zjednodušující substituce a provedeny odvození pro základní konfigurace smyček (PLL 1.ř + DLL 1.ř, PLL 2.ř + DLL 1.ř a PLL 2.ř + DLL 2.ř).

Pro případy uvažovaných synchronizátorů jsou koeficienty  $k_{PT}$  a  $k_{TP}$  nulové a odpadá tak vazba mezi smyčkami a pro výpočty lze plně využít odvozené vztahy

pro samostatné smyčky. Avšak skutečnost, že koeficienty  $k_{PT}$  a  $k_{TP}$  jsou pro stabilní uzly nulové je spíše výjimečná. Zejména u synchronizátorů vícecestavových modulací tomu tak není [15] a aplikace výše odvozených rovnic umožní velmi elegantní řešení. Ovšem i v případě uvažovaných detektorů chyby pro BPSK lze nalézt uplatnění popisu JPT v Z-rovině. Jestliže ustálená hodnota chyby odhadu fáze či zpoždění nebude nulová, resp. bude vzdálená od nulové hodnoty více, můžeme odvozený aparát využít, přičemž parametry  $k_{PP}$ ,  $k_{TP}$ ,  $k_{TT}$  a  $k_{PT}$  budou vztaženy k tomuto bodu ustálených hodnot ( $\phi = \phi_u; \delta = \delta_u$ ).

Pokud určíme vhodný typ detektrů pro předpokládané parametry vstupních signálů je další motivací pro dosažení nejmenší chybovosti při detekci družicových signálů optimalizace parametrů smyček. Věnujme se BPSK signálům, které jsou postižené Dopplerovým posuvem kmitočtu. Z obecné teorie i z odvození ustálených hodnot v samotné práci vyplývá, že pro získání určité ustálené hodnoty chyby odhadu fáze pro lineárně měnící se frekvenci, je nutná aplikace smyčky estimace fáze 2.řádu. Pro dané parametry filtru smyčky 2.řádu získáme v závislosti na časové derivaci frekvence vstupního signálu určitou ustálenou hodnotu chyby odhadu fáze  $\phi_u$ . Při současném působení AWGN na vstupu bude chyba odhadu fáze vykazovat jistý rozptyl  $\text{var}\{\phi\}$ , který je závislý na úrovni aditivního šumu a šumové šířce pásma (dáno parametry filtru smyčky). Chyba odhadu fáze je tedy náhodnou veličinou se střední hodnotou  $\phi_u = E\{\phi\}$  a rozptylem  $\text{var}\{\phi\}$ , přičemž předpokládáme, že její rozložení je velmi blízké normálnímu gaussovskému. Cílem synchronizace je stav, kdy je střední hodnota i rozptyl  $\phi$  co nejmenší. Je zřejmé, že tyto požadavky jsou protichůdné. Chceme-li dosáhnout menšího rozptylu  $\phi$ , musíme zmenšit šumovou šířku pásma, čímž ale vzroste normovaná ustálená fáze  $\phi_{uN}$ , resp. střední hodnota chyby odhadu fáze. Cílem optimalizace je tedy nalezení takových parametrů smyčky, pro danou změnu dopplerovského kmitočtu a poměr signál-šum na vstupu synchronizátoru, při nichž bude náhodná veličina  $\phi$ , resp. její charakteristiky  $E\{\phi\} = \phi_u$  a  $\text{var}\{\phi\}$ , zajišťovat nejmenší chybovost v odhadu dat. Při hledání optimálních parametrů smyčky lze využít toho, že hodnota chyby odhadu fáze přímo souvisí s chybovostí. Pravděpodobnost chybně detektovaného symbolu tedy závisí na (fiktivní) chybě odhadu fáze a lze ji popsat vztahem:

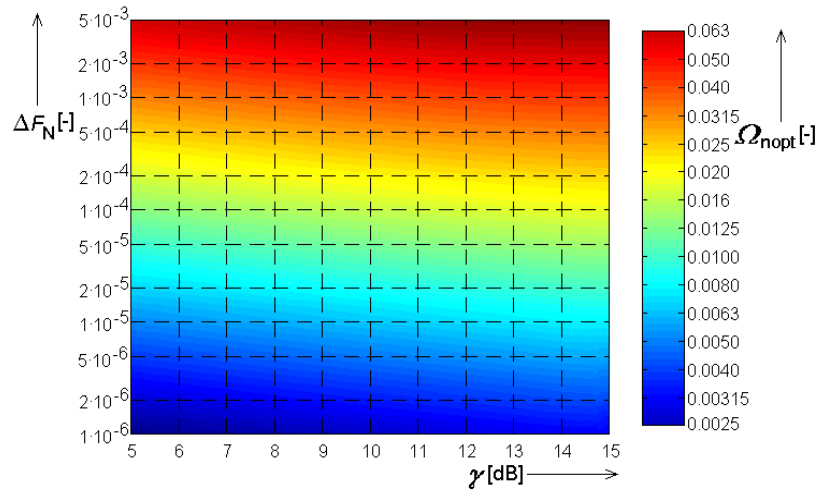
$$\Pr\{S_{err}\} = P_e = 1 - \frac{1}{2} \left[ \text{erfc} \left( \frac{-\frac{\pi}{2} - \phi_u}{\sqrt{2 \cdot \text{var}\{\phi\}}} \right) - \text{erfc} \left( \frac{\frac{\pi}{2} - \phi_u}{\sqrt{2 \cdot \text{var}\{\phi\}}} \right) \right]. \quad (4.21)$$

