

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

Doc. Ing. Miroslav Kasal, CSc.

FREKVENČNÍ SYNTÉZA V KOMUNIKAČNÍCH SYSTÉMECH
Experimentální družice

FREQUENCY SYNTHESIS IN COMMUNICATION SYSTEMS
Experimental satellites

TEZE PŘEDNÁŠKY K PROFESORSKÉMU JMENOVACÍMU ŘÍZENÍ
V OBORU
ELEKTRONIKA A SDĚLOVACÍ TECHNIKA



BRNO 2005

KLÍČOVÁ SLOVA

Komunikační systém, frekvenční syntéza, přímý číslicový syntezátor, syntezátor s fázovým závěsem, experimentální družice.

KEYWORDS

Communication system, frequency synthesis, direct digital synthesizer, phase lock loop synthesizer, experimental satellite.

OBSAH

1	Úvod	5
2	Rozdělení kmitočtových syntezátorů	5
3	Přímé kmitočtové syntezátory – DDFS	6
3.1	Základní popis DDFS.....	6
3.2	Spektrální vlastnosti DDFS.....	7
4	Syntezátory s fázovým závěsem	11
4.1	Popis fázového závěsu v časové a frekvenční oblasti.....	11
4.2	Spektrální vlastnosti syntezátorů s fázovým závěsem.....	15
4.3	Obvodové řešení moderních syntezátorů PLL.....	22
5	Experimentální družice	
5.1	Družice <i>AMSAT</i> Phase 3D.....	26
5.2	Telemetrická a povelovací stanice.....	26
5.3	Projekt PCSAT 2.....	28
5.4	Současné projekty laboratoře experimentálních družic.....	29
6	Závěr	32
	Literatura	33
	Abstract	35

Miroslav Kasal se narodil v roce 1947 v Litomyšli. V roce 1965 absolvoval dvanáctiletou střední školu v Litomyšli a v roce 1970 Fakultu elektrotechniky VUT v Brně, obor Sdělovací technika.

Od roku 1970 působil v Ústavu přístrojové techniky ČSAV, posléze AV ČR. Po tříletém studijním pobytu pracoval v oddělení radiofrekvenční spektroskopie jako vědeckotechnický pracovník. V roce 1985 obhájil na Fakultě elektrotechniky VUT v Brně disertační práci s názvem „Multinukleární měřicí kanál spektrometru NMR“ a získal vědeckou hodnost kandidáta věd v oboru měřicí technika. V roce 1990 se stal vedoucím oddělení RF spektroskopie a vedoucím laboratoře elektroniky NMR. V letech 1999–2002 byl vedoucím oboru nukleární magnetické rezonance. Zabýval se návrhem radiofrekvenčních částí spektrometrů a tomografů nukleární magnetické rezonance, zejména multinukleárních impulsních systémů s diskrétní Fourierovou transformací. Vedle řady publikací je spoluautorem tří autorských osvědčení a jednoho mezinárodního patentu. Absolvoval studijní pobyty v Německu a Itálii. Byl pozván k několika přednáškám na zahraniční univerzity (USA, Itálie). Je úspěšným řešitelem dvou grantů Grantové agentury ČR a jednoho grantu EC. Na dalších šesti grantech GA ČR, AV ČR a MZ byl a je spoluřešitelem. Byl členem vědeckých rad VUT v Brně a ÚPT AV ČR. V letech 1994–2002 byl členem sněmu AV ČR.

V letech 1974–1995 spolupracoval jako externista s katedrou radioelektroniky FE VUT v Brně. Vedl numerická cvičení předmětů „Rádiové přijímače“, „Teorie obvodů“ a „Elektronika a přenos zpráv“. Byl rovněž vedoucím několika diplomových prací. Od konce sedmdesátých let se začal intenzivně zabývat také družicovou komunikací.

Tato spolupráce vyústila v roce 1995 v částečný pracovní úvazek na Ústavu radioelektroniky FEI VUT v Brně, kde začal přednášet a stal se garantem předmětu „Směrové a družicové spoje“. Později se stal také garantem předmětu „Vysokofrekvenční technika a antény“ pro bakalářské studium oboru „Teleinformatika“. V roce 1998 předložil na FEI VUT habilitační práci s názvem „Moderní metody a zpracování signálů NMR“ a po její obhajobě byl jmenován docentem pro obor „Elektronika a sdělovací technika“. Od roku 2002 působí v ÚREL FEKT VUT na plný úvazek a stal se zástupcem vedoucího ústavu pro výzkumnou činnost. Vedl řadu diplomových prací a jako školitel vchoval dva doktory. V současnosti má v péči pět studentů doktorského studijního programu. V ÚREL vybudoval dvě laboratoře – první laboratoř je výuková, pro laboratorní práce studentů v oboru směrových a družicových spojů, která je dnes špičkově vybavena např. dvěma terminály VSAT. V druhé laboratoři se realizují výzkumné a vývojové aktivity v oblasti experimentálních družic, včetně sběru telemetrických dat a řízení družic. Laboratoře byly vybudovány s podporou dvou grantů FRVŠ, které pro tento účel doc. Kasal získal. V letech 1995–2000 se podílel na vývoji družice *AMSAT* Phase 3D. Kromě vlastního vývoje částí komunikačního systému pro tuto družici se účastnil integrace družice v laboratořích *AMSAT* v Orlandu na Floridě a v roce 2000 předstartovních zkoušek a přípravy k vypuštění družice na základně ESA v Kourou ve Francouzské Guyaně. Spolu se svými doktorandy se účastní projektu PCSAT2 ve spolupráci s Americkou námořní akademií a projektu *AMSAT* Phase 3E. Za tyto aktivity byl v roce 2004 oceněn „Cenou rektora VUT v Brně za významné inženýrské dílo“ a spolu se svými spolupracovníky-doktorandy „Cenou Siemens za výzkum“.

Doc. Kasal je členem rady pro kosmické aktivity při MŠMT. Dále je členem představenstva čs. sekce mezinárodní organizace inženýrů elektrotechniky a elektroniky IEEE a poradcem studentské sekce IEEE na FEKT a FIT. Je také členem Společnosti pro radioelektronické inženýrství a redakční rady časopisu *Radioengineering*.

1 ÚVOD

V současných komunikačních systémech se frekvenční syntéza vyskytuje prakticky všude. Je tomu tak proto, že technologie integrovaných obvodů dosáhla takové kvality, že umožňuje realizovat více či méně složité syntezátory v minimálních rozměrech a s minimální spotřebou elektrické energie i na frekvencích řádu 1 GHz. Hromadná výroba některých typů IO pro kmitočtové syntezátory, např. pro spotřební elektroniku a mobilní telefony, navíc způsobila, že tyto obvody jsou velmi levné. Důsledkem toho je, že např. rozhlasový přijímač s jednoduchým frekvenčním syntezátorem je levnější než konstrukce s klasickým přeladovaným lokálním oscilátorem. Některé moderní komunikační systémy však bez frekvenční syntézy nelze vůbec realizovat, např. systémy s frekvenčním skákáním (Frequency Hopping) nebo systémy pracující s extrémně malou energií signálu vyžadující koherentní způsoby detekce. V následujícím pojednání uvedeme dvě metody frekvenční syntézy, které jsou v současnosti nejpoužívanější, včetně rozboru spektrálních vlastností generovaných signálů. V závěrečném celkovém přehledu řešených projektů jsou uvedeny některé naše aplikace frekvenční syntézy v komunikačních systémech experimentálních družic.

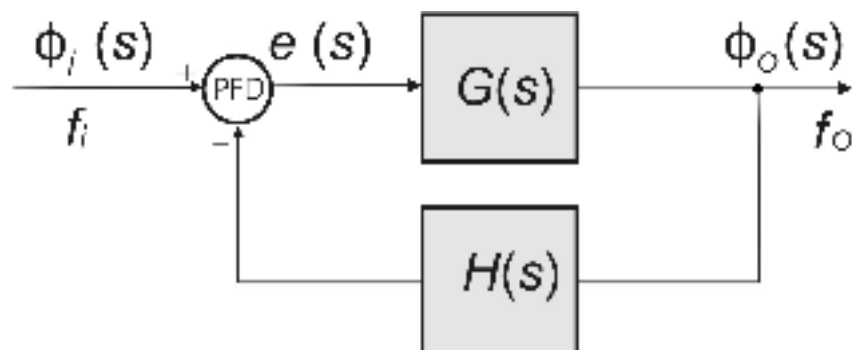
2 ROZDĚLENÍ KMITOČTOVÝCH SYNTÉZÁTORŮ

Syntezátory koherentní – nekoherentní

Z hlediska vlastností generovaných signálů je snad nejdůležitější fázový vztah mezi vzniklými signály a referenčním signálem – míra koherence. Její vyhodnocení je poměrně složité. Nicméně o tom, zda je fázový vztah mezi signály definován, rozhoduje (nebo lépe podmiňuje jej) již základní koncepce syntezátoru a z tohoto pohledu ji rozdělujeme na **koherentní** a **nekoherentní**.

Syntéza přímá – nepřímá

Dále hovoříme o frekvenčních syntezátorech s **přímou syntézou** – to je takových, u kterých je výsledný signál získán základními aritmetickými operacemi (sčítáním, odečítáním, násobením a dělením) frekvence referenčního, resp. referenčních signálů. Velmi důležité jsou syntezátory s **přímou číslicovou syntézou** (DDS), kdy je časový průběh generovaného signálu čten odpovídající rychlostí z paměti. V číslicových systémech lze využít generované signály přímo



Obr. 1. Model regulačního systému se zápornou zpětnou vazbou jako základ frekvenčních syntezátorů s nepřímou syntézou

v binárním tvaru (např. pro komplexní násobičky) a nebo je pomocí převodníku D/A a následného filtru typu dolnofrekvenční propust převést na signály analogové. Frekvenční syntezátory s **nepřímou syntézou** pracují na principu systému se zpětnou vazbou – nejčastěji fázovým závěsem (PLL), obr. 1.

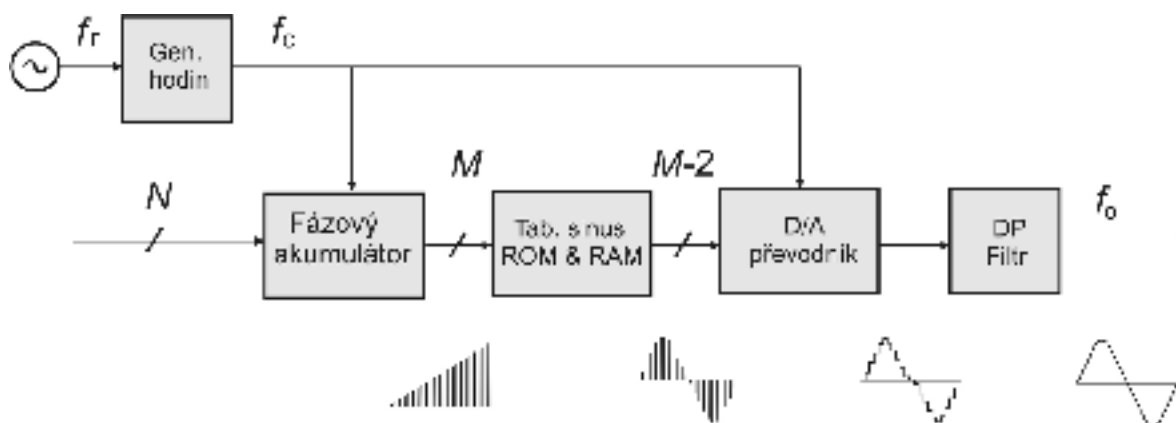
3 PŘÍMÉ ČÍSLICOVÉ SYNTEZÁTORY

3.1 Základní popis

Technologie posledních let umožnila ohromný pokrok v přímé číslicové frekvenční syntéze. Princip je známý, obr. 2. Pomocí akumulátoru fáze jsou generovány ‚adresy‘ paměti ROM nebo RAM, v které je uložena tabulka generovaného průběhu. Digitální signál je převodníkem D/A a následným anti-aliasingovým filtrem typu dolnofrekvenční propust převeden na signál analogový. Syntezátor má dva digitální vstupy – hodinový signál f_c a řídicí slovo fázového akumulátoru FSW (Frequency Setting Word). Pro výstupní frekvenci potom platí vztah

$$f_o = \frac{FSW}{2^N} f_c , \quad (1)$$

kde N je počet bitů řídicího slova fázového akumulátoru FSW . Frekvence výstupního signálu je principiálně omezena $f_c/2^N < f_o < f_c/2$ s rozlišením $f_c/2^N$. $\Delta Phase$ je krok fázového akumulátoru, o který se zvětší jeho výstupní hodnota při každém hodinovém cyklu.



Obr. 2. Blokové schéma přímého číslicového syntezátoru

Výstupní hodnota fázového akumulátoru v binárním tvaru určuje fázi generovaného harmonického signálu – pro všechny nuly je tato fáze 0 rad a pro všechny jedničky je 2π rad; platí tedy $\Delta Phase = 2\pi/2^N$. Další blok, v němž dochází ke generaci funkce sinus, bere M nejvýznamnějších bitů z výstupu fázového akumulátoru a vytvoří $M-2$ bitové slovo odpovídající okamžité amplitudě výstupního signálu, přičemž hodnota

$$D = M - 2 \quad (2)$$

je dána rozlišením následujícího převodníku (nebo číslicové násobičky). Toto uříznutí $N-M$ nejmeně významných bitů je nutné, neboť D/A převodníky mají obvykle menší rozlišovací schopnost. Podotkněme, že výstupní signál DDS nemusí být harmonický a může naopak mít libovolný periodický průběh. Pro převod fáze na funkční hodnotu může být použita paměť nebo

procesor s vhodným algoritmem. Na výstupu tohoto bloku máme generovaný signál v číslicové podobě a v moderních systémech s DSP jej můžeme využít přímo, pro úžasné aplikace, viz dále.

