

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

Ing. Ondřej Baran

STUDIUM VLIVŮ FREKVENČNÍCH NESTABILIT
OSCILÁTORŮ V DRUŽICOVÝCH KOMUNIKAČNÍCH
SYSTÉMECH

STUDIES OF INFLUENCES OF OSCILLATORS FREQUENCY
INSTABILITIES IN SATELLITE COMMUNICATION SYSTEMS

ZKRÁCENÁ VERZE PHD THESIS

Studijní obor: Elektronika a sdělovací technika
Školitel: prof. Ing. Miroslav Kasal, CSc.

KLÍČOVÁ SLOVA

Aditivní tepelný šum, AWGN, multiplikativní fázový šum, Allanovy variance, modulace M-PSK, modulace SSB, subnosná vlna, chybovost přenosu BER, šumová šířka pásma, pásmová propust, dolní propust, FIR, analytický signál, komplexní obálka, Ansoft Designer, Matlab.

KEYWORDS

Additive thermal noise, AWGN, multiplicative phase noise, Allan variance, M-PSK modulation, SSB modulation, subcarrier wave, BER, noise bandwidth, band-pass filter, low-pass filter, FIR, analytic signal, complex envelope, Ansoft Designer, Matlab.

DIZERTAČNÍ PRÁCE JE ULOŽENA:

Ústav radioelektroniky
Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
Vysoké učení technické v Brně
Purkyňova 118
612 00 Brno

OBSAH

1 ÚVOD.....	3
2 FÁZOVÝ ŠUM OSCILÁTORU A ZPŮSOBY JEHO VYJÁDŘENÍ	4
3 MODELOVÁNÍ ADITIVNÍHO TEPELNÉHO ŠUMU A MULTIPLIKATIVNÍHO FÁZOVÉHO ŠUMU	7
3.1 Model aditivního tepelného šumu.....	7
3.2 Model multiplikativního fázového šumu	8
4 MODEL Y KOMUNIKAČNÍCH SYSTÉMŮ	10
4.1 Modulační schémata	10
4.2 Zjednodušený výchozí model	11
4.3 Model M-PSK systému	13
4.4 Model BPSK/SSB systému	18
5 ZÁVĚR.....	25
VYBRANÁ LITERATURA	27
VYBRANÉ PUBLIKACE	27
ŽIVOTOPIS.....	28
ABSTRAKT	29
ABSTRACT	29

1 ÚVOD

Dnešní doba se vyznačuje trendem neustálého zvyšování požadavků především v oblasti bezdrátových komunikačních systémů. Rostou nároky na přenosové rychlosti, s čímž souvisí zvětšování šířky pásma vysokofrekvenčních přenosových kanálů. Systémy se přesouvají do vyšších frekvenčních pásem. Komunikující objekty se mohou vzájemně pohybovat vysokými rychlostmi, z čehož vyplývá uplatnění vlivu Dopplerova posunu frekvence. Zvětšují se komunikační vzdálenosti, což má význam především v oblasti kosmických komunikací. Tyto skutečnosti velkou měrou ztěžují návrh moderních komunikačních zařízení. Na druhou stranu, návrh těchto systémů musí být proveden také s ohledem na šumy, které jsou v reálném světě vždy přítomné a které velmi výrazně ovlivňují přenos užitečných informací.

Dá se říci, že součástí téměř všech bloků komunikačních řetězců jsou zdroje signálů – oscilátory. V analogových částech komunikačního systému oscilátory slouží ke generování harmonických nosných signálů pro modulování a frekvenční transpozice. Oscilátory s pravoúhlým výstupním signálem se využívají pro taktování digitálních částí systémů. Za elektrický oscilátor je považován autonomní blok, z jehož většinou jediného výstupního portu je odebírán užitečný generovaný signál [1]. Na tento signál jsou pak kladeny určité požadavky. Jedná se o velikost amplitudy kmitů oscilátoru a frekvenci výstupního signálu. U těchto parametrů se požaduje v čase konstantní definovaná velikost. V praxi jsou ovšem tyto parametry vždy ovlivněny určitou mírou šumu. Velikost amplitudy je ovlivněna aditivním amplitudovým šumem a frekvence, případně fáze, jsou degradovány multiplikativním fázovým šumem. Oscilátor je obecně tvořen zpětnovazebním systémem, který umožňuje automatickou regulaci amplitudy výstupních kmitů. V porovnání s velikostí multiplikativního fázového šumu je tudíž možné aditivní amplitudový šum oscilátoru zanedbat [1]. V dalším textu je tedy předpokládána pouze přítomnost multiplikativního fázového šumu zdroje signálu.

Z hlediska degradace přenášeného užitečného signálu se v oblasti komunikačních systémů v podstatě rozlišují dva typy šumů. Prvním z nich je aditivní, bílý, Gaussovský šum (AWGN), který je charakteristický pouze pro přijímací stranu systému. Druhým typem je multiplikativní fázový šum vznikající v oscilátorech celého komunikačního řetězce. Moderní technologie umožňují vyvinout přijímací systémy s velmi malým vlastním tepelným šumem. Při družicové komunikaci je přijímací anténa směřována do relativně studené oblohy, což eliminuje tepelný šum komunikačního kanálu. Navíc, při dálkovém extraterestrickém spojení se výkonová nedostatečnost užitečného signálu řeší zužováním šířky pásma přenosového kanálu. Tím se dále omezuje především vliv aditivního tepelného šumu. Otázkou je, při jaké šířce pásma začne převládat v daném systému šum fázový.

Cíle předložené dizertační práce lze shrnout do následujících bodů:

- Na základě studia vlastností fázových šumů, možností jejich vyjádření a přepočtů ve frekvenční a časové oblasti vytvořit model užitečného signálu degradovaného aditivním i multiplikativním šumem.
- S použitím výše zmíněného modelu zkoumat vliv redukce šířky pásma na změny SNR při přítomnosti obou typů šumů. Výzkum bude zaměřen především do oblasti družicových komunikačních systémů, kde se pro přenos užitečných signálů nejčastěji využívá fázové klíčování nosné vlny.
- Rozšířit výše zmíněný model i na případy, kdy je právě z důvodů potlačení fázových šumů použito fázové klíčování subnosné vlny. Půjde o vyšetřování vlivů redukce šířky pásma (podobně jako v předchozím bodě) a velikosti frekvenčního offsetu subnosné vlny na parametry systému.

2 FÁZOVÝ ŠUM OSCILÁTORU A ZPŮSOBY JEHO VYJÁDŘENÍ

V oblasti vysokofrekvenčních komunikačních systémů se vyskytují převážně zdroje harmonických signálů. Jejich výstupní signál je degradován šumem a může být matematicky zapsán jako [1], [2]

$$u(t) = A \cdot \sin(2\pi f_0 t + \psi(t)). \quad (2.1)$$

Jak je uvedeno v [1], aditivní amplitudový šum oscilátoru je možné zanedbat a amplitudu A považovat v čase t za konstantní. Nominální frekvence kmitů oscilátoru je f_0 . Složka časově proměnné fáze $\psi(t)$ zde představuje přítomnost multiplikativního fázového šumu – fázové fluktuace v časové oblasti. V případě malých změn fáze $\psi(t)$ je možné na vztah (2.1) pohlížet jako na úzkopásmovou fázovou modulaci, kde fázové fluktuace $\psi(t)$ reprezentují modulační signál a f_0 je nosná frekvence.

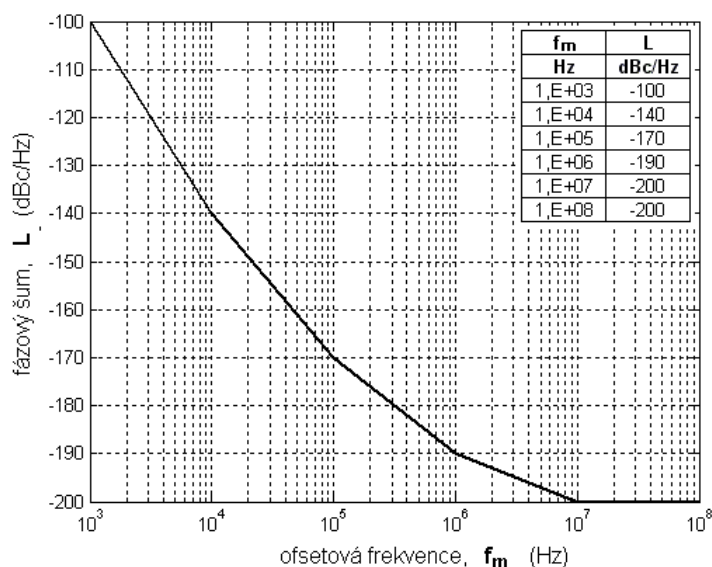
Stabilita daného oscilátoru se vyšetřuje porovnáním s referenčním zdrojem signálu, jehož vlastní stabilita musí být alespoň řádově lepší, než jakou má měřený oscilátor. Nominální frekvence referenčního zdroje a měřeného oscilátoru jsou totožné a rovné hodnotě f_0 . Stabilitu frekvenčních zdrojů lze rozdělit na krátkodobou, vyhodnocovanou ve frekvenční oblasti (interval měření do 1 sekundy), a dlouhodobou, určenou v časové oblasti (interval měření větší než 1 sekunda).

Nejběžnější způsob vyjádření stability ve frekvenční oblasti je přímo pomocí veličiny označované pojmem fázový šum $L(f_m)$. Ten je stanoven jako jedno postranní pásmo jednostranné výkonové spektrální hustoty fázových fluktuací $S_\psi(f_m)$

$$L(f_m) = 10 \cdot \log \left[\frac{1}{2} S_\psi(f_m) \right]. \quad (2.2)$$

$L(f_m)$ je dán poměrem výkonu šumu měřeného v pásmu o šířce 1 Hz ku výkonu užitečného signálu [1], [3].

SSB frekvenční průběh fázového šumu je možné rozložit pomocí mocninné řady do pěti lineárních úseků (viz. Obr. 2.1). Mocnina β pak udává sklon příslušné asymptotické části (při zobrazení v logaritmickém měřítku na obou osách), viz Tab. 2.1.



Obr. 2.1. Asymptotický průběh fázového šumu $L(f_m)$.

Tab. 2.1. Shrnutí mocnin β a μ odpovídajících jednotlivým charakterům šumů

typ šumu	mocnina asymptotického průběhu		
	$S_w(f_m)$	$\sigma_v^2(\tau)$	$Mod \sigma_v^2(\tau)$
	β	μ	μ
bílý PM šum	0	≈ -2	-3
blikavý PM šum	-1	-2	-2
bílý FM šum	-2	-1	-1
blikavý FM šum	-3	0	0
FM šum náhodné změny	-4	1	1

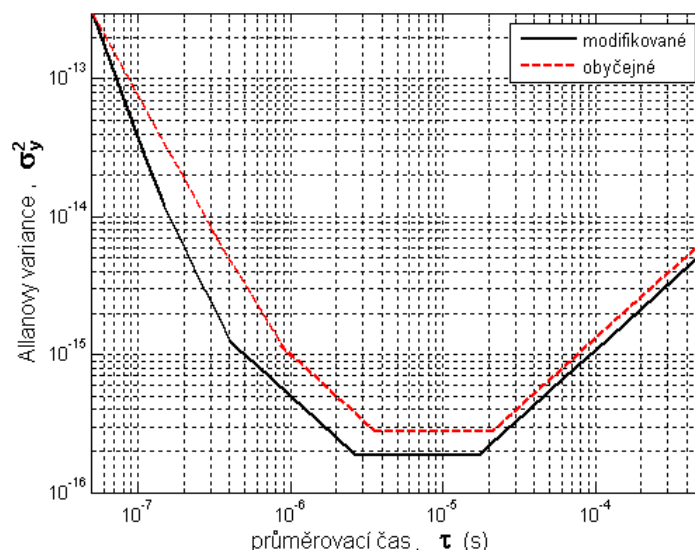
Každá část průběhu $L(f_m)$ charakterizuje určitý typ fázového šumu. Jedná se především o bílý (white) a blikavý (flicker) šum [4], které jsou v podstatě zpracovány pomocí fázové, případně frekvenční modulace, a nesou proto označení PM, případně FM [3], [5]. Nejblíže nosné frekvenci leží FM šum náhodné změny (random walk FM noise), jehož asymptotický sklon odpovídá mocnině $\beta = -4$. Tento šum vyplývá především z fyzického okolí oscilátoru a je tedy ovlivňován například mechanickým chvěním nebo změnami teploty [6]. Mocnině $\beta = -3$ přísluší blikavý FM šum (flicker FM noise). Ten může být prisuzován samotnému mechanismu kmitání aktivního oscilátoru, komponentům tvořícím tento oscilátor nebo částečně jeho okolnímu prostředí [6]. Bílý FM šum (white FM noise) náleží mocnině $\beta = -2$ a bývá tvořen v pasivních rezonátorech oscilátorů [6]. Blikavý PM šum (flicker PM noise), $\beta = -1$, je generován v okolních elektronických blocích bezprostředně připojených k oscilátoru (zesilovače, frekvenční násobičky) [6]. Bílý PM šum (white PM noise) má plochý průběh $L(f_m)$ se sklonem $\beta = 0$. Jedná se o širokopásmový šum,

který nemá praktický žádnou souvislost s mechanizmy rezonance, a je produkován především v zesilovacích stupních [6].

