

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A INFORMATIKY
ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

Ing. Karel Daněk

**EFEKTIVNÍ VYUŽITÍ RÁDIOVÉHO
KANÁLU PRO PŘENOS DAT**

**EFFICIENT USE OF RADIO CHANNEL
FOR DATA TRANSFER**

Teze disertační práce

Studijní obor: Elektronika, měřicí a sdělovací technika
Školitel: Ing. Ivo Herman, CSc.
Oponenti: Prof. Ing. Andrej Lúč, CSc.
Doc. Ing. Václav Žalud, CSc.
Datum obhajoby: 25. 4. 2001

Brno 2001

© 2001 K. Daněk

ISBN 80-214-1882-6

ISSN 1213-4198

OBSAH

1	ABSTRACT	5
1.1	Motives	5
1.2	Defining the term „communication effectivity“	6
1.3	Aim of the dissertation	6
1.4	Conclusion	7
2	ÚVOD	9
2.1	Motivace	9
2.2	Vymezení pojmu komunikační efektivita	10
2.3	Cíl práce	11
3	EXPERIMENTÁLNÍ SOFTWAREVÝ DIGITÁLNÍ TRANSCEIVER	12
3.1	Úvod	12
3.2	Nová hlediska v návrhu softwarového digitálního přijímače	12
3.3	Adaptivní potlačování interferencí	13
3.3.1	<i>Kmitočtový plán experimentálního softwarového digitálního transceiveru</i>	14
3.3.2	<i>Časovací jitter vzorkovacího generátoru</i>	19
3.3.3	<i>Fázový šum DDS</i>	20
4	EXPERIMENTÁLNÍ VÝSLEDKY	21
5	ZÁVĚR	25
6	LITERATURA	27
	ŽIVOTOPIS	28

1 ABSTRACT

1.1 Motives

Rapid progress of mobile wireless communication services as it took place during the last years implies a momentum aiming at a substantial increase of requirements for an efficient use of mobile radio channels. Quite a simple consideration of the limited number of usable radio channels suited for mobile applications because of their appropriate physical properties on the one side, and of the striking increase in the number of installed radio communication devices on the second one, disembogues in conclusions alarming enough. The frequency spectrum is to be held as a nature resource whose small part, not substitutable from the point of view of mobile communication services might get very quickly exhausted, if inadequately approached in the administration of frequency allotments. A communication device using the allotted radio channels efficiently is therefore an indispensable requisite for prospective extensions of the existing communication systems. In the dissertation submitted here, I focus my attention on the proposal, development and realisation of such a device, using software radio technology and designed for use in mobile radio packet networks. In my view, it is useful to relate the problem as it is being studied, to a concrete application, in order to get the possibility of comparing some factual parameters of the new original solution, with the up-to-now existing state. One of the relatively ambitious aims of the present dissertation is namely to find out, to which apparent practical results will lead the implementation of the digitising process into the structure of a receiver which complies with the European standard and is using effectively its given radio channel – all of this paralleled with a comparable analog device in the domain of the proposed design of the receiver.

An important communication task to be urgently solved e.g. in systems with distributed automation, in telemetrical and terminal systems, is the transfer of telemetrical and commanding data between stable and movable terminals with a maximum possible speed of their delivery. There are lots of applications in the domains of water-, gas- and heat- producing and supplying plants, and electric power distribution systems, which use the packet data transfer. The circuit oriented systems, such as a modern system of the last generation – GSM, do not allow an effective solution of this task. Explainingly: when transferring short information blocks whose duration is in the order of some dozen milliseconds, the effectivity of the data transfer gets degraded mainly because of the basic time overhead taking up to seconds for establishing the circuit, which is an unequivocally non-productive time when evaluated from the point of view of communication effectivity. In many communication protocols used mainly in the domain of distributed automation, this fact emanates as an unsurpassable obstacle for applying the circuit oriented systems, and data transfer by means of a packet switching thus becomes the most effective one from the point of view of communication – moreover, it becomes the only practically achievable solution, if high claims to the response speed of the regulated

system are implied.

1.2 Defining the term communication effectivity

When evaluating the communication effectivity of the radio part of the radiomodem, I have paid attention, at first, to the achievement of an optimum modulation speed of the device under study. I have described several separate aspects of this approach in [6]. I was about to use it as a starting point in the proposal of an experimental transceiver, too, but results of statistical monitoring of wide radio packet switching nets MORSE have led me to change the evaluation criterion. It became clear that in the factual run of a vast radio data net and in the contemporary communication arena, the basic prerequisite for effective communication consists in the dynamic parameters of the respective set. Moreover, those parameters fundamentally influence the proposal of any radio communication set – that’s why I focus attention on them in the submitted dissertation. A causal analysis of the increased error rate degradation of some radio connections has unambiguously proven that in the overwhelming majority of cases, results of the degrading effect of electromagnetic interference appear to be in play here.

1.3 Aim of the dissertation

The purpose of this work is the development and realisation of an experimental software digital transceiver – an original application of the software radio technology – on the basis of whose construction and the therefrom collected knowledge, it will be possible to design a radio modem, exploiting effectively its radio channel in the radio packet switching nets.

The purpose of this work may be divided in the following way:

- projecting design and construction of the radio part of a radiomodem for the packet data transfer, respecting the communication effectivity (cf. “Defining the term communication effectivity”) of the technologies of a software digital radio set
- proposal and realization of an original frequency schedule of the experimental software digital transceiver and of the adaptive interference canceler, elucidating the parameter of the spurious response rejection performance, being the dynamic parameter of the receiver, and the parameter of the spurious free dynamic range (parameter of the transmitter and of the local oscillator of the receiver)
- measurement and comparison of the observed dynamic parameters, achieved by means of the experimental software digital transceiver and by the transceiver of the radiomodem MR25
- an evaluation of the influence of the analog-to-digital converter and of the direct digital synthesizer (DDS) on the design of the experimental transceiver

(predominantly of its receiving section) in comparison with the comparable analog circuit solution

The technical specification of the device under consideration is compatible with the standard ETS300113, but a major part of the developmental process may be applied for the radio blocks of communication devices of other categories, too. In the present dissertation, only such methods used in the projection are quoted, which have a bearing on the parameters of the communication effectivity standing under discussion, and have not been generally published (up to now).

One of the substantial terms I have tried to respect when working on the apparatus design, is the condition of a reasonable realizability of the device to be developed from the points of view of its reproducibility, reliability and production costs.

1.4 Conclusion

Results of measurements have proven that construction of the experimental software digital transceiver complies with the modern high requirements on radio communication devices as specified in the European standard ETS300113. If we focus our attention on the dynamic range parameters, holding them for one of the principal factors which allow an efficient use of the radio channel as defined in the introduction, the proposed construction has excellent qualitative prerequisites to be applied in a modern radiomodem, where the requirement for an effective use of the radio channel plays a dominant role.

Although the values (as stated by measurement) of the individual followed dynamic parameters offer an optimistic picture, we have to take in account also the fact that the achievement of those parameters has been gained at the cost of the necessity of a hybrid circuit solution of the experimental software digital transceiver. Such a solution is, with regard to all required dynamic parameters, the only actually possible one at present. If we bear in mind the estimated prospective trend of development of the analog-to-digital and digital-to-analog converter technology, it may appear rather possible that any striking change in the structure of the experimental software digital transceiver will not appear even within the coming three years. Thus, the analog circuits of key importance influencing the dynamic parameters of the software digital transceiver, remain an input high performance low-noise amplifier, a high performance mixer with a low noise figure, and a preselective channel and anti-alias intermediate frequency filter in the path of the receiver, and a highly selective anti-alias filter and frequency multiplier in the path of the transmitter. The monolithic crystal filter as used in the path of the receiver as a preselective channel and anti-alias intermediate frequency filter, may, moreover, exert a negative influence on the phase response of the whole receiver. The fundamental purpose of any relevant proposal must therefore consist in making the requirements on the selectivity parameters of this filter as minimal as possible.

This requirement is effectively realised by the described, and in the experimental

software digital transceiver implemented, adaptive interference canceler. Its function results in minimising the requirements on the stop band attenuation of the discussed filter. Moreover, the described method decreases the requirements on electromagnetic shielding of the individual separate units of the receiver, allowing the removal of undesired interference, if caused by harmonics of strong unwanted signals, or by spurious signals in the local oscillator injection of the first analog receiver mixer. In the domain of narrowband applications, the effect of the method may be used, too, which enlarges the spurious free dynamic range of the receiver analog-to-digital converter output within the frame of the processed channel bandwidth. Differing in this point from the known dithering process as used mainly in wideband applications, this method does not cause any secondary signal-to-noise-ratio degradation. The method is not effective in cases of interference when the basic component of the spurious signal is on the nominal frequency of the receiver or on the nominal frequency of the adjacent channel. Moreover, comprehensibly enough, using software radio technology makes the implementation of adaptive signal processing also in other locations of the structure of the data receiver possible – typically so in modem circuits (e.g. adaptive equalisation could be used to deconvolve the effects of a communication channel). To be sure, the adaptive interference cancellation as realised by the above described method functions in relative closeness to the antenna connector of the receiver, thus principally removing the cause of the undesired interference, achieving this without any accidental distortion of the wanted signal.

By means of a relatively simple and compact method as used in the experimental construction for derivation of individual values of sampling and clock frequencies, a good compromise is achieved between the cost of the solution of the adaptive mechanism and its effectivity. Optimum effectivity may be gained e. g. by means of a process verified already in construction, when individual values of sampling and clock frequencies are synthesised by means of a phase lock loop and selected on the basis of simulation program results.

In this phase of projection, there remain unresolved question, which are related primarily to the final proposal of the frequency multiplier of the direct digital synthesiser; although the function circuit has been tested successfully, its disadvantage remains in its demanding adjustment. However, considering the rapid dynamics of the development of the direct digital synthesiser circuits, we may expect a substantial decrease of requirements on this unit. Unresolved remains, too, the question of the prospective mechanical construction of the device.