Dalším úkolem při optimalizaci parametrů smyček je nalezení rozptylu chyby odhadu fáze. Bylo zjištěno že šum vznikající eliminací dat  $\mu(n)$  je velmi malý v porovnání se složkou příspěvku AWGN  $\eta(n)$  pro  $\gamma \in <0; 20>$  dB a prakticky nezávislý na  $\phi_u$ . Optimalizovat více parametrů současně není reálné ani smysluplné. Proto volíme činitel tlumení  $\zeta$ , jeho volba pro hodnotu blízkou 0,5 (optimum z hlediska minimální šumové šířky pásma) nebude mít prakticky vliv na optimální činnost smyčky z hlediska pravděpodobnosti chyby. Vhodná hodnota  $\zeta$  je závislá především na požadavcích na průběh přechodové odezvy (např. frekvenční skok) a je rozebrána v samotné práci. Pro ukázkou volíme hodnotu  $\zeta = 0,7$ . Optimalizace představuje hledání minima  $P_e$  podle rovnice (4.21) pro parametr normovaného frekvenčního zdvihu  $\Delta F_N$  (změna frekvence za symbolovou periodu vztažená k vzorkovacímu kmitočtu), který má přímý

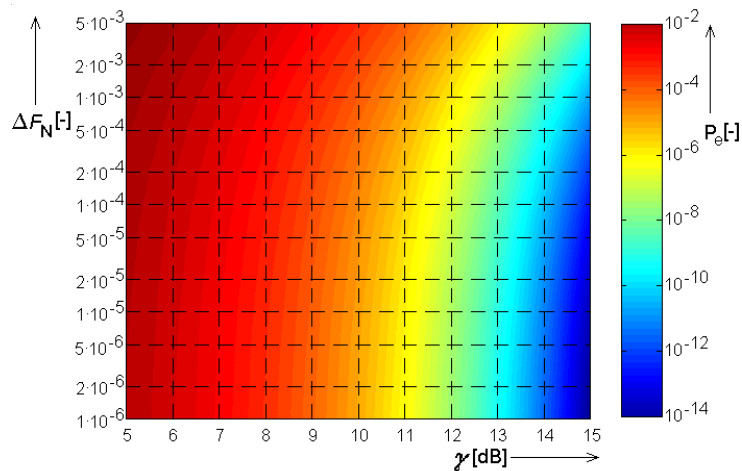
vliv na  $\phi_u$  a parametr normovaného poměru signálu k šumu  $\gamma$ , který bezprostředně ovlivňuje  $\text{var}\{\phi\}$ . Hledáme tedy řešení rovnice  $(P_e) = 0$ , přičemž derivaci provádíme podle parametru  $\Omega_n$  (ten optimalizujeme). Na základě rozboru, který je podrobně uveden ve vlastní práci, řešíme následující rovnici:

$$\left( 1 - \frac{1}{2} \left[ \text{erfc} \left( \frac{-1 - \frac{0,1 \cdot \Delta F_N}{\Omega_n^2}}{\sqrt{\frac{1 + 6,64 \Omega_n}{\frac{\gamma[\text{dB}]}{10^{10}}}}} \right) - \text{erfc} \left( \frac{1 - \frac{0,1 \cdot \Delta F_N}{\Omega_n^2}}{\sqrt{\frac{1 + 6,64 \Omega_n}{\frac{\gamma[\text{dB}]}{10^{10}}}}} \right) \right] \right)^l = 0 \quad (4.22)$$

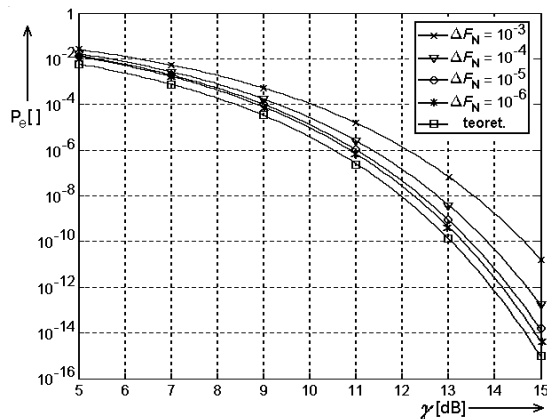
Ve výrazu na levé straně je již zavedena hodnota činitele tlumení  $\zeta = 0,7$ . Rovnice byla řešena numericky a získanou optimální hodnotu normovaného přirozeného kmitočtu  $\Omega_{nopt}$  pro parametry  $\Delta F_N$  a  $\gamma$  lze odečíst z grafu na obrázku 4.13. Na obrázku 4.14 je zpětnou rekonstrukcí pomocí vztahu (4.21) určena dosažitelná pravděpodobnost chyby při aplikaci optimální hodnoty  $\Omega_{nopt}$ . Srovnání vlastností demodulátoru s DPED s teoretickou chybovostí dosažitelnou při BPSK detekci je nastíněno na obrázku 4.15. Parametrem křivek jsou různé hodnoty normovaných frekvenčních zdvihů  $\Delta F_N$ .



**Obr. 4.13.** Závislost optimální hodnoty normovaného přirozeného kmitočtu  $\Omega_{nopt}$  pro DPED detektor BPSK signálů postižených lineární změnou nosného kmitočtu  $\Delta F_N$  a AWGN s normovaným poměrem signál-šum  $\gamma$  pro činitel tlumení  $\zeta = 0,7$ .