3.2 Spektrální vlastnosti DDFS

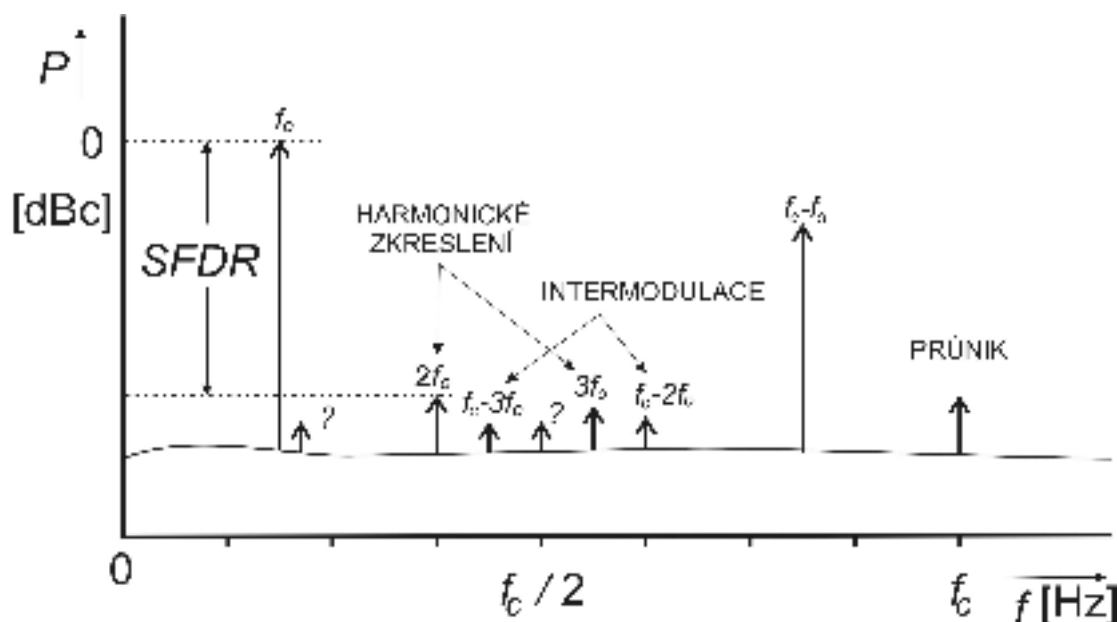
Pokud generujeme analogový signál, je v současných systémech DDFS omezujícím obvykle právě A/D převodník. Existují dnes 12bitové monolitické DAC se vzorkovací rychlostí až 100 Msps a 10bitové do 400 Msps. Nad 400 Msps existuje několik typů 8bitových DAC. Jak však ukážeme dále, rychlost a rozlišení převodníku nestačí pro posouzení kvality generovaného signálu. Pro poměr SNR odpovídající kvantizačnímu šumu ($\pm 0,5$ LSB) lze teoreticky psát

$$SNR = 1,76 + 6,02D \text{ , [dB]} \quad (3)$$

kde D je počet bitů DAC. Jinými slovy v praktických úvahách počítáme s odstupem 6 dB/bit.

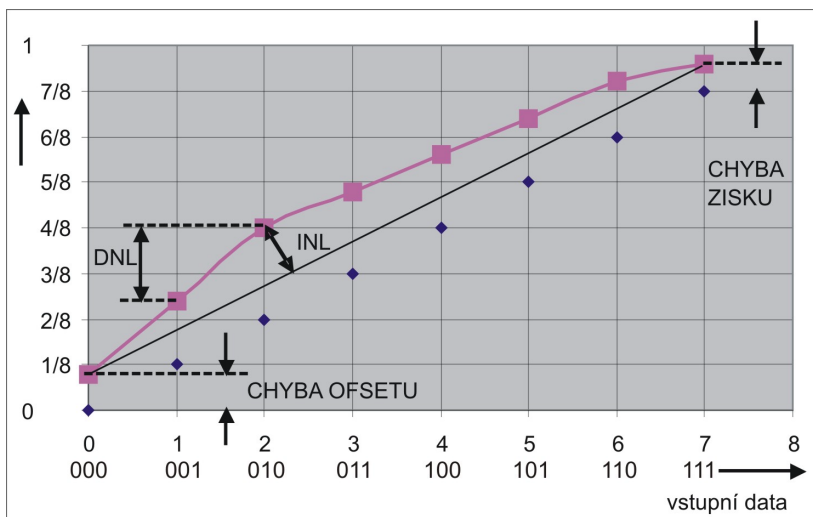
Kvantizační šum si můžeme vyjádřit také jako relativní výkonovou spektrální hustotu v intervalu frekvencí $(0, f_c/2)$

$$n = -(1,76 + 6,02D + 10 \log f_c/2) \text{ . [dBc/Hz]} \quad (4)$$



Obr. 3. Typické spektrum přímého číslicového syntezátoru

Je vyjádřena ve stejných jednotkách, jako jsme zvyklí vyjadřovat úroveň fázového šumu a lze je tedy snadno porovnávat. Těchto hodnot lze ovšem většinou dosáhnout pouze na velmi nízkých frekvencích, tedy za podmínky $f_o \ll f_c/2$. Protože se ve spektru výstupního signálu obvykle vyskytují diskrétní složky, lépe vystihuje spektrální vlastnosti generovaného signálu parametr SFDR (Spurious Free Dynamic Range), obr. 3. Vlastní výběr převodníku D/A není jednoduchý. Parametry popisující přenosovou funkci převodníků D/A jsou obvykle: ss. offset, chyba zisku (pro plný dynamický rozsah), diferenciální nelinearita (DNL) a integrální nelinearita (INL). Pro 3bitový D/A převodník jsou tyto parametry při určitém zjednodušení naznačeny na obr. 4. Jejich vliv na spektrální vlastnosti generovaných signálů není jednoznačný. Například INL o velikosti 0,5 LSB v celém dynamickém rozsahu převodníku způsobí snížení SFDR více než INL o velikosti 1 LSB, která se vyskytuje pouze při jedné hodnotě. (U syntezátoru DDFS Qualcomm jsme např. zjistili, že 10ti bitový ADC Sony je lepší než 12ti bitový TRW.)



Obr. 4. Přenosová funkce 3bitového D/A převodníku pro ilustraci DNL a INL

V. Kroupa [6, 7] odvodil podobný vztah pro výkonovou spektrální hustotu při respektování omezené délky slova v paměti a počítačovou simulací

$$n = -(7,8 + 6D + 10 \log(f_c/2) \pm 10) . \quad [\text{dBc/Hz}] \quad (5)$$

Amplitudu lichých harmonických složek lze odhadnout

$$a_i = 2 \frac{2^{-D}}{\pi i} \quad (6)$$

a odtud odstup třetí harmonické

$$20 \log \left(\frac{a_3}{a_1} \right) \approx -6D - 13,5 . \quad [\text{dB}] \quad (7)$$

Kromě převodníků D/A se uplatňují i další jevy (tyto hrají roli i při generování digitálních signálů). Je to především omezení délky slova na výstupu fázového akumulátoru. Toto omezení způsobí fázový šum, narozdíl od omezení délky slova paměti a ADC. Již jsme uvedli, že z N bitů fázového akumulátoru vezmeme M nejvýznamnějších bitů. Znamená to uříznutí B nejméně významných bitů dle vztahu

$$M = N - B . \quad (8)$$

Důsledkem je fázová modulace sinusové (harmonické) vlny. Dobrý odhad úrovně nejsilnějšího parazitního signálu vzniklého v důsledku omezení počtu bitů akumulátoru lze učinit s pomocí vztahu [7]

$$20 \log \left(\frac{a_s}{a_c} \right) \approx -6M - 20 \log(r) \quad (r = 1, 2, \dots, 2^{B-1}) . \quad (9)$$

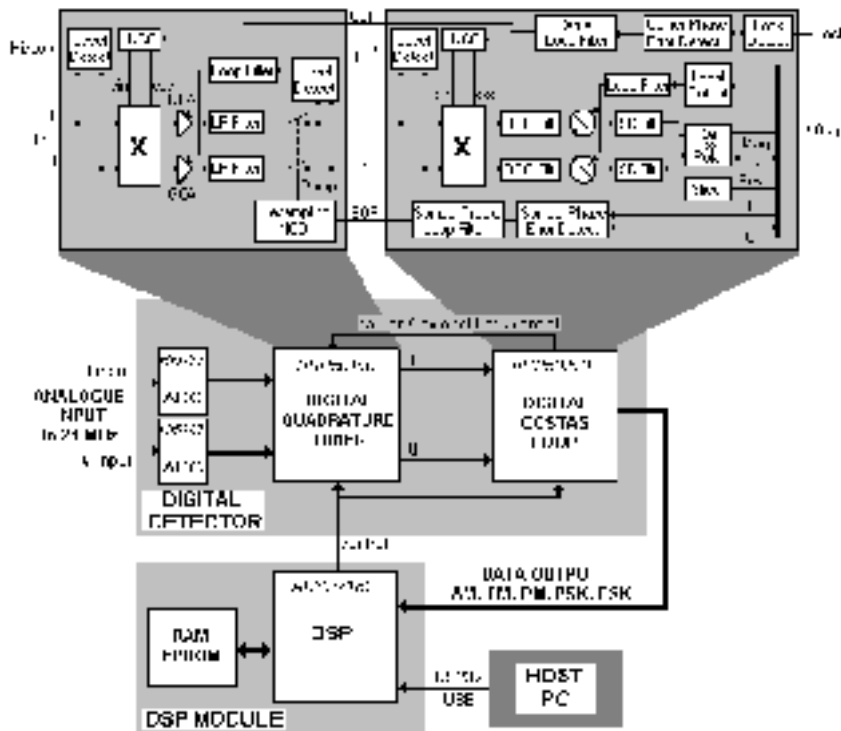
Správně navržený syntezátor by měl mít úroveň parazitních signálů způsobených omezením fázového akumulátoru a délky slova sinové tabulky přibližně stejné. Porovnáním vztahů (7) a (9) dostaneme

$$-6M \approx -6D - 13,5 \quad (10)$$

a odtud

$$M \geq D + 2 \quad . \quad (11)$$

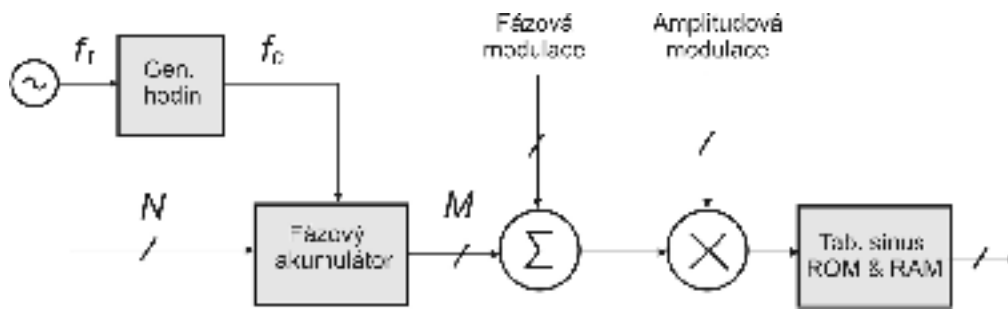
Čímž jsme odvodili vztah (2), který jsme na začátku této kapitoly uvedli jako fakt.



Obr. 5. *Blokové schéma digitálního detekčního systému moderního komunikačního systému*

Již jsme se zmínili o aplikacích DDFS s digitálním výstupem. Řada moderních komunikačních systémů využívá Hilbertův transformátor (HT) pro transformaci signálů ze základního nebo do základního pásma. Amplitudová symetrie a přesnost kvadratury složek I a Q přitom určují potlačení zrcadlových produktů. Dá se snadno ukázat, že nesymetrie amplitudy 1 % a fázová nepřesnost ortogonality 1° – každá – omezuje potlačení zrcadla na ~ 40 dB. V klasických analogových systémech jsou přitom tyto hodnoty právě dosažitelnou mezí na poměrně nízkých frekvencích. DDFS jsou přímo předurčeny pro generaci kvadraturních signálů. Stačí totiž jedním fázovým akumulátorem řídit synchronně dvě paměti s odpovídajícím posunutím. Použijí-li se místo analogových násobiček komplexní násobičky číslicové, odpadnou D/A převodníky a bezkonkurenčně přesný HT lze realizovat zcela číslicově s potlačením zrcadla > 80 dB na frekvencích řádu desítek megahertzů. Blokové schéma takového systému, jež může být součástí SDR (Software Defined Radio) využívající HT v digitálním tuneru a v detektoru s digitální Costasovou smyčkou, je na obr. 5. DDFS jsou bloky označené jako NCO (Numerically Controlled Oscillator).

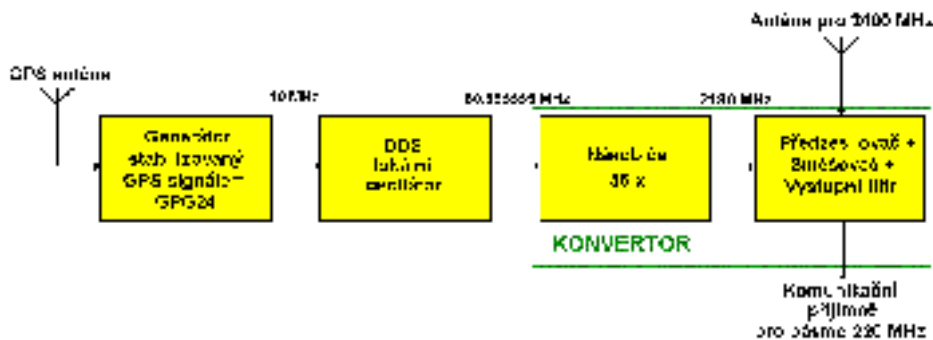
Velmi snadno se také realizují modulace, obr. 6. Modulační signál v digitálním tvaru jednoduše přičteme (fázová modulace) k výstupu nebo jím vynásobíme (amplitudová modulace) výstup z fázového akumulátoru. Přímé číslicové frekvenční syntezátory mají v současnosti omezen frekvenční rozsah do několika set MHz, přičemž opravdu kvalitní signály lze touto technikou generovat na frekvencích několika desítek MHz.



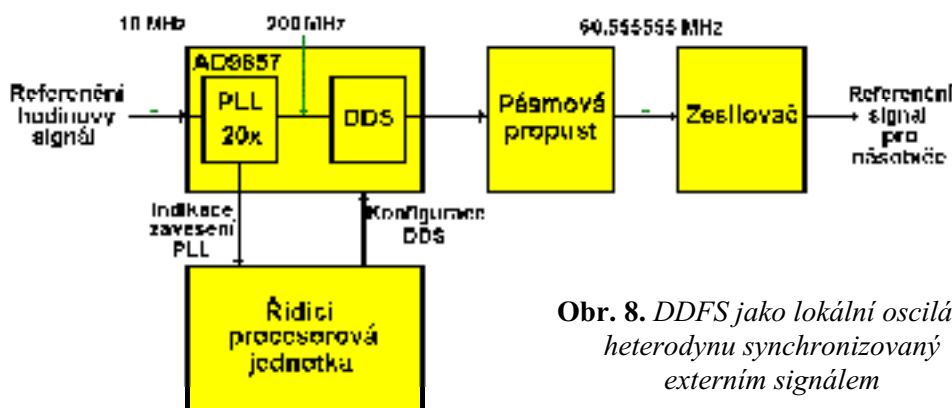
Obr. 6. Fázová a amplitudová modulace v DDS

Solidní experimentální výsledek jsme vytvořili i v naší laboroři. Pro telemetrickou a po-velovací aparaturu bychom rádi dosáhli toho, aby všechny signály byly přesně kmitočtové a pokud možno i fázově definované. Znamená to, že lokální oscilátory všech mikrovlnných konvertorů budou řízeny jedním frekvenčním standardem. Z několika možností jsme zvolili GPS. Např. konvertor pro pásmo 2,4 GHz je potom řešen podle obr. 7.