Concludingly, I beg to say that, as I see it, the main purposes and aims stated in the introduction to this dissertation have been met with.

2 ÚVOD

2.1 Motivace

Rapidní rozvoj mobilních bezdrátových komunikačních technologií v několika posledních letech znamená podstatné zvyšování nároků na efektivní využívání přidělených rádiových kanálů. Jednoduchá úvaha o limitovaném počtu disponibilních rádiových kanálů, vhodných pro mobilní aplikace pro svoje výhodné fyzikální vlastnosti na straně jedné, a o razantně rostoucím počtu instalací rádiových komunikačních zařízení na straně druhé, vede k dostatečně alarmujícím závěrům. Kmitočtové spektrum je nutné považovat za přírodní zdroj, jehož malá část, z hlediska mobilních komunikačních služeb nenahraditelná, je při nevhodném přístupu k přidělování kmitočtů velmi rychle vyčerpatelná. Komunikační zařízení, efektivně využívající přidělené rádiové kanály, je proto nutným předpokladem k perspektivnímu rozšiřování současných komunikačních systémů. V předkládané práci se zabývám návrhem, vývojem a realizací takového zařízení, využívajícího technologie softwarového rádia a určeného pro použití v mobilních rádiových paketových sítích. Podle mého názoru je užitečné vztáhnout studovanou problematiku ke konkrétní aplikaci kvůli možnosti srovnání konkrétních parametrů nového originálního řešení se stávajícím stavem. Jedním z poměrně ambiciózních cílů předkládané práce je totiž zjistit, jak se prakticky projeví implementace digitalizačního procesu do struktury přijímače, který vyhovuje evropskému standardu a efektivně využívá rádiový kanál – a to v porovnání se srovnatelným zařízením analogovým.

Významnou komunikační úlohou, kterou je nezbytné řešit například v systémech s distribuovanou automatizací nebo telemetrických a terminálových systémech, je přenos telemetrických a řídicích dat mezi pevnými i pohyblivými terminály s maximální možnou rychlostí jejich doručení. V oblasti vodárenství, plynárenství, teplárenství nebo distribuce elektřiny existuje mnoho aplikací, kde se využívá paketového přenosu dat. Okruhově orientované systémy, jako je moderní systém poslední generace GSM, neumožňují efektivně řešit tato zadání. Při přenosech krátkých bloků informace, trvajících řádově desítky milisekund, je totiž efektivita datového přenosu degradována hlavně principiální časovou režii až jednotek sekund pro vybudování okruhu, která je z hlediska hodnocení komunikační účinnosti jednoznačně neproduktivní dobou. Pro mnoho komunikačních protokolů, používaných právě převážně v oblasti distribuované automatizace, je tento fakt neřešitelnou překážkou v uplatnění okruhově orientovaných systémů a přenos dat paketovou komutací se tak stává komunikačně nejefektivnějším - a v případě vysokých nároků na rychlost odezvy regulovaného systému jediným prakticky možným řešením.

Rádiová síť, používající princip přepojování paketů, je v takových aplikacích velmi efektivní systém, přenášející malé bloky informace (pakety) od velkého počtu

účastníků s krátkou dobou doručení a právě posledně jmenovaná vlastnost jí předurčuje pro využití v diskutovaných zařízeních .

Jedním z představitelů rádiové sítě, fungující na principu přepojování paketů a optimalizované na efektivní využívání mobilního rádiového kanálu, je komunikační systém MORSE české firmy RACOM. Systém je provozován na frekvencích v pásmech 160, 300 a 400 MHz a používá poloduplexní radiomodemy MR25, vývoj jejichž rádiové části jsem řídil, s úzkopásmovou frekvenční dvou- a čtyřstavovou modulací a kanálovou roztečí 12.5, 20 a 25 kHz; pro vysílání i příjem datových paketů používají stejnou kanálovou frekvenci. Technické parametry radiomodemu MR25 jsou dány evropským standardem ETS300113, vztahujícím se na tuto kategorii zařízení. Vývojem rádiových komunikačních zařízení se ve firmě RACOM zabývám od roku 1991 a moji dosavadní činnost lze shrnout do pěti inženýrských projektů, jejichž cílem byl a je návrh převážně rádiové části komunikačních zařízení, které dávají dobré výchozí předpoklady pro efektivní využívání rádiového kanálu. Domnívám se totiž, že nezbytnou podmínkou pro konstrukci rádiového modemu, který má efektivně využívat přidělené kmitočtové spektrum, je použití rádiového datového přijímače a vysílače – tedy rádiového datového transceiveru - jejichž návrh respektuje požadavek komunikační efektivity od samého počátku. Nové možnosti v tomto směru zcela nepochybně přináší technologie softwarového rádia, která nemohla být v radiomodemu MR25 využita pro svoji tehdejší praktickou nedostupnost.

2.2 Vymezení pojmu komunikační efektivita

Pojem komunikační efektivita je obecný a mnoho parametrů zahrnující termín. Zařízení, na jejichž vývoj jsem se do dnešní doby soustředil, používají úzkopásmovou frekvenční modulaci, která umožňuje použití nelineárních koncových výkonových stupňů vysílače a tím dávají dobrý předpoklad k dosažení dobré celkové energetické účinnosti. Důležitá je možnost snadné implementace nekoherentní demodulace, kvůli v mobilních spojích časté situaci rychlého úniku. Dosažené výsledky navíc svědčí - vzhledem k tvaru kanálové masky, standardizovaný tvar spektrální obálky modulovaného signálu totiž klade vysoké nároky na fázovou linearitu procesu předmodulační filtrace kvůli potenciální možnosti vzniku nežádoucí úrovně intersymbolové interference - i o dobré spektrální účinnosti. Použitá modulační technika pak poskytuje výborné výchozí předpoklady pro dosažení požadované elektromagnetické kompatibility s fonickými mobilními komunikačními prostředky, se kterými popisované mobilní radiomodemy sdílejí frekvenční pásma. Radiodemem MR25 byl homologován v České republice v roce 1996 jako první rádiový modem, vyhovující evropskému standardu ETS300113 s rychlostí 21680bit/s a přepínací dobou mezi režimy příjmu a vysílání 2 ms. Dosažení této hodnoty modulační rychlosti bylo výsledkem postupů, jejichž princip byl uveřejněn v [6]. Nová a v předkládané práci studovaná experimentální konstrukce transceiveru, využívající technologii softwarového rádia, je navržena tak,

aby byla nastavitelná do provozního režimu kompatibilního s radiomodemem MR25.

Pro hodnocení komunikační efektivity rádiové části radiomodemu MR25 jsem se tedy věnoval nejprve optimalizaci modulační rychlosti. Toto kritérium jsem chtěl použít jako základní výchozí bod i při návrhu experimentálního transceiveru, ale výsledky statistik monitorování rozsáhlých rádiových sítí mě přiměly ke změně hodnotícího kritéria. Ukázalo se totiž, že v praktickém provozu rozsáhlé rádiové datové sítě a v současné komunikační aréně jsou základním výchozím předpokladem pro efektivní komunikaci dynamické parametry sledovaného zařízení. Tyto parametry navíc zásadním způsobem ovlivňují návrh rádiového komunikačního zařízení – proto se převážně na ně soustředím v předkládané práci. Při analýze příčin zvýšené chybovosti některých rádiových spojů se jednoznačně ukázalo, že se v naprosté většině případů jedná o výsledek degračního působení elektromagnetických interferencí.

2.3 Cíl práce

Cílem práce je vývoj a realizace experimentálního softwarového digitálního transceiveru – původní aplikace technologie softwarového rádia - na základě jehož konstrukce a získaných poznatků bude možné navrhnout rádiový modem efektivně využívající rádiový kanál v mobilních rádiových paketových sítích.

Cíl předkládané práce lze rozdělit na:

- Návrh a konstrukci rádiové části radiomodemu pro paketový přenos dat s ohledem na komunikační efektivitu (kapitola “Vymezení pojmu komunikační efektivita“) technologií softwarového rádia,
- návrh a realizaci původního kmitočtového plánu experimentálního softwarového digitálního transceiveru a adaptivního algoritmu, maximalizujícího parametr dynamického rozsahu bez nežádoucích příjmů (dynamický parametr přijímače) a parametr dynamického rozsahu bez nežádoucích signálů (parametr vysílače a lokálního oscilátoru přijímače),
- měření a porovnání sledovaných dynamických parametrů, dosažených experimentálním softwarovým digitálním transceiverem a transceiverem radiomodemu MR25,
- zhodnocení vlivu analogově-digitálního převodníku a přímého digitálního syntezátoru (DDS) na architekturu experimentálního transceiveru (převážně přijímací sekce), v porovnání se srovnatelným analogovým obvodovým řešením.

Technická specifikace studovaného zařízení je v souladu se standardem ETS300113 [8], ale většinu vývojových postupů lze použít i pro rádiové části komunikačních zařízení jiných kategorií. V předkládané práci jsou uváděny pouze ty

použité návrhové metody, které se týkají diskutovaných dynamických parametrů, ovlivňujících komunikační efektivitu, a které dosud nebyly souhrnně publikovány a aplikovány.

Jednou z podstatných podmínek, které jsem se snažil respektovat při vývojových pracích, je podmínka rozumné realizovatelnosti vyvíjeného zařízení z hlediska reprodukovatelnosti, spolehlivosti a výrobních nákladů.