Pro matematické zachycení fázového šumu bylo vytvořeno několik modelů. V dizertační práci a např. v [16] jsou uvedeny jejich bližší charakteristiky. Tyto modely slouží spíše pro popis a optimalizaci fázových šumů samotných frekvenčních zdrojů (oscilátorů, frekvenčních syntezátorů). Hodnocení je zaměřeno na krátkodobou stabilitu ve frekvenční oblasti a hodí se tedy více pro návrh samotného oscilátoru, než pro studium vlivů šumů na celý systém. Zlepšování a optimalizace oscilátoru z hlediska jeho fázového šumu pak vyplývají především z podstaty kmitání daného typu oscilátoru a jeho elektrické konstrukce, což spadá spíše do oblasti mikroelektroniky (například vývoj stabilních nízkošumových aktivních prvků).

V časové oblasti se stabilita zdrojů signálů vyhodnocuje na základě statistického zpracování časových závislostí časových fluktuací $x(t)$, které lze z fázových fluktuací odvodit podle relace $\psi(t)=2\pi f_0 \cdot x(t)$ [2]. Standardní rozptyl, případně standardní směrodatná odchylka nejsou pro řešení stability vhodné, neboť jsou pro blikavý šum divergentní [2]. Proto bylo vyvinuto několik speciálních typů rozptylů. Nejpoužívanějšími z nich jsou dvou-vzorkové Allanovy variance, Allanovy variance s překryvem vzorků $\sigma_y^2(\tau)$ a modifikované Allanovy variance $Mod\sigma_y^2(\tau)$. Vztahy pro jejich výpočty jsou uvedeny v dizertační práci a literatuře, např. [2]. Lze je vyjádřit pomocí druhých diferencí průběhu $x(t)$. V průběhu Allanových variancí lze také nalézt asymptotické části odpovídající popisu pomocí mocninné funkce. Mocniny μ pak udávají sklon příslušné asymptoty (viz Tab. 2.1). Mezi mocninami β ve frekvenční oblasti a mocninou μ v časové oblasti lze nalézt vztah [2]

$$\mu = -\beta - 3. \quad (2.3)$$



Obr. 2.2. Porovnání průběhů obyčejných a modifikovaných Allanových variancí.

Asymptotické průběhy obyčejných a modifikovaných Allanových variancí, které vycházejí z asymptotického průběhu fázového šumu na Obr. 2.1, jsou vyobrazeny na

Obr. 2.2. Z hodnot uvedených v Tab. 2.1 a z průběhů v Obr. 2.2 lze vyčíst, že modifikované Allanovy variance umožňují rozlišit mezi bílým a blikavým PM šumem [17].

Existují přímé vztahy pro přepočítání průběhu fázového šumu z frekvenční domény na průběh Allanových variancí v časové doméně. Při opačném převodu z časové do frekvenční oblasti je ovšem řešena nejednoznačná úloha. Jednomu průběhu Allanových variancí může odpovídat více spektrálních průběhů spektrální hustoty fázových fluktuací. Bližší charakteristiky jsou uvedeny v kapitole 2 dizertační práce.

Způsoby měření fázového šumu ve frekvenční oblasti a Allanových variancí v časové oblasti jsou popsány v dizertační práci na konci kapitoly 2.

3 MODELOVÁNÍ ADITIVNÍHO TEPELNÉHO ŠUMU A MULTIPLIKATIVNÍHO FÁZOVÉHO ŠUMU

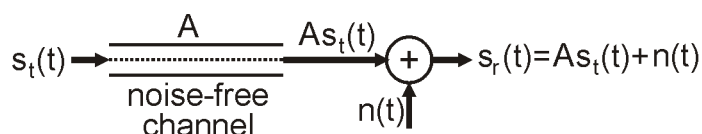
Obecným cílem dizertační práce je výzkum současného působení aditivního tepelného šumu přijímací části systému a multiplikativního fázového šumu oscilátorů systému na užitečný přenášený signál. Za tímto účelem jsou nejprve zhodnoceny způsoby modelování obou typů šumů.

3.1 MODEL ADITIVNÍHO TEPELNÉHO ŠUMU

Tepelný šum patří mezi nejrozšířenější formu šumu vyskytující se ve všech elektronických obvodech a systémech. Tepelný šum je produkován v odporových částech, které jsou vždy přítomny ve všech elektronických obvodech. Komponenty s odporovým charakterem o určité teplotě produkují na svých vývodech určité napěťové fluktuace, které jsou způsobeny náhodným pohybem volných elektronů. Elektrony jsou uvedeny do pohybu tepelnou energií úměrnou teplotě odporového materiálu. Tepelný šum má Gaussovské rozložení amplitud napěťových fluktuací [7].

Komunikační kanál a komponenty přijímací části systému přispívají určitou velikostí svého vlastního tepelného šumu. Ta je úměrná šumovému činiteli F nebo šumové teplotě T každé komponenty [8]. Jednotlivé příspěvky lze přepočítat do libovolného místa přijímací části systému. Výsledkem je pak šumová teplota systému T_S vztažená právě vůči vybranému místu [8], [18]. Šumovou teplotu systému T_S lze přepočítat na vstup přijímací antény. Tímto způsobem je tedy možné vyjádřit aditivní tepelný šum celé přijímací soustavy jako aditivní tepelný šum přenosového kanálu, který je modelován pomocí AWGN [18].

Degradace užitečného přenášeného signálu aditivním tepelným šumem je možné blokově zobrazit podle Obr. 3.1



Obr. 3.1. Způsob modelování aditivního tepelného šumu.

Aditivní šum $n(t)$ je připočten k užitečnému vylanému signálu $s_r(t)$

$$s_r(t) = A \cdot s_t(t) + n(t). \quad (3.1)$$

Výsledný aditivním šumem znehodnocený signál $s_r(t)$ je následně zpracováván přijímacím systémem. Parametr A udává útlum bezšumového přenosového kanálu. Bližší popis a odvození je uvedeno v dizertační práci v kapitole 5.

3.2 MODEL MULTIPLIKATIVNÍHO FÁZOVÉHO ŠUMU

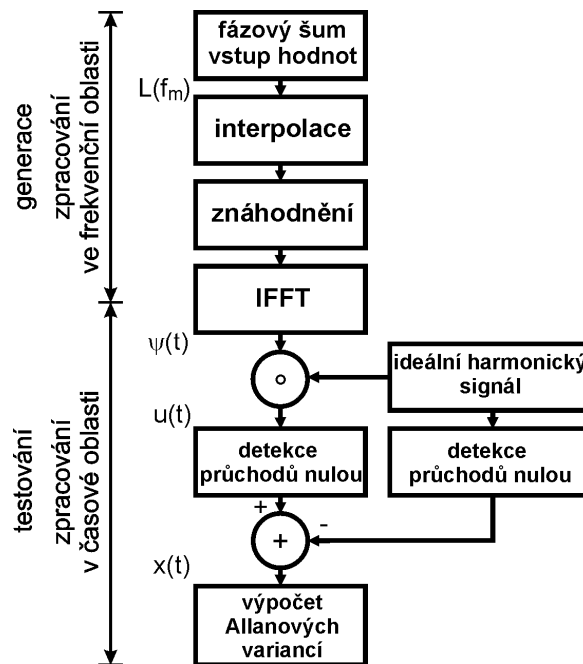
Multiplikativní fázový šum je produkován ve všech oscilátorech komunikačního systému. Musí se tedy brát v úvahu i s oscilátory vysílače. Komplexní harmonický signál s jednotkovou amplitudou degradovaný časovým průběhem fázových fluktuací $\psi(t)$ lze popsat rovnicí

$$u(t) = 1 \cdot e^{j(2\pi f_0 t + \psi(t))} = 1 \cdot e^{j(2\pi f_0 t)} \cdot e^{j(\psi(t))}. \quad (3.2)$$

Jeho imaginární část odpovídá rovnici (2.1). Za předpokladu malých fázových fluktuací $\psi(t)$ lze rovnici (3.2) přepsat do tvaru

$$u(t) \cong [\cos(2\pi f_0 t) - \psi(t) \sin(2\pi f_0 t)] + j[\sin(2\pi f_0 t) + \psi(t) \cos(2\pi f_0 t)]. \quad (3.3)$$

Je zřejmé, že fázové fluktuace $\psi(t)$ vyjadřující fázový šum násobí užitečný signál, jedná se tedy o multiplikativní formu šumu. Tento postup je dále využit při sestavení simulačního modelu.

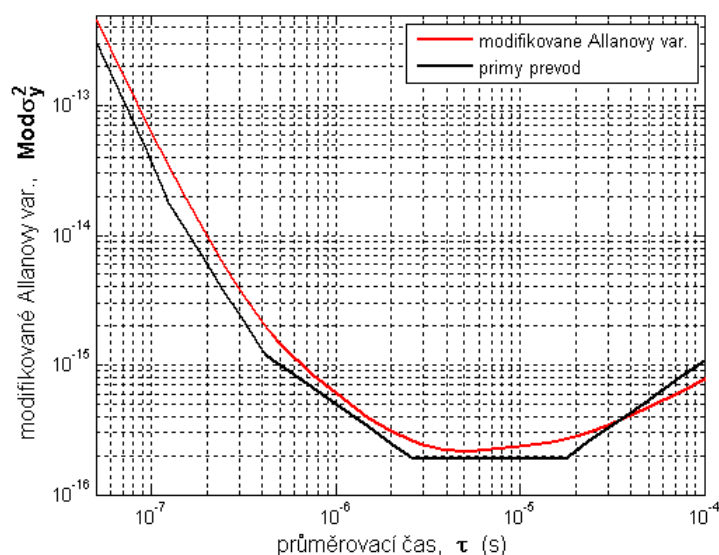


Obr. 3.2. Blokové znázornění procedury generace fázovým šumem degradovaného signálu a testování její správnosti, operace označená $\circ$ demonstruje použití vztahu (3.3).

Algoritmus pro generaci fázových fluktuací vychází z průběhu fázového šumu $L(f_m)$, který je asymptoticky zadán ve frekvenční oblasti [9] (pomocí SSB výkonů fázového šumu na daných ofsetových frekvencích). Asymptotický průběh je mezi

zadanými body interpolován lineární funkcí tak, aby byly získány vzorky s konstantním frekvenčním rozestupem. Pro znáhodnění je vygenerován komplexní vektor aditivního bílého Gaussovského šumu (AWGN) s jednotkovým výkonem, který je vzorek po vzorku vynásoben s interpolovaným průběhem zadaného fázového šumu. Pro kompletní popis ve frekvenční oblasti je vytvořena komplexně sdružená replika druhého postranního pásma. Pomocí IFFT je upravený průběh fázového šumu $L(f_m)$ převeden do časové oblasti, kde je získána časová závislost fázových fluktuací $\psi(t)$. V tomto okamžiku jsou k dispozici obě komponenty pro vytvoření výsledného zašuměného signálu podle vztahu (3.2).

Testování správnosti popsané procedury je provedeno pomocí výpočtů Allanových variancí v časové oblasti. Výsledky jsou porovnány s výsledky získanými pomocí přímých přepočtů z frekvenční do časové domény. Generační algoritmus a proces testování jsou blokově znázorněny na Obr. 3.2 [19]. Výsledný průběh modifikovaných Allanových variancí získaných simulací a přímým přepočtem z fázového šumu podle Obr. 2.1 je znázorněn na Obr. 3.3.



Obr. 3.3. Vyhodnocení stability signálu oscilátoru s průběhem fázového šumu podle Obr. 2.1 pomocí modifikovaných Allanových variancí.