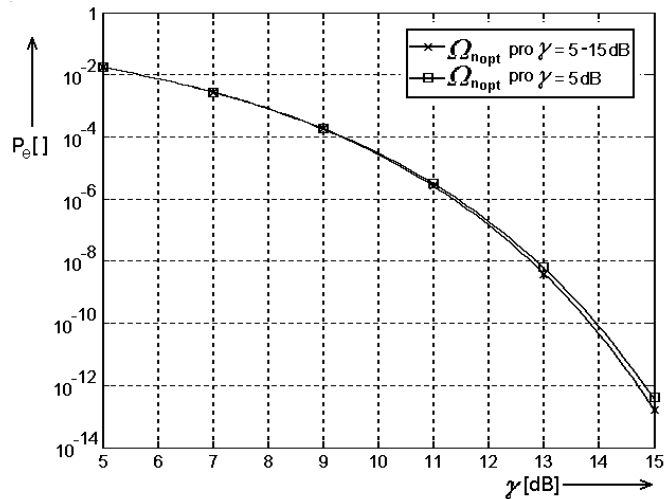


**Obr. 4.14.** Závislost pravděpodobnosti chyby detekce BPSK signálů postižených lineární změnou nosného kmitočtu  $\Delta F_N$  a AWGN s normovaným poměrem signál-šum  $\gamma$  při aplikaci DPED detektoru pro optimální hodnotu normovaného přirozeného kmitočtu  $\Omega_{\text{opt}}$  při činiteli tlumení  $\zeta = 0,7$ .



**Obr. 4.15.** Srovnání pravděpodobnosti chyby detekce pro BPSK signály postižených lineární změnou nosného kmitočtu  $\Delta F_N$  a AWGN s normovaným poměrem signál-šum  $\gamma$  při aplikaci DPED detektoru pro optimální hodnotu normovaného přirozeného kmitočtu  $\Omega_{\text{opt}}$  při činiteli tlumení  $\zeta = 0,7$  s teoretickou pravděpodobností chyby.

V praktických situacích jsme schopni poměrně přesně odhadnout průběh nosného kmitočtu v čase a tím i frekvenční zdvih  $\Delta F_N$  (viz. kapitola 1). Jiná situace je při odhadu vstupního poměru signál-šum. Při detekci telemetrických signálů družice AO-40 systémem instalovaným v LED lze popsat průběh úrovně signálu pomocí vztahu (1.3). Perioda změny úrovně signálu se pohybovala v řádech sekund, což je podstatně pomalejší proces, než lze přepokládat u synchronizace. Z hlediska demodulátoru můžeme tedy tvrdit, že normovaný poměr signál-šum na jeho vstupu se pozvolna mění a činnost synchronizátoru bude dána vždy příslušným aktuálním  $\gamma$ . Cílem detekce datového signálu je vždy dosažení určité maximální chybovosti, při níž je např. dekódér schopen opravit všechny chyby nebo je dostačující pro danou kvalitu cílové zprávy. Z tohoto důvodu je výhodné najít optimální parametry systému pro nejmenší očekávaný vstupní poměr signál-šum.



**Obr. 4.16.** Srovnání pravděpodobnosti chyby detekce při detekci BPSK signálů postižených lineární změnou nosného kmitočtu  $\Delta F_N = 0,0001$  a AWGN s normovaným poměrem signál-šum  $\gamma$  při aplikaci DPED detektoru pro optimální hodnotu normovaného přirozeného kmitočtu  $\Omega_{nopt}$  nastavenou zvlášť pro každou hodnotu  $\gamma$  v rozsahu  $\langle 5; 15 \rangle$  dB a pro  $\Omega_{nopt}$  nastavenou fixně při  $\gamma = 5$  dB pro  $\zeta = 0,7$ .

Optimalizací pro daný odstup signál-šum se pochopitelně zhorší vlastnosti synchronizátoru pro jiné očekávané poměry signál-šum (v našem případě větší). Přesto u běžných synchronizátorů pro větší odstup signál-šum než je zvolený minimální bude chybovost vždy menší. Příklad uvedeného postupu zachycuje obrázek 4.16. Předpokládáme že vstupní normovaný poměr  $\gamma$  se mění v rozsahu  $\langle 5; 15 \rangle$  dB, přičemž vlivem Dopplerova efektu je třeba uvažovat normovaný frekvenční zdvih  $\Delta F_N = 0,0001$ . Podle předchozích odstavců určíme optimum  $\Omega_{nopt}$  pro dolní hranici  $\gamma = 5$  dB, buď výpočtem nebo z grafu 4.13. Pro zadané číselné hodnoty je  $\Omega_{nopt} = 0,013$ . Tato hodnota bude tedy použita jako parametr smyčky bez ohledu na aktuální poměr signál-šum na vstupu. Na obrázku 4.16 je ukázán rozdíl mezi pravděpodobnostmi chyby s fixním  $\Omega_{nopt} = 0,013$  a při aplikaci optimální hodnoty přirozeného kmitočtu pro každý poměr signál-šum  $\gamma$  v daném rozsahu. Pro  $\gamma = 15$  dB je pravděpodobnost chyby při  $\Omega_{nopt}$  optimalizovaném pro  $\gamma = 5$  dB  $P_e = 3,6 \cdot 10^{-13}$ , pro  $\Omega_{nopt}$  při  $\gamma = 15$  dB je  $P_e = 1,7 \cdot 10^{-13}$ , což je přibližně poloviční hodnota (přínosem jsou ale obvykle řádové změny).