3 EXPERIMENTÁLNÍ SOFTWAREVÝ DIGITÁLNÍ TRANSCEIVER

3.1 Úvod

Expanze technologií využívající digitální zpracování signálů do oblasti rádiových frekvencí, která byla doposud doménou analogových obvodů, technologicky umožnila konstrukci softwarového rádia – přijímače, který umožňuje programově konfigurovat přijímanou frekvenci, šířku zpracovávaného pásma a demodulační a dekódovací algoritmus. Analogové obvody směšovače, lokálního oscilátoru a soustředěné selektivity jsou realizovány jejich digitálními ekvivalenty a proto je podle mého názoru vhodnější takové zapojení nazývat softwarovým digitálním přijímačem. Současná úroveň komerčně využitelných technologií omezuje realizovatelnost konstrukce softwarového digitálního přijímače především v oblasti pracovních frekvencí a dynamického rozsahu. Experimentální softwarový digitální transceiver [7] proto používá technologii softwarového rádia až za prvním směšovačem přijímače (obr. 3.1).

3.2 Nová hlediska v návrhu softwarového digitálního přijímače

Při návrhu softwarového digitálního přijímače bylo nutné, ve srovnání s analogovým přijímačem, použít odlišného přístupu. Podstatné rozdíly při návrhu softwarového digitálního přijímače spočívají především v rozdílné koncepci šumového čísla a intercepčního bodu IP3 – zatímco u analogového přijímače jsou takto základním způsobem určeny hranice dynamického rozsahu, u softwarového digitálního přijímače se v případě šumového čísla jedná pouze o určení limity spodní hranice dynamického rozsahu a koncepce intercepčního bodu IP3 má zcela jiné pojetí. Návrh úrovnového diagramu analogového přijímače je exaktní záležitostí a rozložení jednotlivých bloků přijímacího řetězce z hlediska šumových čísel, požadavků na linearitu převodních charakteristik a výkonových zisků lze jednoznačně optimalizovat vzhledem k výsledným požadovaným dynamickým parametrům přijímače. Při návrhu softwarového digitálního přijímače je výchozím bodem návrhu použitý A/D převodník. Spodní hranice dynamického rozsahu převodníku je limitována jeho spodní hranicí dynamického rozsahu bez nežádoucích signálů, parametrem Spurious Free Dynamic Range, SFDR, který omezuje použitelný dynamický rozsah podstatně dříve, než úroveň kvantizačního šumu.

Parametr SFDR vykazuje poměrně veliký rozptyl a jeho měření je účelné provést až v navrhované konstrukci softwarového digitálního přijímače. Tak je možné sumárně posoudit, změřit a minimalizovat interferenční působení všech obvodů v přijímači, které degradují jeho dynamický rozsah, a při návrhu předřazeného analogového bloku uvažovat takto změřený SFDR za výchozí parametr.

Šumové číslo použitého A/D převodníku AD6600 ve studovaném zapojení, vypočítané metodou odlišnou od publikovaných postupů (např. [4]), a ověřené celkovým měřením experimentálního přijímače transceiveru, je přibližně 30dB; vstupní výkonová úroveň intercepčního bodu IP3 přijímače pak je asi 12dBm [5].

3.3 Adaptivní potlačování interferencí

Adaptivní potlačování interferencí tvoří důležitou kategorii v problematice adaptivního zpracování signálu, jejíž význam se zvyšuje úměrně rozvoji komunikačních technologií. Mnoho příkladů adaptivního potlačování interferencí, uvedených už v [11] a použitelných i v oblasti mobilních komunikací, indikuje perspektivu tohoto oboru. Intenzivní rozvoj technologie adaptivního potlačování interferencí pak nastal v souvislosti s vývojem takových systémů, jako je např. GSM. Specializované práce, řešící tuto problematiku [9][10], jsou v programu mnoha univerzit, protože mohou významně ovlivnit výkonnost poskytovaných komunikačních služeb. V předkládané práci je popisován původní mechanismus, jehož efekt ho řadí mezi algoritmy potlačování interferencí, i když je princip jeho funkce odlišný od publikovaných metod.

Hlavním impulzem k implementaci tohoto algoritmu do struktury experimentálního softwarového digitálního transceiveru bylo zvyšování jeho efektivity využívání mobilního rádiového kanálu. Technologie softwarového rádia, která je v experimentálním transceiveru implementována spolu s technologií přímé digitální syntézy, sebou totiž přináší také některé nežádoucí aspekty, které mohou v současném komunikačním prostředí degradovat výkonnost takto konstruovaných zařízení. Efekt algoritmu je pak demonstrován v 4. kapitole a zhodnocen v 5. kapitole.

Proto je popis navrženého algoritmu potlačování interferencí redukován pouze na oblast, která se týká možnosti realizace takového řešení a experimentálního ověřování jeho účinnosti. Modifikovat program v univerzálním digitálním signálovém procesoru je totiž možné kdykoliv. Na výkon univerzálního signálového procesoru přitom nejsou kladeny vysoké požadavky. Proto může současně se studovanou metodou v experimentálním transceiveru koexistovat například i adaptivní algoritmus, řešící v mobilních komunikacích častý degradační efekt vícecestného šíření a kanálového rušení [9][10].

Původní adaptivní algoritmus, použitý v experimentálním transceiveru, využívá k odstraňování nežádoucích interferencí možnosti změny frekvence vzorkovacího generátoru (pro A/D převodník experimentálního přijímače) a hodinového

generátoru (pro přímý digitální syntezátor, využívaný jako zdroj lokální injekce prvního analogového směšovače experimentálního přijímače a jako zdroj nosného signálu vysílače). Tak je umožněno potlačení nežádoucích interferencí, které jsou způsobeny:

- Harmonickými složkami (včetně základní) silných rušivých signálů, pronikajících až na vstup A/D převodníku přijímače experimentálního transceiveru,
- vlastními příjmy přijímače experimentálního transceiveru, které jsou způsobeny harmonickými složkami pomocných zdrojů frekvence v transceiveru a jejich nežádoucích frekvenčních kombinačních produktů,
- nežádoucími příjmy přijímače experimentálního transceiveru, způsobenými parazitními signály v injekci prvního analogového směšovače,
- a některými parazitními signály procesu digitalizace, zmenšujícími dynamický rozsah bez nežádoucích signálů vstupního přijímacího A/D převodníku.

Na straně vysílače experimentálního transceiveru pak může být v důsledku působení navrženého adaptivního potlačování interferencí zvýšen dynamický rozsah jeho výstupního signálu.

Princip, který je průběhu adaptace v experimentálním transceiveru využíván, je dán samotnou funkcí procesu podvzorkování (undersampling) a změnou velikosti Nyquistovy zóny (vstupního A/D převodníku přijímače a přímého digitálního syntezátoru). Kromě tohoto exaktně popsatelného jsou v adaptačním procesu využívány ještě další jevy, které jsou způsobeny převážně změnou vztahu mezi frekvencí vzorkovacího (u A/D převodníku) a digitalizovaného signálu, nebo mezi frekvencí taktovací (hodinovou u přímého digitálního syntezátoru) a výstupní.

Adaptační proces je v experimentálním transceiveru řízen na základě sledování úrovně a kvality výstupního signálu. Při využití experimentálního transceiveru jako rádiové části radiomodemu bude řízení adaptačního procesu spočívat v průběžném monitorování kvality neobsazeného rádiového kanálu na nominální frekvenci a ve vyhodnocování kvality demodulovaného datového signálu.

3.3.1 Kmitočtový plán experimentálního softwarového digitálního transceiveru

Kmitočtový plán experimentálního softwarového digitálního transceiveru má zásadní vliv na dynamické parametry jeho přijímací a vysílací části. V následující kapitole je proto kmitočtový plán přijímače stručně rozebrán. V experimentálním softwarovém digitálním transceiveru je použit původní kmitočtový plán, umožňující implementaci algoritmu adaptivního potlačování interferencí, které vede ke zvýšení odolnosti jeho přijímače vůči silným nežádoucím signálům a vlastním nežádoucím příjmům - a tím v konečném důsledku ke zvýšení jeho dynamického rozsahu.

Základní kmitočtové schéma na obr. 3.2 je realizováno s hodnotou vzorkovací frekvence 16.650MHz. Experimentální transceiver používá 4 hodnoty frekvencí vzorkování: 13.32, 16.65, 17.00 a 22.20MHz.

Výrazného snížení počtu nežádoucích interferencí lze efektivně dosáhnout použitím konfigurovatelných hodnot frekvencí vzorkovacího generátoru. Tento proces realizuje program, který simuluje proces podvzorkování (undersampling) a jehož výsledky jsou vizualizovány pro testované konfigurace frekvencí vzorkovacích generátorů na obr. 3.3. Výsledná, v simulačním programu použitá rovnice 3.3a, demonstruje koincidenci harmonické složky nežádoucího signálu a užitečného signálu v případě, že užitečný signál a harmonická složka nežádoucího signálu jsou oba v liché, nebo sudé Nyquistově zóně; rovnice 3.3b platí v případě, že jedna z odpovídajících frekvencí leží v sudé NZ a druhá v liché.

$$N_{NZ_spur} = \text{floor} \left(2 \cdot n \cdot \frac{f_{spur}}{f_{samp}} \right) \quad (3.1)$$

$$f_{spur_nharm1NZ_evenNZ} = n \cdot f_{spur} - N_{NZ_spur} \cdot \frac{f_{samp}}{2} \quad (3.2a)$$

$$f_{spur_nharm1NZ_oddNZ} = -n \cdot f_{spur} + (N_{NZ_spur} + 1) \cdot \frac{f_{samp}}{2} \quad (3.2b)$$

$$\left(-f_{if} + n \cdot f_{spur} \right) \cdot \frac{2}{f_{samp}} = -N_{NZ_if} + N_{NZ_spur} \quad (3.3a)$$

$$\left(f_{if} + n \cdot f_{spur} \right) \cdot \frac{2}{f_{samp}} = N_{NZ_if} + N_{NZ_spur} + 1 \quad (3.3b)$$

kde:

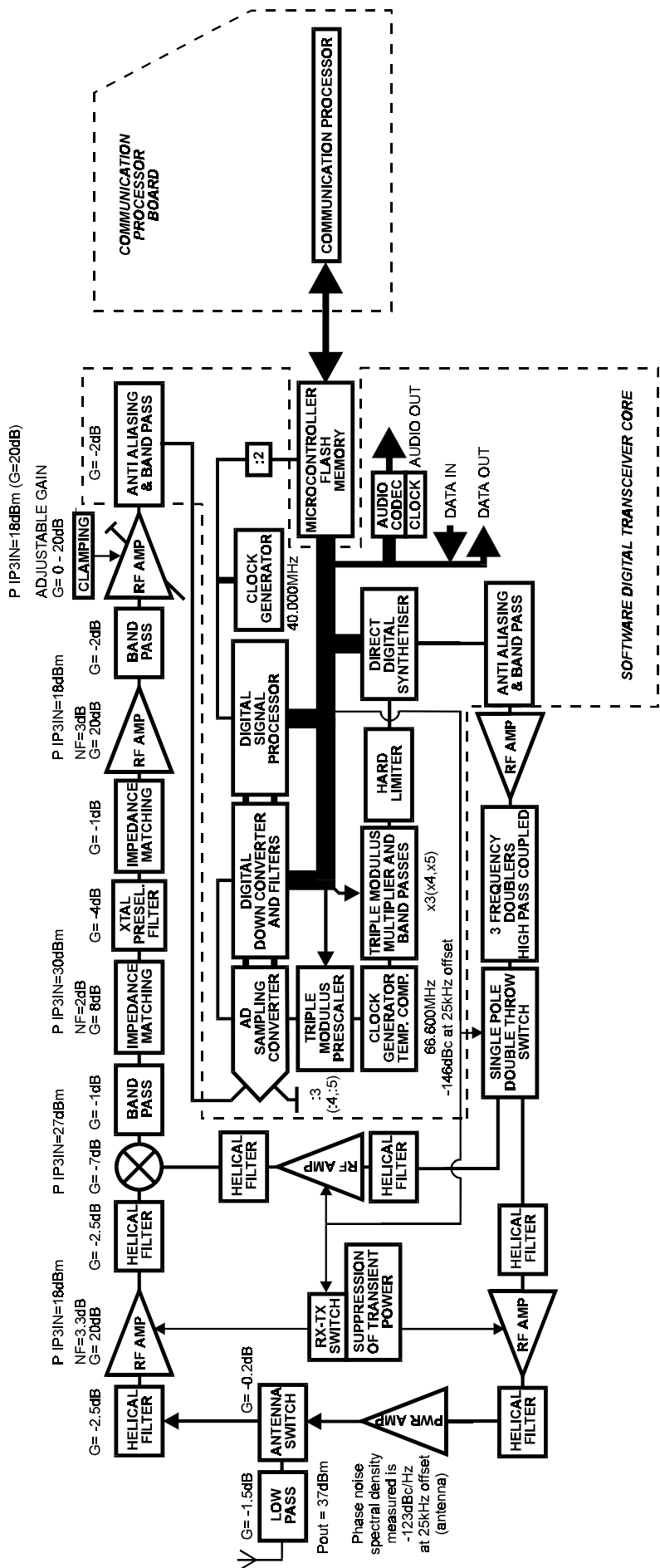
N_{NZ_spur} je číslo Nyquistovy zóny, ve které je harmonická složka rušícího signálu; N_{NZ_if} je číslo Nyquistovy zóny, ve které je užitečný signál v mezifrekvenční poloze

$\text{floor}(x)$ vrací celou hodnotu, vzniklou zaokrouhlením reálné hodnoty x na nejbližší celou hodnotu $\leq x$ (zaokrouhluje směrem k $-\infty$)

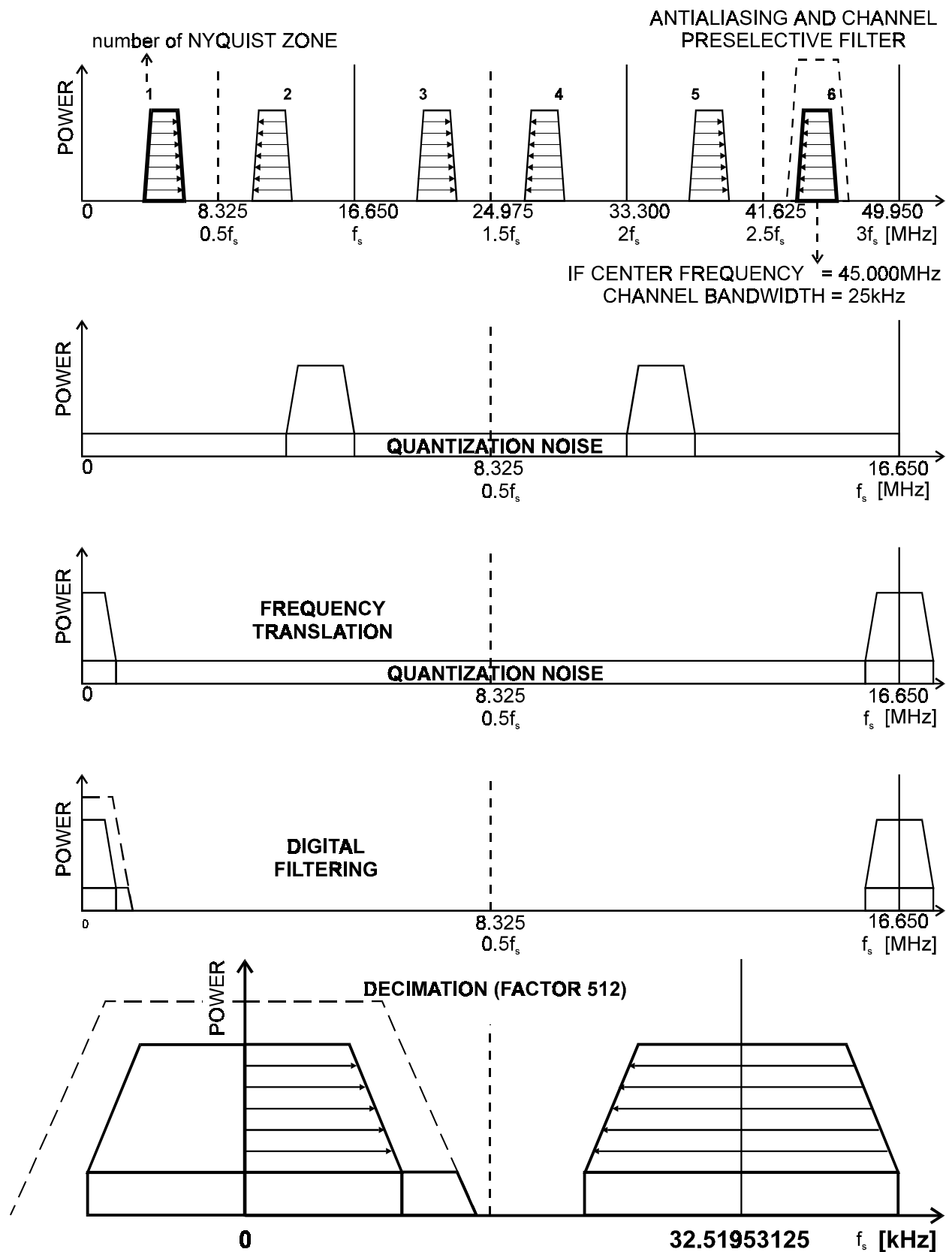
n je řád harmonické složky, v praxi $n \in \{1, 2, 3, 4, 5\}$

f_{if} je frekvence užitečného signálu v mezifrekvenční poloze; f_{spur} je frekvence nežádoucího signálu; f_{samp} je frekvence vzorkovací

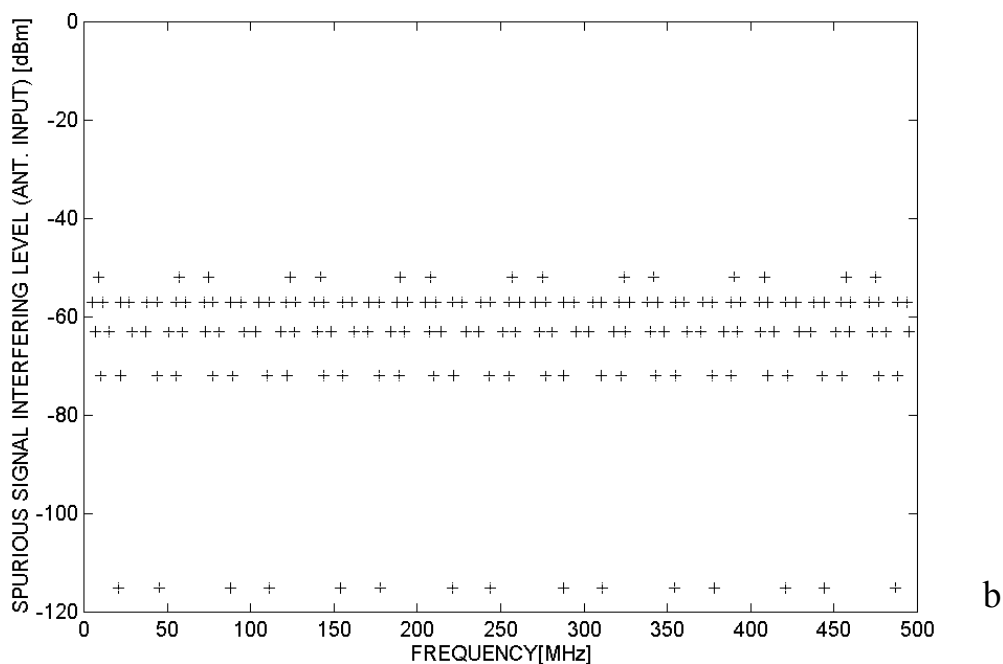
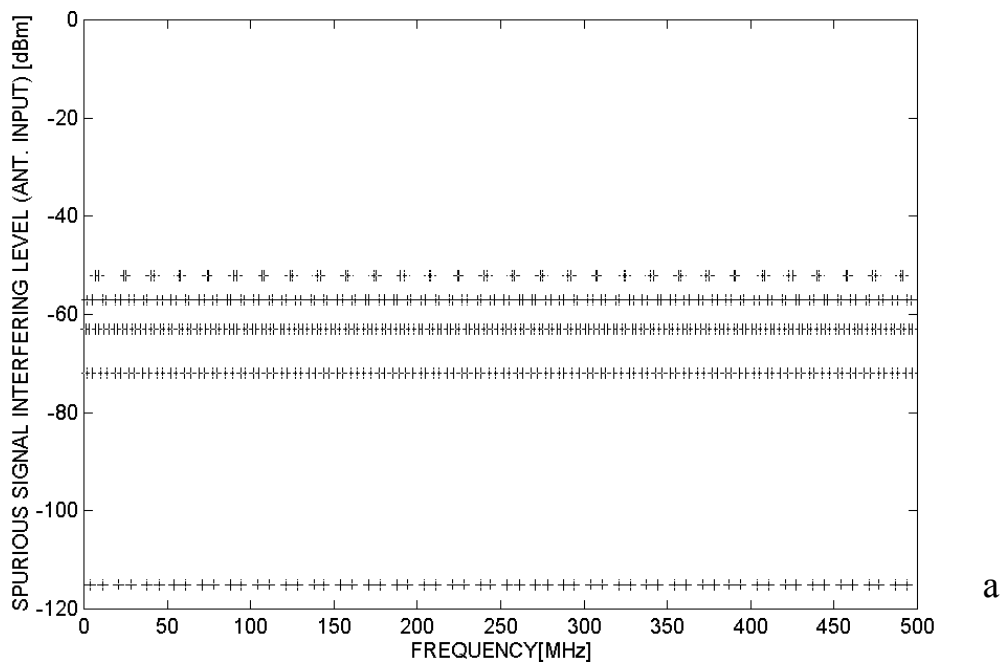
$f_{spur_nharm1NZ_evenNZ}$ ($f_{spur_nharm1NZ_oddNZ}$) jsou alias frekvence v rámci první NZ harmonické složky rušícího signálu, která je v originální poloze v sudé (liché) NZ