Bližší odvození a výsledky simulací pro jednotlivé typy fázového šumu jsou uvedeny v dizertační práci v kapitole 4.

Zhodnocení

Moderní technologie umožňují sestavit velice kvalitní přijímací aparaturu, jejíž úroveň vlastních tepelných šumů je téměř na fyzikálně dosažitelném minimu. V oblasti úzkopásmových družicových komunikačních systémů je přijímací anténa pozemního systému nasměrována do studené oblohy, což výrazně snižuje velikost aditivního tepelného šumu komunikačního kanálu. Výsledný aditivní tepelný šum přijímače je tedy eliminován na takovou úroveň, že již nemusí být dominantním šumem ovlivňujícím přenos užitečného signálu. Může se začít projevovat vliv multiplikativního fázového šumu oscilátorů systému.

Vliv aditivního tepelného šumu přijímací části systému je přepočítán na vstup přijímací antény a je modelován jako AWGN komunikačního kanálu. Aditivní šum je přičítán k užitečnému přenášenému signálu. Pro modelování multiplikativního fázového šumu je vyvinuta simulační procedura. Vstupem jsou výkonové úrovně SSB fázového šumu na daných ofsetových frekvencích. Výsledkem je časový průběh fázových fluktuací, který slouží k degradaci harmonického signálu (nejčastěji nosného). Uvedený model umožňuje generování libovolného průběhu fázového šumu. Je velmi vhodný pro simulování fázových fluktuací reálných oscilátorů, jejichž fázový šum je možné získat měřením ve frekvenční oblasti. Ověření správnosti generovaných fázových fluktuací se provádí v časové oblasti na základě vyhodnocení Allanových variancí.

4 MODELÝ KOMUNIKAČNÍCH SYSTÉMŮ

Modely aditivního tepelného šumu komunikačního kanálu a multiplikativního fázového šumu oscilátorů jsou využity v komplexních modelech vybraných komunikačních systémů. Pro vyhodnocování vlivu současného působení obou typů šumů na přenášený signál je zaveden nový přístup. Spočívá ve výpočtu výkonů šumů při samostatném působení aditivního šumu, při samostatném působení multiplikativního šumu a nakonec při jejich současném vlivu ve vybraných bodech přijímacího systému. Jednotlivé výkony jsou vyneseny v závislosti na šumové šířce pásma filtru přijímače. Z jejich vzájemného porovnání lze zjistit hodnotu mezní šumové šířky pásma filtru, pro kterou dochází k vyrovnání vlivu aditivního a multiplikativního šumu. Je-li šumová šířka pásma filtru přijímače menší, než je zjištěná mezní hodnota (v daném bodě systému), převyšuje v přenášeném signálu vliv multiplikativního šumu. Výsledné šumové poměry také ovlivňují chybovost přenosu v digitálních komunikačních systémech.

4.1 MODULAČNÍ SCHÉMATA

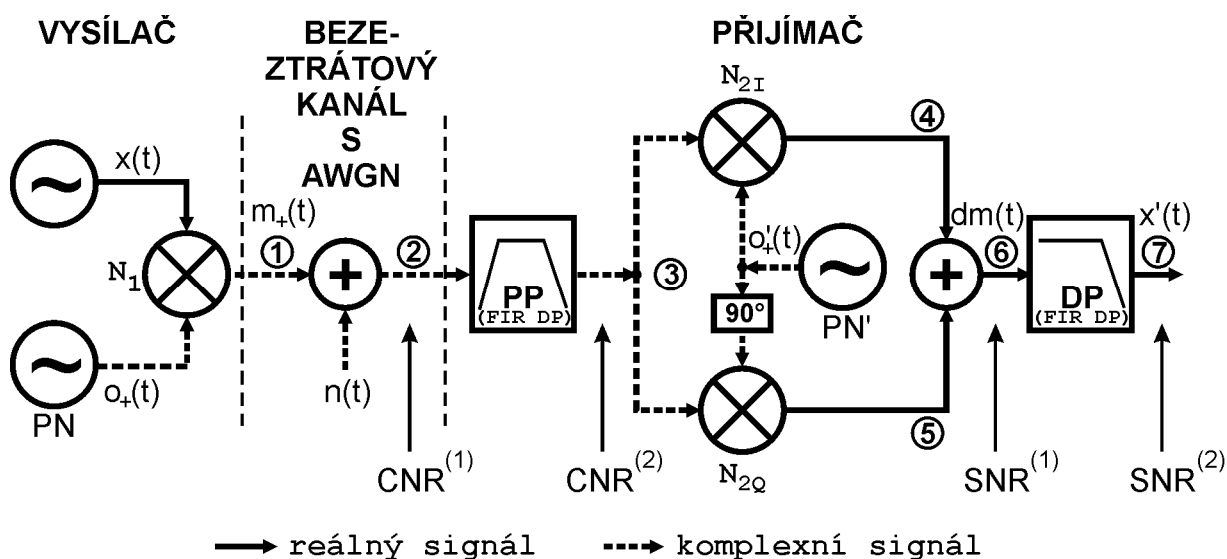
Užitečná uživatelská data ve formě unipolárního NRZ signálu jsou vždy v základním pásmu nejprve vhodně zpracována. K samotnému modulačnímu procesu dochází až posléze. V oblasti družicové komunikace bývá pro přenos úzkopásmové telemetrie k modulaci nejčastěji využíváno binárního fázového klíčování BPSK. Důvodem jsou nízké energetické nároky (výhoda pro použití na palubě družice) při dosažení velké odolnosti proti rušením a šumům. Modulace může být prováděna přímo na hlavní vysokofrekvenční nosnou vlnu modulátoru. Druhou možností je BPSK modulace na subnosnou vlnu, jejíž frekvence se v praxi pohybuje nejčastěji v řádu kilohertzů [10], [11]. BPSK signál na subnosné vlně je pak sekundárně modulován na hlavní vysokofrekvenční harmonickou nosnou vlnu. Jako hlavní modulace může být použita fázová modulace PM, amplitudová modulace s oběma postranními pásmy DSB, nebo amplitudová modulace s jedním postranním pásmem SSB. U amplitudových modulací lze ještě rozlišit, zda je hlavní nosná vlna částečně potlačena (RC), případně zda hlavní nosná vlna není přítomna vůbec (SC).

Pomocná subnosná vlna může být jak harmonická, tak může být tvořena pravoúhlým signálem. Pravoúhlá subnosná vlna se vyznačuje potřebou větší zabrané šířky pásma, avšak s jejím použitím se dosahuje větších účinností. U harmonické subnosné vlny je tomu právě naopak, má menší účinnost, ale vyžaduje spektrálně užší přenosový kanál. To, která ze subnosných vln je při modulaci využita, závisí na konkrétní aplikaci.

Bližší popis jednotlivých modulačních schémat včetně znázornění postupu modelování je uveden v dizertační práci v kapitole 7. Z uvedených možností jsou vybrány dvě. První z nich je přímá BPSK modulace na vysokofrekvenční nosnou vlnu (NRZ/BPSK). Druhým modelovaným případem je systém s BPSK modulací na pomocnou harmonickou nízkofrekvenční subnosnou vlnu, což je následováno SSB modulací na hlavní vysokofrekvenční nosnou vlnu (NRZ/BPSK/SSB, tohoto schématu se s výhodou využívá v amatérské praxi).

4.2 ZJEDNODUŠENÝ VÝCHOZÍ MODEL

Před samotným modelováním digitálních systémů byl nejprve vytvořen model jednoduchého komunikačního systému, na kterém je provedeno prvotní zkoumání současného působení aditivního a multiplikativního šumu. Na tomto případě je zaveden a otestován nový přístup ve vyhodnocování šumových vlastností komunikačního systému. Jednoduchý model (podle Obr. 4.1, [20]) je vytvořen v systémovém simulátoru prostředí Ansoft Designer, který již obsahuje základní stavební bloky a umožňuje tak poměrně rychlé sestavení modelu.



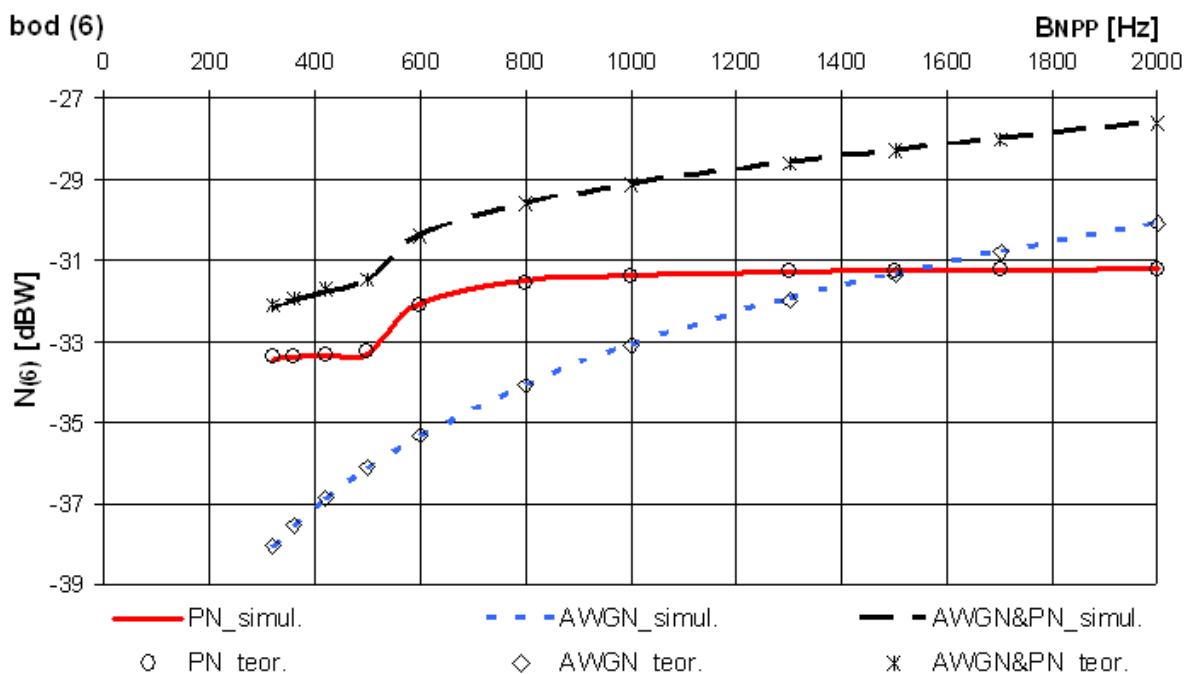
Obr. 4.1. Model jednoduchého systému vytvořený v prostředí Ansoft Designer.

Užitečným signálem je harmonický signál $x(t)$, který je vzorkován frekvencí f_{sam} v základním pásmu. Vysokofrekvenční nosné signály oscilátorů modulatoru a demodulatoru jsou modelovány pomocí komplexních obálek v základním pásmu, což umožňuje jejich vzorkování taktéž vzorkovací frekvencí f_{sam} [12]. Pásmová propust PP na vstupu přijímače může být díky zpracování v základním pásmu nahrazena dolní propustí. Simulátor Ansoft Designer po směšování dolů do

základního pásma (do spektrálního počátku) vytváří pouze reálný signál, imaginární složka je potlačena. Z tohoto důvodu je v přijímací části použit kvadrurní subsystém, který správně převádí užitečný signál s fázovým šumem do spektrálního počátku [20]. Aditivní tepelný šum přijímací části systému je přepočítán na vstup přijímací antény a je tak modelován jako AWGN komunikačního kanálu. Jelikož je užitečný signál komplexní, je nutné i aditivní šum generovat jako komplexní. Fázový šum obou oscilátorů je modelován pomocí Leesonova vztahu [5], [16]. Přesné matematické odvození celého modelu pro samostatné působení obou typů šumů a pro jejich současné působení je uveden v dizertační práci v kapitole 6.2. Důraz je kladen na filtraci multiplikativního šumu a způsob jejího matematického popisu. Kroky nezbytné pro správné nastavení simulátoru Ansoft Designer jsou vysvětleny v kapitole 6.3 dizertační práce.

Parametry jednotlivých komponent modelu podle Obr. 4.1 jsou uvedeny v dizertační práci v kapitole 6.4.1. Pro modelování vlivu změny šířky pásma přijímacího filtru byla vygenerována banka 11 filtrů modelovaných FIR filtry typu dolní propust.