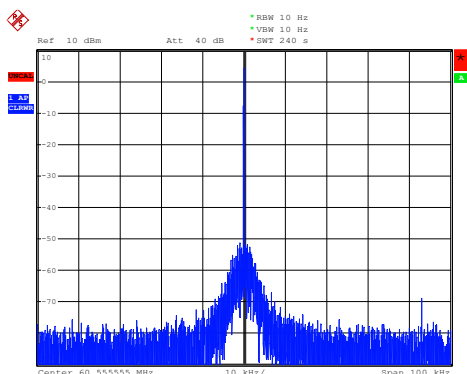
Pro tento systém bylo tedy třeba vyvinout lokální oscilátor s odpovídající přesností nastavení frekvence, synchronizovaný signálem družic GPS a s odpovídající spektrální čistotou. Řešení jsme našli s využitím čipu Analog Devices AD9857, který obsahuje 14bitový CMOS digitální kvadrurní up-konvertor. My jsme využili pouze část pro generaci synchronizovaných hodin 200 MHz smyčkou PLL a vlastní DDS s 14bitovým převodníkem D/A, obr. 8. Protože FSW má délku 32 bitů, lze výslednou frekvenci nastavit s přesností lepší než 0,05 Hz. Podrobně jsme zkoumali spektrální čistotu výstupního signálu.



Obr. 7. Příjmací systém pro pásmo 2,4 GHz synchronizovaný signálem družic GPS



Obr. 8. DDS jako lokální oscilátor heterodynu synchronizovaný externím signálem

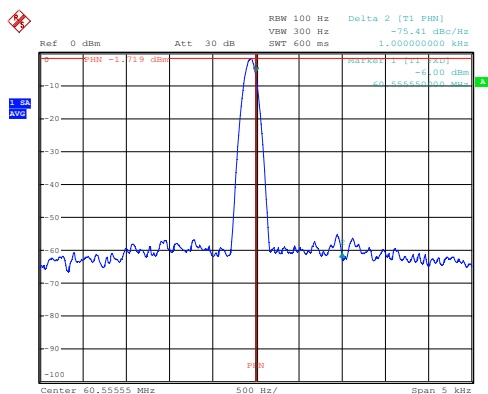


Date: 17.MAY.2005 12:40:52

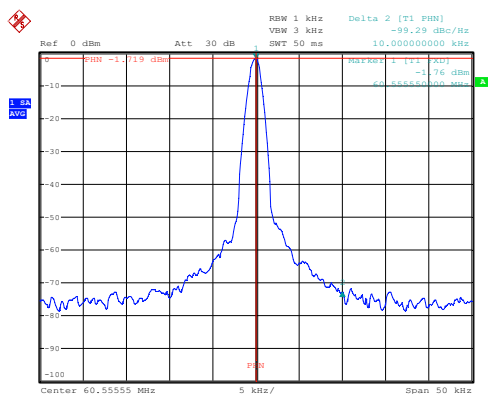
Obr. 9. Spektrum DDFS s obvodem AD9857

Podle vztahu (4) by spektrální hustota kvantizačního šumu (14 bitů) měla být -166 dBc/Hz . Uvážíme-li, že tepelný šum má při teplotě 300 K úroveň $kT_0 = -174 \text{ dBm/Hz}$, znamená to, že při úrovni generovaného signálu kolem 0 dBm jsou obě složky přibližně srovnatelné. Podle (9) (pro $r = 1$) by úroveň diskretních parazitních složek měla být 84 dBc. Výrobce uvádí $SFDR > 80 \text{ dB}$ pro okolí nosné $65 \text{ MHz} \pm 100 \text{ kHz}$. Měřením za podobných podmínek (na výstupu je úzkopásmová propust) jsme tuto hodnotu potvrdili, obr. 9. Naměřené hodnoty fázového šumu jsou na obr. 10.

$-75 \text{ dBc/Hz @ 1 kHz}$ a $-99 \text{ dBc/Hz @ 10 kHz}$



Date: 17.MAY.2005 12:53:05



Date: 17.MAY.2005 12:50:27

Obr. 10. Měření fázového šumu DDFS-LO: $-75 \text{ dBc/Hz @ 1 kHz}$ a $-99 \text{ dBc/Hz @ 10 kHz}$

4 SYNTEZÁTORY S FÁZOVÝM ZÁVĚSEM

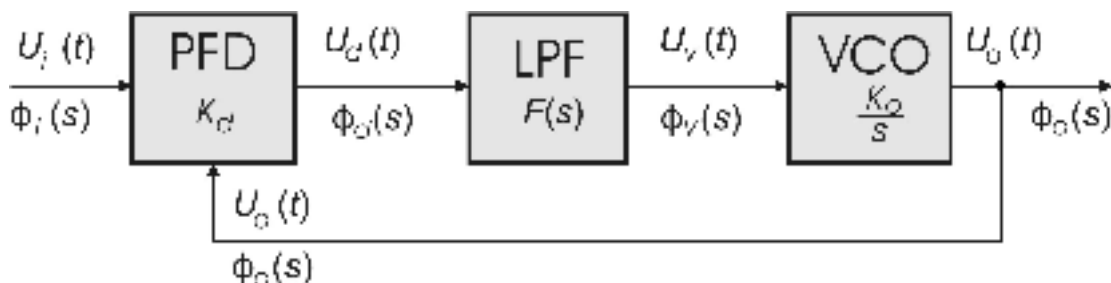
4.1 Popis fázového závěsu v časové a frekvenční oblasti

Syntezátory na vyšších frekvencích až do nízkých desítek GHz lze realizovat syntezátorem se smyčkou fázového závěsu – PLL (Phase Lock Loop). Pro základní popis použijeme uspořádání na obr. 11. Pro vstupní a výstupní napětí necht' platí obecně

$$u_i(t) = U_i \sin[\omega_i t + \varphi_i(t)] \quad \text{a} \quad u_o(t) = U_o \sin[\omega_o t + \varphi_o(t)]. \quad (12)$$

Fázi $\varphi_i(t)$ zvolíme za vztažnou a položíme $\varphi_i(t) = 0$. Na výstupu fázového detektoru, kterým je v nejjednodušším případě násobička, dostaneme

$$u_d(t) = K_1 U_i U_o (\sin \omega_i t) [\sin(\omega_o t + \varphi_o(t))] . \quad (13)$$



Obr. 11. Smyčka fázového závěsu

Nyní rozlišíme dva případy:

1. Smyčka není zavěšena $\omega_i \neq \omega_o$

Úpravou rovnice (13) dostaneme

$$u_d(t) = \frac{1}{2} K_1 U_i U_o [\cos((\omega_i - \omega_o)t - \varphi_o(t)) - \cos((\omega_i + \omega_o)t + \varphi_o(t))] \quad (14)$$

a po filtraci, případně zesílení

$$u_v(t) = K_2 U_i U_o [\cos((\omega_i - \omega_o)t - \varphi_o(t))] . \quad (15)$$

Napětím řízený oscilátor VCO necht' při napětí $u_v(t) = 0$ kmitá s frekvencí ω_o' . Bude-li na VCO nyní působit toto harmonické napětí vzniklé jako záněj mezi oběma frekvencemi, dojde k posuvu frekvence ω_o' o $\pm \Delta\omega(t)$. Za předpokladu, že je amplituda $K_2 U_i U_o$ dostatečně velká a nedojde k omezení, tak se systém ustálí, aby platilo

$$\omega_i = \omega_o = \omega_o' \pm \Delta\omega \quad (16)$$

a PLL je zavěšen. Podmínka dostatečné amplitudy záněje (bez omezení či saturace) v praxi znamená, že i veličina $\Delta\omega$ je konečná a určuje pásmo záchyty fázového závěsu.

2. Smyčka je zavěšena $\omega_i = \omega_o$

Rovnici (13) lze potom upravit

$$u_d(t) = \frac{1}{2} K_1 U_i U_o [\cos \varphi_o(t) - \cos(2\omega_o t + \varphi_o(t))] \quad (17)$$

a po filtraci, popřípadě zesílení

$$u_v(t) = K_2 U_i U_o \cos \varphi_o(t) . \quad (18)$$

Jestliže bude platit $\omega_i = \omega_o = \omega_o'$ (což znamená, že kmitočet volně běžícího VCO naladíme na očekávanou frekvenci), potom bude

$$u_v(t) = 0 \quad \text{a tudíž} \quad \varphi_o(t) = \pm \frac{\pi}{2} ,$$

jinými slovy, v ustáleném (zavěšeném) stavu jsou napětí u_i a u_o vůči sobě fázově posunuty o 90° . Bude-li se nyní ω_i od ω_o' nepatrně lišit, bude se fáze posouvat o $\Delta\varphi(t)$, tedy

$$\varphi_o(t) = \pm \frac{\pi}{2} + \Delta\varphi(t) \quad (19)$$

a rovnice (18) bude mít tvar

$$u_v(t) = K_2 U_i U_o \sin \Delta\varphi(t) . \quad (20)$$

Protože je sinus lichá funkce, říká, kterým směrem je třeba doladit VCO, aby závěs zůstal zavěšen. Z rovnice (20) také vyplývá, že $-\pi/2 < \Delta\varphi(t) < \pi/2$, což odpovídá $\varphi_o(t) \in (0; \pi)$.

Řád a typ fázového závěsu

Pro hledání odezvy fázového závěsu na vstupní poruchu použijeme Laplaceovy transformace (za předpokladu, že je systém lineární). Pro zisk uzavřené smyčky systému z obr. 1 platí známý vztah

$$I(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} , \quad (21)$$

kde $G(s)$ je zisk v přímé větvi a $G(s)H(s)$ zisk otevřené smyčky. (Pro harmonické signály je $s = j\omega$.)

Pro jednotlivé signály fázového závěsu můžeme psát

$$\Phi_d(s) = (\Phi_i(s) - \Phi_o(s))K_d , \quad (22)$$

$$\Phi_v(s) = \Phi_d(s)F(s) , \quad (23)$$

$$\Phi_o(s) = \Phi_v(s) \frac{K_o}{s} \quad (24)$$

a pro přenosovou funkci fázového závěsu v souladu s (21)

$$I(s) = \frac{\Phi_o}{\Phi_i} = \frac{K_d K_o F(s)}{s + K_d K_o F(s)}, \quad (25)$$

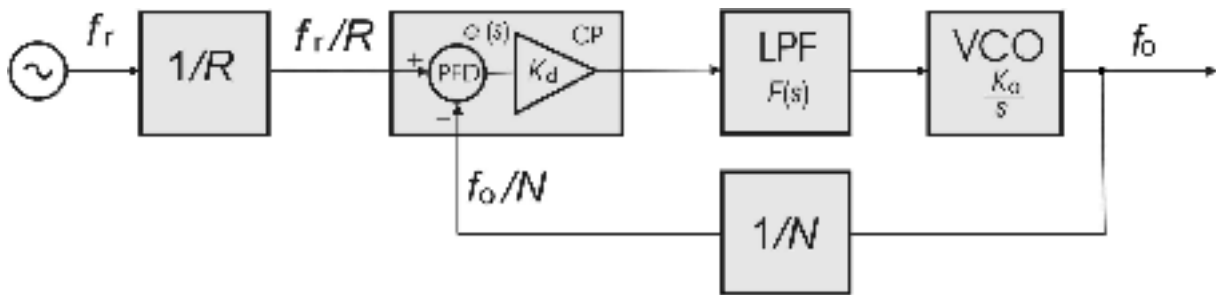
kde K_d [V/rad] je konverzní zisk fázového detektoru, K_o [(rad/sec)/V] je konverzní zisk napětím řízeného oscilátoru.

Stupeň polynomu ve jmenovateli této rovnice (25) určuje **řád fázového závěsu**, jenž má vliv na jeho chování při vyšších frekvencích postranních pásem od nosné. Naopak v těsné blízkosti nosné, tedy při zkoumání ustálených hodnot chyb fázového závěsu, převládá vliv **typu fázového závěsu** a ten je určen počtem pólů přenosové funkce otevřené smyčky $G(s)H(s)$, tedy počtem integrátorů ve smyčce.

Synteziátor s fázovým závěsem

Jednoduchý frekvenční synteziátor s fázovým závěsem vytvoříme, vložíme-li do větve zpětné vazby dělič frekvence s dělicím poměrem N . Obvykle dělíme poměrem R i referenční signál, abychom získali dostatečně jemný krok synteziátoru, obr. 12. Vztah pro výstupní frekvenci je potom dán

$$\frac{f_o}{N} = \frac{f_r}{R} \quad \text{a odtud} \quad f_o = \frac{N}{R} f_r \quad (26)$$



Obr. 12. Frekvenční synteziátor PLL s děličí frekvence

Výraz pro zisk otevřené smyčky s děličem frekvence bude mít tvar

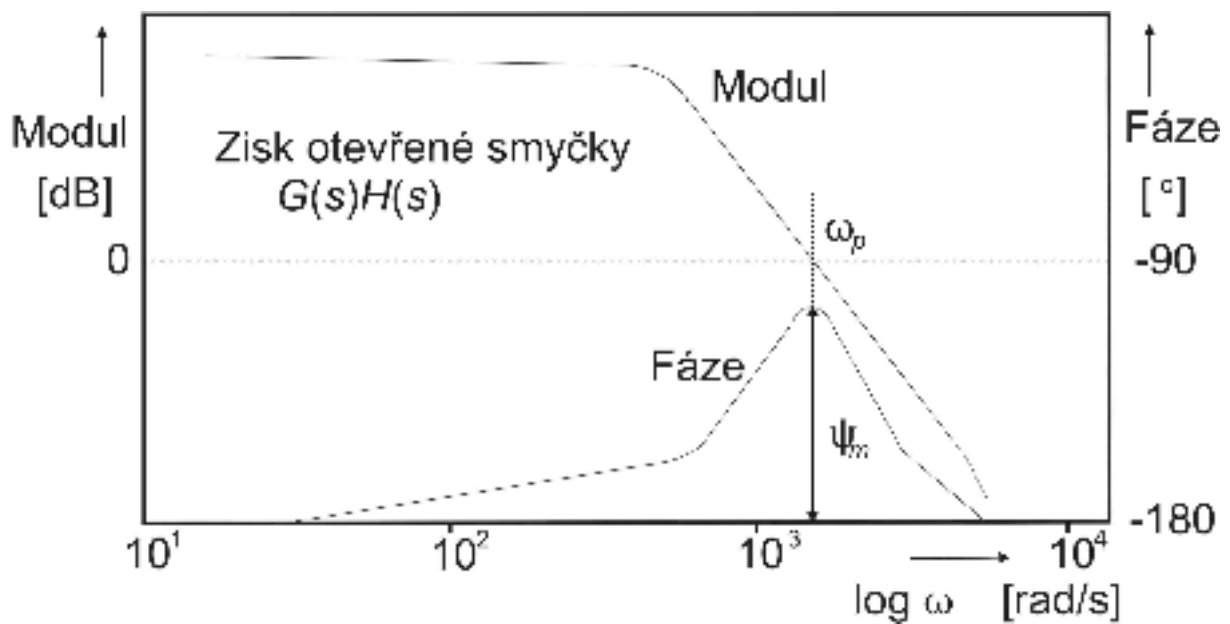
$$G(s)H(s) = \frac{K_d K_o F(s)}{sN} \quad (27)$$

a rovnice (24) pro přenos fázového závěsu

$$I(s) = \frac{NK_d K_o F(s)}{sN + K_d K_o F(s)}. \quad (28)$$

Stabilita fázového závěsu

Stabilitu fázového závěsu lze vyšetřovat obvyklými kritérii (Hurwitzovo, Nyquistovo apod.). Jednoduše můžeme stabilitu stanovit z Bodeho diagramu modulu a fáze zisku otevřené smyčky, obr.13. Zpětnovazební systém bude oscilovat, bude-li jmenovatel přenosové funkce (21) nabývat hodnotu nula a tedy $G(s)H(s) = -1$. Úhlová frekvence ω_p je bod, kde zisk otevřené smyčky má hodnotu 1 a nazýváme ji šířkou pásma smyčky. Rezerva fáze ψ_m je rozdíl fáze při jednotkovém zisku a -180° . Aby smyčka byla stabilní, musí bod jednotkového zisku ležet frekvenčně níže, než frekvence, při níž fázová charakteristika dosahuje hodnoty -180° . Pro zajištění stability by fázová charakteristika měla mít maximum právě při jednotkovém zisku tak, aby rezerva fáze byla maximální, obr. 13. Fázové závěsy 1. a 2. řádu jsou absolutně stabilní. Potíž spočívá v tom, že další póly mohou vzniknout různými vazbami v praktickém návrhu a konstrukci.