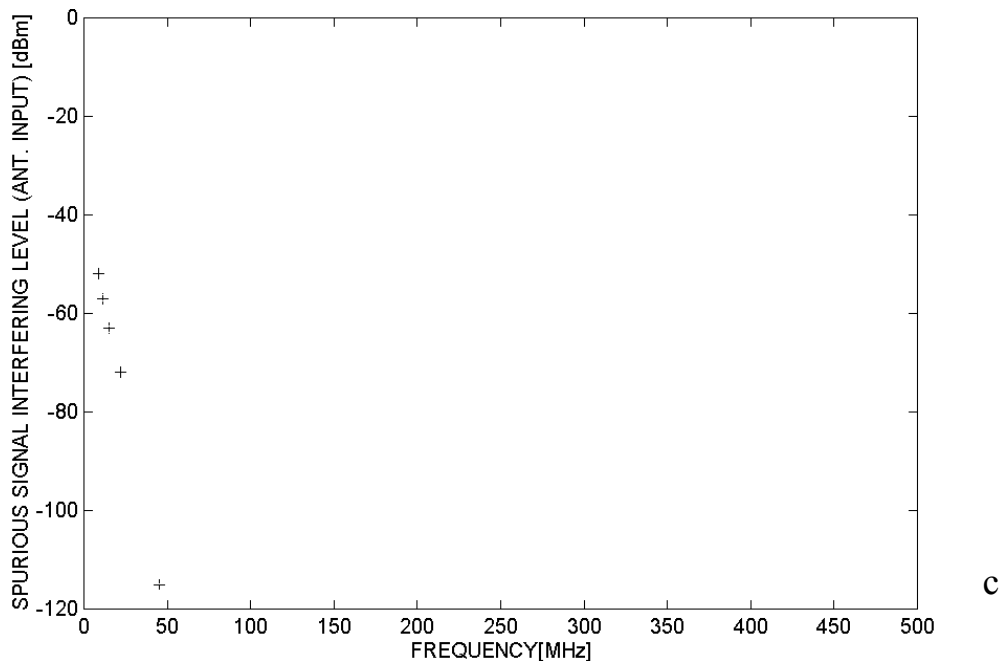
Obr. 3.1: Blokové schéma experimentálního softwarového digitálního transceiveru. Ve schématu není zakreslen generátor vzorkovací frekvence 17.00MHz.



Obr. 3.2: Kmitočtový plán přijímače. Ve znázorněném příkladě je použita frekvence vzorkovacího generátoru 16.650MHz. Hodnota decimačního faktoru byla použita v digitálním filtru, implementovaném v přijímacím signálovém procesoru při srovnávacích měřeních dynamických výkonosti.



Obr. 3.3: Vizualizace výsledků původního simulačního programu pro ověřování konfigurace frekvencí vzorkovacích generátorů. Obr. 3.3a je výsledkem simulace použití jedné hodnoty vzorkovací frekvence 16.65MHz; obr. 3.3b vizualizuje výsledky simulace použití dvou hodnot vzorkovacích frekvencí 13.32MHz a 16.65MHz (stejný výsledek platí pro tři hodnoty vzorkovacích frekvencí 13.32MHz, 16.65MHz a 22.20MHz).



Obr. 3.3 (pokračování): Na obr. 3.3c je pak znázorněn výsledek simulace použití dvou hodnot frekvencí vzorkovacích generátorů 16.65MHz a 17.00MHz.

Výsledky, ověřené měřením, potvrzují uvedené úvahy a předpoklady, které opodstatňují použití vzorkovacího generátoru s konfigurovatelnými hodnotami frekvence, přičemž volba jednotlivých frekvencí pochopitelně silně ovlivňuje odolnost navrhovaného řešení. Použití hodnot frekvencí, odvozených děličkou 3, 4, a 5 s nízkou hodnotou reziduálního fázového šumu odůvodňuje hlavně snadná realizovatelnost daného návrhu (obr. 3.3b).

3.3.2 Časovací jitter vzorkovacího generátoru

Poslední parametr, sledovaný v souvislosti s vlivem na dynamický rozsah experimentálního transceiveru – a tím i na jeden ze základních aspektů efektivity využívání rádiového kanálu – je časovací jitter a fázový šum pomocných jeho pomocných zdrojů signálu. Sloučení všech nekorelovaných šumových zdrojů A/D převodníku pak vede k výslednému obecnému vztahu 3.4 [3]. Vztah 3.4 byl zpětně ověřován měřením při návrhu experimentálního přijímače, hlavně při určování omezení dolní hranice jeho dynamického rozsahu. Výsledkem měření je zjištění, že hodnota použitelného poměru užitečného signálu k šumu SNR (dominantním je kvantizační šum) A/D převodníku, daná vztahem 3.4, je pouze fyzikálním omezením jeho dynamické výkonnosti, jejíž spodní hranice je ve skutečnosti limitována parazitními rušivými signály procesu digitalizace. Kvantifikace omezení dynamického rozsahu těmito signály je jeden ze základních aspektů práce [5], protože na jejím základě probíhal návrh experimentálního transceiveru.

$$SNR = -20 \cdot \log \left[\left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t_{j_rms} \right)^2 + \left(\frac{1 + \varepsilon}{2^N} \right)^2 + \left(\frac{V_{noise_rms}}{2^N} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.4)$$

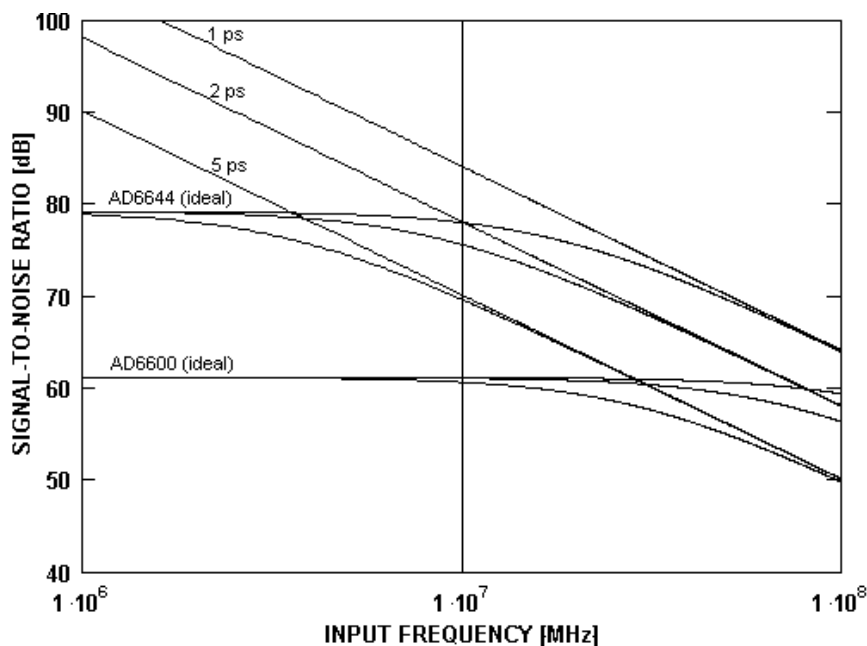
kde:

t_{j_rms} je efektivní hodnota časovacího jitteru; f je vstupní frekvence

ε je průměrná hodnota dynamické nelinearity A/D převodníku v LSB

V_{noise_rms} je efektivní hodnota termálního šumu obvodů A/D převodníku v LSB

N je počet bitů A/D převodníku

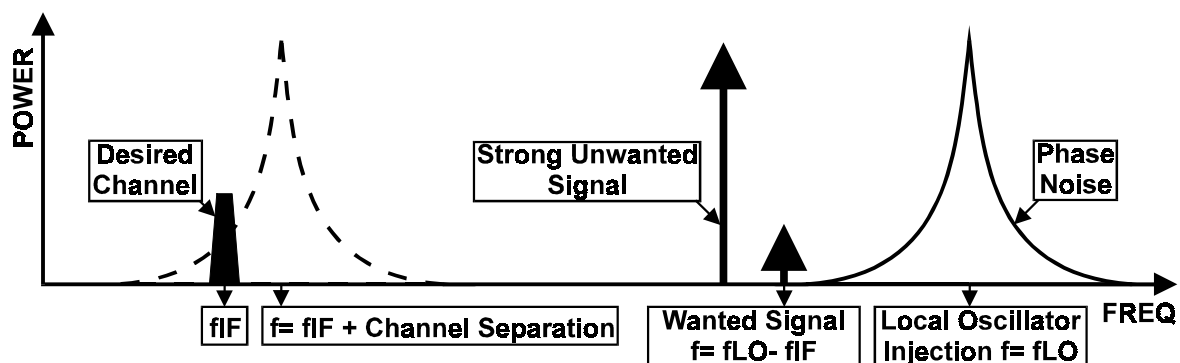


Obr. 3.4: Závislost mezi dosažitelnou výstupní hodnotou poměru signál-šum a frekvencí vstupního sinusového signálu. Závislost je vynesena pro převodník AD6600, který byl použit v experimentálním transceiveru, a pro převodník AD6644, který byl zkoušen jako perspektivní nově vyvinutý typ se 14-bitovou strukturou