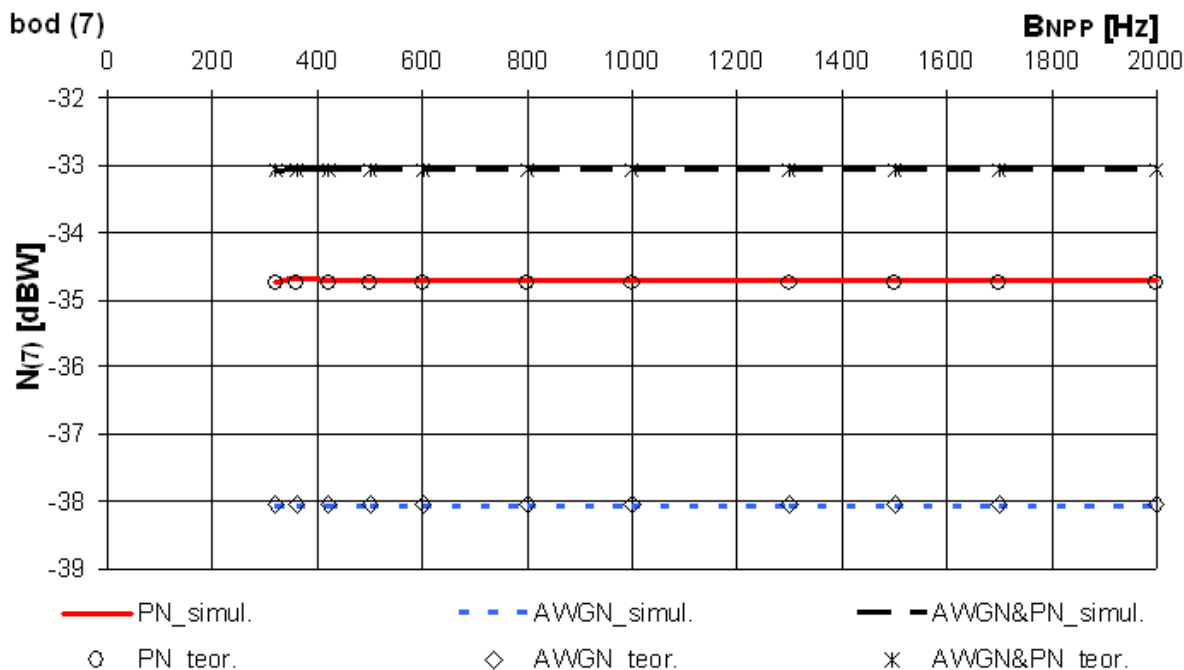
Výsledky jsou výkony šumů ve vybraných bodech systému (označeny čísla v kroužku v Obr. 4.1). Jako příklad je uvedena závislost výkonů šumů $N_{(6)}$ a $N_{(7)}$ na šumové šířce pásma přijímacího filtru B_{NPP} měřená po demodulaci v *bodě 6* a v *bodě 7*, viz Obr. 4.2 a Obr. 4.3. Získané závislosti v ostatních bodech systému a porovnání výsledků teoretických výpočtů se simulacemi jsou uvedeny v dizertační práci v kapitole 6.4.2.



Obr. 4.2. Vliv šumové šířky pásma filtru na velikosti výkonů šumů v *bodě 6*.

Pro nastavené parametry modelu lze pozorovat, že na vstupu přijímače (zde ještě není závislost na B_{NPP}) je dominantním typem šumu aditivní šum, jehož výkonová úroveň výrazně převyšuje výkon multiplikativního šumu ($E_b/N_0 = 27$ dB, výkon

fázových fluktuací oscilátoru modulátoru $P\{\psi(t)\} = -32,678$ dBW). Po demodulaci (viz Obr. 4.2) se situace mění. Ve výkonových závislostech lze najít mezní šumovou šířku pásma přijímacího filtru $B_{NPP} = 1500$ Hz, kdy dochází k vyrovnání vlivu obou typů šumů. Po výstupní filtraci v *bodě 7* (viz Obr. 4.3) již multiplikativní šum převyšuje nad šumem aditivním.



Obr. 4.3. Vliv šumové šířky pásma filtru na velikosti výkonů šumů v *bodě 7*.

Poměrně ostrý zlom v průběhu výkonu multiplikativního šumu (červená křivka v Obr. 4.2) je způsoben simulátorem Ansoft Designer a je blíže popsán v dizertační práci v kapitole 6.4.3. Toto je hlavní důvod, proč bylo pro další modelování zvoleno prostředí Matlab (viz další kapitoly).

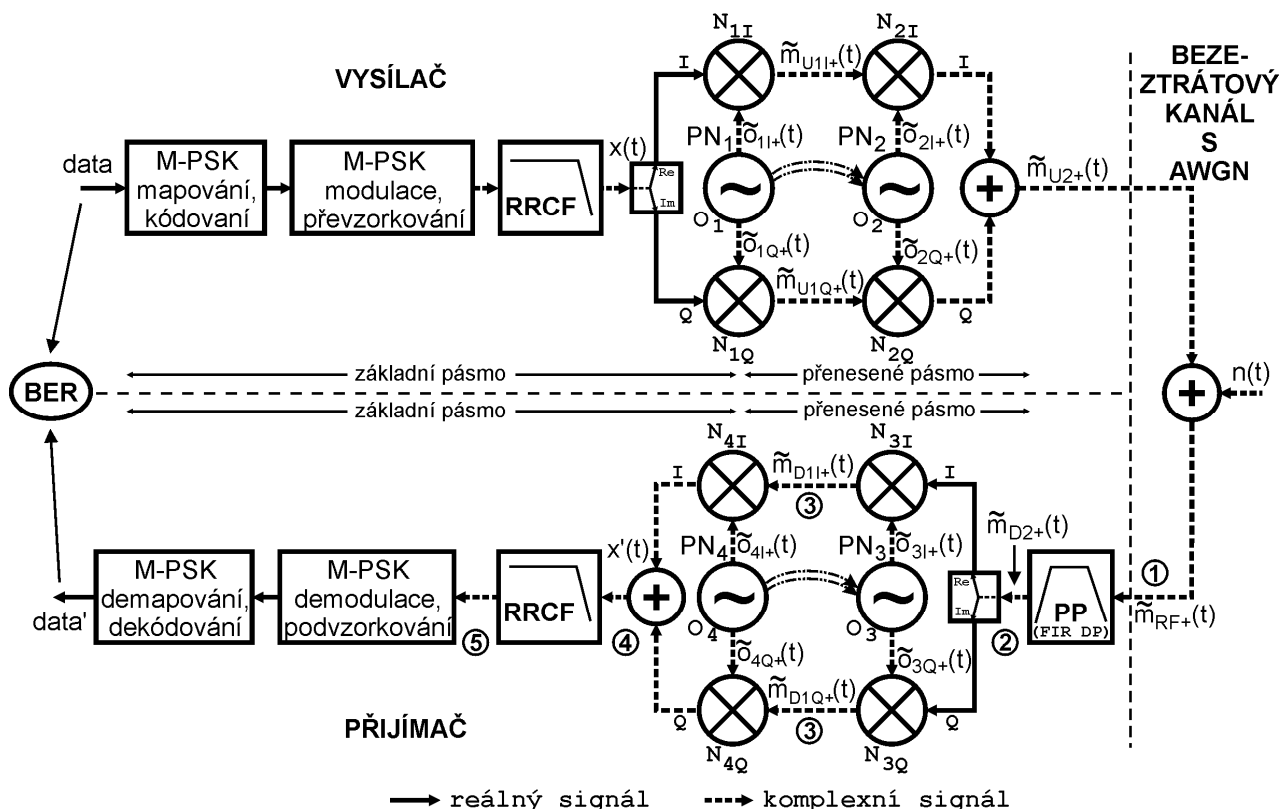
4.3 MODEL M-PSK SYSTÉMU

Finální model s přímou BPSK modulací na vysokofrekvenční nosnou vlnu je kompletně naprogramován v prostředí Matlab. Během vytváření modelu se ukázalo, že je s pomocí několika úprav možné vytvořit univerzální model i pro systémy s vícestavovým fázovým klíčováním. Takto bude obecně možné zkoumat vliv fázových šumů oscilátorů i u vícestavových modulací (kde se předpokládá vliv fázových šumů výrazně větší než u základní dvoustavové BPSK modulace). Blokové zapojení modelu M-PSK systému je vyobrazeno na Obr. 4.4.

V modelu M-PSK systému je zavedena vzorkovací frekvence f_{sam} , kterou jsou vzorkovány jak signály v základním pásmu (užitečný signál), tak pásmové signály modelované pomocí analytických signálů a komplexních obálek v základním pásmu (zdroje nosných signálů ve vysílači i v přijímači).

Vstupní datová posloupnost *data* je generována v bloku náhodného binárního generátoru s bitovou rychlostí f_b . Podle zvoleného typu digitální fázové modulace (BPSK, QPSK, nebo 8-PSK) jsou bity datové posloupnosti *data* mapovány na

symbols. Ty jsou následně kódovány, a to buď pomocí přímého binárního kódu, nebo pomocí Grayova kódování [7]. Zakódované symboly jsou v základním pásmu modulovány v M-PSK modulátoru. Jednotlivé symboly jsou takto usazeny na odpovídající místo do stavového prostoru (představují bod v ideálním konstelačním diagramu). Modulaci je v podstatě každému symbolu (stavu) přiřazeno komplexní číslo, jehož reálná část odpovídá přímé složce I (In-phase) a jeho imaginární část odpovídá kvadrurní složce Q (Quadrature).



Obr. 4.4. Finální zapojení obecného modelu M-PSK systému.

V základním pásmu modulovaný signál je zapotřebí převzorkovat (doplnit nulami) tak, aby počet vzorků za sekundu odpovídal vzorkovací frekvenci f_{sam} . Vzniklý signál má pravoúhlý charakter s teoreticky nekonečným spektrem. Pro omezení jeho spektrální šířky je zařazen tvarovací filtr typu dolní propust. Jedná se o RRC filtr se specifickým průběhem impulsní charakteristiky [7]. Ta mimo spektrálního omezení zaručuje minimalizaci mezisymbolových interferencí. RRC filtrací vzniká modulační signál $x(t)$. Nastavení filtru je popsáno v dizertační práci v kapitole 8.2.1.

Výhodou zpracování pásmových signálů v základním pásmu je, že umožňuje na vstupu modelu přijímače přímé použití dolní propusti místo pásmové propusti.

Aditivní tepelný šum přijímací soustavy je vyjádřen obdobně jako u jednoduchého systému popsaného v předchozí kapitole 4.2. Vliv aditivního šumu je přepočítán ke vstupu přijímací antény a je vyjádřen jako AWGN komunikačního kanálu. Multiplikativní fázový šum všech oscilátorů systému je modelován pomocí procedury popsané výše v kapitole 3.2. Zde se předpokládá, že signály směšovačů

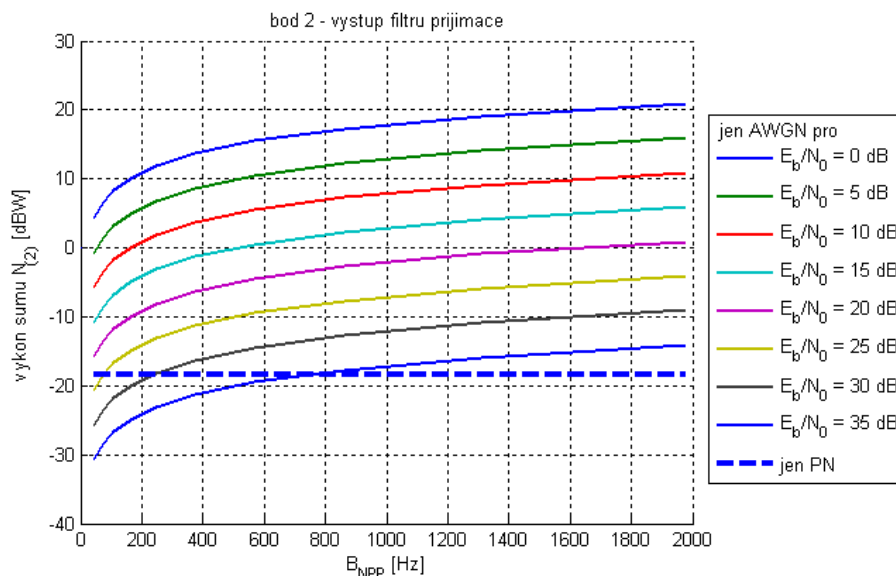
vysílače a přijímače jsou odvozeny od stabilnějších zdrojů s nižší frekvencí (modulátoru a demodulátoru), viz dizertační práce, kapitola 8.2. Je-li tento postup nevhodný, je možné fázové šumy všech oscilátorů zadávat samostatně, nezávisle.