Poslední fází teoretického rozboru bylo nastínit nežádoucí efekty digitální detekce spojené s převzorkováním pomocí decimace. Zde jsou opět uvedeny jen závěry, V případě že decimační poměr je číslo, které nelze vyjádřit jednoduchým zlomkem, má chyba zpoždění rovnoměrné rozdělení na intervalu  $\langle -1/2R; 1/2R \rangle$  (uvažujeme  $R = f_{Sa}/2f_s$ ). Střední hodnota chyby zpoždění je vždy nulová, neboť ji svou činností zajišťuje DLL smyčka již 1.řádu (analogie s ustálenou hodnotou fázového skoku, viz. vlastní práce). Rozptyl aditivního zpoždění je:

$$\text{var}\{\Delta\delta\} = \frac{R^2}{12}. \quad (4.23)$$



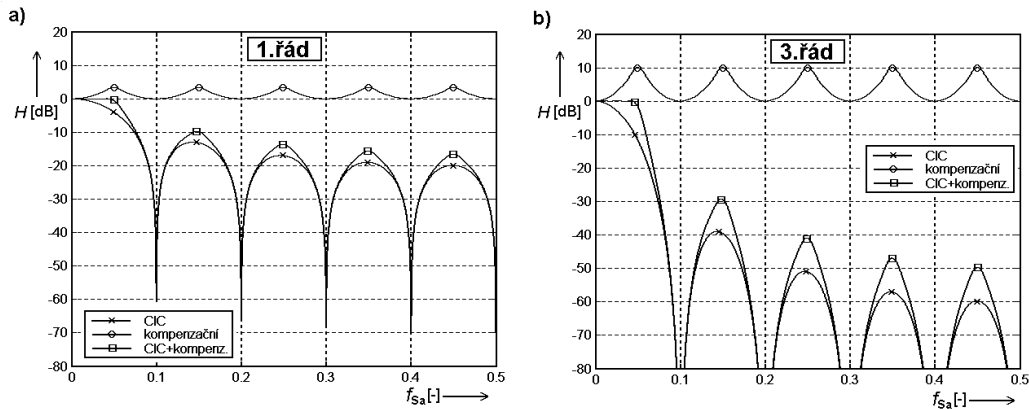
V [21] je doporučena minimální hodnota decimačního poměru 10. To však sebou přináší značné komplikace při detekci signálů s velkými přenosovými rychlostmi. Existují dvě řešení: zvětšit vzorkovací frekvenci na vstupu digitální části demodulátoru a nebo pomocí interpolátoru zvednout vzorkovací kmitočet těsně před decimátorem. První způsob není nejvhodnější, protože rostou nároky především na parametry A/D převodníku. Druhá metoda se velmi často vyskytuje pod termínem „*Fractional Resampling*“ a je dobře popsána např. v literatuře [9]. V mnoha případech však ani tento přístup nelze aplikovat, neboť číslicové obvody již pracují s maximální systémovou frekvencí. Další problém vzniká v souvislosti s filtračními vlastnostmi decimátoru. Předpokládáme decimátor s kaskádou integrátorů a hřebenovým filtrem CIC (*Cascade Integration Comb*). Tato struktura je implementována také v čipové sadě SATCOM. Přenos decimátoru je odvozen ve vlastní práci:

$$H_{DEC}(z) = H_I^r(z) \cdot H_{CR}^r(z) = \frac{(1 - z^{-R})^r}{(1 - z^{-1})^r} = \left( \sum_{n=0}^{R-1} z^{-n} \right)^r, \quad (4.24)$$

kde  $r$  je řád CIC filtru. Modulová kmitočtová charakteristika decimátoru s CIC filtrem je dána vztahem:

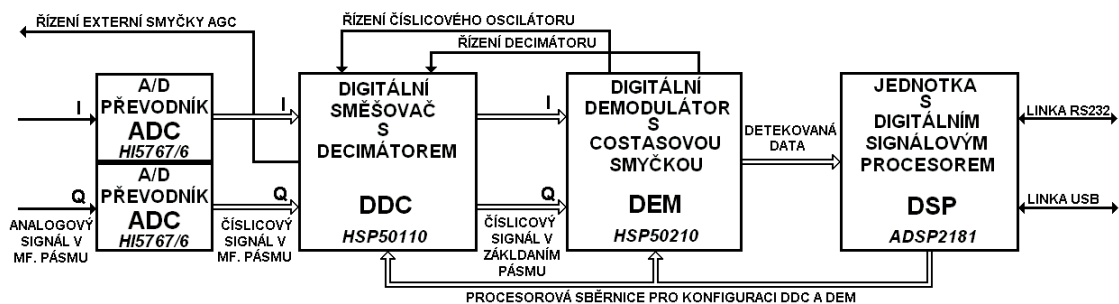
$$H(f) = \left( \frac{1}{R} \right)^r \cdot \left( \frac{\sin(\pi f R)}{\sin(\pi f)} \right)^r, \quad (4.25)$$