3.3.3 Fázový šum DDS

Přímý digitální syntezátor (DDS) je připojen do frekvenčního násobiče osmi, který distribuuje signál pro injekci prvního směšovače analogového bloku a pro vstupní signál vysílače. Výstupní frekvence násobiče ve funkci lokálního oscilátoru prvního analogového směšovače je o 45 MHz vyšší, než frekvence signálu vysílače. Spektrálním analyzátozem a měřícím přípravkem změřený a vypočítaný výkon vysílače v sousedním kanále je, po příslušných převodech, -80 dBc. Po kontrolním změření měřičem výkonu v sousedním kanále byla naměřena hodnota -77 dBc [5].

Posledním parametrem, studovaným v rámci zkoumání vlivu fázového šumu generátoru DDS na dynamickou výkonnost experimentálního transceiveru, je degradace selektivity experimentálního přijímače v sousedním kanálu šumem z reciprokého směšování [5].



Obr. 3.5: Kmitočtový plán rušení přijímaného kanálu efektem reciprokého směšování

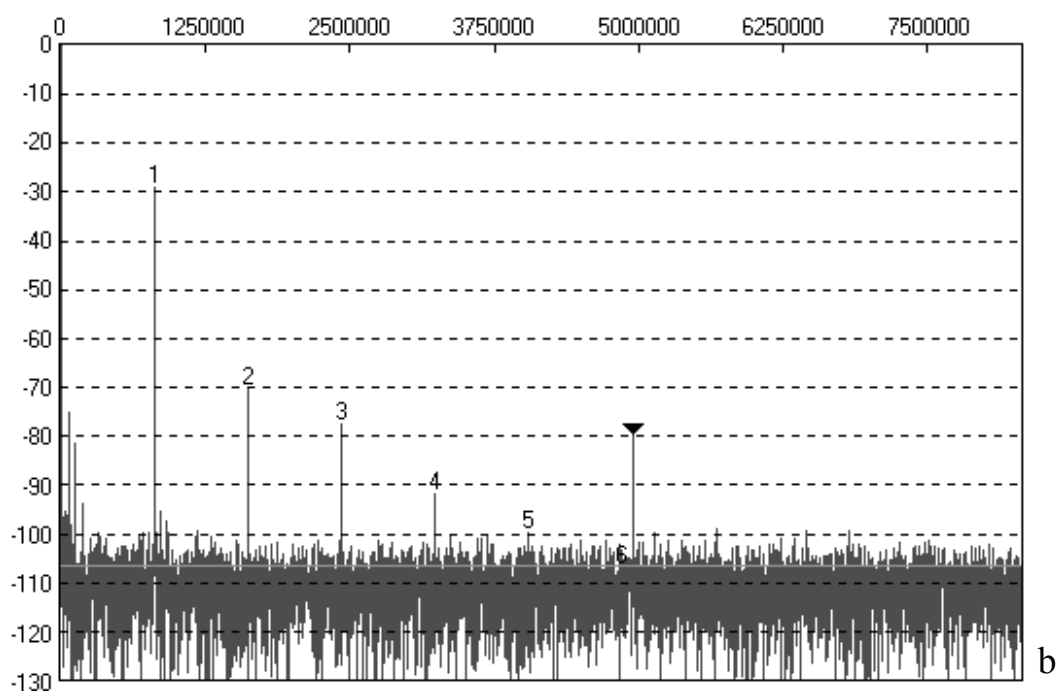
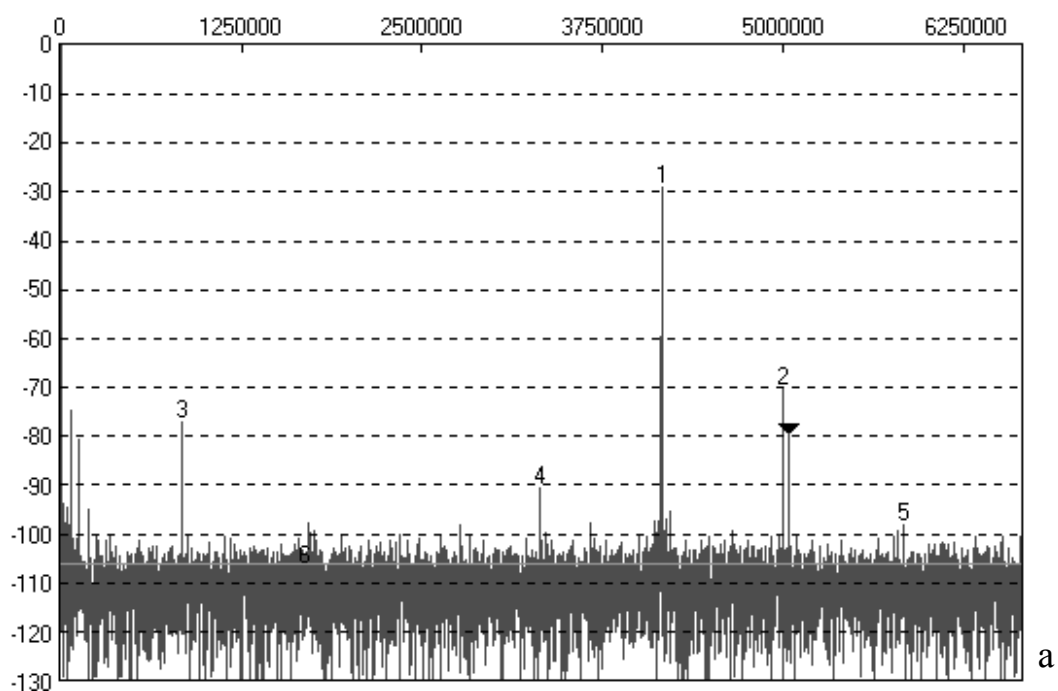
4 EXPERIMENTÁLNÍ VÝSLEDKY

Demonstrační příklad spektrálních analýz výstupních sekvencí vzorků přijímacího A/D převodníku AD6600 na obr. 4.1 byl zaznamenán pro konfigurovatelné vzorkovací frekvence 13.32MHz a 16.65MHz. Na vstup přijímače byly přiváděny přes slučovač dva signály: užitečný modulovaný signál s frekvencí odpovídající nominální frekvenci přijímače, s modulačním kmitočtem 1kHz, frekvenčním zdvihem 3kHz a výkonovou úrovní -110dBm . Do druhého vstupu slučovače byl přiveden nežádoucí signál s proměnnou frekvencí, modulačním kmitočtem 400Hz, modulačním zdvihem 3kHz a výkonovou úrovní -60dBm (modulace obou signálů byla vypnuta v době záznamu spektrálních analýz, aby byly jednotlivé hodnoty frekvencí přesně odečitatelné). Před sejmutím spektrální analýzy byl interferující signál vždy manuálně přeladěn tak, aby byla ve spektru patrná i pozice užitečného signálu, protože jinak by rušící harmonická složka nežádoucího signálu a užitečný signál byly vzájemně nerozlišitelné. Mezifrekvenční kanálový preselektivní a anti-aliasing filtr byl po dobu tohoto měření překlenut.