Matematické odvození celého modelu při samostatném působení obou typů šumů a při jejich současném vlivu je uvedeno v dizertační práci v kapitole 8.2. Důraz je opět kladen na filtraci multiplikativního šumu a způsob jejího matematického popisu.

Parametry jednotlivých bloků prezentovaného modelu podle Obr. 4.4 jsou uvedeny v dizertační práci v kapitole 8.3.1. Pro modelování vlivu změny šířky pásma filtru přijímače byla vygenerována banka 10 filtrů modelovaných FIR filtry typu dolní propust.

Simulace popsání modelu jsou prováděny ve dvou rovinách. Nejprve se vyhodnocují výkony šumů ve vybraných bodech systému. V tomto případě je postačující krátká doba simulace. Ve druhém případě se modeluje vliv šumů na chybovost přenosu BER. Za tímto účelem je nutné nastavit dobu simulace na maximální možnou, aby získané výsledky byly statisticky co nejdůvěryhodnější.

Pro demonstraci výsledných závislostí výkonů šumů na šumové šířce pásma filtru přijímače B_{NPP} jsou vybrány dva nejdůležitější měřící body systému – *bod 2* výstup filtru přijímače (viz Obr. 4.5) a *bod 4* výstup demodulátoru (viz Obr. 4.6). Simulace proběhla pro osm hodnot poměru E_b/N_0 , které jsou parametry jednotlivých křivek.

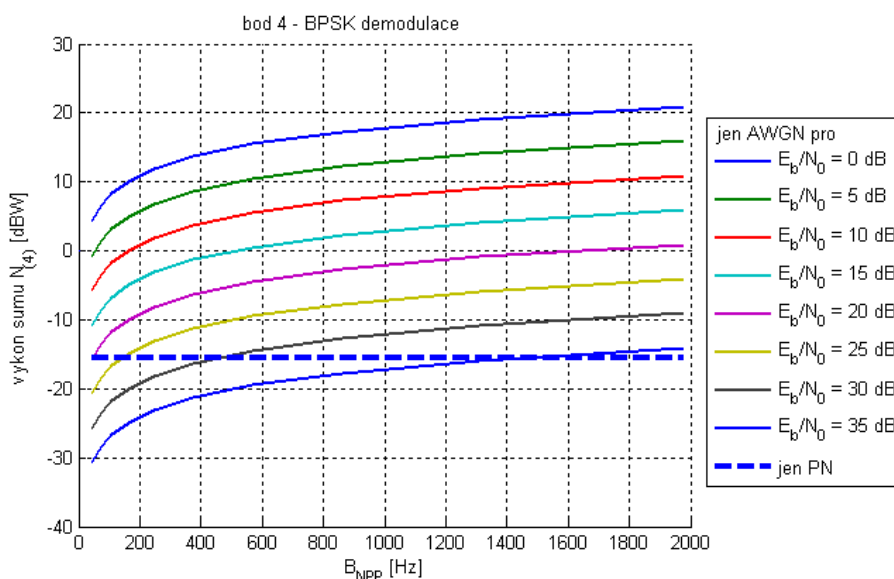


Obr. 4.5. Závislost výkonů šumů pro různé hodnoty parametru E_b/N_0 , v *bodě 2*.

Pro malý poměr E_b/N_0 ($E_b/N_0 < 15$ dB, viz Obr. 4.5 a Obr. 4.6) je zřejmý převyšující vliv aditivního tepelného šumu nad multiplikativním fázovým šumem ve všech vybraných bodech systému. Ani po filtraci v pásmovém filtru PP (*bod 2*, omezení vlivu aditivního šumu), ani po frekvenční transpozici do základního pásma (*bod 4*, nárůst vlivu multiplikativního šumu od oscilátorů přijímače) nedochází pro žádnou šumovou šířku pásma filtru PP k vyrovnání vlivu obou typů šumů (tučná

čárkovaná modrá křivka se neprotíná s barevnými křivkami). Po RRC filtraci na přijímací straně (*bod 5*) je aditivní šum vysoce dominantním.

Pro vysoký poměr E_b/N_0 ($E_b/N_0 > 15$ dB, viz Obr. 4.5 a Obr. 4.6) je na vstupu přijímače (*bod 1*) stále výrazně převyšující vliv aditivního šumu. Po pásmové filtraci PP na vstupu přijímače (*bod 2*) je již zřejmé protnutí průběhů charakteristik výkonů aditivního a multiplikativního šumu. Frekvenční konverze dolů a demodulace do základního pásma (*bod 3* a *bod 4*) způsobuje zvýšení výkonové hladiny fázových fluktuací. Mezní šumová šířka pásma se zvýší. Po filtraci v RRC filtru přijímače v *bodě 5* je v přijatém signálu vysoce dominantní multiplikativní fázový šum oscilátorů systému.

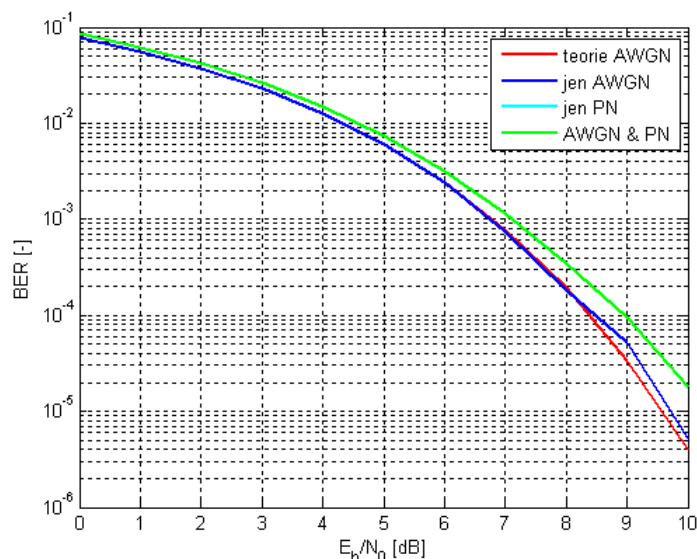


Obr. 4.6. Závislost výkonů šumů pro různé hodnoty parametru E_b/N_0 , v *bodě 4*.

Obdobné závislosti získané v ostatních bodech systému a porovnání výsledků teoretických výpočtů se simulacemi jsou uvedeny v dizertační práci v kapitole 8.3.2. V případě použití vícecestavových modulací (QPSK a 8-PSK) je výkon užitečného modulačního signálu stejný jako u BPSK. Za předpokladu totožných výkonů fázových fluktuací jednotlivých oscilátorů jako u systému BPSK odpovídají průběhy výkonů šumů u vícecestavových systémů výkonům šumů BPSK systému.

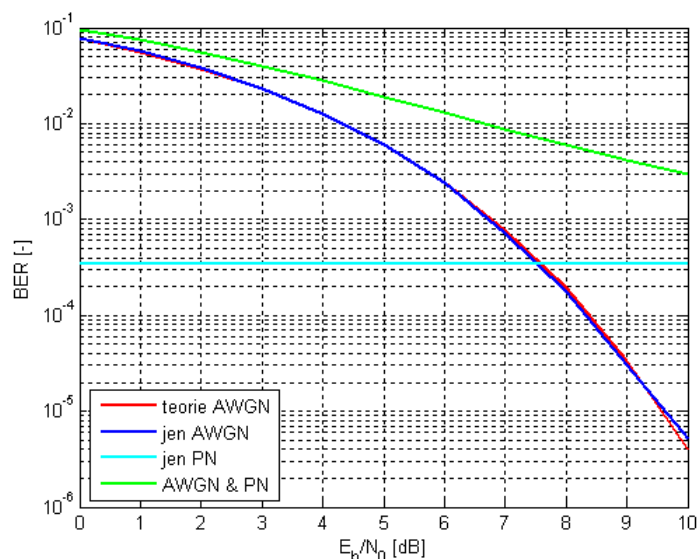
Při vyšetřování chybovosti přenosu BER je vliv fázových šumů oscilátorů výrazně větší v případě vícecestavových systémů, než u systému dvoustavového. Chybovost přenosu BER je pro BPSK systém a šířku pásma $B_{PP} = 72$ Hz vynesena v Obr. 4.7. U robustní BPSK modulace nevznikají vlivem samotného fázového šumu žádné chyby při přenosu, tyrkysová křivka tudíž není v Obr. 4.7 zobrazena. Fázový šum ovšem chybovost přenosu navyšuje, viz zelená křivka v Obr. 4.7. Chybovost přenosu při působení obou typů šumů je možné vyjádřit přibližným analytickým vztahem, ve kterém hraje roli celkový výkon fázových fluktuací všech oscilátorů [13], [14]. Na základě výsledků simulací lze odvodit, že tento přibližný vztah je platný jen pro malé poměry E_b/N_0 , kdy výsledný průběh chybovosti pro

současné působení obou šumů (zobrazen zelenou křivkou v Obr. 4.7) odpovídá závislosti vynesené pomocí přibližného vztahu. Pro vyšší poměry E_b/N_0 dochází k odchylkám způsobeným rostoucím vlivem fázového šumu (viz dále). Přesné znění tohoto vztahu a provedené výpočty jsou uvedeny v dizertační práci v kapitole 8.3.4.



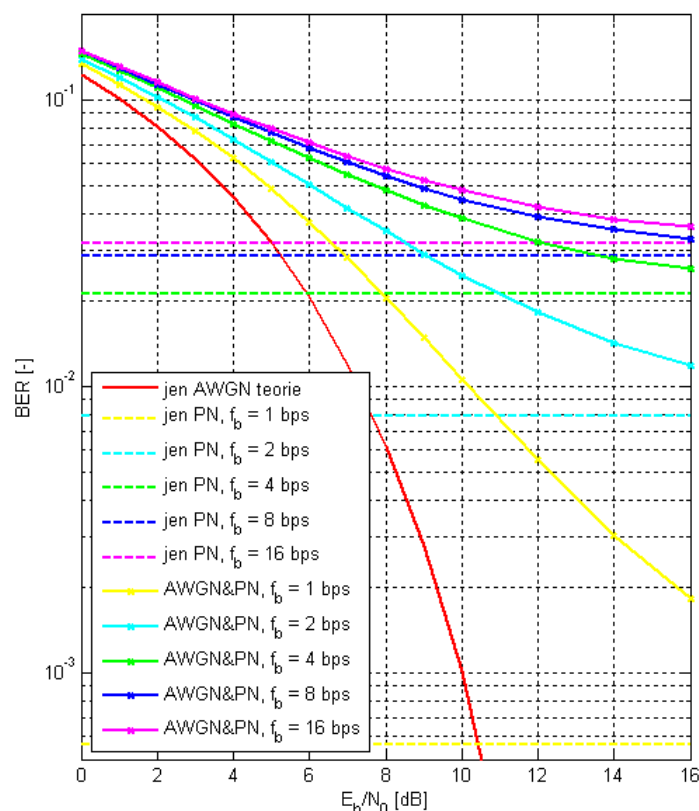
Obr. 4.7. Chybovost přenosu BER v BPSK systému (pro $f_b = 8$ bit/s a $B_{PP2} = 72$ Hz).

Jiná situace nastává u obou vícecestavových modulací, kde již samotný fázový šum způsobuje při přenosu chyby. Závislost chybovosti QPSK systému je vyobrazena na Obr. 4.8. Průběh je zachycen pro šířku pásma přijímacího filtru $B_{PP} = 72$ Hz. Ze závislosti je patrné navýšení chybovosti vlivem multiplikativního šumu. Ovšem pro malé poměry E_b/N_0 je chybovost způsobována převážně aditivním šumem. S rostoucím poměrem E_b/N_0 vzrůstá podíl multiplikativního šumu ve výsledné chybovosti. Pro velké poměry E_b/N_0 je vidět asymptotické přiblížení chybovosti způsobené současným působením obou šumů k chybovosti samotného multiplikativního šumu.



Obr. 4.8. Chybovost přenosu BER v QPSK systému (pro $f_b = 8$ bit/s a $B_{PP2} = 72$ Hz).

Chybovost přenosu systému s multiplikativním šumem je také testována pro různé hodnoty přenosových rychlostí. Jako příklad je vybrána osmistavová modulace 8-PSK. Chybovosti přenosu pro pět hodnot přenosových rychlostí jsou vyobrazeny na Obr. 4.9.