Obr. 13. Bodeho graf pro stanovení rezervy fáze jako základní kritérium stability

Klasifikace fázových závěsů

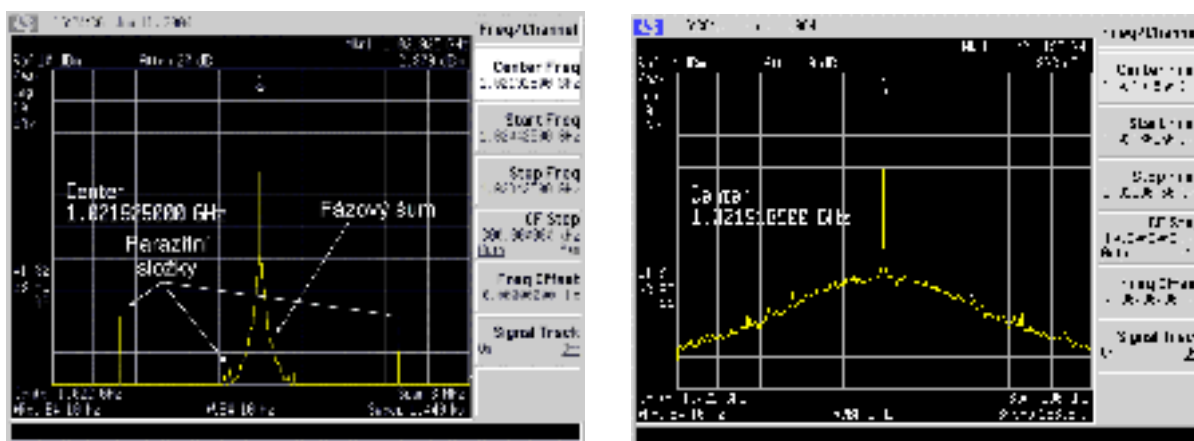
Podle toho, zda je detektor lineární nebo číslicový, rozlišujeme PLL, respektive DPLL. Je-li celý závěs realizován číslicovými obvody, potom hovoříme o ADPLL. Právě takový závěs pak může být realizován technikou DSP, tedy softwarově, a označuje se SPLL apod.

4.2 Spektrální vlastnosti syntezátorů PLL

Generovaný harmonický signál je bohužel více nebo méně fázově i amplitudově modulován, neboť napětí $u_v(t)$, které přivádíme na VCO, nemůže neobsahovat šumové složky různého původu. Naší snahou však je, aby tyto parazitní modulační složky byly pro daný typ rádiové komunikace eliminovány. V případě syntezátorů PLL rozlišujeme v podstatě dva typy parazitních signálů –

fázový šum a diskretní parazitní složky, obr. 14. V dobře navrženém PLL syntezátoru jsou diskretní složky nejvyšší úrovně způsobeny pronikáním signálu se srovnávací frekvencí ΔF .

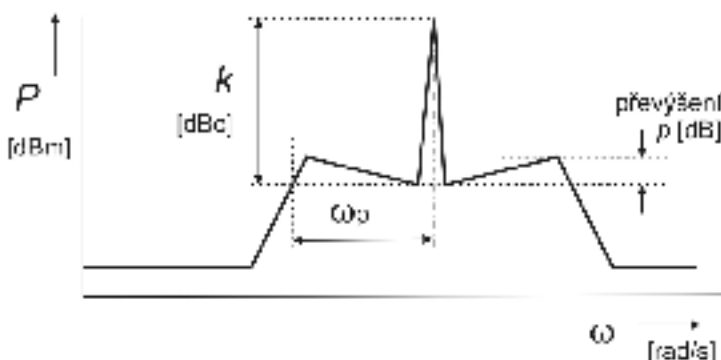
Na vzniku fázového šumu se víceméně podílejí všechny části syntezátoru. Úroveň fázového šumu se nejčastěji vyjadřuje jako výkon jednoho postranního pásma připadající na 1 Hz šířky pásma, tedy hustotou výkonu fázového šumu – $L(f)$. Protože výkon nosné P_c je za normálních okolností o několik řádů větší než výkon postranních pásem, lze za celkový výkon zkoumaného signálu považovat výkon nosné a položit $k(f) = -10\log(P_c/L(f))$ [dBc/Hz]. Takto definovanou spektrální hustotu označujeme SSB a změříme ji spektrálním analyzátozem. Protože maximální rozlišovací schopnost spektrálních analyzátorů bývá >10 Hz, je třeba hodnotu na 1 Hz vypočítat. Šumová šířka pásma je přitom asi 1,2 násobkem jmenovitého rozlišení. Typické spektrum syntezátoru PLL je na obr. 15. Fázový závěs vytvoří kolem nosné postranní pásma, která mívají malá převýšení před frekvencemi $\pm\omega_p$ (3 až 4 dB při rezervě fáze 45°) a závislost $L(f)$ dále klesá se strmostí 20 dB/dek.



Obr. 14. Výstupní signál syntezátoru PLL s frekvencí 1 GHz. Diskretní složky jsou způsobeny modulací pronikajícím signálem se srovnávacím kmitočtem 1 MHz. Vpravo je vidět fázový šum v rozsahu ± 50 kHz od nosné

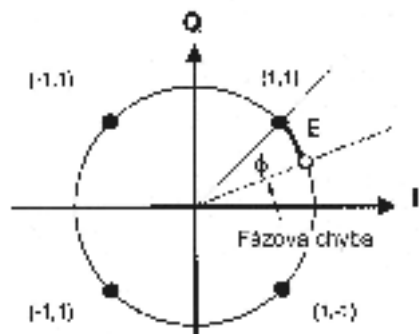
Důsledek přítomnosti parazitních složek spektra generovaného signálu je víceznačný. Jednak může způsobit rušení v sousedních kanálech (je-li součástí vysílače) nebo rušení sousedními kanály (je-li součástí přijímače). Z hlediska vlastního přenosového kanálu je nebezpečný především fázový šum (diskretní složky větší úrovně leží vně vlastního kanálu), neboť nám snižuje jeho dynamiku. Pro celkový šumový výkon v kanálu o šířce Δf způsobený fázovým šumem můžeme napsat

$$P_{PN} = 2 \int_0^{\Delta f} L(f) df . \quad (29)$$



Obr. 15. Typické spektrum signálu generovaného fázovým závěsem

Je-li tedy např. v okolí nosné širším než ± 10 kHz úroveň fázového šumu $k(f) = -80$ dBc/Hz, pak pro kanál se šířkou pásma $\Delta f = 10$ kHz bude dynamika omezena na hodnotu $-(-80 + 3) - 10\log(10^4) = 37$ dB.



Pro přenos digitálních signálů je velmi důležitá efektivní fázová chyba E_{rms} způsobená fázovým šumem. Její vliv je patrný z konstelačního diagramu pro signál QPSK na obr. 16. V souladu se zavedenou symbolikou můžeme pro efektivní chybu fáze napsat vztah

$$E_{rms} = \frac{180}{\pi} \sqrt{2 \int_a^b L(f) df} \quad (30)$$

Obr. 16. Vliv efektivní fázové chyby viděn v konstelačním diagramu signálu QPSK

Allanova variance

Všimněme si stručně makroskopických šumových vlastností oscilátoru. Šumovou charakteristiku reálného kvalitního oscilátoru lze po částech linearizovat [5] takto, obr. 17:

$$\frac{S_\varphi(f)}{f_o^2} = \frac{h_{-2}}{f^4} + \frac{h_{-1}}{f^3} + \frac{h_{-0}}{f^2} + \frac{h_1}{f} + h_2, \quad (31)$$

kde $S_\varphi(f)$ je výkonová spektrální hustota výstupní fáze a její normování $S_\varphi(f)/f_o^2$ zavádíme pro vyloučení vlivu násobení a dělení frekvence oscilátoru. Přibližně platí $S_\varphi \approx 2L(f)$.

Z obrázků 14 a 17 je zřejmé, že měření spektrální hustoty fázového šumu je tím obtížnější, čím je blíže nosné. Používá se proto měření v časové doméně pomocí tzv. Allanových variancí. Harmonický signál s fázovými fluktuacemi může být popsán rovnicí

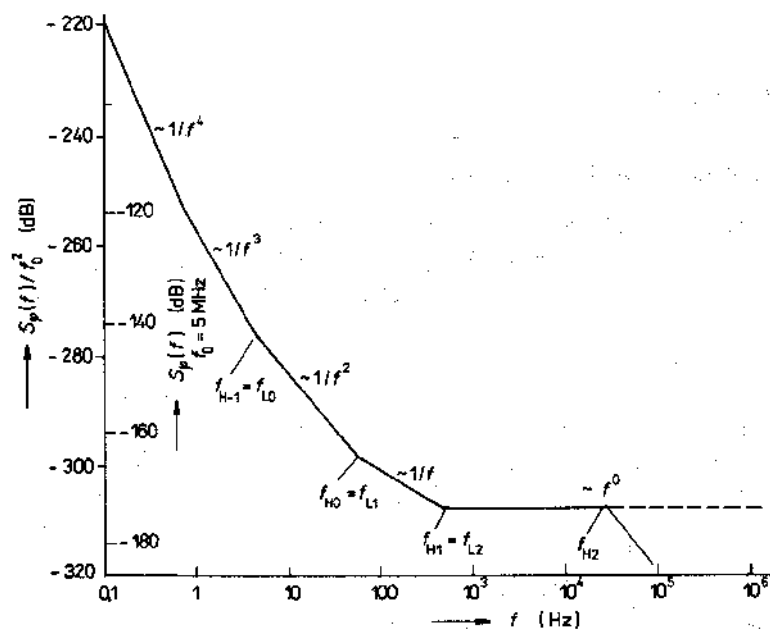
$$u(t) = U_o \sin[\omega_o t + \varphi(t)] \quad (32)$$

Derivací argumentu dostaneme okamžitou frekvenci

$$\omega_o + \frac{d\varphi(t)}{dt} = \omega_o + \Delta\omega(t), \quad (33)$$

kde $\Delta\omega(t)$ je parazitní frekvenční modulace. Relativní frekvenční odchylku potom definujeme

$$y(t) = \frac{\Delta\omega(t)}{\omega_o} \quad (34)$$



Obr. 17. Po částech linearizovaná šumová charakteristika oscilátoru [5]

Protože frekvence je derivací fáze, platí pro spektrální hustotu poměrných frekvenčních fluktuací

$$S_y(f) = \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 S_\varphi(f) \quad (35)$$

Po částech lineární aproximace šumové charakteristiky pak bude

$$S_y(f) = \sum_{\alpha=-2}^2 \frac{h_\alpha}{f^{-\alpha}} \quad (36)$$

David Allan [10, 11] navrhl využití variancí dvojic relativních frekvenčních odchylek k získání koeficientů h_α po částech linearizované šumové charakteristiky (31) a (36). Allanova variance dvojic je definována

$$\sigma^2(\tau) = \frac{1}{2} \left\langle (\bar{y}_{k+1} - \bar{y}_k)^2 \right\rangle, \quad (37)$$

kde \bar{y}_k je střední hodnota $y(t)$ za dobu τ měřená v okamžicích $\dots, t_{k-1}, t_k, t_{k+1}, \dots$

$$\bar{y}_k = \frac{1}{\tau} \int_{t_{k-1}}^{t_k} y(t) dt \quad (38)$$

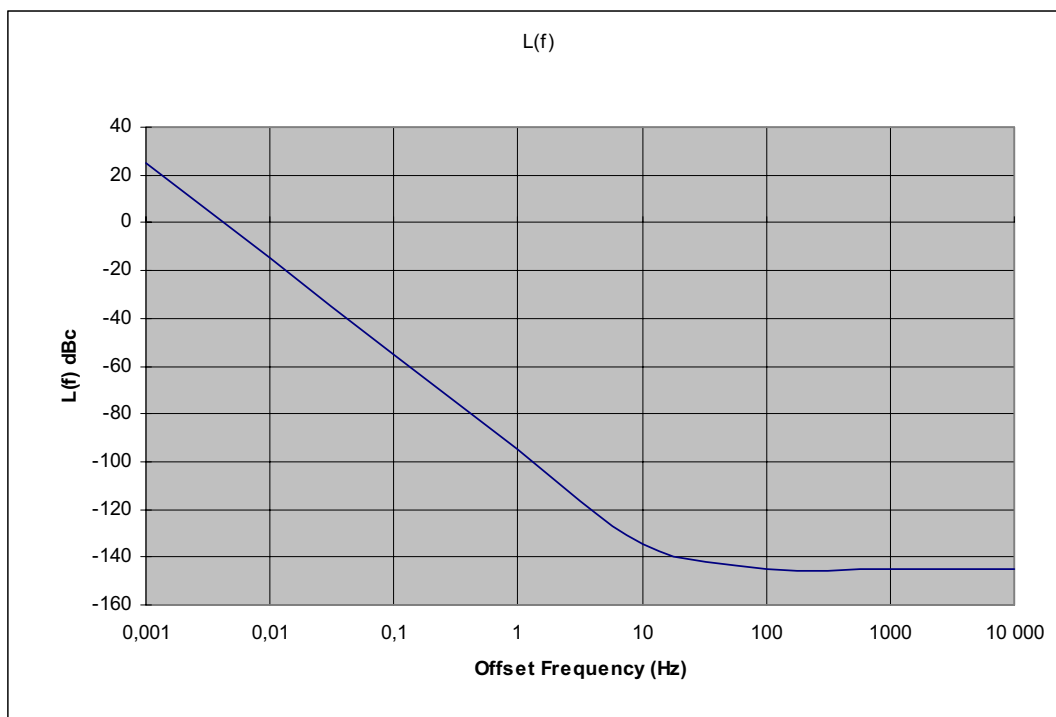
Převodní vztahy mezi variancemi dvojic $\sigma^2(\tau)$ a koeficienty h_α jsou v tab. 1.