kde  $f$  je normalizovaný kmitočet vzhledem ke vzorkovací frekvenci  $f_{Sa}$ . Ze vztahu pro kmitočtovou charakteristiku CIC decimátoru ( $\text{sinc}^r(f)$ ) je patrné, že charakteristika není v proušné části plochá a že strmost poklesu mezi propustnou a nepropustnou částí decimátoru je také velmi malý, zejména pro CIC nízkých řádů. Z tohoto důvodu je výhodné za vlastní decimátor zařadit kompenzační filtr. Optimem je frekvenční modulová charakteristika kompenzačního filtru tvaru inverzní funkce  $\text{sinc}^r(f)$ . To však znamená, že pro kmitočty celistvých násobků  $f_{Sa}/R$  by měla mít nekonečný přenos. Nejschůdnější cestou je navrhnout kompenzační filtr typu FIR vzorkováním frekvenční charakteristiky. Již pro malé řády kompenzačních FIR filtrů lze dosáhnout přijatelných výsledků. Na obrázku 4.17. jsou kmitočtové modulové charakteristiky CIC filtrů 1. a 3. řádu, příslušných kompenzačních filtrů 11. a 15. řádu získané vzorkováním inverzní frekvenční charakteristiky CIC filtrů a jejich kaskádní kombinace. Decimační poměr  $R$  byl zvolen roven 10. Z grafů je zřejmé, že kompenzační filtry pracují se vzorkovacím kmitočtem  $f_{Sa}/R$ . Přestože kompenzační filtry mají významný účinek pro vyhlazení užitečného propustného pásma  $\langle 0, f_{Sa}/2R \rangle$ , v důsledku periodičnosti kmitočtové charakteristiky klesá potlačení v nepropustné oblasti, zejména v okolí lichých násobků  $f_{Sa}/2R$  (u 3. řádu o 10 dB). Na potlačení nežádoucích pásem nemá velikost decimačního poměru  $R$  žádný vliv.



**Obr. 4.17.** Modulové charakteristiky decimátoru pro různé konfigurace decimačních a kompenzačních filtrů při  $R = 10$ .

Závěrečnou náplní práce byl návrh BPSK detektoru na bázi sady odvodů SATCOM. Blokové uspořádání digitální části detektoru prezentuje obrázek 4.18. Vstupní analogový signál zpracovaný vysokofrekvenčními analogovými obvody přijímače je transformován do číslicové formy A/D převodníky s desítibitovým rozlišením HI5767/6. Pro vzorkovací frekvenci 50 MHz je poměr signál k šumu se zkreslením SINAD při kmitočtu vstupního signálu 10,7 MHz okolo 53 dB, při kmitočtu 21,4 MHz asi 51 dB.



**Obr. 4.18.** Blokové uspořádání detektoru SATCOM.

Digitální směšovač s decimátorem DDC HSP50110 umožňuje zpracování komplexního číslicového signálu s rozlišením 10 bitů. Jádrem obvodu DDC je komplexní násobička, číslicově řízený syntezátor kmitočtu, obvody číslicového automatického řízení zisku a decimátor řízený NCO. Všechny tyto bloky jsou programovatelné a umožňují realizovat široké spektrum operací. Digitální demodulátor DEM HSP50210 sdružuje stěžejní obvody synchronizace nosné, symbolové synchronizace a pomocné obvody umožňující přímou demodulaci BPSK, QPSK, 8-PSK, OQPSK a také FSK, FM a AM signálů. Ve smyčce synchronizátoru fáze nosné je aplikován DPED detektor, filtr smyčky 1.řádu a blok rozmítání kmitočtu NCO pro aktivní synchronizaci v režimu akvizice. Synchronizátor symbolového taktu je založen na ZCD, filtr smyčky je stejně jako u synchronizátoru fáze nosné 1.řádu. Fázové modulace jsou demodulovány koherentně, frekvenční modulace nekoherentně (v systému je implementován fázový diskriminátor). Přizpůsobený filtr je typu RRC s roll-off faktorem  $\alpha = 0,4$ . Demodulovaný signál je dále zpracován DSP jednotkou s procesorem ADSP2181 (horní deska na obrázku 4.19) podle požadavků aplikace (dekódování, rámcová synchronizace atd.). DSP jednotka současně zajišťuje

komunikaci s hostitelským počítačem a řídí činnost (konfigurace a spuštění procesů) obvodů DDC a DEM.

Byla realizována digitální část detektoru, v současné době probíhá návrh analogové části a vývoj řídicího softwaru DSP a grafického uživatelského rozhraní pro PC, přičemž základem pro vývoj programového vybavení jsou teoretické poznatky zpracované v disertační práci.



**Obr. 4.19.** Fotografie realizované digitální části demodulátoru SATCOM.

## 5. ZÁVĚR

Cíl práce – rozbor digitálního koherentního detektoru BPSK signálů se spojeným odhadem fáze nosné a časování symbolu byl splněn. Na základě tohoto rozboru byl realizován jednoduchý detekční program v prostředí jazyka MATLAB a je vyvíjen univerzální demodulátor datových družicových signálů s obvody SATCOM, který bude zařazen do systému pozemní stanice LED ÚREL.