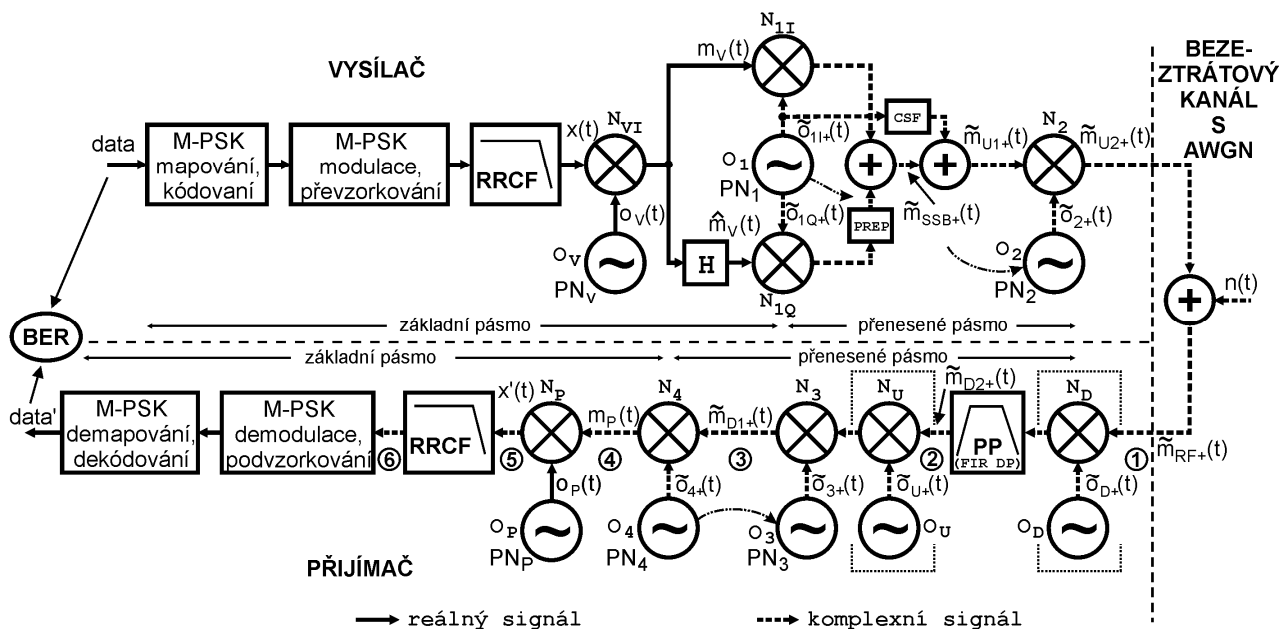
Obr. 4.9. Chybovost přenosu BER v 8-PSK systému (pro $f_b = 1, 2, 4, 8$ a 16 bit/s).

Z průběhů je patrné, že s rostoucí přenosovou rychlostí narůstá chybovost přenosu. Obr. 4.9 také potvrzuje asymptotické chování průběhu chybovosti při současném působení aditivního a multiplikativního šumu. Další výsledky simulací vícecestavových systémů včetně konstelačních diagramů jsou uvedeny v disertaci v kapitolách 8.4 s 8.5.

4.4 MODEL BPSK/SSB SYSTÉMU

Druhá modelovaná varianta zahrnuje systém s BPSK modulací dat na pomocnou nízkofrekvenční harmonickou subnosnou vlnu. BPSK modulovaný signál je následně amplitudově modulován SSB v jednom postranním pásmu na vysokofrekvenční nosnou vlnu. Model je vyobrazen na Obr. 4.10. Vícestavový systém není možné realizovat klasickou SSB modulací při zachování obvyklých chybovostí, srovnatelných s přímou modulací M-PSK [15]. Z tohoto důvodu je pozornost věnována pouze dvoustavové modulaci BPSK. To se také projeví ve vzhledu modelu. BPSK signál je reálným signálem, není tedy potřeba kvadraturní složky. Signál je zpracováván pouze v přímé větvi (viz Obr. 4.10). Směšování SSB modulovaného signálu nahoru do mikrovlnného pásma přibližuje vyvinutý model, z hlediska uplatnění fázových šumů, více k realitě.

Vstupní datová posloupnost $data$ je generována v bloku náhodného binárního generátoru s bitovou rychlostí f_b . Zpracování uživatelského signálu až do podoby signálu $x(t)$ je shodné jako u předchozího systému. BPSK modulace na subnosnou vlnu je provedena v základním pásmu. Všechny signály jsou vzorkovány vzorkovací frekvencí f_{sam} .



Obr. 4.10. Finální zapojení modelu BPSK/SSB-RC systému.

To platí také pro pásmové signály modelované pomocí analytických signálů a komplexních obálek v základním pásmu (zdroje nosných signálů SSB modulátoru a směřovače ve vysílači a směřovače a SSB demodulátoru v přijímači). SSB modulovaný signál je vytvořen v kvadrurním systému. Signál pro kvadrurní složku je fázově posunut o 90° v širokopásmovém Hilbertově transformátoru **H**. Postranní pásmo SSB modulace je vybíráno pomocí parametru **PREP** ($PREP = 1 \rightarrow \text{USB}$, $PREP = -1 \rightarrow \text{LSB}$). Větší univerzálnost modelu je zajištěna možností přidání vlivu hlavní nosné vlny pomocí parametru **CSF** (faktor potlačení nosné vlny). Je tak modelován systém s částečně potlačenou hlavní nosnou vlnou (RC), kdy je $CSF < 100\%$. Systém s plně potlačenou nosnou vlnou (SC) se pak dá považovat za speciální případ, kdy je $CSF = 100\%$.

Pásmový filtr přijímače je opět modelován filtrem typu dolní propust. Aditivní tepelný šum přijímací soustavy je vyjádřen obdobně jako v předchozím případě. Pro generování multiplikativního fázového šumu všech oscilátorů systému je použita procedura popsána výše v kapitole 3.2. Opět se předpokládá, že signály směřovačů vysílače a přijímače jsou odvozeny od stabilnějších oscilátorů SSB modulátoru a demodulátoru.

Matematické odvození modelu při samostatném působení obou typů šumů a při jejich současném vlivu je uvedeno v dizertační práci v kapitole 9.2. Korektní filtrace pomocí dolní propusti vyžaduje určitá opatření. Signál z oblasti frekvence subnosné vlny je nutné přenést do spektrálního počátku. Pak se aplikuje filtrace, po jejímž

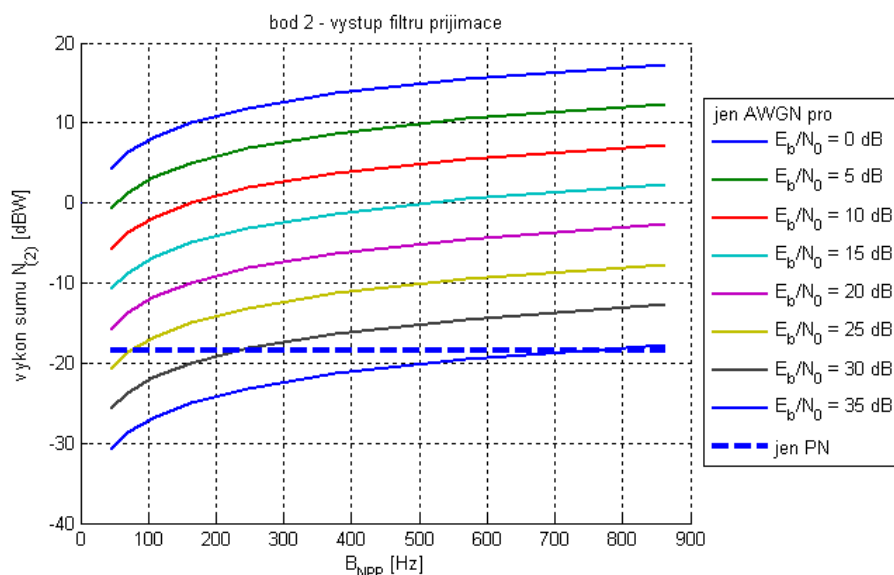
provedení se výsledný signál přenese zpět do oblasti frekvence subnosné vlny. Za účelem spektrálního posunu jsou v modelu zavedeny násobičky N_D , N_U a zdroje komplexních harmonických signálů o_D , o_U . Filtrace multiplikativního šumu a způsob jejího matematického popisu jsou detailně rozebrány v kapitole 9.2 disertační práce.

Parametry jednotlivých bloků modelu podle Obr. 4.10 jsou popsány v dizertační práci v kapitole 9.3.1. Pro modelování vlivu změny šířky pásma přijímacího filtru byla opět vygenerována banka 10 filtrů modelovaných FIR filtry typu dolní propust. Počet právě využitých filtrů závisí na velikosti frekvence subnosné vlny. Měla by být dodržena podmínka, že propustné pásmo filtru neobsahuje samotnou hlavní nosnou vlnu. Pokud tato podmínka splněna není, dochází ke zvýšení chybovosti přenosu užitečného signálu (viz dále).

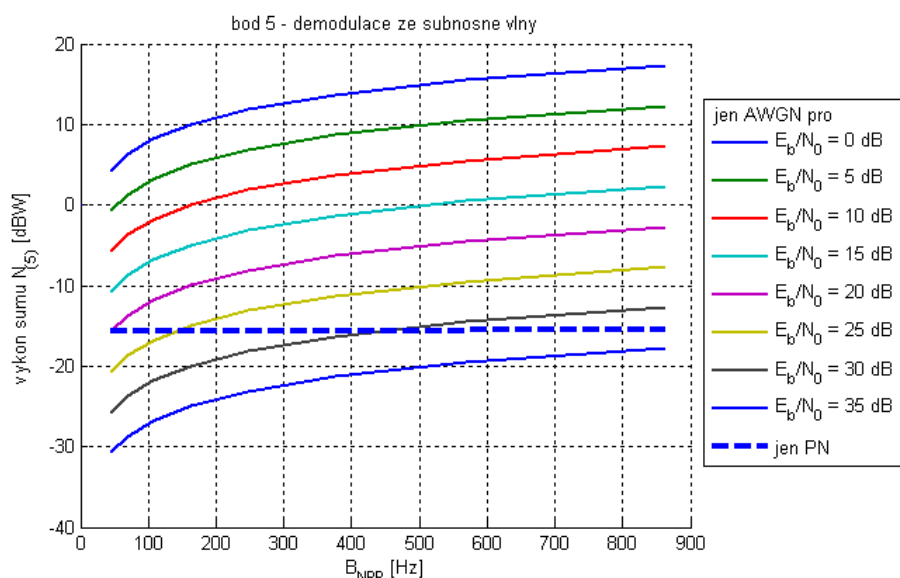
Simulace modelu BPSK/SSB systému jsou, stejně jako v předešlém případě, prováděny ve dvou rovinách. Nejprve jsou vyhodnocovány výkony šumů ve vybraných bodech systému. Následně se modeluje vliv šumů na chybovost přenosu BER.

Jako příklady výsledných závislostí výkonů šumů na šumové šířce pásma přijímacího filtru B_{NPP} jsou zvoleny dva nejdůležitější měřící body systému – *bod 2* výstup filtru přijímače (viz Obr. 4.11) a *bod 5* po demodulaci ze subnosné vlny (viz Obr. 4.12). Simulace proběhla pro osm hodnot poměru E_b/N_0 , které jsou parametry jednotlivých křivek. Hlavní nosná vlna není potlačena, $CSF = 0 \%$.

Ze získaných závislostí výkonů šumů vyplývají obdobné závěry jako v případě předchozího systému. Při malých poměrech E_b/N_0 převládá v celém systému aditivní tepelný šum. S rostoucím poměrem E_b/N_0 roste v užitečném signálu podíl výkonu multiplikativního fázového šumu. Lze najít určitou mezní šumovou šířku pásma, při které nastává vyrovnaní vlivů obou šumů. Při dalším poklesu šumové šířky pásma pod tuto mezní hodnotu se multiplikativní šum stane v systému dominantním.