Převodní vztahy fungují také obráceně. To znamená, že máme-li změřenou spektrální hustotu výkonu fázového šumu ve vhodných bodech (tak, abychom z ní mohli sestavit po částech linearizovanou šumovou charakteristiku oscilátoru), můžeme stanovit Allanovu varianci pro daný interval τ . Toho jsme využili při stanovení Allanovy variance našeho standardu GPS – GPG24,

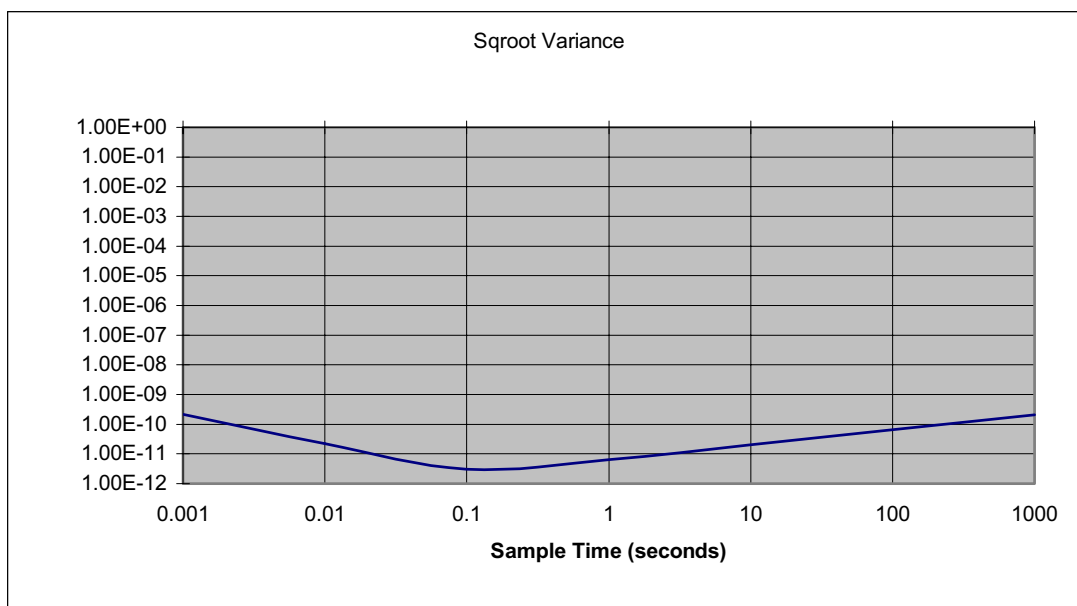
Tab. 1. Převodní vztahy mezi h_α a $\sigma^2(\tau)$

$S_y(f)$	$\sigma^2(\tau)$	Sklon
$h_2 f^2$	$\frac{3h_2 f_H}{(2\pi\tau)^2} \quad (2\pi f_H \gg 1)$	-20 dB/dek
$h_1 f$	$\frac{h_1}{(2\pi\tau)^2} [1,038 + 3 \ln(2\pi f_H)]$	-20 dB/dek
h_0	$\frac{h_0}{2\tau}$	-10 dB/dek
$\frac{h_{-1}}{f}$	$2h_{-1} \ln 2$	0
$\frac{h_{-2}}{f^2}$	$\frac{(2\pi)^2 \tau h_{-2}}{6}$	+10 dB/dek

u kterého známe pouze změřené hodnoty fázového šumu, obr. 18. Odpovídající Allanovy variance jsou potom na obr. 19. Tím jsme mohli doplnit tab. 2, kterou potřebujeme pro návrh našeho družicového přijímacího pracoviště, obr. 20, kde bude pro všechny syntetizované frekvence použit jako standard GPG24. Jak je z tabulky patrné, GPS standard má velmi dobrou dlouhodobou stabilitu, ale poněkud větší rozptyl (krátkodobou stabilitu než rubidiový oscilátor), obr. 21. Uvažujeme proto o Rb oscilátoru ukázněném (disciplined) GPS standardem. Z tab. 2 je rovněž patrné, že dobrým řídicím oscilátorem může být krystalem řízený oscilátor (XO), zvláště je-li termostatován. Na druhé straně máme zkušenost, že ani nejlepší signální generátory (např. R&S SMT3) jako řídicí oscilátor nevyhovují.



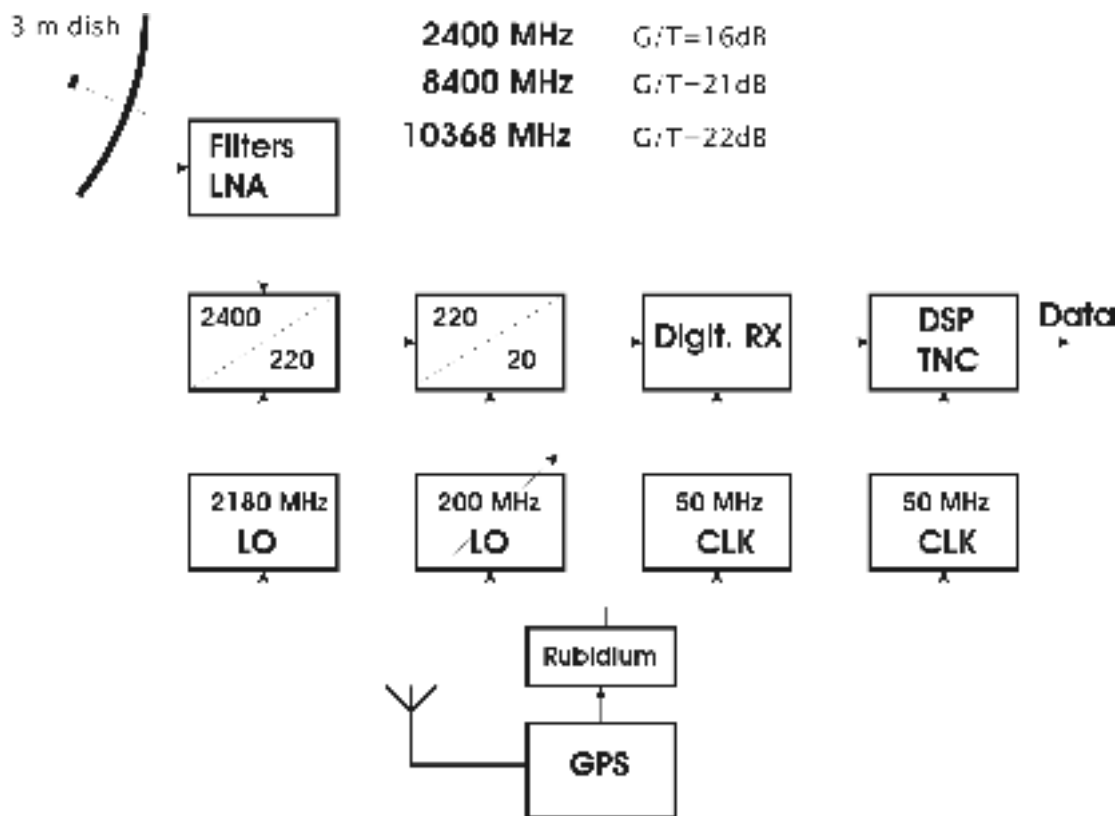
Obr. 18. Změřená šumová charakteristika standardu GPS GPG24



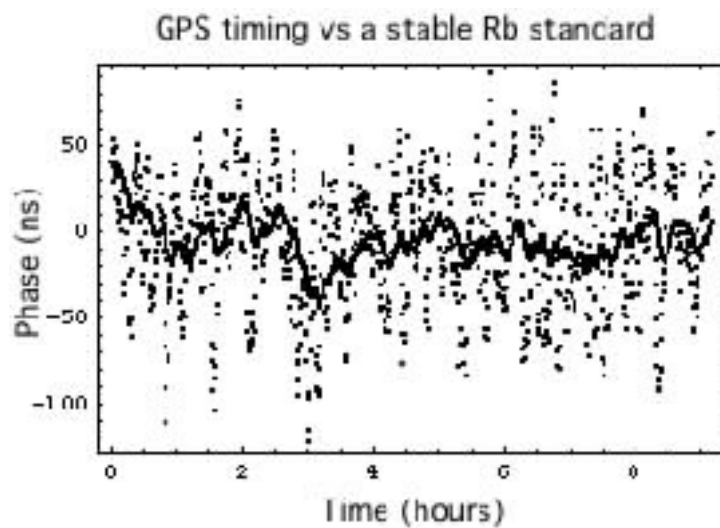
Obr. 19. Allanovy variance standardu GPG24 vypočítané z aproximované šumové charakteristiky

Tab. 2. Kmitočtové standardy

Typ	Stárnutí	Frekv. posuv pro 5° C	Přípustný ofset	Zahřátí	Allanova var. ($\tau = 1$ s)
XO	3×10^{-7} za měsíc	5×10^{-6}	60 Hz	30 minut	1×10^{-9}
TCXO	1×10^{-7} za měsíc	1×10^{-6}	13 Hz	3 hodiny	1×10^{-10}
OCXO	2×10^{-8} za měsíc	5×10^{-10}	150 mHz	3 dny	5×10^{-12}
Rubidium	1×10^{-11} za měsíc	5×10^{-12}	400 μ Hz	4 hodiny	7×10^{-12}
GPS	3×10^{-12} za měsíc	–	–	–	1×10^{-11}
Cesium	Primární standard	3×10^{-12}	6 μ Hz	45 minut (21.5 ns/hod.)	1×10^{-11}



Obr. 20. Nově budované přijímací pracoviště ÚREL



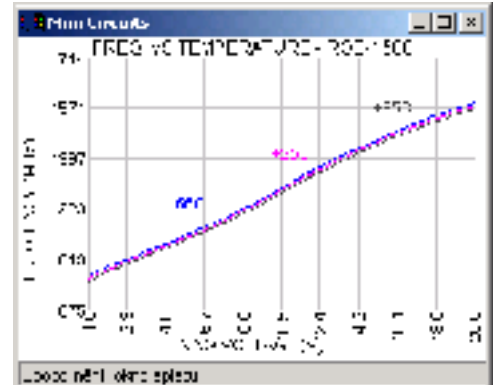
Obr.21. Rozdíl střednědobé stability GPS a Rb frekvenčních standardů

4.3 Obvodové řešení moderních syntezátorů PLL

Obvodové řešení syntezátorů PLL se velmi intenzivně vyvíjelo a bylo vždy závislé na technologii. Podrobný výčet je nad rámec této přednášky. Podívejme se však na obvodové řešení současných syntezátorů alespoň v několika poznámkách.

Oscilátory

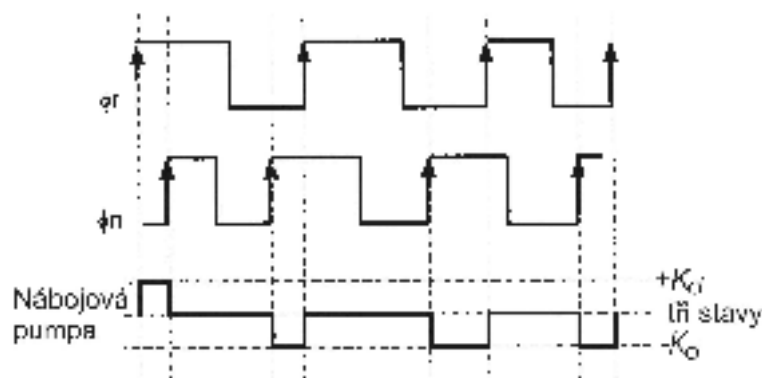
Každý syntezátor PLL obsahuje nejméně dva oscilátory – řídicí a řízený. Oba mají zásadní vliv na kvalitu generovaného signálu. Požadavky na ně kladené jsou rozdílné. I když je malý fázový šum u řízeného oscilátoru (VCO) rovněž velmi důležitý, nejsou požadavky tak přísné jako u oscilátoru řídicího. U VCO je důležité, aby konverzní strmost K_o odpovídala rozsahu řídicího napětí u_v a požadovanému rozsahu zachycení. Je třeba si také uvědomit, že VCO pracuje na vysokých až mikrovlnných frekvencích, kde se šumové vlastnosti oscilátorů a vysoká frekvenční stabilita dosahují obtížně. Pracuje-li syntezátor v prostředí s velkým teplotním rozsahem (např. v družici), je důležitá i teplotní stálost frekvence volně běžícího oscilátoru, obr. 22.



Obr. 22. Závislost frekvence na ladícím napětí VCO ROS-1500 při různých teplotách

Fázově frekvenční detektory

Standardní číslicové PFD jsou v současných syntezátorech PLL doplňovány téměř vždy nábojovou pumpou (Charge Pump), tedy napětově proudovým převodníkem pracujícím třístavově s šířkově modulovanými impulsy, obr. 23. V lineárním modelu fázového závěsu je charakterizován konverzním ziskem K_d [V/rad].



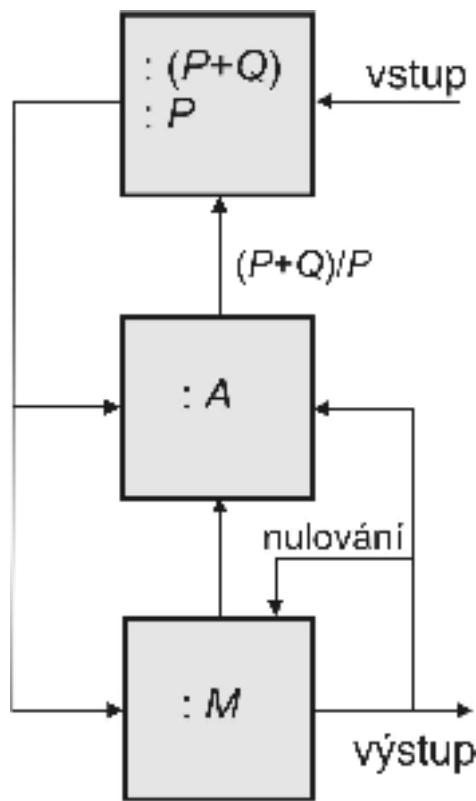
Obr. 23. Funkce nábojové pumpy

Fázově frekvenční detektor s nábojovou pumpou ovlivní šumové parametry syntetizovaného signálu především velikostí srovnávací frekvence ΔF . Platí přibližně $PN \sim 10 \log \Delta F$ vně i uvnitř pásma smyčky.