V první fázi vlastní práce byl proveden podrobný rozbor dílčích částí JPT synchronizátoru. Stěžejní částí této kapitoly byl rozbor a popis algoritmů detektorů chyby fáze a detektorů chyby zpoždění. Výsledkem rozboru byl návrh modifikovaných algoritmů detektorů umožňujících jednodušší implementaci v systému a vykazujících zlepšené vlastnosti s ohledem na detekci dat. V odvození bylo postupováno v obecnějších souvislostech a byla naznačena efektivní řešení i pro jiné modulace než BPSK. Ve druhé fázi byla práce věnována smyčkám digitálních závěsů. Bylo využito teoretických poznatků z oblasti analogových smyček závěsů a metody impulsní invariance k odvození důležitých vztahů. Drtivá většina popisů digitálních smyček

závěsu používá shodný aparát s analogovými systémy. Podrobný rozbor digitálních smyček závěsu ukázal, že pro určité parametry smyček se charakteristiky analogových a digitálních smyček shodují. Pro rostoucí hodnoty mezního kmitočtu u smyček 1.řádu a normovaného kmitočtu u 2.řádu ale dochází k odchylkám od vztahů pro analogové systémy. V práci jsou stanoveny rozsahy příslušných parametrů smyček, pro něž lze využít jednoduchých vztahů (z teorie analogových smyček závěsů). Mimo tyto intervaly lze využít vztahů, byť někdy velmi komplikovaných, odvozených v práci. Při detekci družicových signálů postižených výrazným dopplerovským posuvem kmitočtu taková situace nastat může. V další části práce byl proveden výpočet odezev digitálních smyček závěsů na důležité vstupní průběhy synchronizovaných veličin. Podrobněji byla studie zaměřena na ty typy signálů, které se vyskytují při příjmu družicových signálu (frekvenční skok, kmitočet měnící se s časem). V závěru kapitoly byla provedena analýza rozptylu chybových veličin při BPSK detekci pro různé konfigurace chybových detektorů. Na základě simulace a zpracování výsledků byly stanoveny nejvhodnější konfigurace detektorů pro vstupní parametry detektovaného BPSK signálu. Rozbor obecné struktury JPT systému a odvození vztahů pro režim sledování byl námětem další části práce. Na základě ekvivalentního modelu JPT synchronizátoru byl sestaven zcela nový aparát popisu JPT systému v režimu sledování. I když jeho využití pro BPSK demodulátor s navrhovanými subsystemy je omezené (v drtivé většině případů stačí uvažovat samostatné smyčky), může být velmi prospěšný při řešení vícestavových modulací. Z tohoto důvodu a také vzhledem k rozsahu již nejsou v práci uvedeny další charakteristiky JPT (odzevy na buzení apod.). Pro navazující práce však lze plně odvozeného aparátu využít. Následující část disertace byla věnována optimalizaci synchronizátoru v režimu sledování. Byla ukázána metodika optimalizace parametrů smyček na případě pro BPSK signály s AWGN a postižené dopplerovským posuvem frekvence. Odvození optimálních hodnot bylo provedeno vzhledem k rozsahu výsledků jen pro DPED. Pro jiné struktury synchronizátoru je odvození analogické. Srovnání s teoretickou hranicí dosažitelné pravděpodobnosti chyby naznačilo, že optimalizace uvedeným způsobem je efektivní. V další fázi práce byl proveden stručný rozbor obecných přístupů při analýze nelineárních systémů (JPT synchronizátor v režimu akvizice). Zde se naskýtá široké otevřené pole dalších výzkumů. Nedílnou součástí předložené disertace je i popis metodiky hodnocení stavu procesu synchronizace. Rozbor byl směřován více prakticky a byl navržen a analyzován jednoduchý hodnotící algoritmus. V poslední části teoretické části práce byla analýza vybraných nežádoucích efektů digitální detekce. V práci byl nastíněn vliv nízkého faktoru převzorkování a nedokonalých filtračních vlastností decimátoru. V závěru práce jsou v hrubých rysech naznačeny přístupy k praktické implementaci detektorů BPSK.

Přestože práce je poměrně rozsáhlá, zdaleka nepostihuje celou problematiku digitální detekce PSK signálů se spojeným odhadem fáze a časování symbolu. Velkým problémem zůstává otázka režimu akvizice, kde se využívá pouze výsledků dlouhodobých experimentů. Chybí vhodný matematický aparát pro řešení JPT v nelineárním režimu. Dalším nepřilíživě probádaným tématem úzce souvisejícím s režimem akvizice je aktivní synchronizace. Opět se využívají jen praktické zkušenosti bez hlubší analýzy. Dále lze v práci najít řadu užších problémů a otázek. Například vliv aliasingových šumových složek na výstupu decimátoru, které nemají konstantní

spektrální hustotu v užitečném pásmu signálu, na detekci. Jiným příkladem může být aplikace a rozbor paralelních demodulátorů v detekčních systémech.

Hlavním navazujícím úkolem na tuto práci je realizace a implementace programového vybavení vysokorychlostního demodulátoru BPSK signálů s pomocí postupů, výsledků a návrhů algoritmů v předložené disertační práci. Po zprovoznění a instalaci zařízení do systému pozemní stanice LED ÚREL bude demodulátor mimo běžné úkoly spojené s projekty AMSATu využit také pro další výzkum číslicových detekčních algoritmů.