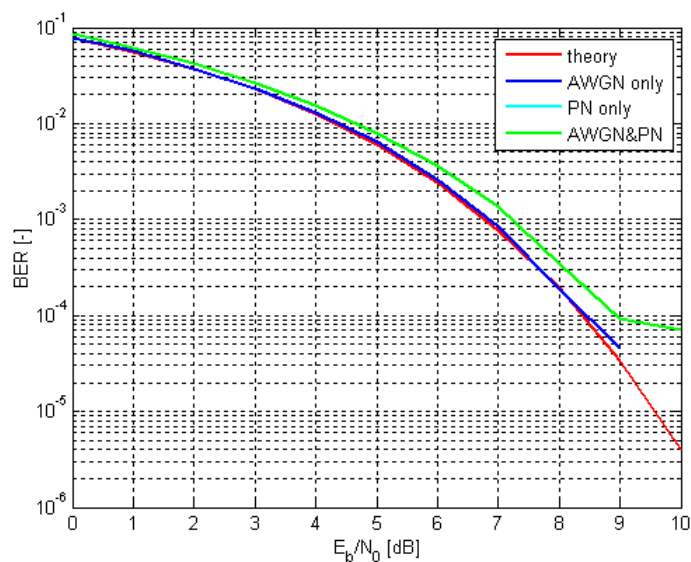
Obr. 4.11. Systém BPSK/SSB-RC, závislost výkonů šumů pro různé hodnoty parametru E_b/N_0 v *bodě 2*, pro $CSF = 0 \%$.



Obr. 4.12. Systém BPSK/SSB-RC, závislost výkonů šumů pro různé hodnoty parametru E_b/N_0 v bodě 2, pro $CSF = 0 \%$.

Závislosti šumových výkonů v ostatních bodech systému a porovnání výsledků simulací a teoretických výpočtů jsou uvedeny v dizertační práci v kapitole 9.3.2. V kapitole 9.3.4 je graficky znázorněn vliv potlačení hlavní nosné vlny (velikost parametru CSF) na závislosti šumových výkonů. S rostoucím potlačením nosné vlny klesá vliv jejího přidruženého multiplikativního fázového šumu.

Pro stávající nastavení modelu bylo provedeno modelování chybovosti přenosu BER v systému BPSK/SSB. Jeho výsledkem je průběh zobrazený na Obr. 4.13 pro šířku pásma přijímacího filtru $B_{PP} = 72$ Hz.



Obr. 4.13. Chybovosti přenosu BER v BPSK/SSB-RC systému (pro $f_b = 8$ bit/s, $B_{NPP} = 72$ Hz, $f_V = f_P = 512$ Hz, $CSF = 50 \%$).

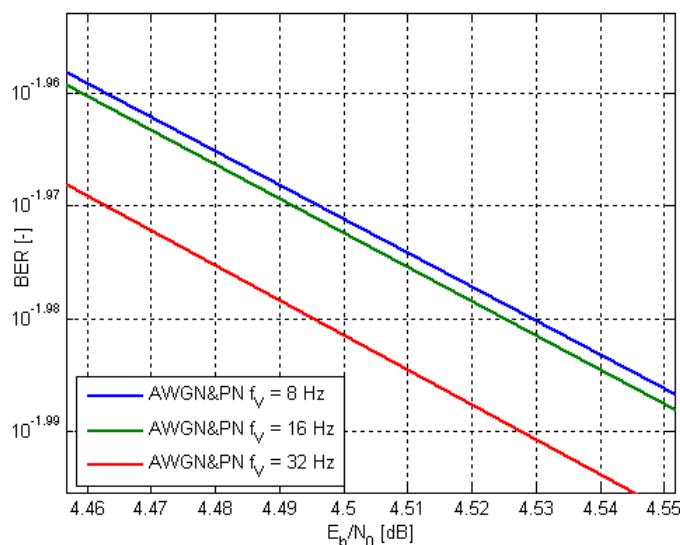
Simulacemi je opět potvrzena robustnost BPSK modulace. Samotný fázový šum nezpůsobuje žádné chyby při přenosu užitečného signálu (tyrkysová křivka není

v Obr. 4.13 zobrazena). Multiplikativní fázový šum navyšuje chybovost přenosu (zelená křivka v Obr. 4.13) proti chybovosti způsobené samotným aditivním šumem (modrá křivka v Obr. 4.13). Výslednou chybovost přenosu při působení obou typů šumů je opět možné popsat přibližným analytickým vztahem [13]. Konkrétní výpočty a grafické výsledky jsou uvedeny v dizertační práci v kapitole 9.3.5.

Množství vstupních proměnných v popsaném modelu ukazuje na možnosti jejich změn za účelem ověření vlivu současného působení aditivního a multiplikativního šumu. Jsou zkoumány vlivy změn šumové šířky pásma filtru přijímače B_{NPP} , změn přenosových rychlostí uživatelských dat f_b a změn frekvence subnosné vlny f_V . Veškeré předpoklady a výsledná grafická zhodnocení jsou uvedeny v dizertační práci v kapitole 9.4.

Zde je pro přehlednost zachycena změna ofsetové frekvence subnosné vlny f_V . Předpokladem je, že s její rostoucí velikostí dochází ke vzdalování od fázového šumu hlavní nosné vlny, což má za následek snižování chybovosti přenosu. Detail výsledku simulace tohoto případu je zachycen na Obr. 4.14. Průběh chybovosti pro různé hodnoty f_V v širším rozsahu E_b/N_0 je v podstatě totožný se zobrazením zelené křivky na Obr. 4.13. Z důvodu rozlišení malých změn je proto uveden pouze detailní výřez (Obr. 4.14).

Vliv změn jednotlivých parametrů je diskutován a zhodnocen na konci této kapitoly.



Obr. 4.14. Vliv změny frekvence subnosné vlny f_V na chybovost přenosu BER.

Zhodnocení

Nově zavedený přístup spočívající ve vyhodnocování výkonů šumů v závislosti na šumové šířce pásma filtru přijímače poskytuje výsledky, které jsou ve velmi dobré shodě s výstupy simulací. Velikost chyb se pohybuje v řádech setin decibelu a jejich hlavním zdrojem jsou zjednodušující předpoklady aplikované na matematický popis filtrace multiplikativního fázového šumu.

Nový přístup poskytuje informace o samostatných výkonech jednotlivých šumů a výkonech jejich kombinace. Z porovnání těchto výkonů lze stanovit mezní šířku

pásma filtru přijímače, která ukazuje na stav, kdy je vliv obou typů šumů v daném místě systému srovnatelný. Jestliže bude šířka pásma použitého filtru v systému menší, než je určená mezní hodnota, v přijatém signálu bude převládat vliv multiplikativního fázového šumu oscilátorů systému. Model umožňuje zjistit, který z oscilátorů má největší šumový podíl, a podle toho pak může být daný oscilátor nahrazen stabilnějším, za účelem zlepšení kvality systému.

Vstupní parametry systému M-PSK a systému BPSK/SSB jsou nastaveny shodně, za účelem jejich vzájemného porovnání. Výsledné průběhy výkonů šumů jsou si velice blízké (viz Obr. 4.5, Obr. 4.6 a Obr. 4.11, Obr. 4.12). Rozdíly jsou způsobeny přítomností poměrně malého fázového šumu oscilátorů subnosných vln vysílače a přijímače. U systému BPSK/SSB je z důvodu frekvence subnosné vlny $f_V = 512$ Hz uvažováno pouze prvních osm generovaných filtrů (do užitečného pásma se tak nezahrne hlavní nosná vlna). Velikost potlačení hlavní nosné ovlivňuje výkon jejího přidruženého fázového šumu. Je-li hlavní nosná vlna potlačena úplně, výsledky simulací systému BPSK/SSB pak odpovídají výsledkům simulací systému M-PSK (až na velikosti výkonů fázového šumu subnosných vln, ty jsou ovšem z praktického hlediska většinou zanedbatelné).

Obecně lze říci, že se fázový šum prostřednictvím modulace, demulace a směřování (realizovány násobením) vždy přenáší do pásma užitečného signálu. Z tvaru průběhu fázového šumu ve frekvenční oblasti lze odvodit, že většina jeho výkonu je koncentrována v pásmu užitečného signálu, a tudíž prochází spolu s užitečným signálem pásmovým filtrem přijímače. Výkon fázového šumu tedy není filtrací výrazně ovlivněn.

Velikost frekvence subnosné vlny má vliv na výkon multiplikativního šumu, který hlavní nosná vlna vnáší do pásma užitečného signálu. S rostoucím ofsetem frekvence subnosné klesá ovlivnění užitečného signálu fázovým šumem hlavní nosné vlny. Jelikož je téměř celý výkon fázového šumu hlavní nosné vlny koncentrován v jejím blízkém okolí, nemá přílišné zvyšování frekvence na zlepšení vlastností systému podstatný efekt.

Výsledky simulací chybovosti přenosu BER v závislosti na E_b/N_0 opět velmi dobře odpovídají teoretickým předpokladům. Rostoucí šířka pásma přijímacího filtru způsobuje zvětšení výkonu multiplikativního šumu v pásmu užitečného signálu. Jak již bylo uvedeno výše, vlivem koncentrace většiny výkonu fázových fluktuací v propustném pásmu filtru je nárůst výkonu velice pomalý a také výsledné zvětšení chybovosti je velmi malé. Šířka pásma tedy z praktického hlediska nemá na nárůst chybovosti při působení fázového šumu vliv.

Zvětšení přenosové rychlosti vstupní datové posloupnosti se projeví ve zvětšení chybovosti přenosu. Vlivem robustnosti BPSK modulace (u obou modelovaných systémů) a minimálního vlivu filtrace na fázový šum je ovšem nárůst chybovosti také velmi malý, v praktickém ohledu zanedbatelný. Robustnost BPSK modulace spočívá v tom, že je necitlivá na kvadrurní složku přenášeného signálu, ve které jsou právě situovány fázové fluktuace oscilátorů. To je problémem u vícecestavových modulací (QPSK a 8-PSK), u kterých se již v kvadrurní větvi přenáší část užitečné

informace a ta je fázovými fluktuacemi znehodnocena. Jejich nezanedbatelný vliv je simulacemi potvrzen.

Modelování vlivu změn velikostí frekvence subnosné vlny na chybovost přenosu potvrdilo předpoklady vyplývající z průběhů šumových výkonů. Rostoucí frekvence subnosné vlny způsobí vzdálení užitečného signálu z dosahu postranních pásem fázového šumu hlavní nosné vlny, což se projeví v poklesu celkového výkonu multiplikativního šumu v užitečném pásmu. To má za následek snížení chybovosti. Úbytek výkonu vlivem zvětšení frekvence subnosné vlny je poměrně malý, což je opět dáno soustředěním téměř celého výkonu fázového šumu hlavní nosné vlny v jejím blízkém okolí. Z toho také vyplývá, že i změna chybovosti je malá (v praxi zanedbatelná, ve srovnání s klasickou chybovostí způsobenou aditivním tepelným šumem).

5 ZÁVĚR

Dizertační práce pojednává o problematice šumů v úzkopásmových družicových komunikačních systémech určených pro přenos telemetrických dat pomalými přenosovými rychlostmi. Pozornost je věnována současnému působení aditivního tepelného šumu a multiplikativního fázového šumu. Aditivní tepelný šum je produkován v komunikačním kanále a v přijímací části systému, zatímco multiplikativní fázový šum je generován ve všech oscilátorech systému. Využití moderních konstrukčních technologií a uspořádání přijímací části družicového komunikačního řetězce umožňuje minimalizovat vliv aditivního tepelného šumu. Otázkou je, jak se projeví multiplikativní fázový šum. Hlavními cíli dizertační práce jsou kvantitativní popis působení fázového šumu v komunikačním řetězci při snižující se šířce pásma filtru přijímače a vyhodnocení vlivu frekvenčního offsetu subnosné vlny na celkové šumové poměry v systému.

Úvodní část práce se zabývá současným stavem řešené problematiky tak, jak je popsán v odborné literatuře. Následuje samostatný popis způsobů modelování fázového šumu a aditivního šumu. Pro modelování fázového šumu je v prostředí Matlab vytvořena procedura, která ze zadaných hodnot fázového šumu na příslušných ofsetových kmitočtech ve frekvenční oblasti vytvoří časový průběh odpovídajících fázových fluktuací. Ty pak slouží pro degradaci reálného signálu v základním pásmu, případně komplexní obálky pásmového signálu. Součástí kapitoly je také ověření správnosti generace fázového šumu pomocí vyhodnocení Allanových variancí v časové oblasti. Aditivní tepelný šum přijímací části systému je po přepočtu modelován jako šum komunikačního kanálu prostřednictvím AWGN.