Děliče frekvence

Aby bylo možné programovat výstupní frekvenci syntezátoru, je ve zpětnovazební větvi zařazen proměnný dělič frekvence. Protože vstupním signálem děliče je výstupní signál syntezátoru, používají se na vysokých a velmi vysokých frekvencích pevné rychlé předděličky, které pracují s dvojnásobným modulem. Činnost takového děliče je znázorněna na obr. 24. Předdělič dělí po část cyklu určenou rozsahem čítače A poměrem $P+Q$. Po naplnění čítače A se rychlá dělička přepne na dělicí poměr P . Výsledný dělicí poměr je potom dán

$$N = (P + Q)A + P(M - A) = PM + QA . \quad (39)$$



Obr. 24. Proměnný dělič s dvoumodulovou rychlou pevnou předděličkou

Obvykle se volí $Q = 1$ (předděličky 16/17, 64/65 nebo 20/21) a $M_{\min} = A_{\max} + 1$. Bude-li se A měnit v rozsahu $0 \leq A \leq P - 1$, budou přirozená čísla N ležet v intervalu

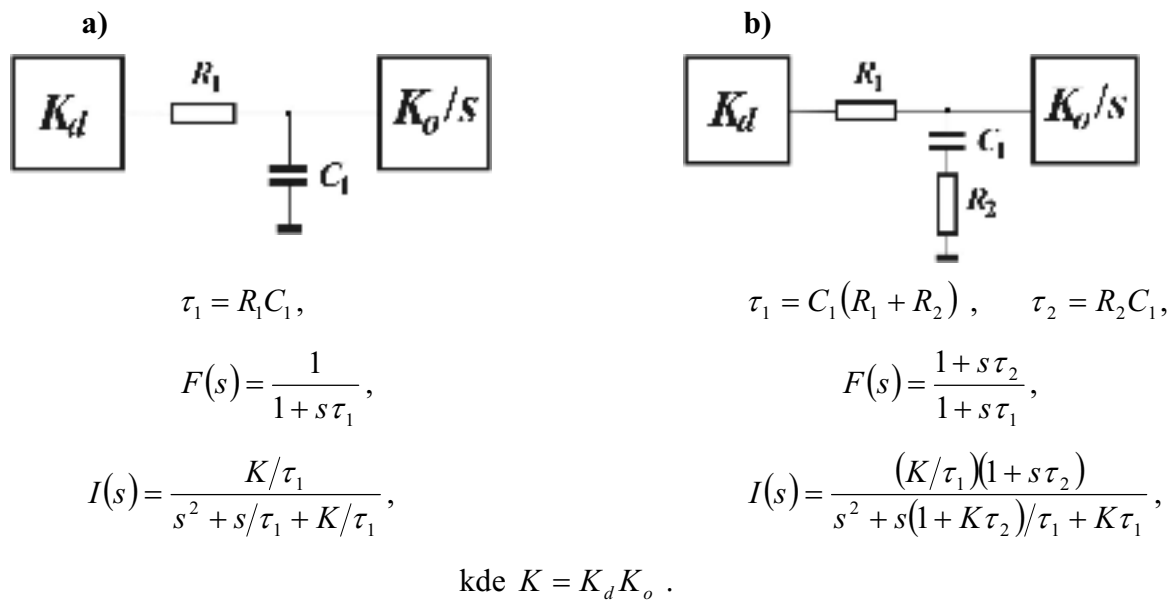
$$PM_{\min} \leq N \leq PM_{\max} + A_{\max} . \quad (40)$$

Příspěvek děliče k fázovému šumu závěsu je přibližně $PN \sim 20 \log N$ uvnitř pásma smyčky.

Smyčkové filtry

Smyčkové filtry ovlivňují zásadní měrou dynamické chování fázového závěsu, neboť v podstatě určují řád a typ fázového závěsu. Jsou to klasické dolnofrekvenční propusti 1. nebo 2., výjimečně vyššího řádu, s proudovým buzením v případě CP. Navrhují se jako pasivní nebo aktivní, pro což však musí být důvod (rozsah nábojové pumpy nedostačuje pro přeladění VCO, z důvodů fázové koherence potřebujeme, aby se filtr choval jako ideální integrátor apod.), neboť aktivní filtr ve smyčce představuje i zvýšený šum. Základní vztahy pro fázový závěs 2. řádu s jednoduchým filtrem RC a poměrovým filtrem RC 1.řádu jsou uvedeny na obr. 25.

Důležitá je definice přirozené frekvence ω_n a tlumení ζ , které určují průběh přechodového děje při přepnutí z jedné frekvence na druhou, obr. 26. Volba časových konstant určuje do značné míry šířku pásma smyčky ω_p a spolu s $|F(j\omega)|$ závisí pro danou aplikaci na všech dalších parametrech K_d , K_o , ΔF a N . Existuje řada rozborů vedoucích k víceméně optimálnímu výpočtu časových konstant a následným výpočtům hodnot obvodových prvků. Právě zde se však nejvíc uplatňují počítačové simulace, které dovolují zahrnout do výpočtu linearizovaného modelu prakticky všechny podstatné okolnosti, obr. 28. Uvedené simulace odpovídají konfiguracím smyčkového filtru podle obr. 27. Je třeba si uvědomit, že i když původní návrh počítá s filtrem 1. nebo 2. řádu, odpovídá uvedená topologie řádu 4. Do výpočtu musíme zahrnout i oddělovací obvody VCO, i když jejich časové konstanty jsou relativně malé.



Přirozená frekvence (teorie servomechanismů)

$$\omega_n = \sqrt{K/\tau_1}$$

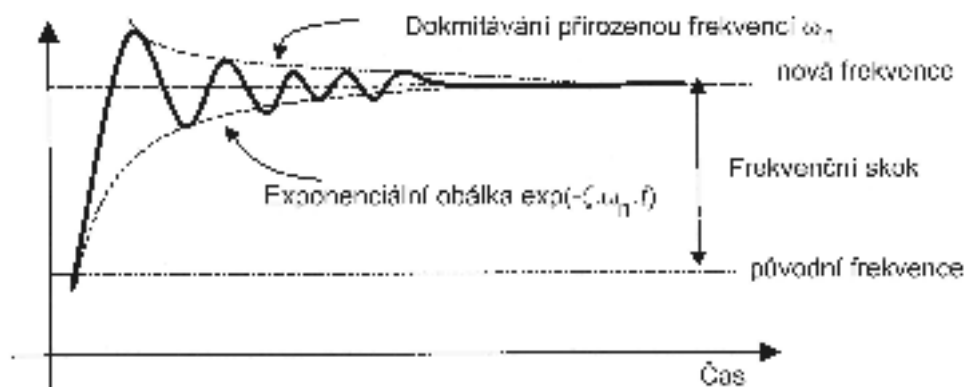
$$\omega_n = \sqrt{K/\tau_1},$$

a tlumení

$$\zeta = \frac{\omega_n}{2} \frac{1}{K} = \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{K\tau_1}} = \frac{1}{2} \frac{1}{\omega_n \tau_1}.$$

$$\zeta = \frac{\omega_n}{2} \left(\tau_2 + \frac{1}{K} \right).$$

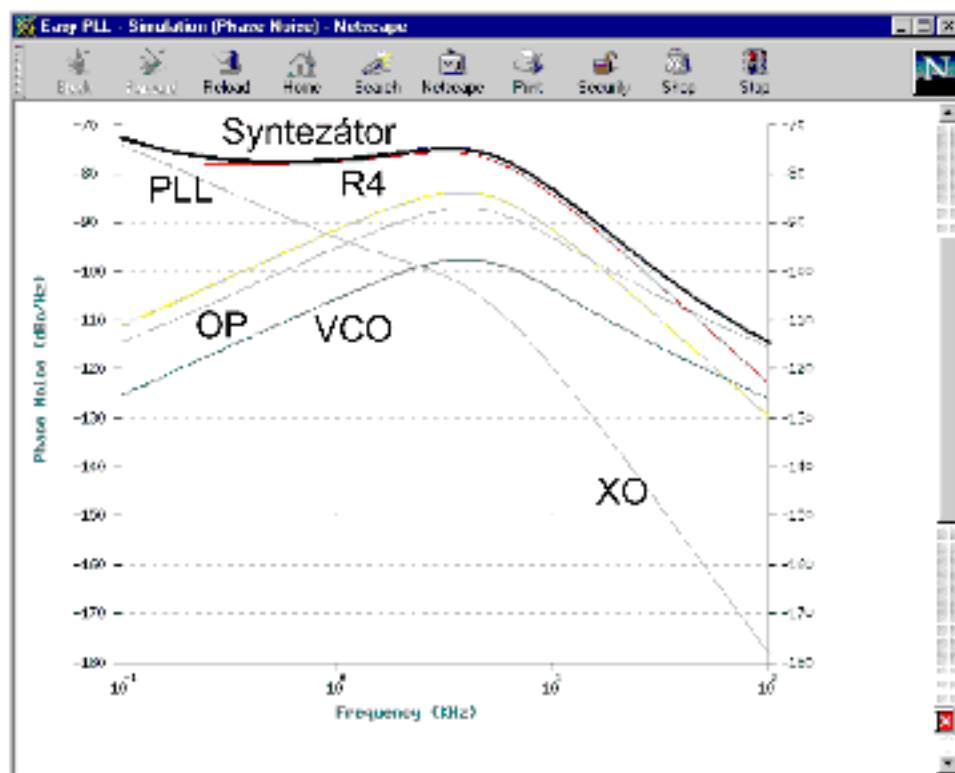
Obr. 25. Dva nejjednodušší typy filtrů fázových závěsů 2. řádu. **a)** Jednoduchý RC filtr, **b)** poměrový RC filtr



Obr. 26. Přechodový jev při přepnutí fázového závěsu z jedné frekvence na druhou



Obr. 27. Typické konfigurace filtrů fázového závěsu (pasivní a aktivní)

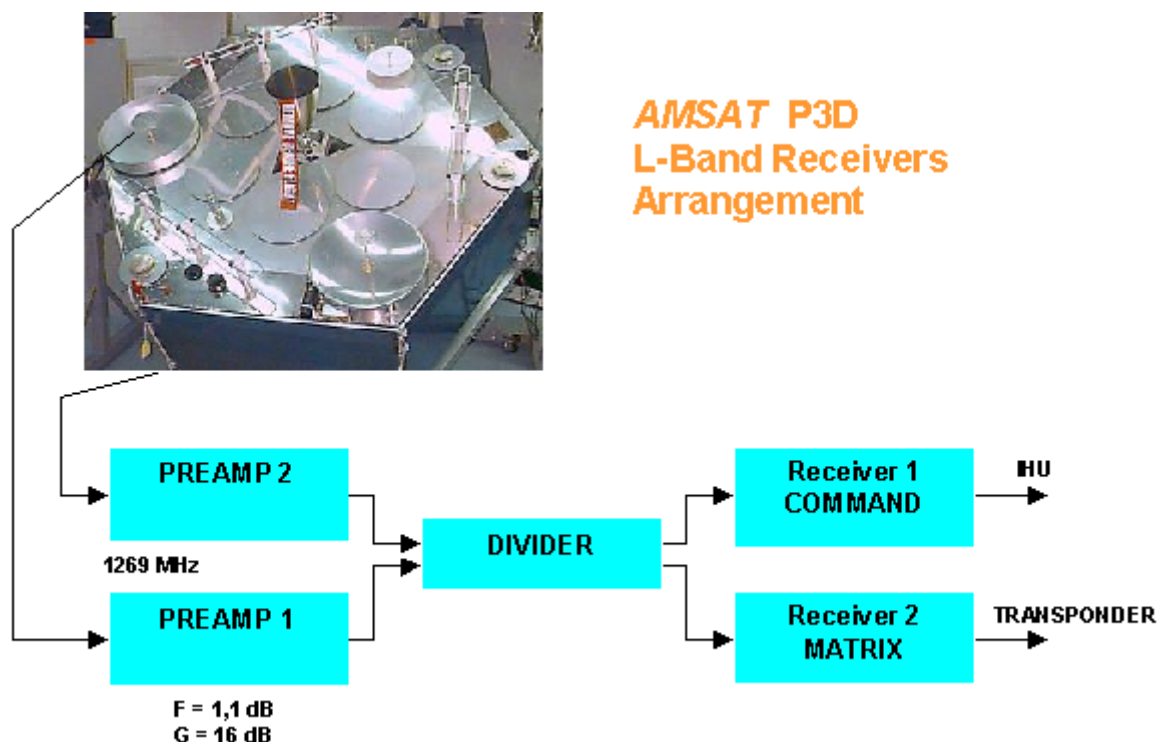


Obr. 28. Simulace fázového šumu syntezátoru s vyznačeným vlivem jednotlivých komponent

5 EXPERIMENTÁLNÍ DRUŽICE

5.1 Družice Phase 3D

V listopadu roku 2000 vypustila mezinárodní organizace AMSAT experimentální družici Phase 3D. Družice o hmotnosti 600 kg byla vynesena na oběžnou dráhu (GTO) raketou ARIANE 5 ze základny evropské kosmické agentury ESA v Kouru ve Francouzské Guyaně.