## LITERATURA

- [1] KASAL, M. *Směrové a družicové spoje*. Skriptum FEKT Vysoké učení technické v Brně. Vutium Brno, 2003.
- [2] KADISH, J. E., EAST T. W. R. *Satellite Communications Fundamentals*. Artech House, 2000.
- [3] ZIEMER, R. E., PETERSON, R. L. *Introduction to Digital Communication*. Prentice-Hall, 2001.
- [4] Internetové stránky organizace AMSAT. <http://www.amsat.org>.
- [5] MILLER, S. L., CHILDERS, D. G. *Probability and Random Processes: With Applications to Signal Processing and Communications*. Elsevier Academic Press, 2004.
- [6] JAN, J. *Číslicová filtrace, analýza a restaurace signálů*. Vysoké učení technické v Brně, 1997.
- [7] MILLER, J. Phase 3 - 400 bps PSK Data Demodulator. Technical Papers AMSAT. Cambridge, 1994.
- [8] KASAL, M. *Moderní metody generace a zpracování signálů nukleární magnetické rezonance*. Habilitační práce. Brno, 1998.
- [9] HENTSCHEL, T. *Sample Rate Conversion in Software Configurable Radios*. Artech House, 2002.
- [10] BRANNON, B. Digital-radio-receiver design requires re-evaluation of parameters. EDN. Vol. 5, p. 163-170. November 1998.
- [11] VIŠČOR, I. DSP and Digital Down Conversion. In *Proceeding of the Conference Radioelektronika 1999*, Brno University of Technology, 1999, p. 225 - 228.
- [12] ŽALUD, V. *Moderní radioelektronika*. BEN - technická literatura Praha, 2000.
- [13] ÖBERG, T. *Modulation, Detection and Coding*. John Wiley & Sons, 2001.
- [14] SÝKORA, J. *Digitální rádiová komunikace II*. Skriptum FEL ČVUT. Vydavatelství ČVUT Praha, 1998.
- [15] MENGALI, U., D'ANDREA, A. N. *Synchronization Techniques for Digital Receivers*. Plenum Press, 1997.
- [16] SÝKORA, J. *Teorie digitální komunikace*. Skriptum FEL ČVUT. Vydavatelství ČVUT Praha, 2002.
- [17] MEYR, H., MOENECLAHEY, M., FETCHEL, S. A. *Digital Communication Receivers. Synchronization, Channel Estimation, and Signal Processing*. John Wiley & Sons, 1998.
- [18] VÍCH, R. *Transformace Z a některá její použití*. STNL Praha, 1983.
- [19] KROUPA, V. F. *Teorie fázových závěsů a jejich aplikace v elektronice*. Studie 1/1995. Academia Praha, 1995.
- [20] HSP50110. Digital Quadrature Tuner. Data Sheet. Intersil Publication, January 1999.
- [21] HSP50210. Digital Costas Loop. Data Sheet. Intersil Publication, January 1999.
- [22] KASAL, M., ŠEBESTA, J. Experimental Satellite Phase 3D before Launch. *Radioengineering*. Vol. 8, no. 1, p. 19 - 22. April 1999.
- [23] KASAL, M., ŠEBESTA, J. Experimental Satellite Phase 3D and Activities of IREL in the AMSAT Space Programme. In *Proceedings of the 11<sup>th</sup> International Czech-Slovak Scientific Conference Radioelektronika 2001*. Brno University of Technology 2001, p. 1 - 5.

- [24] ŠEBESTA, J. Microwave Communication Equipments of Experimental Satellite P3D. In *Proceeding 11th International Travelling Summer School on Microwaves and Lightwaves*. E.T.S.I. Telecomunicación Universidad Politécnica de Madrid. July 2001.
- [25] ŠEBESTA, J., ŠEBESTA, J. Universal DSP Based System for Communication with AMSAT Experimental Satellites. In *Proceedings of the 4<sup>th</sup> WSEAS International Conference on Applied Informatics and Communications*. Puerto de la Cruz, Tenerife 2004, p. 162/1 - 162/4.
- [26] ŠEBESTA, J. Digitální kvadrurní detektor pro aplikace ve sdělovací technice (Digital Quadrature Detector for Communication Applications). In *Proceedings of Doctoral and Student Theses*, Brno University of Technology 1999, p. 155 - 156.
- [27] ŠEBESTA, J. DSP I&Q Demodulator. In *Proceedings of Doctoral and Student Theses*, Brno University of Technology 1999, p. 155-156.
- [28] ŠEBESTA, J., ŠEBESTA, J. High Speed Terminal Node Controller. In *Proceedings of Doctoral and Student Theses*, Brno University of Technology, Brno 1999, p. 381-383.
- [29] ŠEBESTA, J., KASAL M. DSP I&Q Demodulator. In *Proceedings of the 10<sup>th</sup> International Czech-Slovak Scientific Conference Radioelektronika 2000*. Slovak Technical University Bratislava 2000, vol. 2, p. 38 - 41.
- [30] ŠEBESTA, J. Carrier Regeneration Suppressing at Telemetry from AO-40 Satellite Receiving. In *Proceedings of doctoral and student conference EEICT 2000*. Brno University of Technology 1999, p. 224 - 227.
- [31] ŠEBESTA, J. Mobile Communication Satellite Systems. *Telecommunications & Business*. No. 8, p. 45 - 52. August 2000.
- [32] ŠEBESTA, J., KASAL, M. Carrier Regeneration and Fading Suppression of BPSK Signal from Satellite. In *Proceedings of the 11<sup>th</sup> International Czech-Slovak Scientific Conference Radioelektronika 2001*. Brno University of Technology 2001, p. 214 - 217.
- [33] ŠEBESTA, J. Digital Costas Loop Application in FSK Demodulator. In *Proceedings of the 10<sup>th</sup> Aachen Symposium on Signal Theory - Algorithms and Software for Mobile Communications*. RWTH Aachen 2001, p. 435 - 438.
- [34] ŠEBESTA, J., ŠEBESTA, J. Fast Data FIR Algorithm and its DSP Implementation. In *Proceedings of the 13<sup>th</sup> International Czech-Slovak Scientific Conference Radioelektronika 2003*. Brno University of Technology 2003, p. 75 - 78.
- [35] ŠEBESTA, J. Digital Receiver Front-End and AGC Loop Computation. In *Proceedings of the 13<sup>th</sup> International Czech-Slovak Scientific Conference Radioelektronika 2003*. Brno University of Technology 2003, p. 79 - 82.
- [36] ŠEBESTA, J. Implementace detektoru fáze v synchronizátoru PSK signálů s Costasovou smyčkou. Ve *sborníku příspěvků konference Elektrotechnika a informatika Nečtiny 2003*. Západočeská univerzita v Plzni 2003, vol. 2, p. 135-1310.
- [37] ŠEBESTA, J., ŠEBESTA, J. Analytical Solution of Joint Phase and Timing Synchronizer in Tracking Mode. In *Proceedings of the 4<sup>th</sup> WSEAS International Conference on Signal Processing, Computational Geometry and Artificial Vision*. Puerto de la Cruz, Tenerife 2004, p. 280/1 - 280/4.