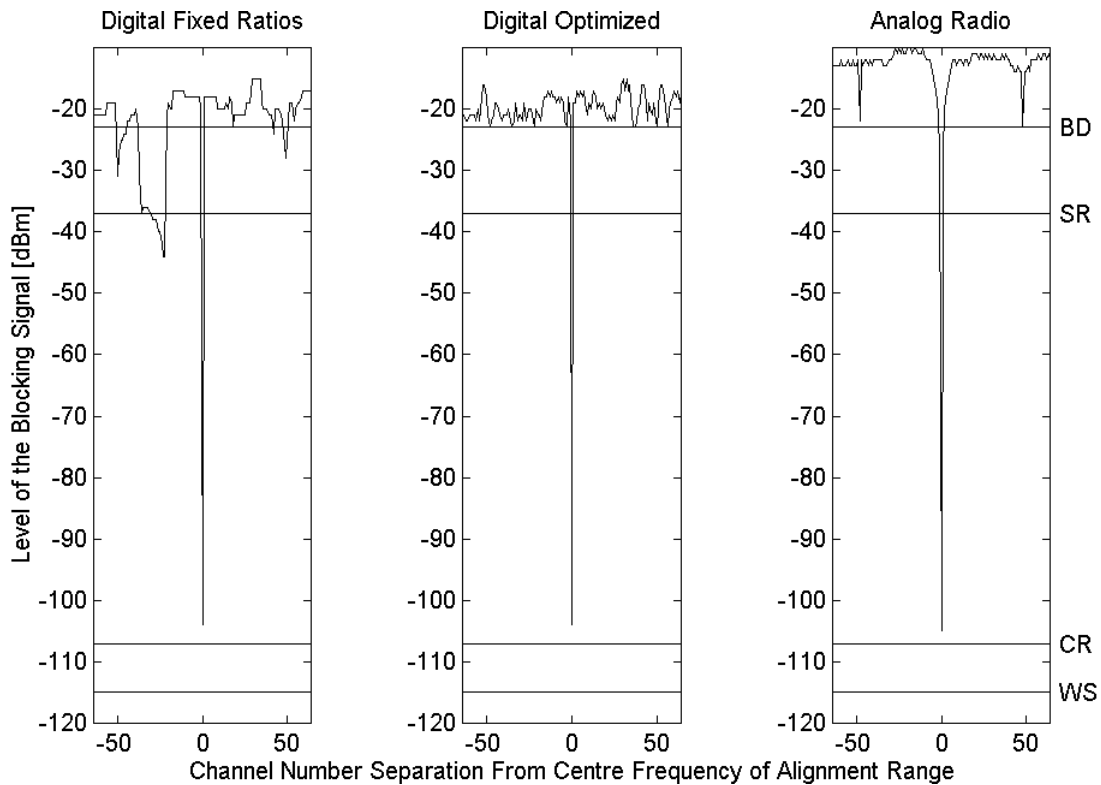
Na obr 4.2 pak jsou znázorněny průběhy charakteristiky blokování a znečitlivění přijímací sekce experimentálního transceiveru a analogového transceiveru MR25, a to i se zahrnutím nežádoucích odezev přijímače a vlastních příjmů (měřeno s mezifrekvenčním anti-aliasing filtrem s útlumem 70dB v nepropustné části charakteristiky), nežádoucí příjmy na frekvencích 0.500 až 1.250MHz pod nominální frekvencí softwarového digitálního přijímače jsou na obr. 4.2 vlevo.

Na obr 4.3 potom jsou znázorněna frekvenční spektra výstupního signálu přímého digitálního syntezátoru v průběhu procesu adaptace.

Základní zkušební měření bitové chybovosti datového přenosu pak je v [5].



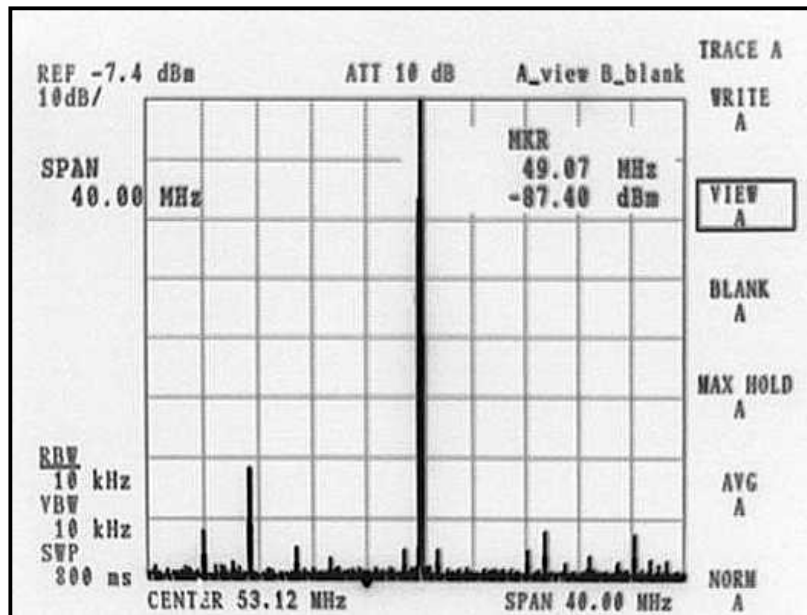
Obr. 4.1: Užitečný signál $f_{ws}=45.000\text{MHz}$, nežádoucí signál $f_{spur}=49.140\text{MHz}$: a) $f_s=13.320\text{MHz}$, interference 2. harm. b) $f_s=16.650\text{MHz}$. Interference užitečného signálu s 2. harm. rušícího signálu (a) byla odstraněna zásahem adaptivního mechanismu volbou frekvence vzorkování 16.65MHz (b).



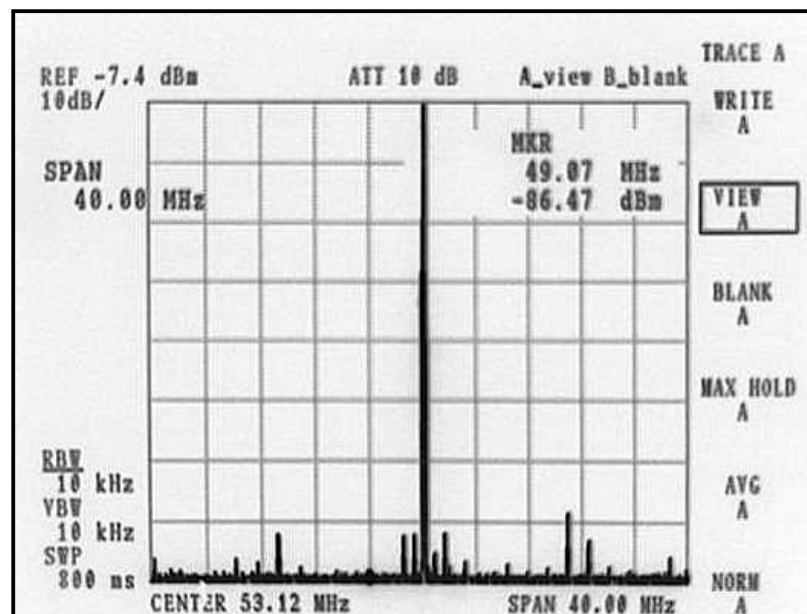
Obr. 4.2: Měření dynamického rozsahu softwarového digitálního přijímače - s fixním (16.650MHz) a adaptivním nastavením hodnot vzorkovací frekvence - a analogového přijímače radiomodemu MR25. Kvůli objektivitě porovnání (aby měření nebylo ovlivněno procesními parametry demodulačního algoritmu implementovaného v DSP) bylo měření realizováno metodou obvyklou pro fonické stanice. Pro měření byl použit užitečný signál s parametry: frekvence f_{ws} 425.000MHz, frekvenční zdvih f_{dev} 3kHz, modulační frekvence f_{mod} 1kHz, výkonová úroveň P_{ws} -107dBm; a rušící signál s parametry: frekvence f_{spur} 423.400 až 426.600MHz, frekvenční zdvih f_{dev} 3kHz a modulační frekvence f_{mod} 400Hz.

Výkonová úroveň rušícího generátoru byla automaticky nastavovaná tak, aby hodnota SINAD výstupního audio signálu klesla z 20dB na 14dB. Reálné multisignálové prostředí bylo simulováno připojením přizpůsobené všesměrové antény se ziskem $G = 3\text{dB}$, předzesilovačem LNA s $G = 20\text{dB}$ a šířkou pásma $B_{3\text{dB}} = 10\text{MHz}$ do slučovače, připojeného ke vstupu měřeného přijímače. Měřící procedura proběhla 5x a naměřené hodnoty byly průměrovány; pořadí měření jednotlivých zařízení bylo náhodné.

WS – limit výkonové úrovně užitečného signálu, CR – limit výkonové úrovně ochranného poměru, SR – limit výkonové úrovně pro nežádoucí příjmy, BD – limit výkonové úrovně pro blokování a znečitlivění přijímače



a



b

Obr. 4.3: Výstupní signál přímého digitálního syntezátoru, frekvence 53.125MHz, hodinová frekvence přímého digitálního syntezátoru 199.8MHz (a) a 266.4MHz (b); před vstupem do frekvenčního násobiče 8x (nominální výstupní frekvence experimentálního transceiveru je 425MHz). Na základě zhodnocení výstupního spektra byla adaptačním algoritmem vybrána hodinová frekvence 199.8MHz, tedy trojnásobek frekvence základního generátoru 66.6000MHz. Nežádoucí signál na frekvenci cca 50MHz s výkonovou úrovní -62dBc na obr. 4.3a je mimo propustné pásmo anti-aliasing filtru přímého digitálního syntezátoru a proto se ve výstupním spektru vysílače neobjeví.

5 ZÁVĚR

Výsledky simulací ve 3. kapitole a měření ve 4. kapitole prokázaly, že konstrukce experimentálního softwarového digitálního transceiveru splňuje moderní vysoké nároky na rádiová komunikační zařízení, specifikované v evropském standardu ETS300113. Soustředíme-li se na dynamické parametry jako na jeden z hlavních faktorů, umožňujících efektivní využívání rádiového kanálu a v úvodu práce vymezených, má předkládaná konstrukce výborné výchozí předpoklady pro aplikaci v moderním rádiovém modemu, kde požadavek na efektivní využívání rádiového kanálu dominuje.

Přestože změřené hodnoty jednotlivých studovaných dynamických parametrů jsou velmi optimistické, je třeba vzít v úvahu skutečnost, že dosažení těchto parametrů je vykoupeno nutností hybridního obvodového řešení softwarového digitálního transceiveru. Takové řešení je vzhledem ke všem požadovaným dynamickým parametrům v současnosti jediné prakticky možné. Vezmeme-li v úvahu odhadovaný trend vývoje technologie A/D a D/A převodníků, je možné, že se žádná razantní změna ve struktuře softwarového digitálního transceiveru neodehraje ani během příštích tří let. Klíčovými analogovými obvody, ovlivňujícími dynamické parametry softwarového digitálního transceiveru, tak zůstávají vstupní nízkošumový zesilovač s vysokou odolností, směšovač s nízkou hodnotou šumového čísla a s vysokou odolností a preselektivní kanálový mezifrekvenční anti-aliasing filtr v cestě přijímače a vysoce selektivní anti-aliasing filtr a násobič frekvence v cestě vysílače. Monolitický krystalový filtr, který byl použit na místě preselektivního kanálového mezifrekvenčního anti-aliasing filtru v cestě přijímače navíc může negativně ovlivnit i fázovou charakteristiku celého mezifrekvenčního řetězce. Základním cílem návrhu softwarového digitálního přijímače proto musí být minimalizovat nároky na parametry selektivity tohoto filtru.