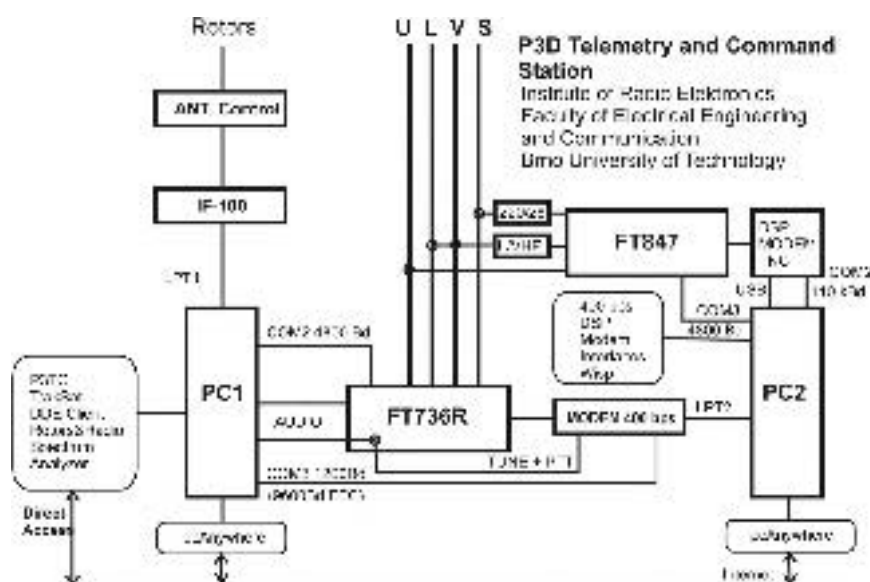
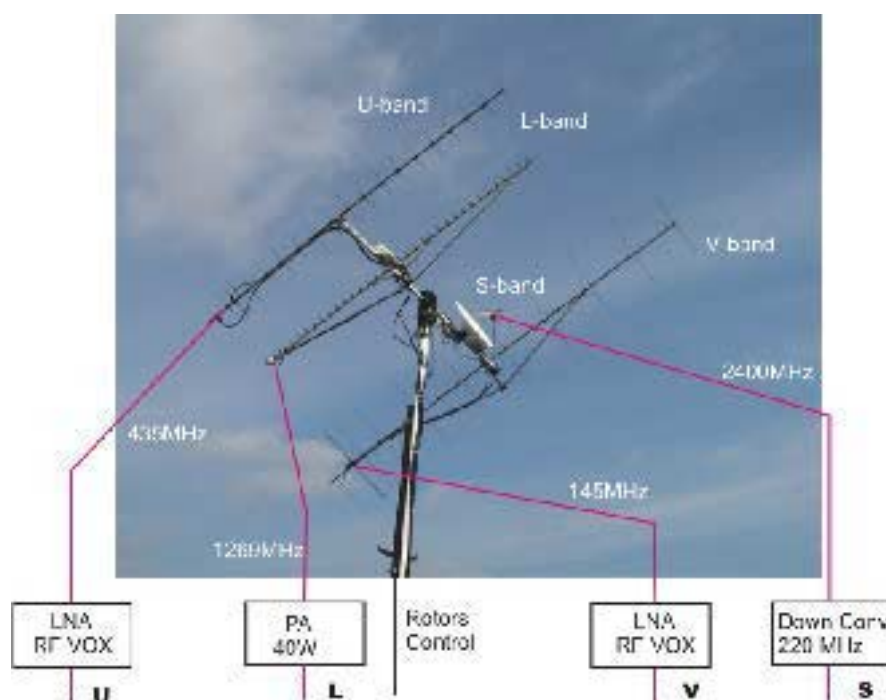


Obr. 29. Družice AMSAT Phase 3D se znázorněnou konfigurací přijímačů pro pásmo L

Na projektu družice Phase 3D participovala pracoviště ze třinácti zemí pod vedením prof. K. Meinzera z Univerzity v Marburgu. Družice nese zařízení pro několik zajímavých experimentů: maticový transpondér, možnost stabilizace polohy spinem i ve třech osách, gyroskopy s magnetickými ložisky, dvě barevné kamery, plazmový motor, GPS (experiment NASA), laser pro optickou komunikaci a další. Ústav radioelektroniky FEKT VUT v Brně vyvinul a realizoval pro tuto družici dva přijímače pracující v pásmu L, z nichž jeden je hlavní přijímač pro povelování družice a druhý pro maticový transpondér [12] (obr. 29). Autor tohoto pojednání se zúčastnil jak integrace družice v laboratořích AMSAT v Orlandu (USA), tak předstartovních zkoušek družice v Kourou (Francouzská Guyana).

5.2 Telemetrická a povelovací stanice

V roce 2003 byl dokončen vývoj základního vybavení telemetrické a povelovací stanice Ústavu radioelektroniky VUT určené pro družice na vysokých eliptických (HEO) a nízkých kruhových orbitách (LEO). Zařízení stanice sestává z anténního systému umožňujícího automatické sledování družice, soustavy přijímačů a vysílačů, nízkošumových zesilovačů, frekvenčních



Obr. 30. Telemetrická a povelovací stanice Ústavu radioelektroniky VUT v Brně

konvertorů a výkonových zesilovačů, modemů a terminálových řadičů. Frekvenční stabilita mikrovlnných konvertorů umístěných ve venkovním prostředí je zajištěna frekvenčním normálem GPS. Všechna tato zařízení jsou řízena dvěma servery, pro něž bylo na našem pracovišti vytvořeno rozsáhlé programové vybavení, obr. 30.

Povelovací stanice pro družici Phase 3D jsou rozmístěny v USA, SRN, Velké Británii, Austrálii, Novém Zélandě a v České republice. Exkluzivita VUT v Brně spočívá v tom, že naše stanice je jako jediná plně automatická a umožňuje rovněž vzdálený přístup pomocí Internetu. Poprvé byla tato myšlenka a její postupná realizace představena v pracích [13] a [14].

Tímto vzdáleným přístupem je také naše stanice často využívána k akvizici telemetrických dat a povelování družice, především ze Spojených států a Austrálie. Pro družici na dráze HEO je taková možnost velmi výhodná. Stanice pracuje nepřetržitě, denně je prováděna v automatickém režimu akvizice telemetrických dat, která jsou následně odesílána do centrálního archivu AMSAT. Data jsou rovněž zpracovávána na našem pracovišti pomocí vlastního vyvinutého software pro velký objem dat, umožňující provádět dlouhodobé vědecko výzkumné studie [15]. V roce 2004 došlo na družici k poruše v napájecím systému, povelovací stanice je nadále v provozu a účastní se její regenerace.

V rámci tohoto projektu jsou řešeny také některé moderní metody zpracování signálu s nízkými poměry E_b/N_0 a signálu s poškozeními, které se vyskytují právě v satelitní komunikaci (Dopplerův posuv signálu, periodický únik apod.). Byl navržen, vyvinut a realizován koncept digitálního rádia založeného na přímém vzorkování mezifrekvenčního signálu (desítky MHz) a následném zpracování v digitálním kvadrurním tuneru s digitální Costasovou smyčkou [16]. Přijímač je v současnosti testován a postupně je implementován software pro ekvalizaci a demulaci signálů BPSK a GMSK.

Byl vyvinut také terminálový řadič pro paketovou komunikaci s 16bitovým procesorem a rozhraním USB. Tento řadič byl již úspěšně ověřen ve spojení s externími modemy. Nyní je vyvíjen univerzální DSP modem. Podařilo se nalézt originální algoritmus pro realizaci Gaussovské filtrace [17].

5.3 Projekt PCSAT2

V průběhu roku 2002 jsme byli požádáni pracovníky Satelitní laboratoře americké Námořní akademie (US Naval Academy – Satellite Laboratory) o spolupráci na vývoji transpondéru pro úzkopásmovou víceuživatelskou datovou komunikaci s extrémně dobrou spektrální účinností.



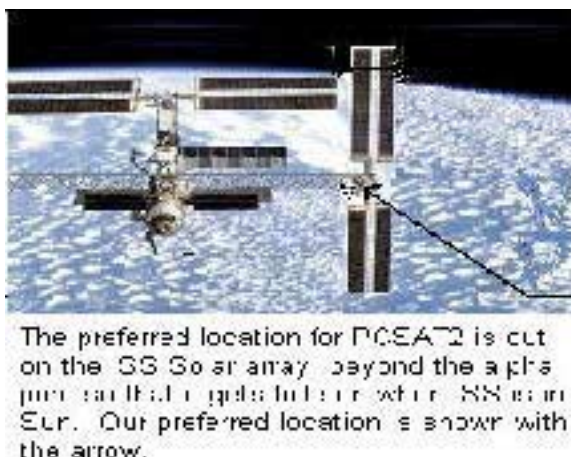
Obr. 31. Přijímač satelitního transpondéru PCSAT2 vyvinutý na VUT v Brně pro US Naval Academy

Cílem je ověřit možnost družicové komunikace typu „keyboard to keyboard“. Pro tuto komunikaci byl navržen transpondér s přenosovou rychlostí 31,5 Bd, přičemž uplink bude pracovat s celkovou šířkou pásma 3 kHz, modulací BPSK nebo QPSK a downlink v pásmu UHF s modulací FM [18]. V kanálu s šířkou 3 kHz tak bude moci pracovat současně až 20 uživatelů. Hlavním problémem takové komunikace je Dopplerův posuv kmitočtu komplikující synchronizaci nosné. Na straně downlinku je proto použita modulace FM a pro uplink byla zvolena extrémně nízká frekvence 29 MHz. Byli jsme požádáni, abychom na základě smlouvy o spolupráci vyvinuli pro tento transpondér přijímač odpovídajících parametrů.

Přijímač byl v naší laboratoři vyvinut [19] a jeho letový exemplář zaslán v roce 2003 do USA (obr. 31). Bylo dosaženo velmi dobrých parametrů z hlediska citlivosti ($0,14 \mu\text{V}$ pro 10 dB (S+N)/N), dynamiky (> 60 dB) a spotřeby elektrické energie (65 mW). Po náročných zkouškách byl přijímač vestavěn spolu s dalšími částmi transpondéru PCSAT2 do zařízení PEC (Passive Experiment Container) pro měření radiální expozice testovaných elektronických prvků (především solárních fotovoltaických článků). Transpondér je součástí telemetrické a povelovací jednotky USNA (obr. 32). Celé zařízení je v současnosti již dopraveno na mezinárodní kosmickou stanici ISS raketoplánem Discovery (červenec 2005). Předpokládáme, že na ISS bude v činnosti jeden rok (obr. 33).



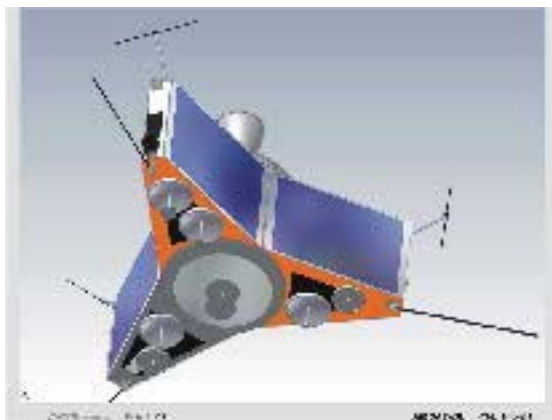
Obr. 32. Zařízení PEC s telemetrickým a povelovacím systémem USNA



Obr. 33. Mezinárodní kosmická stanice ISS a předpokládané umístění transpondéru PCSAT2

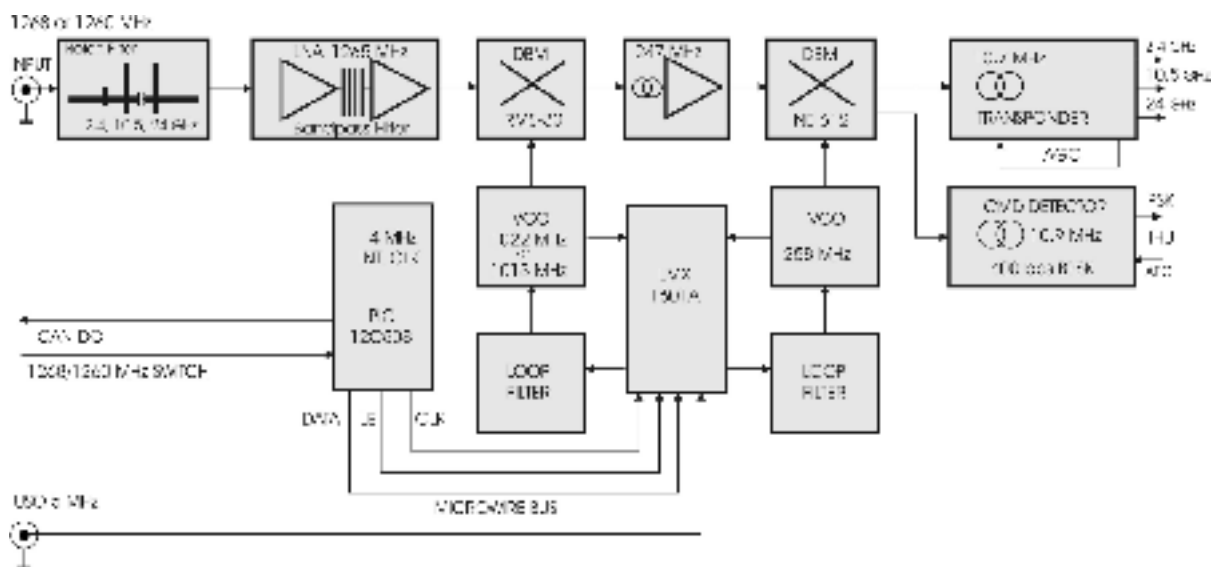
5.4 Současné projekty laboratoře experimentálních družic

Telemetrická a povelovací stanice Ústavu radioelektroniky VUT bude rozšířena o parabolickou anténu ($\varnothing 3\text{m}$, $f/d = 0,4$) s přesným otáčením v azimutu i elevaci (přesnost bude pod $0,5^\circ$ v obou rovinách). Vyvíjíme odpovídající ozařovače pro pásma L, S a X a odpovídající nízkošumové vstupní zesilovače a filtry, před dokončením je elektronický přijímací systém pro pásmo Ka (24 GHz). Do systému bude zařazen zmíněný digitální přijímač. Všechny opěrné frekvence přitom budou odvozeny od kmitočtového normálu GPS tak, abychom byli schopni provádět koherentní ranging. Nově budou rovněž studovány vlivy fázových šumů na tato měření, zvláště s ohledem na pomalý přenos pseudo-náhodných sekvencí.



Obr. 34. Model družice Phase 3E

V rámci organizace AMSAT pracujeme v současnosti na projektu experimentální družice Phase 3E, obr. 34. Tato družice se bude pohybovat opět na dráze HEO se sklonem 60°. Ve srovnání s družicí Phase 3D bude menší a jejím hlavním posláním bude ověřit povelování a ranging za extrémních podmínek, tj. ověření námi vyvinuté technologie pro následující misi P5A k Marsu. Pro družici P3E vyvíjíme přijímač v pásmu L a povelovací modul na novém principu, neboť obnovení nosné a demodulace BPSK signálu bude prováděna technologií DSP přímo v palubním počítači družice. Blokové schéma navrženého palubního přijímače s dvojí frekvenční syntézou PLL [20] je uvedeno na obr. 35.