# CURRICULUM VITAE

**Jméno:** Ing. Jiří Šebesta  
**Narozen:** 29.3. 1973  
**Adresa:** Galandauerova 8, 612 00 Brno  
**Zaměstnání:** asistent VUT v Brně, FEKT, Ústav radioelektroniky  
**E-mail:** [sebestaj@feec.vutbr.cz](mailto:sebestaj@feec.vutbr.cz)  
**Telefon:** 541149116

## Vzdělání

- Střední průmyslová škola elektrotechnická Brno, obor „Počítačové systémy“ (1987-1991)
- Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a informatiky, obor „Elektronika a sdělovací technika“ (1992 -1997)

## Praxe

- Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, prac. zařazení – asistent (2000)

## Stručný odborný životopis

Oborům elektroniky a radiotechniky jsem se začal věnovat již během základní školní docházky v rámci zájmových kroužků. Následovala etapa studií na Střední průmyslové škole elektrotechnické a Fakultě elektrotechniky a informatiky VUT v Brně. Během magisterského studia na VUT v Brně jsem spolupracoval na pozici pomocné vědecké síly na Ústavu přístrojové techniky AVČR v oddělení Nukleární magnetické rezonance, kde jsem se zabýval problematikou číslicového generování excitačních signálů. Po nástupu na doktorandský post na Ústavu radioelektroniky VUT v Brně jsme spolu se školitelem doc. Miroslavem Kasalem začali budovat laboratoř experimentálních družic. Její zprovoznění bylo příslibem smysluplného obsahu disertační práce a možnosti praktických experimentů s reálnými družicemi. Od roku 2000 jsem se stal asistentem Ústavu radioelektroniky VUT v Brně, nejprve na částečný úvazek, v současné době již na plný. Ve výukové oblasti se věnuji předmetům „Radiolokace a radionavigace“ a „Napájení elektronických zřízení“, jejichž jsem garantem. Napsal jsem několik učebních textů týkající se uvedených předmětů, byl jsem vedoucím řady projektů a prací studentů, včetně zahraničních. Podílel jsem a podílím se na řešení grantů FRVŠ, NBÚ a GAČR. Mimo oblasti číslicového zpracování signálů, družicové technologie, radiolokace, radionavigace a napájení elektronických systémů se odborně taktéž věnuji problematice programování, mikroprocesorové techniky a měřicím systémům.



## ABSTRACT

The posed doctoral thesis is aimed at application of a real-time digital processing for satellite signal detection. The study of a digital coherent BPSK demodulator based on joint phase and timing (JPT) estimation is the main goal. The decision procedures of the detector subsystems, formulas and comparisons of their characteristics are the issues of the study. These results will serve for design and implementation of universal demodulators intended for the ground station of the experimental satellite laboratory IREL.

Digital Costas loop for carrier phase estimation and feedback ML-based loops for timing recovery are used in JPT synchronizer. Such a structure can be described as a system of two mutually dependent loops - phase lock loop (PLL) & delay lock loop (DLL). The multiplicative phase error detector MPED, additive APED, and detector based on definition DPED are applied for the PLL. The zero-crossing timing error detector ZCD, early-late detector ELD, and Mueller-Mueller detector are used for the DLL. Modified structures of error detectors are projected in the work. These modifications yield better results of phase or delay estimation. The essential equations for 1<sup>st</sup> and 2<sup>nd</sup> order digital lock loops are derived in the thesis. They are derived from the analog PLL theory. By means of the resolutions for simple loops is created JPT model. The next chapter is focused on optimization methods of the loop parameters. The optimization procedure is solved for satellite BPSK signals affected by Doppler frequency shift and AWGN. The part of this study is analysis of chosen negative phenomena of digital detection processing – resampling with small decimation ratio and filtering characteristics of CIC decimator. In the end of this work are suggested concepts of the real-time demodulators and outlined the future ways that deepened given area of the digital detection.