Tento požadavek efektivně zajišťuje popsáný a v experimentálním softwarovém digitálním transceiveru implementovaný adaptační mechanismus. Výsledkem jeho působení je výrazné zmenšení nároků na velikost útlumu diskutovaného filtru v nepropustném pásmu. Popsaná metoda dále snižuje požadavky na elektromagnetické stínění jednotlivých bloků přijímače. Umožňuje odstranit nežádoucí interference, jsou-li způsobeny harmonickými produkty silných nežádoucích rušících signálů, nebo parazitními signály v injekci analogového směšovače přijímače, předřazeného bloku digitálního zpracování rádiového signálu. V oblasti úzkopásmových aplikací je využitelný i efekt metody, zvyšující odstup nežádoucích produktů digitalizačního procesu od užitečného signálu na výstupu A/D převodníku přijímače v rámci šířky pásma zpracovávaného kanálu. Na rozdíl od známého procesu dithering, který je využíván hlavně v širokopásmových aplikacích, nezpůsobuje tato metoda sekundární zhoršení poměru užitečného signálu od šumu. Metoda není účinná v případě interferencí, kdy se rušící signál nachází na nominální frekvenci přijímači nebo na nominální frekvenci sousedního kanálu a kdy interferujícím signálem je jeho základní složka. Využití technologie softwarového

rádía umožňuje pochopitelně implementaci adaptivních algoritmů i v jiných místech struktury datového přijímače – typicky v obvodech modemu. Adaptivní potlačování interferencí, realizované popsanou metodou, ovšem funguje v relativní blízkosti anténní svorky přijímače a ve své podstatě odstraňuje příčinu nežádoucí interference, a to bez aditivního zkreslení užitečného signálu.

Relativně jednoduchou a kompaktní metodou, použitou v experimentální konstrukci pro odvození jednotlivých hodnot vzorkovacích a hodinových frekvencí, je dosaženo dobrého kompromisu mezi nákladností řešení adaptivního mechanismu a jeho účinností. Optimální účinnosti lze docílit například v konstrukci ověřeným postupem, kdy jsou jednotlivé hodnoty vzorkovacích a hodinových frekvencí syntetizovány pomocí fázového závěsu a zvoleny na základě výsledků simulačních programů.

V této fázi projektu zůstávají nedořešeny otázky, týkající se převážně finálního návrhu násobiče frekvence přímého digitálního syntezátoru; i když byl funkční obvod úspěšně testován, nevýhodou zůstává především jeho náročné nastavování. Vzhledem k dynamice vývoje obvodů DDS lze očekávat podstatné zmenšení nároků na tento obvod. Nedořešenou je i otázka budoucí mechanické konstrukce zařízení.

Mezi základní a ověřené poznatky například patří:

- S algoritmem adaptivního potlačování interferencí, v práci popsaném, lze při návrhu softwarového digitálního přijímače vycházet z přímo v konstrukci změřeného a vypočítaného šumového čísla použitého A/D převodníku. Vypočítaný potřebný výkonový zisk vstupního analogového řetězce pak stačí v praxi zvětšit přibližně o 3dB,
- kvůli velkému šumovému číslu A/D převodníku je nutné použít v předřazeném analogovém řetězci velké výkonové zesílení, což je v každém případě nevýhodná situace z hlediska požadované vysoké odolnosti softwarového digitálního přijímače,
- při návrhu nového zařízení, používajícího technologii softwarového rádía, je vhodné odvozovat spodní hranici dynamického rozsahu na základě přímo v konstrukci změřeného parametru SFDR použitého přijímacího A/D převodníku,
- při stanovování velikosti SFDR přijímacího A/D převodníku je nutné vyzkoušet všechny potenciální kombinace vstupních (užitečných i nežádoucích) signálů a vzorkovacích frekvencí a nejmenší hodnotu SFDR brát jako výchozí,
- podstatným cílem ve vývoji softwarového digitálního transceiveru by měla být minimalizace nároků na velikost útlumu anti-aliasing filtrů, které principiálně omezují možnosti jinak flexibilní technologie softwarového rádía,
- spodní hranici dynamického rozsahu vysílače je vhodné, podobně jako u softwarového digitálního přijímače, odvozovat až na základě přímo

v uvažované konstrukci změřeného použitého obvodu DDS,

- fázové nelinearity v obvodech softwarového digitálního přijímače nejsou (na rozdíl od analogového transceiveru) při správném návrhu dominantním degradujícím faktorem chybovosti datového přenosu - vzhledem k tvaru impulzních charakteristik implementovaných decimálních FIR filtrů, formujících obvod soustředěné kanálové selektivity. Maximální pozornost je ale třeba věnovat obvodům impedančního přizpůsobení mezi výstupem prvního analogového směšovače a anti-aliasing filtrem.

Závěrem lze, podle mého názoru, říci, že hlavní cíle práce byly splněny, totiž že se podařilo navrhnout a realizovat zapojení experimentálního transceiveru technologií softwarového rádia, které může – na základě změřených parametrů a při vývoji získaných poznatků – sloužit jako základ pro konstrukci rádiového transceiveru mobilního paketového radiomodemu, efektivně využívajícího rádiový kanál.

6 LITERATURA

- [1] AD6600, Dual Channel, Gain Ranging ADC with RSSI, Data Sheet, Analog Devices, 1999
- [2] AD9852, Complete-DDS, CMOS 300MHz, Data Sheet, Analog Devices, 1999
- [3] BRANNON, B. Aperture Uncertainty and ADC System Performance, AN-501, Analog Devices, 1999
- [4] BRANNON, B. Designing a Superheterodyne Receiver Using an IF Sampling Diversity Chipset, AN-502, Analog Devices, 1999
- [5] DANĚK, K. Efektivní využití rádiového kanálu pro přenos dat, disertační práce, 2000
- [6] DANĚK, K. Efficient Use of Mobile Radio Channels, Radioengineering, 1998, vol. 7, No. 3, pp. 20-23, ISSN 1210-2512
- [7] DANĚK, K. Efficient Use of Mobile Radio Channels II, Radioengineering, 2000, vol. 9, No. 2, pp. 1-4, ISSN 1210-2512
- [8] ETS300113, Radio Equipment and Systems (RES); Land mobile service; Technical characteristics and test conditions for radio equipment intended for the transmission of data (and speech) and having an antenna connector, European Telecommunications Standards Institute, Second Edition, June 1996
- [9] LINDSKOG, E. Indirect Spatio-Temporal Equalization and Adaptive Interference Cancellation for Multipath Environments on Mobile Radio Applications, In Proceedings of IEEE/IEE Workshop on Signal Processing

Methods on Multipath Environments, Glasgow UK, April 20-21, 1995, pp 115-124

[10] SESKAR, I., MANDAYAM, B. N. Software-Defined Radio Architectres for Interference Cancellation in DS-CDMA Systems, IEEE Personal Communications, August 1999, pp. 26-34

[11] WIDROW, B., STEARNS, D. S. Adaptive Signal Processing, Prentice-Hall, 1985, ISBN 0-13-004029 01

ŽIVOTOPIS

Narodil jsem se 13. ledna 1961 v Novém Městě na Moravě. Po absolvování gymnázia ve Žďáru nad Sázavou jsem nastoupil na FEI VUT v Brně, kde jsem studoval obor Elektronika a sdělovací technika. Studium jsem zakončil státní závěrečnou zkouškou v roce 1984.

Po skončení vojenské služby jsem v roce 1986 nastoupil v okresní nemocnici v Novém Městě na Moravě, kde byla zřízena klinika gerontochirurgie. Zde jsem začal pracovat na problematice technického řízení medicínských procesů. Postgraduálně jsem studoval pod vedením doc. Chmelaře, CSc a konkrétně jsem se chtěl zabývat adaptivním dávkováním inzulínu diabetikům v pooperační péči na gerontochirurgické klinice.

V této době jsem se aktivně zapojil do vědecké činnosti, publikoval a osobně prezentoval příspěvky, týkající se aplikace výpočetní techniky v řízení medicínských procesů a později radiokomunikačních technologií. Toto pracoviště bylo ale zrušeno v roce 1990 a já jsem dostal nabídku od nově založené firmy Racom (nejprve výrobního družstva Radio), která se zabývala radiokomunikačními technologiemi. Rádiovým komunikacím jsem se již dlouho věnoval a proto jsem nabídku přijal.

V roce 1993 jsem se stal vedoucím oddělení hardwarového vývoje a později hlavním konstruktérem firmy. Kromě jiného jsem v rámci nejpodstatnějších projektů samostatně navrhnul a oživil zapojení rádiových komunikačních zařízení, počínaje kódovým přijímačem a vysílačem autonomního paging systému v roce 1992, rádiovým paketovým datovým poloduplexním transceiverem RD165 a RD335 pro zabezpečovací systémy s rychlým přepínáním a konče rádiovým transceiverem, řízeného a diagnostikovaného mikrokontrolerem, na pásma 300 až 360MHz a 400 až 494MHz, používajícího čtyřstavovou modulaci klíčování minimálním zdvihem, která tvoří “analogovou část” radiomodemu MR25 – prvního radiomodemu homologovanému v ČR v roce 1996 podle ETS300113 s rychlostí přepínání 2ms a s komunikační rychlostí 21680bit/s. Radiomodem MR25 je v současnosti homologován v několika evropských zemích a poznatky, týkající se efektivity využívání rádiového kanálu tímto zařízením lze získávat monitorováním několika rozsáhlých rádiových sítí, v nichž funguje kolem 3000 těchto zařízení. V současnosti se zabývám aplikacemi softwarového rádia v oblasti těchto komunikačních zařízení.