Obr. 35. Blokové schéma přijímače družice Phase 3E

$$f_{01} = 1,022 \text{ GHz}$$

$$\Delta F_1 = 1 \text{ MHz}$$

$$N_1 = 1022$$

$$R_1 = 5$$

$$73,3 \text{ dBc/Hz @ 1-10 kHz}$$

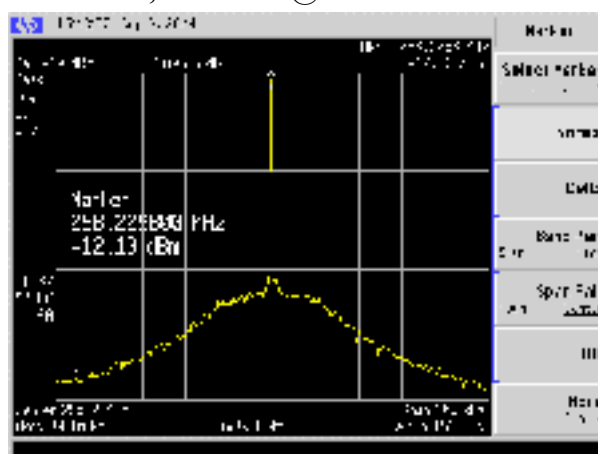
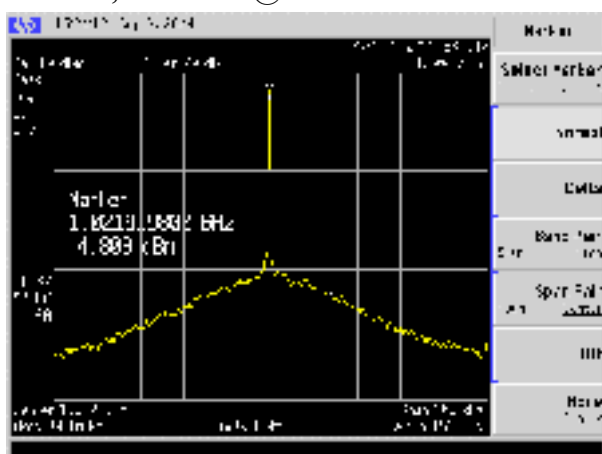
$$f_{02} = 258,250 \text{ MHz}$$

$$\Delta F_2 = 250 \text{ kHz}$$

$$N_2 = 1033$$

$$R_2 = 20$$

$$81,3 \text{ dBc/Hz @ 1-10 kHz}$$



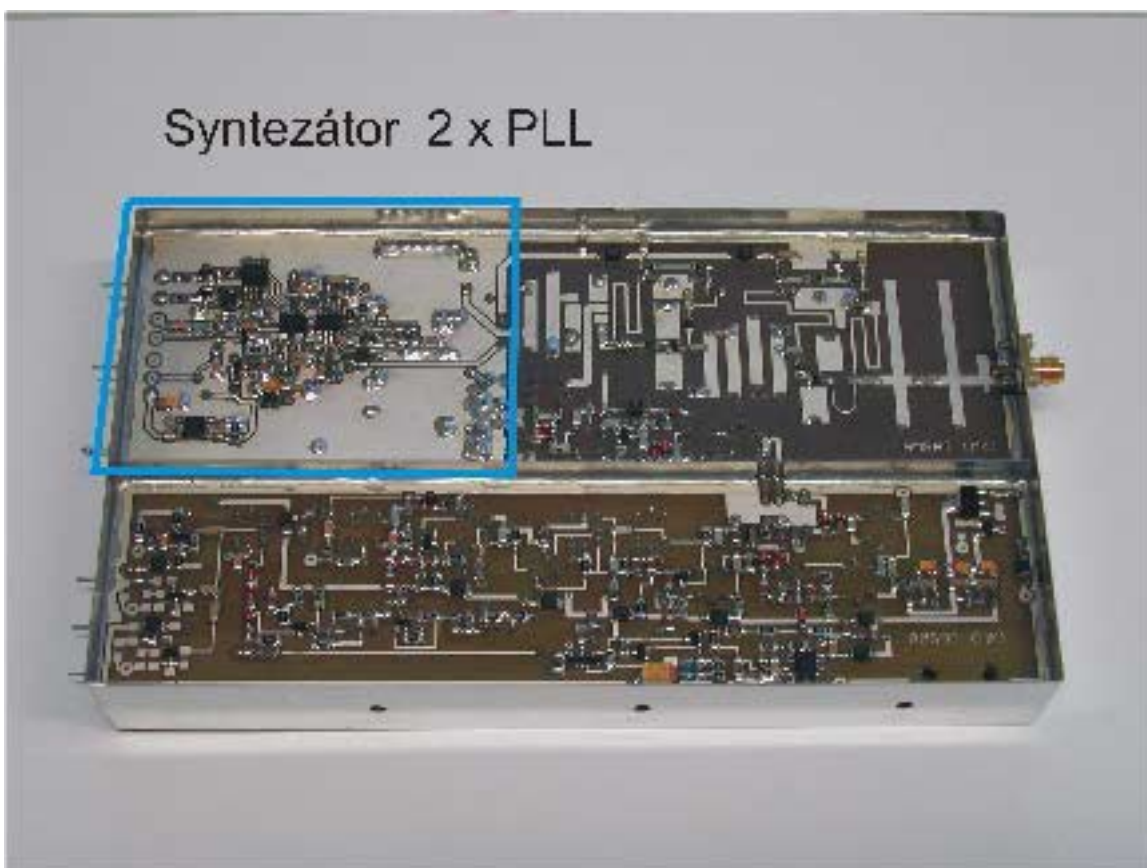
Obr. 36. Spektrogramy obou lokálních oscilátorů družicového přijímače pracujícího na frekvenci 1,26 GHz



Obr. 37. *TV zkouška prototypu syntezátoru*



Obr. 38. *Přípravek pro zkoušku radiační odolnosti PIC*



Obr. 39. *Letový exemplář družicového přijímače pro pásmo 1,26 GHz*

Frekvenční syntéza obou lokálních oscilátorů umožní přijímač synchronizovat k ultrastabilnímu oscilátoru 5 MHz, jenž bude jako frekvenční standard na palubě družice. Tím bude možné využít signály uplinku v pásmu L pro následné zpracování koherentními metodami. Frekvenční syntezátor umožní také dálkové přeladění přijímače. Na obr. 36 jsou výsledné spektrogramy obou generovaných signálů včetně dosažených parametrů.

Palubní elektroniku družic je však třeba navrhovat i z hlediska dalších požadavků. Vzhledem k příkonu mikrovlnného VCO (260 mW) bylo nutné zabývat se odvodem tepla z jeho okolí

tak, aby byla snížena provozní teplota syntezátoru ve vakuu. Prováděli jsme proto tepelně vakuové zkoušky na prototypu syntezátoru, obr. 37, a hledali vhodnou cestu pro odvod tepla. Syntezátor je řízen mikropočítačem PIC12C508A vyrobeným technologií CMOS. Protože tyto prvky jsou obecně choulostivé na radiační poškození, vyrobili jsme přípravek pro deset kusů procesorů, obr. 38, a procesory exponovali nejprve gama zářením (Charlottesville, USA) a následně protony s vysokou energií (Cern, Švýcarsko). Zatímco vůči gama záření se zvolené procesory jeví jako velmi odolné (všechny procesory pracovaly ještě při integrované dávce 80 krads), odolnost vůči vysokoenergetickým protonům se ukázala pro dlouhodobou činnost v kosmu nedostatečná. Procesor v letovém exempláři přijímače, který je na obr. 39, bude proto stíněn z obou stran tantalovými fóliemi.

6 ZÁVĚR

Generace a zpracování vysokofrekvenčních signálů tvoří základ rádiové komunikace. V předloženém pojednání jsme se pokusili shrnout základní teorii přímých číslicových syntezátorů a syntezátorů s fázovým závěsem a programovatelným děličem ve zpětnovazební větvi. Ukázali jsme, jak lze v současnosti takové syntezátory řešit a jaké lze očekávat parametry především z hlediska spektrálních vlastností generovaných signálů. Uvedené poznatky jsme získali a aplikovali je při realizaci několika projektů z oblasti experimentální družicové komunikace. Právě zde spatřuje autor svůj přínos rozvoji oboru.

Realizace dálkově ovládané telemetrické a povelovací družicové stanice na VUT v Brně, která byla prvně použita pro družici Phase 3D, prokázala, že současná technologie dovoluje realizaci propojeného terestrického segmentu satelitní sítě na více kontinentech i neprofitním organizacím, jako jsou univerzitní pracoviště a AMSAT. Zvláště pro meziplanetární mise je to nezbytný předpoklad. Vyvinutou technologii lze použít v podobných projektech.

Navrženou úzkopásmovou satelitní komunikaci bude možné ověřit a zhodnotit až po uvedení transpondéru do činnosti na mezinárodní kosmické stanici ISS. V současnosti máme v naší laboratoři v provozu model tohoto transpondéru, který funguje dle očekávání. Dosud se však nepodařilo uspokojivě modelovat Dopplerův posuv odpovídající dráze LEO, neboť nejmenší kmitočtový krok (10 Hz) se ukazuje jako příliš velký pro spolehlivou synchronizaci demodulačního systému DSP pracujícího s šířkou pásma 60 Hz. Ve skutečnosti bude změna frekvence vlivem Dopplerova posuvu spojitá.

V současnosti vyvíjený přijímač pro družici Phase 3E založený na frekvenční syntéze představuje kvalitativní pokrok umožňující zcela nové aplikace v exploataci družice. V této souvislosti na některých nových aplikacích pracujeme.

Všechny tyto projekty jsou realizovány v široké mezinárodní spolupráci s velmi kritickou neformální oponenturou. Lze oprávněně říci, že uvedenými aktivitami a kvalitními výsledky se VUT v Brně zařadilo po bok předním univerzitám, s nimiž úspěšně participuje na vesmírném výzkumném programu. Množství mezinárodních odezev na výsledky práce naší laboratoře jsou toho důkazem.

Literatura

- [1] ROHDE, U. L.: *Digital PLL Frequency Synthesizers – Theory and Design*. Prentice-Hall International, Inc., London 1983, p. 494
- [2] National Semiconductors: <http://www.national.com/>
- [3] BANERJEE, D.: *PLL Performance, Simulation and Design*. National Semiconductors, 3rd Edition 2003
- [4] KASAL, M.: *Design Details of L-Band Satellite Receiver*. In.: Proceedings of International Travelling Summer School on Microwaves and Lightwaves 2004, Brno, July 2004, pp. 289–300
- [5] KROUPA, V. F.: *Teorie fázových závěsů a jejich aplikace v elektronice*. Academia, Praha 1995
- [6] KROUPA, V. F.: *Phase Lock Loops and Frequency Synthesis*. John Wiley & Sons Ltd, Chichester, 2003
- [7] KROUPA, V. F. ed: *Direct Digital Frequency Synthesizers*. IEEE Press, New York, 1999
- [8] ŠEBESTA, J.: *Lokální oscilátor s přímým číslicovým syntezátorem pro konvertor 2400/229 MHz*. Technická zpráva ÚREL FEKT VUT v Brně, 2004
- [9] ŠEBESTA, J. – KASAL, M.: *Digital Costas Loop Application in FSK Demodulator*. In: *10th Aachen Symposium on Signal Theory – Algorithms and Software for Mobile Communications*. ASST 2001. Aachen, SRN, 2001, pp. 435–438
- [10] ALLAN, D. W.: *Statistics of Atomic Frequency Standard*. In Proceedings of the IEEE, 54, No. 2, 221–231, 1966. (BIN: 7)
- [11] ALLAN, D. W.: *Time and Frequency (Time-Domain) Characterization, Estimation, and Prediction of Precision Clocks and Oscillators*. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, UFFC-34, 647–654, 1987
- [12] KASAL, M. – ŠEBESTA, J.: *Experimental Satellite Phase 3D before Launch*. Radioengineering, vol. 8, no. 1, 1999, p.19–22
- [13] KASAL, M. – ŠEBESTA, J.: *Experimental Satellite Phase 3D and Activities of IREL in the AMSAT Space Programme*. In Proc. of the 11th International Conference RADIOELEKTRONIKA 2001, Brno, May 10–11, 2001, p. I-1 I-6 (invited paper)
- [14] KASAL, M.: *Remote Controlled P3D Ground Station*. In Proceedings of the AMSAT-DL International Satellite Workshop 2001, Marburg November 23–25, 2001
- [15] KASAL, M.: *Remote Controlled Satellite Ground Station*. In Proceedings of the 2nd RAST Conference, Istanbul, June 9–11, 2005
- [16] ŠEBESTA, J.: *Digitální detekce družicových PSK signálů se spojeným odhadem fáze a časování symbolů*. Disertační práce FEKT VUT v Brně, 2005
- [17] ŠEBESTA, J. – KASAL, M.: *Fast GMSK modulation in DSP*. In Proceedings of the 17th International Conference on Applied Electromagnetics and Communications ICECom 2003. KoREMA, Zagreb, Croatia. p. 120–122

- [18] BRUNINGA, R. – MARTINEZ, P. – KASAL, M.: *PSK-31 Linear/FM Satellite Transponder*. <http://web.usna.navy.mil/~bruninga/psk31uplink.html>, Nov 27, 2002
- [19] KASAL, M. – KUTÍN, P. – ZAMAZAL, M.: *PSK Slow Rate Data Transmission in Satellite Communication*. In Proceedings of the 17th International Conference on Applied Electromagnetics and Communications ICECom 2003. Croatia, 2003, p. 22–25
- [20] KASAL, M.: *Design Details of L-Band Satellite Receiver*. In: Proceedings of the 14th International Travelling Summer School on Microwaves and Lightwaves ITSS 2004. Brno: Dept. of Radio Electronics, Faculty of Electrical Engineering and Communication, Brno University of Technology, 2004, pp. 289–300

Abstract

The paper describes the latest development in the area of frequency synthesis in communication systems and some of its applications in our experimental satellites projects.

First, the basic theory of Direct Digital Frequency Synthesis (DDFS) is introduced, and the signal spectrum property in terms of number of bits generated by the phase accumulator, the memory unit, and the digital-to-analog converter is discussed.

Second, the Phase Lock Loop (PLL) based synthesizer is described in both time and frequency domains. The spectral properties of these synthesizers in broad frequency range as well as in narrow band around the carrier have been studied. Phase noise of the generated signal and its relationship with the Allan variance measurement in time domain are described, followed by the determination of the Allan variance for our GPS frequency standard from the measured phase noise characteristics. The microwave synthesizer design has been taken into account while deriving the modern solution of component functional blocks of PLL systems.

The major activities of our laboratory in the field of experimental satellites are described. The design of L-band receivers for AMSAT Phase 3D satellite, and remote controlled telemetry and command station for satellites on high elliptical orbit and low Earth orbit are introduced. The PCSAT 2 project, designed and currently realized on the International Space Station in cooperation with the US Naval Academy is also described. The AMSAT Phase 3E satellite has been our latest project. We have designed and developed the L-band communication receiver with dual PLL synthesizer including the command detector module as well as the backup 5 MHz PLL oscillator. All the frequencies are synchronized with the on-board Ultra Stable Oscillator and can work close to the coherent mode.

In 2004, the author was awarded the Prize for Engineering Performance by the Rector of BUT for this contribution and the Siemens Prize for Research together with his colleagues.