Další část popisuje modelování jednoduchého komunikačního systému v systémovém prostředí Ansoft Designer, kterým je přenášen nízkofrekvenční harmonický signál. Je zde uveden a ověřen způsob správného modelování pásmových signálů v základním pásmu včetně zakomponování jednotlivých šumů. Tato kapitola na velmi jednoduchém příkladě prezentuje nový přístup v řešení problematiky současného působení obou typů šumů v komunikačním systému. V modelu jsou počítány výkony šumů – při samotném působení aditivního šumu, při samotném působení multiplikativního šumu a nakonec při jejich současném působení. Šumové výkony jsou vyneseny v závislosti na šumové šířce pásma filtru přijímače. Na základě jejich porovnání lze stanovit mezní šumovou šířku pásma filtru, pro kterou dochází při daném nastavení systému k vyrovnání vlivu aditivního a multiplikativního šumu. Toto je stěžejním výstupem, kdy je možné podle mezní šumové šířky pásma stanovit, zda v přijatém signálu převládá vliv multiplikativního fázového šumu nebo vliv aditivního tepelného šumu.

U simulačního prostředí Ansoft Designer byly zjištěny zásadní nedostatky v možnostech modelování fázového šumu oscilátorů, a proto byly veškeré další modely kompletně vytvořeny v prostředí Matlab.

Poslední dvě kapitoly dizertační práce využívají nově zavedený přístup při řešení modelů dvou digitálních systémů. U prvního z nich jsou uživatelská data přímo modulována prostřednictvím M-PSK na hlavní vysokofrekvenční nosnou vlnu. Druhý model pak obdobně řeší BPSK modulaci na pomocnou nízkofrekvenční subnosnou vlnu, která je následně modulována pomocí SSB na hlavní vysokofrekvenční nosnou vlnu. V obou případech jsou vyšetřovány výkony šumů ve vybraných místech přijímací části systému. Pro hodnocení kvality systému je vyjádřena chybovost přenosu BER. Ve druhém případě je navíc zkoumáno, jak jsou tyto parametry ovlivněny frekvencí subnosné vlny a mírou potlačení hlavní nosné vlny. Z výsledků řešení obou modelů lze vyvodit následující obecné hodnocení. Výkon aditivního tepelného šumu klesá lineárně s klesající šumovou šířkou pásma filtru přijímače, zatímco téměř celý výkon fázového šumu je vždy soustředěn v pásmu užitečného signálu a spadá tudíž do propustného pásma přijímacího filtru. Jeho šumová šířka pásma tedy nemá na velikost výkonu procházejícího fázového šumu podstatný vliv. Rostoucí velikost výkonu multiplikativního šumu po průchodu systémem způsobuje nárůst chybovosti přenosu BER. Chybovost přenosu při daných výkonech šumů (především multiplikativních) také roste s rostoucí přenosovou rychlostí uživatelských dat, se zmenšující se frekvencí subnosné vlny a s klesající mírou potlačení hlavní nosné vlny. Velikosti změn úzce souvisí s tvarem SSB průběhů fázových šumů. Jelikož se v obecném systému vyskytuje několik zdrojů fázového šumu a v chybovosti přenosu se promítnou i další parametry, není v podstatě možné analyticky vyjádřit obecné vztahy pro postihnutí vlivu všech těchto parametrů. K tomuto účelu právě slouží vytvořené modely, které jsou schopny rychlého zhodnocení jejich působení. Výhodou popsaného modelu je možnost velmi rychlé a jednoduché implementace fázových šumů reálných oscilátorů (získaných např. měřením ve frekvenční oblasti). Je tak možné popsat chování skutečných systémů, které jsou degradovány jak klasickým aditivním tepelným šumem, tak i multiplikativním fázovým šumem. Z výsledků modelování lze odvodit, které oscilátory a jakou měrou svým fázovým šumem ovlivňují chování systému, a zda je možné jejich optimalizací vylepšit šumové poměry, a tedy i kvalitu celého systému. Modely mají vysokou míru variability, která umožňuje popisovat nejen dvoustavové BPSK družicové systémy (primární určení), ale také systémy s vícecestavovou fázovou modulací s obecným uplatněním.

Dizertační práce prezentuje nový přístup pro vyšetřování vlivu vzájemného působení aditivního tepelného šumu a multiplikativního fázového šumu. Tento přístup je společně s vyvinutým algoritmem generace fázového šumu využit v obecných modelech komunikačních systémů s fázovým klíčováním. Získané výsledky a vyvozené závěry v plném rozsahu potvrzují hypotézy a zodpovídají otázky položené v cílech dizertace.

VYBRANÁ LITERATURA

- [1] LEE, T. H., HAJIMIRI, A., OBYNIEC, M. *RF and Microwave Oscillator Design*. London: Artech House Publishers, 2002. 416 pages. ISBN 1580533205. (Chapter 3.: Linearity, Time Variation, and Oscillator Phase Noise.)
- [2] RILEY, W. J. *Handbook of Frequency Stability Analysis*. Beaufort: Hamilton Technical Services, 2007 [cit. 28. 12. 2010]. Dostupné z: <<http://www.stable32.com/Handbook.pdf>>.
- [3] HAJIMIRI, A., LEE, T. H. A General Theory of Phase Noise in Electrical Oscillators. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. February 1998, vol. 33, no. 2, p. 179 – 194.
- [4] PETTAI, R. *Noise in Receiving Systems*. New York: Wiley-Interscience, 1984. 296 pages. ISBN 0471892351.
- [5] LEE, T. H., HAJIMIRI, A. Oscillator Phase Noise: A Tutorial. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. March 2000, vol. 35, no. 3, p. 326 – 336.
- [6] HOWE, D. A., ALLAN, D. W., BARNES, J. A. *Properties of Oscillator Signals and Measurement Methods*. NIST, Boulder, Colorado. [cit. 28. 12. 2010]. Dostupné z: <<http://tf.nist.gov/phase/Properties/main.htm>>.
- [7] CHANG, K. *Encyclopedia of RF and Microwave Engineering*. New Jersey: John Wiley & Sons, 2005. ISBN 0-471-27053-9.
- [8] KASAL, M. *Směrové a družicové spoje*. Skripta k přednáškám. Brno: MJ Servis, 2003. ISBN 80-214-2288-2.
- [9] BAR-GUY, A. Oscillator phase noise model. Matlab Central, An open exchange for the Matlab and Simulink user community. [cit. 28. 12. 2010]. Dostupné z: <<http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/8844>>.
- [10] MARTIN, W., L., NGUYEN, T., M. CCSDS – SFCG Efficient Modulation Methods Study, A Comparison of Modulation Schemes, Phase 1: Bandwidth Utilization. SF-13/40/D, September 1993.
- [11] ŠPAČEK, J., KASAL, M. The low rate telemetry transmission simulator. *Radioengineering*, December 2007, Vol. 16, Num. 4, p. 24-31. ISSN 1210-2512.
- [12] PROAKIS, J. G. *Digital Communications* (4th Edition). New York: McGraw-Hill, 2000. p. 1024. ISBN 0-07-232111-3.
- [13] ACSYeS Communications, Inc. The Effect of Phase Noise on the Bit Error Rate Performance of BPSK. [cit. 29. 12. 2010]. Dostupné z: <http://acsyes.com/Literature/PN_BPSK.pdf>.
- [14] KASAL, M. *Frekvenční syntéza v komunikačních systémech - Experimentální družice*. Vědecké spisy VUT v Brně. Brno: Vutium Brno 2005, 2005. 35 s. ISBN: 80-214-2982-8.
- [15] PITAKDUMRONGKIJ, B., SUZUKI, H., SUYAMA, S., FUKAWA, K. Coded Single-Sideband QPSK and Its Turbo Detection for Mobile Communication Systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, January 2008, Vol. 57, Num. 1, p. 311-323. ISSN 0018-9545.

VYBRANÉ PUBLIKACE

- [16] BARAN, O., KASAL, M. Oscillator Phase Noise Models. In *Proceedings of the 18th International Conference Radioelektronika 2008*. Praha 2008. s. 115-118. ISBN: 978-1-4244-2087-2.
- [17] BARAN, O., KASAL, M. Allan variances calculation and simulation. In *Proceedings of 19th International Conference Radioelektronika 2009*. Brno: MJ Servis, 2009. s. 187-190. ISBN: 978-80-214-3865-1.
- [18] BARAN, O., KASAL, M. Study of Oscillators Frequency Stability in Satellite Communication Links. In *Proceedings of 4th International Conference on Recent Advances in Space Technologies RAST 2009*. Istanbul: 2009. s. 535-540. ISBN: 978-1-4244-3626-2.
- [19] BARAN, O., KASAL, M. Modeling of the Phase Noise in Space Communication Systems. *Radioengineering*, 2010, roč. 19, č. 1, s. 141-148. ISSN 1210-2512.
- [20] BARAN, O., KASAL, M. Modeling of the Simultaneous Influence of the Thermal Noise and the Phase Noise in Space Communication Systems. *Radioengineering*, 2010, roč. 19, č. 4, s. 618-626. ISSN: 1210-2512.

ŽIVOTOPIS

Osobní údaje:

Jméno: Ondřej Baran
Datum narození: 26. 5. 1983
Adresa: Dobrá 47, 739 51 Dobrá
E-mail: xbaran03@stud.feec.vutbr.cz

Vzdělání:

- 2007 – 2011 Doktorský studijní program Elektronika a sdělovací technika, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Vysoké učení technické v Brně, dizertační práce – Studium vlivů frekvenčních nestabilit oscilátorů v družicových komunikačních systémech.
- 2005 – 2007 Magisterský studijní program Elektronika a sdělovací technika, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Vysoké učení technické v Brně, diplomová práce – Mezifrekvenční zesilovač s demodulátorem GMSK.
- 2002 – 2005 Bakalářský studijní program Elektronika a sdělovací technika, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Vysoké učení technické v Brně, bakalářská práce – Konvertor přijímače digitálních signálů pro pásmo UHF.

Odborná praxe:

- 2008 – 2010 Ústav radioelektroniky – technicko-hospodářský pracovník
- 2007 Ústav radioelektroniky – spolupráce se společností Škoda Auto

Pedagogická praxe:

- 2008 – 2010 Výuka laboratorních cvičení předmětu „Směrové a družicové spoje“ na Ústavu radioelektroniky.

Jazykové znalosti:

- Anglický jazyk – pokročilý
- Německý jazyk – základní znalost

ABSTRAKT

Dizertační práce se zabývá studiem vlivu současného působení aditivního tepelného šumu a multiplikativního fázového šumu na přenos užitečného signálu prostřednictvím úzkopásmových družicových komunikačních systémů. Zatímco aditivní tepelný šum ovlivňuje užitečný signál pouze na přijímací straně komunikačního systému, multiplikativní fázový šum je produkován ve všech oscilátorech systému. Je zkoumáno, jak se redukce šířky pásma filtru přijímače projeví na vlivu jednotlivých typů šumů. Práce je obsahově rozčleněna do čtyř samostatných celků. První část (kapitoly 4 a 5) řeší způsoby modelování obou typů šumů. Ve druhé části (kapitola 6) je na jednoduchém příkladě proveden prvotní rozbor vlivu fázového šumu. Jsou zde také diskutována základní modulační schémata používaná v družicové komunikaci (kapitola 7). Třetí část (kapitola 8) je věnována modelování obecného digitálního systému s M-PSK modulací přímo na hlavní nosnou vlnu. Poslední celek (kapitola 9) popisuje modelování digitálního systému s BPSK modulací na pomocnou subnosnou vlnu, s následnou SSB modulací na hlavní nosnou vlnu. Ze získaných výsledků simulací jsou vyvozeny obecné závěry.

ABSTRACT

The dissertation thesis deals with a study of an influence of a simultaneous incidence of an additive thermal noise and a multiplicative phase noise on the useful signal transmission in narrowband satellite communication systems. While the additive thermal noise affects the useful signal only on the receiver side of the communication system, the multiplicative phase noise is produced in all system oscillators. One investigates how the receiver filter bandwidth reduction takes effect on the influence of individual noise types. The thesis is divided into four units. The first one (chapters 4 and 5) solves the ways of modeling of both noise types. In the second part (chapter 6), on the simple example, the primary analysis of the phase noise influence is made. Basic modulation schemes used in the satellite communication are also discussed (chapter 7). Third part (chapter 8) is devoted to the modeling of a general digital system with a M-PSK modulation made directly on the main carrier wave. The last part (chapter 9) describes the modeling of a digital system with a BPSK modulation on the auxiliary subcarrier wave followed by an SSB modulation on the main carrier wave. General conclusions are deduced from obtained simulation results.